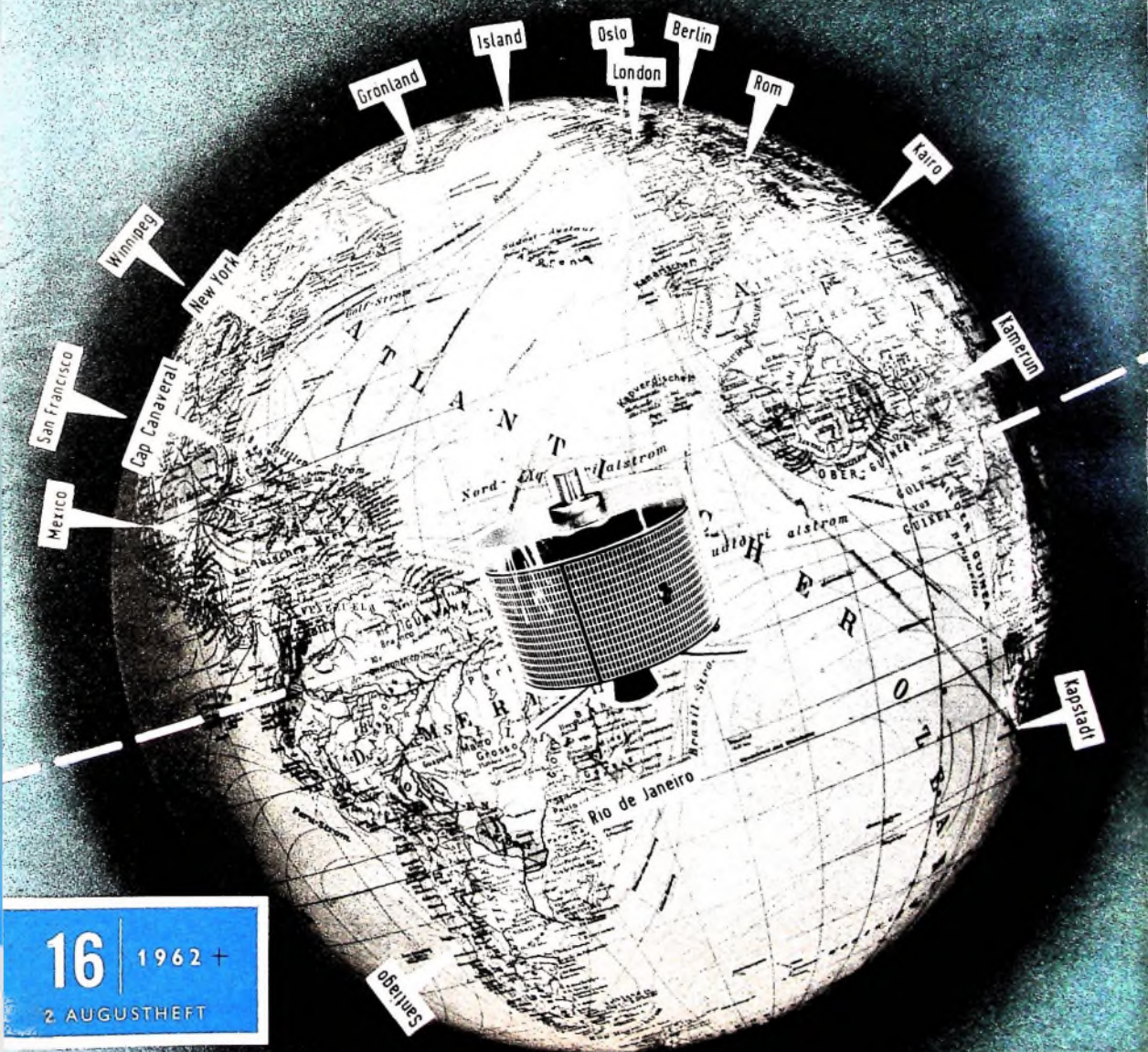


BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



16 | 1962+

2 AUGUSTHEFT

2. AUGUSTHEFT 1962

50 Jahre TeKaDe

Am 9. 7. 1962 konnte die Süd-deutsche Telefon-Apparate-, Kabel- und Drahtwerke AG (TeKaDe), Nürnberg, ihr 50-jähriges Bestehen feiern. Zwei alteingesessene Nürnberger Handwerksbetriebe, die Firmen Obermaier und Heller, waren die Kernzellen der Werke. Obermaier wurde 1895 und Heller 1904 von der Felten und Guilleaume Carls-werk AG übernommen. 1912 erfolgte die Gründung der selbstständigen neuen AG. Kabelherstellung, Apparatebau, Bau von Verstärker- und Fernämtern, Kinoverstärkerfertigung, Herstellung von Rundfunk- und Verstärker-röhren sowie von Rundfunk- und Fernsehgeräten, Halb-leiterfertigung ... das sind einige Ausschnitte aus den im Laufe der Zeit durchge-führten vielseitigen Ent-wicklungen und Fabrikation- en der TeKaDe. Unwirt-schaftliche Zweige wurden dabei wieder eingestellt, so die Rundfunk- und Fernseh-empfangerrfertigung im Jahre 1956. Die Herstellung von Elektronenröhren und elek-tronischen Meßgeräten im Jahre 1957 und die Halblei-terfertigung Anfang dieses Jahres Schwerpunkt blieb hauptsächlich das sogenannte Postgebiet mit den Geschäfts-zweigen Kabel und Nachrich-tengeräte. Die Apparatefer-tigung erstreckt sich heute auf Nachrichtengeräte für Nieder- und Hochfrequenz einschließlich trägerfrequen-ter Anlagen, Fernwirktech-nik, Sprechfunkgeräte, in-dustrielles Fernsehen usw. Die Werke umfassen ein Ge-lände von rund 200 000 m² gegenüber von 15 610 m² im Gründungsjahr 1912. 1961 be-trug der Umsatz 46,8 Millio-nen DM; die Zunahme inner-halb der letzten drei Jahre war größer als 50 %, 15 Millio-nen DM umfaßt das jetzige Aktienkapital.

Electronic-Fertigung von Grundig im neuen Werk
Seit einiger Zeit läuft die Fertigung im neuen Werk 10

von Grundig an der Bundes-straße 8 in Fürth auf vollen Touren. Das 180 m lange Ge-bäude nahm speziell die Electronic-Fertigung auf. Produktionsmethoden und Prüfverfahren sind auf die Erzeugung hochwertiger elektronischer Geräte und Anlagen abgestellt. Entwick-lungsabteilungen für Meß-geräte, industrielles Fern-sehen, Digitaltechnik, Mikro-wellentechnik usw. unter-streichen die Bedeutung, zu der sich dieser Zweig der Grundig-Werke entwickelt hat.

Leipziger Herbstmesse

Zur Leipziger Herbstmesse vom 2. bis 9. 9. 1962 werden nach den vorliegenden Mel-dungen rund 6500 Aussteller aus etwa 45 Ländern erwar-tet. Das Angebot erstreckt sich auf alle Erzeugnisse der Leichtindustrie sowie tech-nische Konsumgüter, dar-unter auch Radio- und Fern-sehgeräte.

Fernsehlehrgänge in Mannheim

Nach Beendigung der Fern-sehlehrgänge in Köln wird die Fernsehschulung des Fachhandels durch die Deutsche Philips GmbH in Mannheim fortgesetzt. In der Zeit vom 14. 8. bis 19. 10. 1962 sind acht vierstägige Lehr-gänge vorgesehen.

Elektronenrechner an Ingenieurschulen

Das Balthasar Neumann-Polytechnikum in Würzburg hat in Zusammenarbeit mit der Firma Eurocomp GmbH, Minden (Westf.), den neuen Elektronenrechner RPC 4000[®] der Firma Librascope (USA), der maximal bis zu 240 000 Rechenoperationen in der Minute durchführen kann, für 14 Tage in seinen Räu-men ausgestellt und den Stu-dierenden die Möglichkeit ge-boten, zum erstenmal eine elektronische Ziffernrechen-anlage in Betrieb zu sehen. Eurocomp-Mitarbeiter erklär-ten die Einsatzmöglichkeiten und die Programmierung des

Rechners und führten aus, daß in den USA der Unter-richt im elektronischen Rech-nen schon viel weiter ver-breitet sei als in Europa.

AFA heißt jetzt VARTA AG

In der Hauptversammlung am 27. 6. 1962 in Hagen/Westf. beschlossen die Aktionäre der Accumulatoren-Fabrik AG (AFA) den Namen dieses 74-jährigen Unternehmens in VARTA AG zu ändern. Damit wird das Markenzeichen VARTA, das bisher dem Ge-schäftszweig für Kraftfahr-zeug-Anlaß- und Beleuch-tungshalterien vorbehalten war, Firmenname für das Gesamtunternehmen.

Valvo liefert ELL 80

Einem häufig geäußerten Wunsch der Apparatein-dustrie folgend, hat die Valvo GmbH die Zweifach-End-pentode ELL 80 in ihr Liefer-programm aufgenommen. Die ELL 80 findet in Zwei-kanal- oder Gegentak-End-stufen (etwa 8 ... 9 W Leistung im Gegentakbetrieb) Ver-wendung.

Elektronik-Ausstellung 1962 in Amsterdam

Vom 1. bis 6. Oktober 1962 findet in Amsterdam, Apollo Hall, eine Ausstellung statt, auf der elektronische Geräte und Zubehör gezeigt wer-den. Sie wird als Elektronik-Ausstellung die in diesem Jahr nicht stattfindende Fir-ma ersetzen, deren Schwerk-gewicht sich während der letzten Jahre mehr und mehr von der Elektronik auf Rund-funk- und Fernsehgeräte verlagert hat. Weitere Aus-künfte erteilt W. van der Horst, P. O. Box 14, Haarlem, Holland.

Personliches

Ehrenpromotion Professor Dr. W. Nestel

Die Fakultät für Maschinen-wesen der TH Karlsruhe ver-leiht Prof. Dr.-Ing. Werner Nestel, Vorstandsmitglied der Telefonen GmbH die Würde eines Dr.-Ing. E. h. Die Auszeichnung erfolgte in Anerkennung der technisch-wissenschaftlichen und orga-nisatorischen Leistungen so-wie der Initiative Professor Nestels bei der Errichtung des deutschen UKW-Rund-funks und des deutschen Fernsehnetzes.

L. Kühn†

Am 12. Juli 1962 starb in Nürnberg nach längerer mit Geduld ertragener Krankheit Dr.-Ing. Ludwig Kühn im 78. Lebensjahr. Das An-denken an den bis zu seinem Lebensende Unermüdlchen lebt auch in der jedem Funk-techniker zum Begriff gewor-denen Huth-Kühn-Schaltung fort.

FT-Kurznachrichten	530
Die Problematik des Tests von Rundfunk- und Fernsehempfängern	531
Künstliche Erdsatelliten als Nachrichtenrelais	535
Ein Millivoltmeter für Gleichstrom mit Transistoren	539
Großsignalverstärkung bei Transistoren in NF-Stufen	541
Für den KW-Amateur Moderne Schaltungstechnik bei Kurzwellenempfängern. Der KW-Empfänger Drake „2-B“	544
FT-Bostel-Ecke Geiger-Müller-Indikator	547
Für Werkstatt und Labor Transistor-Dipmeter	548
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	551
Digitale Zahldekaden	553
Magnetlon Selbsttätige Aufnahme von Rundfunk-sendungen	556
Neuere Tonbandbücher	556
Von Sendern und Frequenzen	557
Aus unserem technischen Skizzenbuch	557
Aus Zeitschriften und Büchern Statische Elektrizität kann Transistoren zerstören	558
Unser Titelbild: Sichtbereich eines Synchro-nachrichtensatelliten bei 40° westlicher Länge (s. a. S. 535—538) Bildmontage: FT-Labor	

Aufnahmen: Verlosser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeldt, Kuch, Schmolz, Siraube) nach Angaben der Verlosser. Seiten 549, 559 und 560 ohne redaktionellen Teil.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK
GMBH Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141—167.
Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 81 632 (achverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Janicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Dielenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chemgraphiker; Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheck-konto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementpreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf. berechnet. Auslandspreis lt. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Les-zirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin.

Synchrozyklotron für Göttingen

In Anwesenheit vieler Ehrengäste wurde am 12. Juli 1962 dem II. Physik-alischen Institut der Universität Göttingen ein 71-Zoll-Synchrozyklotron von der Firma Philips übergeben. Dieses innerhalb einer Bauzeit von etwa 2½ Jahren erstellte Großanlage soll den Studenten und jungen Wissen-schaftlern Gelegenheit geben, sich auf dem Gebiet der Kernphysik mit der neuesten Forschungsaufgaben vertraut zu machen. Das Philips-Synchrozyklotron enthält als größtes Bauteil einen 200 t schweren Elek-tromagneten, dessen Magnetpole 1,8 m (71 Zoll) Durchmesser und einen Luftspalt von 35 mm haben. Unter dem Einfluß eines hochfrequenten Wechselstromes werden in die Mitte der zwischen den Magnetpolen be-findlichen Kammer eingeschossene geladene Teilchen (zum Beispiel Atomkerne des schweren Wasserstoffs) nach vielen Umläufen auf einer spiralförmigen Bahn auf eine Energie von 30 Millionen Elektronenvolt beschleunigt. Mit diesen schnellen





Die Problematik des Tests von Rundfunk- und Fernsehempfängern

Der amerikanische consumer report macht auch bei uns Schule. Wie so oft, so gilt aber auch hier der Satz, daß, wenn zwei das gleiche tun, es nicht dasselbe ist. Grundsätzlich ist jeder Warentest zu begrüßen, wenn er dem Endverbraucher zuverlässige Informationen gibt und ihm die Auswahl des für seine Ansprüche richtigen Geräts aus der Vielzahl der angebotenen erleichtert. Welche Schwierigkeiten dabei zu überwinden sind, hat man in den USA klar erkannt, und es hat jahrelanger intensiver Arbeit vieler Gremien von Experten bedurft, um für bestimmte Warengruppen die notwendigen Unterlagen für die Durchführung solcher Tests zu schaffen. Die Schwierigkeit liegt dabei nicht allein in der Durchführung technischer Versuche unter für alle Geräte konstanten Versuchsbedingungen, sondern fast ebenso sehr in der für den Endverbraucher richtigen Bewertung und Interpretation der aus den Versuchen und Messungen gewonnenen Zahlenwerte.

Im Juli dieses Jahres fanden Gespräche zwischen dem Vorstand der Arbeitsgemeinschaft der Verbraucherverbände (AGV) und dem Konsumgüterausschuß des Bundesverbandes der Deutschen Industrie (BDI) statt, mit dem Ziel, eine gemeinsame Plattform für solche Tests zu finden. Die Industrie erklärte sich bereit, ihre jahrelangen Erfahrungen in Labors und Prüffeldern sowie ihre Erlahrungen bei Versuchen beim Kunden zur Verfügung zu stellen und bei den von der AGV geplanten Warentests mitzumachen. Die Unsicherheit bei der Bewertung von Testergebnissen führte im Juli weiterhin zur Gründung eines Ausschusses „Gebrauchstauglichkeit“ im Deutschen Normenausschuß (DNA), in dem neben anderen auch das Rationalisierungs-Kuratorium der Deutschen Wirtschaft (RKW), Vertreter von Industrie, Handel, Handwerk, technisch-wissenschaftlichen Vereinigungen sowie von Verbrauchern und Behörden mitwirken. Man sieht daraus, daß man sich in maßgebenden Kreisen der Problematik solcher Warentests durchaus bewußt ist.

Seit einiger Zeit veröffentlicht nun die Zeitschrift „Deutsche Mark — Erste Zeitschrift mit Warentests“ auch Ergebnisse eigener Prüfungen von Gebrauchsgütern der verschiedenen Art und gibt durch Vergleich einer Anzahl von Geräten ihren Lesern an, welche Geräte empfehlenswert, weniger empfehlenswert oder nicht zu empfehlen sind. In der Ausgabe Nr. 12/1962 vom 4. Juni erschienen auf den Seiten 31 bis 39 ein Testbericht über Transistoren-Radios, der mit Recht bei allen Fachleuten einiges Kopfschütteln hervorrief, denn man lernte hier eine Methode der Beurteilung kennen, die manchmal das fachmännische Wissen und die praktische Erfahrung vermissen ließ. In der Tages- und Fachpresse ist verschiedentlich dazu schon Stellung genommen worden. Die Fachwelt kritisierte mit Recht die einseitige Überbewertung der Ausgangsleistung, wenn sie in diesem Bericht beispielsweise lesen mußte, daß 590 mW als ausreichend, 520 mW aber als kaum noch ausreichend bezeichnet wurden. Welche Unterschiede sich bei Empfängern mit 500, 600 und 700 mW Ausgangsleistung aber tatsächlich für den Hörer ergeben, weiß jeder Händler aus Erfahrung; ein Vergleich solcher Geräte läßt kaum für den Kunden ins Gewicht fallende Unterschiede erkennen.

Stellt man dem Endverbraucher nun in mehr oder weniger allgemein gehaltenen Formulierungen technische Eigenschaften elektronischer Geräte vor, ohne daß er in der Lage ist, diese richtig zueinander in Beziehung zu setzen, so ist ein solcher Test praktisch wertlos, weil er sein Ziel, die objektive Unterrichtung, verfehlt hat. Dabei wäre es bei einem Kofferempfänger noch verhältnismäßig einfach gewesen, einige der wichtigsten Eigenschaften zusammenzufassen. Den Käufer eines solchen Gerätes interessiert doch zunächst einmal die Beantwortung der Frage, welche Sender kann ich empfangen, wenn ich eine bestimmte Wiedergabelautstärke verlange. Dazu hätte es genügt, allen Empfängern eine konstante und exakt definierte Eingangsspannung für einen bestimmten Rauschabstand zuzuführen und dann für einen bestimmten Modulations-

grad die Wiedergabelautstärke in phon zu messen. Bei einer solchen Methode hätte man nämlich einen sehr wichtigen, insbesondere bei Kleinempfängern sehr stark ins Gewicht fallenden Faktor auch erfaßt: den Wirkungsgrad des Lautsprechers. Die Angabe der Ausgangsleistung allein ist witzlos, solange nicht auch der Wirkungsgrad des Lautsprechers damit in Relation gebracht wird. Ein Empfänger mit weniger leistungsfähiger Endstufe kann durchaus eine größere Wiedergabelautstärke ergeben, wenn der eingebaute Lautsprecher einen besseren Wirkungsgrad hat.

Warum bei Geräten mit Linearskala der Abstand der Sender voneinander gleich weit sein soll, bleibt vorerst noch ein technisches Geheimnis, denn die Eichung einer jeden Skala — gleichgültig, welche äußere Form sie auch haben mag — hängt nur vom Plattenschnitt des Drehkondensators ab (wie man seit über 30 Jahren weiß). Soweit uns bekannt, gibt es bis heute auf dem europäischen Markt nur einen einzigen Skalenantrieb, der mit Hilfe eines eingebauten variablen Getriebes zwischen Achse des Drehkondensators und Skalenachse eine Entzerrung der Frequenzverteilung ermöglicht.

Nach Veröffentlichung dieses Testberichts war man mit Recht auf den angekündigten Test von Fernsehempfängern gespannt. Wenn es schon bei den technisch relativ einfachen Transistor-Empfängern nicht gelungen war, ein objektives und für den Endverbraucher verwertbares Bild zu zeichnen, wie sollte dann der Vergleich ausfallen für ein Gerät mit einer so hochentwickelten Elektronik, wie sie der moderne Fernsehempfänger enthält. Hinzu kommt noch, daß die Beurteilung der Eigenschaften — und damit die Klassifizierung in mehr oder weniger empfehlenswerte Geräte — hier deshalb noch sehr viel schwieriger als bei Rundfunkempfängern ist, weil subjektive Bewertungsgrößen beim Fernsehempfänger eine noch sehr viel größere Rolle für den Gebrauchswert spielen. Am Rande sei hier erwähnt, daß vor etwa zwei Jahren einer unserer führenden Hochschulprofessoren auf dem Fernsehgebiet, dem ein großes Hochschulinstitut mit all seinen Möglichkeiten zur Verfügung steht, im Auftrag einer ausländischen Institution Regeln und Normen für die Bewertung von Fernsehempfängern hinsichtlich der technischen Eigenschaften und des Gebrauchswerts aufstellen sollte. Er hat in mühevoller Kleinarbeit die Methoden der Forschungsinstitute sowie die Prüfmethode in den Labors und Prüffeldern der Industrie studiert und dann diesen auch für ihn als Wissenschaftler interessanten Auftrag zurückgegeben, weil es nach seiner Überzeugung keine Methode gab, die es gestattet, heute oder in absehbarer Zeit alle die mannigfaltigen Eigenschaften eines Fernsehempfängers so auf einen gemeinsamen Nenner zu bringen, daß sich wirklich vergleichbare Resultate ergeben.

Technische Zahlenwerte exakt und reproduzierbar zu messen, ist meist kein unlösbares Problem, wengleich der dazu notwendige Aufwand an Meßmitteln oft sehr groß ist. Ebenso ist es theoretisch durchaus denkbar, einen Katalog von Eigenschaften zusammenzustellen und für die Bewertung beispielsweise ein Punktsystem einzuführen. Die so „gesammelten“ Punkte zu addieren und danach eine Note zu erteilen, ist aber sinnlos, denn es kommt ganz darauf an, wie man diese oder jene Eigenschaft im Rahmen der Gesamtbeurteilung bewertet, das heißt, welches Gewicht man ihr beilegt. Hierfür gibt es keine wissenschaftlich exakten Methoden, zumindest heute noch nicht. Ob man also beispielsweise die Störfestigkeit eines Empfängers hoch oder niedrig bewertet, ist eine Sache der persönlichen Auffassung oder — wenn dieser Ausdruck gestattet sei — des „Glaubens“. Hier spielen persönliche Auffassung von der Technik und von den praktischen Betriebsbedingungen des Gerätes eine so ausschlaggebende Rolle, daß der Entwickler eines Gerätes nur sagen kann, er „glaube“, daß die Störfestigkeit seines Gerätes eine der wich-

stigten Eigenschaften sei. Erst die Summe aller Eigenschaften, von denen jeder Entwickler glaubt, er habe das Optimum erreicht, machen den Fernsehempfänger aus. Aber schon dabei kann es zu einer Verlagerung der Gewichte kommen, je nachdem, in welchen Empfangsgebieten die Schwerpunkte des Verkaufs der einzelnen Firmen liegen.

Soll also ein solches Punktsystem Sinn haben, dann muß man wissen, welches Gewicht man den einzelnen Größen zu geben hat. Die mathematische Aufgabe ist bereits seit den achtziger Jahren des vorigen Jahrhunderts gelöst, als Gauß die Regeln für die Fehler- und Ausgleichsrechnung aufstellte. Sie sind jedem Ingenieur insbesondere aus der Meßtechnik bekannt. Das Gewicht der in einem Katalog zusammengefaßten Einzelgrößen festzulegen, dürfte aber ein Problem sein, das in absehbarer Zeit kaum zu lösen ist. Unlösbar braucht es nicht zu sein, aber es bedarf sicherlich noch einer langen und intensiven Zusammenarbeit von Wissenschaftlern, Ingenieuren, Technikern und Verbrauchern, die als Konsumenten in der Lage sind, die Einzelgrößen, die den Wert eines Fernsehempfängers ausmachen, einigermaßen richtig und allgemeingültig zu bewerten.

Wer diese Problematik kannte, sah dem Test der Fernsehempfänger mit skeptischen Gefühlen entgegen. Was dann in Nr. 15/1962 vom 16. Juli zu lesen war, enttäuschte selbst die niedrigsten Erwartungen. Schon beim ersten Durchblättern des Testberichts ließ ein Foto auf Seite 36 stutzen: Wie einfach ist es doch, ein Dutzend Fernsehempfänger unter konstanten und gleichen Bedingungen zu messen, und welche überflüssigen und in die Hunderttausende von D-Mark gehenden Aufwand treiben unsere Institute, Labors und Prüffelder, wenn sie ähnliche Aufgaben zu lösen haben! Warum legt man dort eigentlich so großen Wert auf abgeschirmte Kabel, konzentrische Stecker usw., um jede nur denkbare Einstreuung von außen auszuschalten und vergleichbare Werte zu erhalten? Welchen Aufwand treibt man dort für zentrale Meßsender mit elektronischem Testbild, Dia-Geber, für Maßnahmen zur Entkopplung der Geräte usw., wenn ein improvisierter Aufbau, wie er in diesem Bild zu sehen ist, auch genügt. Die meisten deutschen Firmen haben allein in den letzten zwei oder drei Jahren 200.000 bis 300.000 DM investiert. Ist dieses Geld zum Fenster hinausgeworfen worden? Jeder Techniker oder Ingenieur, der einmal im Prüffeld oder im Qualitätslabor gearbeitet hat, weiß, daß es so nicht geht. Wenn nun plötzlich doch, dann hat ein Genie mit einem Schlag eine neue Technik zur Prüfung elektronischer Geräte gefunden, die das Wissen und die oft jahrzehntelangen Erfahrungen Tausender von Wissenschaftlern, Ingenieuren und Technikern von heute auf morgen über den Haufen wirft.

Abgesehen von allen technischen Problemen, ist eine der fundamentalen Schwierigkeiten eines für den technischen Laien bestimmten vergleichenden Tests die Frage: Wie sage ich es meinem Leser? Hier gilt es nicht, zwischen Fachleuten ein Gespräch zu führen, in dem nur die gemessene Zahl und der beweiskräftige Versuch gelten, sondern hier muß man in einer Lieschen Müller und Gottlieb Schulze verständlichen Sprache oft höchst komplizierte technische Dinge ausdrücken. Nach mehr als sonst ist es hier notwendig, den Bericht streng sachlich und in logischer Folge aufzubauen, damit der Leser in der Lage ist, die Testergebnisse kritisch zu bewerten. Daran mangelt es leider in dem zur Diskussion stehenden Test sehr. Man kann sich des Eindrucks nicht erwehren, als ob dieser Bericht unter erheblichem Termindruck entstanden sei und deshalb in seinem Aufbau und in der sachlichen Gliederung die wünschenswerten Klarheit und Übersichtlichkeit vermissen läßt.

Möglicherweise hat man bei der Planung dieses Tests die Schwierigkeiten nicht erkannt oder hat sie unterschätzt. Man denke beispielsweise allein an die Schwierigkeiten bei der objektiven Beurteilung der Bildgüte. Auf diesem für das Fernsehen so überaus wichtigen Gebiet ist viel Arbeit geleistet worden, und man arbeitet heute an vielen Stellen an der Lösung dieses Problems. Hätte man sich vor Beginn des Tests beispielsweise doch nur der Vorträge erinnert, die schon 1956 auf der Tagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft gehalten worden sind. Dort berichteten Kraebel, Below, Arp, Baumeister und andere über ihre ausgedehnten Arbeiten zum Problem der Definition der Bildgüte im Fernsehen, der objektiven Bestimmung der Bildgüte und der Beurteilung der Bildgüte von Fernsehsystemen bei bewegten Objekten.

Für die Durchführung solcher vergleichenden Versuche sind gutes theoretisches Wissen und Können selbstverständliche Voraussetzungen. Aber das allein genügt noch nicht. Mindestens ebenso wichtig sind ausgedehnte praktische Erfahrungen, und zwar sowohl in Forschung oder Entwicklung, im Labor und in der Serienprüfung als auch in der Reparaturpraxis und beim Einsatz der Geräte. Alle diese Erfahrungen gleichzeitig zu besitzen, dürfte nur einem Genie vorbehalten sein. Alle anderen können solche Aufgaben nur in vorbildlicher Gemeinschaftsarbeit lösen.

Wenn man den in Nr. 15/1962 veröffentlichten Test kritisch, aber objektiv wertet, ergibt sich eine Vielzahl von Angriffspunkten. Auf alle Details einzugehen würde den Rahmen dieser Zeitschrift sprengen. Deshalb seien nur einige Beispiele genannt.

Aus dem Angebot der Industrie wurden zwölf Fernsehempfänger der Saison 1962/63 herausgegriffen. Es sind dies die Typen Blaupunkt „Roma“, Gaez „Markgraf F 503“, Grundig „Zauberspiegel FT 205“, Laeue Opla „Aviso 33020“, Neckermann „824/13“, Nordmende „Favorit“, Philips „Rembrandt automatic 23 TD 321 A“, Quelle „Universum GT 21“, Saba „Konstanz automatic T 127 V“, Schaub-Lorenz „Welt-echo 3059“, Telefunken „FE 212 T“, Wega „Vision 730“. Ein alter Grundsatz ist, nur Gleiches mit Gleichem zu vergleichen. Für den Test hat man durchweg, außer bei Philips, Geräte aus der unteren Preisklasse jeder Firma genommen. Aus nicht genannten Gründen wählte man hier den Typ „Rembrandt“ als Testgerät, obwohl der Typ „Tizian“ zum Preise von 1078 DM durchaus in der untersuchten Preisklasse gelegen hätte.

Allen diesen Geräten wird bescheinigt, daß ihre Empfindlichkeit praktisch gleich sei und innerhalb der Toleranzen der Serienfertigung lage. Das wundert den Fachmann nicht sonderlich, denn er weiß, daß die Empfindlichkeit eines Fernsehempfängers wesentlich von den Rausch-eigenschaften des Tuners abhängt und daß diese wiederum wesentlich von den Eigenschaften der benutzten Röhrentypen bestimmt werden. Bedenkt man weiterhin, daß mehrere Firmen Tuner desselben Herstellers oder mit gleicher Röhrenbestückung einbauen, dann hat diese Feststellung noch weniger Bemerkenswertes an sich.

Weiter heißt es dann, daß die aufgenommenen Wellen verstärkt werden müssen, um ein kontrastreiches Bild zu ergeben, und dann wörtlich: „Viel Schwarz — viel Weiß. Um das zu erreichen, müssen Verstärkerstufen eingebaut werden. Je mehr, desto besser.“

Ganz so einfach ist es nun doch nicht, denn die Verstärkung im Bild-ZF-Teil hängt nicht nur von der Anzahl der Verstärkerstufen ab, sondern auch von den Eigenschaften der benutzten Röhren und der Kopplung zwischen den einzelnen Stufen. Während noch bis zum Vorjahr Spitzengeräte vier ZF-Stufen mit der Pentode EF 80 hatten, sind viele Geräte der neuen Saison mit den leistungsfähigeren neuen Röhren EF 183 und EF 184 bestückt. Mit diesen Röhren und einer ausgefeilten Schaltungstechnik erreicht man mit drei Stufen praktisch die gleiche Verstärkung wie früher mit vier Stufen. Lediglich die Anzahl der ZF-Stufen zu zählen und dann zu sagen „Je mehr — desto besser“ ist selbst bei einer populären Darstellung falsch. Der Techniker leiht zudem keineswegs die Auffassung, daß es nur auf die Anzahl der ZF-Stufen ankomme, denn richtig müßte es heißen: Nicht mehr ZF-Stufen als notwendig, nämlich nur so viel ZF-Verstärkung als notwendig ist, um bei vorgegebenem Rauschabstand am Eingang die Bildröhre voll aussteuern zu können. Mit der Anzahl der ZF-Stufen steigen nämlich die Schwierigkeiten infolge größerer Streuung nur unnötig.

Zum selben Thema wird dann gesagt, Philips habe an ZF-Verstärkung gespart. Diese Behauptung ist falsch, denn das Gerät „Rembrandt“ hat ebenso wie alle anderen getesteten Empfänger drei Bild-ZF-Stufen.

Sachlich ungenau ist auch die Definition des Kontrastes als „viel Schwarz — viel Weiß“. Für die gute Bildwiedergabe kommt es keineswegs nur auf den Kontrastumfang (Verhältnis zwischen Schwarz und Weiß) an, denn dann würde ein Bild, das nur Schwarz und Weiß wiedergibt, auch gut sein, selbst wenn es nur ein Schattenriß wäre. Wichtig ist vielmehr, und das wird leider erst in anderem Zusammenhang gesagt, daß alle Abstufungen zwischen Schwarz und Weiß richtig wiedergegeben werden. Die Anzahl der wiedergegebenen Graustufen ist also ebenso wichtig wie der Kontrastumfang. Stellt man aber den Kontrast als eine der wichtigsten Größen heraus, dann sollte man sich bei der zusammenfassenden Beurteilung der einzelnen Geräte nicht so allgemeine Formulierungen wie „durchschnittlich kontrastreich“ oder „sehr kontrastreich“ bedienen. Damit kann kein Leser etwas anfangen, wenn er technische Unterschiede für seinen Kaufentscheidungsentscheidungen lassen will. Zweckmäßiger wäre es gewesen, Leuchtdichtemessungen zu machen und dann Aussagen über das Leuchtdichteverhältnis zu machen, wobei der jeweilige Bildröhrenstrom zu beachten gewesen wäre.

Eng verbunden mit der Frage des Kontrasts und des Kontrastumfangs ist die Frage der Schwarzwertsteuerung. Dieses Problem ist so alt wie das Fernsehen selbst und beinahe unendlich oft diskutiert worden. Grundsätzlich ist die Forderung richtig, daß ein einmal eingestellter Schwarzwert unabhängig vom Bildinhalt konstant bleiben soll. Mit entsprechendem Aufwand läßt sich diese Forderung erfüllen. Es fragt sich aber, wie weit ein solcher Aufwand sinnvoll ist. Hier das richtige Maß zu finden, muß jedem Gerätehersteller überlassen bleiben. Außerdem spielt der subjektive Eindruck eine wichtige Rolle, denn Versuche haben gezeigt, daß es durchaus auch Stimmen gibt, die der Meinung sind, daß beispielsweise in einem Bild, das mehrere schwarzbefleckte Herren zeigt, eine leichte Aufhellung der Schwarzen angenehm empfunden werde, wenn zu dieser Herrengesellschaft eine Dame im weißen Abendkleid tritt. Die deutschen Fernsehempfänger haben vielfach selbst in der unteren Preisklasse bereits eine Schwarzwertübertragung. Bei den Spitzengeräten treibt man hierfür teilweise einen erheblichen Aufwand. Wie geteilt aber die Meinungen über die Bedeutung der Schwarzwertübertragung sind, mag aus der Tatsache erhellen, daß man in Großbritannien in dieser Hinsicht ganz anderer Auffassung ist als in Deutschland.

Liest der technische Laie den Satz „Bilder, die nur eine durchschnittliche Schwarz-Weiß-Abstufung haben, können verbessert werden durch die sogenannten Kontrastfilter“, dann glaubt er zunächst, ein flaves Bild dadurch kontrastreicher machen zu können. Das ist aber keineswegs möglich, sondern ein solches Filter vermag nur die Gradationsverflachung, die als Folge des Raumlisches auftritt, zu verringern. Außerdem trägt die Einfärbung dieser Filter dazu bei, dem Fernsehbild eine gewisse Tönung zu geben, die der Kunde subjektiv als angenehm empfindet.

Ein wichtiges Kriterium ist die Schärfe des Fernsehbildes. Bei richtig fokussierter Bildröhre hängt sie empfängerseitig wesentlich von der Durchlaßbandbreite ab. Das Auflösungsvermögen kann am „Besen“ im Testbild oder am Gitterroster des elektronischen Testbildes beurteilt werden.

Die Schärfe hängt aber ebenso vom Sender ab. Man hat senderseitig die Werte für die Phasenverzerrung in den letzten Jahren dem fortschreitenden Stand der Technik angepaßt und ebenso auch die Anforderungen an das Restseitenbandfilter. Wenn aber behauptet wird, daß sich nach nicht alle Sender an diese neue Festlegung hielten, dann stimmt das in dieser Form nicht. Es mag hin und wieder infolge menschlichen Versagens vorkommen, daß das ausgestrahlte Fernsehsignal nicht in allen Werten der Norm entspricht, aber die Fehler sind nicht so, daß man deshalb empfängerseitig besondere Maßnahmen vorsehen müßte. Der den Sendern gemachte Vorwurf kann möglicherweise einige der ältesten Umsetzer treffen, die noch nicht umgebaut oder ausgetauscht worden sind oder an manchmal im Winter nicht ohne weiteres zugänglichen Stellen angebracht sind. Für die Fernsehsender selbst trifft der Vorwurf in diesem Umfang nicht zu.

Der in manchen Geräten vorhandene Klarzeichner dient primär nicht dazu, möglicherweise vom Sender ausgestrahlte falsche Signale zu korrigieren, sondern er hat mehr die Aufgabe eines „Geschmacksentzerrers“, wie er in anderer Form aus der Tontechnik zur Regelung der Höhen und Tiefen bekannt ist. Der Klarzeichner soll dem Kunden die Möglichkeit bieten, ein Bild einzustellen, das er selbst als besonders angenehm empfindet, denn es ist eine alte Tatsache, daß das objektiv beste oder scharfste Bild subjektiv nicht immer als das beste empfunden wird.

Der Klarzeichner ermöglicht es, den Frequenzgang im Bild-ZF-Verstärker zu beeinflussen. Er hebt die hohen Videofrequenzen gegenüber den tiefen an, so daß das Auge wegen der Verteilung des Spannungssprungs an einer Schwarz-Weiß-Kante eine schärfere Kontur und einen erhöhten Kontrast in den Bilddetails sieht. Technisch läßt sich diese Beeinflussung mit verschiedenem Aufwand und unterschiedlicher Wirkung erreichen. Während man noch vor einigen Jahren dem Klarzeichner große Bedeutung beimaß, ist er heute nicht mehr so wichtig, weil die Qualität der vom Sender ausgestrahlten Bilder infolge einer verbesserten Technik auch bei Übertragungsstrecken von einigen tausend Kilometern zwischen Sender und Studio erheblich besser geworden ist. Bei der Wiedergabe von Filmen kann aber heute noch der Klarzeichner eine Verbesserung des optischen Eindrucks ergeben, und deshalb wird er von einer Reihe von Firmen immer noch eingebaut, wenn auch meist in technisch einfacherer Form.

Bei der Diskussion der Bildschärfe sollte man nicht übersehen, daß gerade hier eine optische Täuschung eine große Rolle spielt: die Mochschen Streifen. Diese Streifen ziehen (bildlich gesprochen) gewissermaßen an der schwarzen Seite eines Schwarz-Weiß-Übergangs einen schwarzen Strich, so daß die subjektiv empfundene Schärfe größer als die objektiv gemessene ist. Diesem Umstand ist es beispielsweise zuzuschreiben, daß das Auge Druckschrift, die unter der Lupe durchaus verwaschene Schwarz-Weiß-Übergänge zeigt, trotzdem als gestochen scharf empfindet.

Zeilenfrei oder nicht? Das ist die Frage, die heute noch nicht klar zu entscheiden ist. Möglich, daß das zeilenfreie Bild über kurz oder lang verschwindet, möglich aber ebenso, daß es zum integrierenden Bestandteil aller Fernsehempfänger wird. Sein Wert ist nach wie vor umstritten. Der bessere Weg ist im allgemeinen, das Bild aus einem solchen Abstand zu betrachten, daß das Auge die Zeilenstruktur nicht mehr auflösen vermag.

Das älteste bei uns serienmäßig angewandte Verfahren ist das optische von Saba. Wenn in dem Testbericht für die Rillenscheibe ein Herstellerpreis von 15 DM genannt wird, so hatte man offenbar keine rechte Vorstellung davon, welche maschinellen Einrichtungen zur Herstellung der Sabavision-Scheibe notwendig sind. Wenn man diese Investitionen abzuschätzen vermag und auf der anderen Seite die Stückzahl der produzierten Scheiben damit in Relation bringt, dann ist klar, daß dieser Preis nicht stimmen kann. Eine Rückfrage bei Saba ergab dann auch, daß der Herstellerpreis tatsächlich bei 200 Prozent des obengenannten Preises liegt.

Bei den mit elektrastatischer oder elektromagnetischer Defokussierung des Elektronenstrahls arbeitenden Verfahren muß man unterscheiden

zwischen solchen, bei denen der Durchmesser des Leuchtflecks nur vergrößert wird, und solchen, die ihn in der Senkrechten deformieren, also angenähert zu einer Ellipse verformen. Das erste Verfahren ist technisch einfach und billig, erfüllt aber nicht immer alle Anforderungen, weil in der Horizontalen ein Schärfeverlust auftritt. Das andere erfordert dagegen einen größeren Aufwand, um Drehungen der senkrechten Achse des Leuchtflecks in Abhängigkeit vom geometrischen Ort auf dem Bildschirm möglichst klein zu halten. Ob man die Ablenkung des Strahls in der Senkrechten nun so weit treiben soll, daß der Zwischenraum zwischen den Zeilen genau ausgefüllt wird, oder ob man einen kleinen Abstand zulassen soll, ist dem subjektiven Empfinden oder dem technischen Glauben überlassen. Es kann durchaus sinnvoll und zweckmäßig sein, die Ausfüllung der Zeilenzwischenräume nur so weit zu treiben, daß im kleinsten praktisch vorkommenden Betrachtungsabstand keine Zeilenstruktur mehr sichtbar ist. Bei Betrachtung der Zeilenstruktur unmittelbar vor dem Bildschirm dürfen dann Zeilen durchaus noch sichtbar sein.

Im DM-Testbericht wird in der Mittelspalte auf Seite 38 der Einfluß von Netzspannungsschwankungen diskutiert. Man hätte einmal Fernsehteilnehmer, die in der Nähe von Industriebetrieben wohnen, fragen sollen, wie sich die Netzspannung ändert. Dann hätte man wohl kaum die Antwort bekommen, daß die Spannung sich langsam ändere, wenn das Werk seine Maschinen an- oder abschaltet. Im Gegenteil, es treten sehr erhebliche und schnelle Spannungsänderungen auf.

Es ist für keinen Ingenieur ein Problem, einen Fernsehempfänger gegen Netzspannungsschwankungen zu stabilisieren. Die entscheidende Frage ist aber: Lohnt sich dieser Aufwand, wenn nur ein kleiner Prozentsatz aller Käufer davon einen echten Nutzen hat? Die Beantwortung dieser Frage ist auch wieder nur eine Entscheidung darüber, was der Entwickler glaubt, für die Hauptabsatzgebiete seiner Empfänger tun zu müssen. In der Praxis bewegen sich in der weit überwiegenden Mehrzahl aller Fälle die Netzspannungsschwankungen innerhalb solcher Grenzen, die nur eine millimeterweise Veränderung des bei Soll-Netzspannung eingestellten Bildformats zur Folge haben.

Was die im Testbild erkennbare Geometrieverzerrung betrifft, so sollte man nie vergessen, daß dieses Testmuster bewußt so gestaltet wurde, daß man möglichst auch kleine Geometriefehler erkennen kann. Die Praxis zeigt jedoch, daß selbst stärkere Geometrieabweichungen von der Mehrzahl der Fernsehteilnehmer beim Bild der Sendung nicht mehr wahrgenommen werden. Selbstverständlich soll hier keiner fehlerhaften Bildgeometrie das Wort geredet werden. Jede Messung sollte aber nicht Selbstzweck, sondern Mittel zum Zweck sein. Zeigt ein angeliefertes neues Gerät Geometriefehler, so kann das seine Ursache durchaus darin haben, daß sich auf dem Transport einer der Regler etwas verstellt hat oder von unberufener Seite verdreht worden ist. Deshalb ist eine der wichtigsten Voraussetzungen für jeden Geometrie-Test die vorherige optimale Einstellung unter Ausnutzung aller Möglichkeiten, die die servicemäßig zugänglichen Regler bieten. Diese Arbeit sollte man einem guten Service- oder Prüffeldtechniker übertragen, denn dieser weiß genau, wo man und wie man drehen muß. Ein Professor wird diese Aufgabe kaum so gut erfüllen wie „der kleine Mann“!

Bei der Beurteilung der Bildgeometrie ist auch zu berücksichtigen, daß in den äußeren Randzonen der Bildröhre infolge der wechselnden Glasdicke und der dadurch bedingten unterschiedlichen optischen Lichtwege Verzerrungen auftreten können. Ein Gerät, dessen Bildmaske den Bildschirm etwas mehr abdeckt, kann deshalb bei flüchtiger Betrachtung scheinbar besser als ein anderes mit größerer Bildmaske sein.

Soweit kein ausgesprochener Fehler vorliegt, der sowieso eine Reparatur erforderlich machen würde, läßt sich nach allgemeiner Erfahrung mit dem dem Service zugänglichen Reglern immer eine Bildgeometrie einstellen, die mit dem Auge keine Fehler mehr erkennen läßt — auch nicht im Testbild. Das ist das Entscheidende, wengleich zugegeben werden muß, daß es nicht jedermanns Sache ist, solche Geometriefehler auf Anhieb zu korrigieren. Aber: Übung macht auch hier den Meister.

Unter der Zwischenüberschrift „Bilder laufen fort“ wird auf Seite 38 im DM-Testbericht Klage darüber geführt, daß bei Umschaltungen — insbesondere bei Eurovisionsendungen — das Bild plötzlich fortläuft und von Hand nachgeregelt werden muß. Nun, das erste muß leider so sein, weil beim Wechsel des Taktgebers ein Phasensprung auftritt. Sein Wert hängt von Zufälligkeiten ab. Die Phasendifferenz kann einmal nahezu Null sein, das andere Mal fast 180°. Bei diesem senderseitig auftretenden Phasensprung muß das Bild im Empfänger zwangsläufig durchlaufen, bis die Phasengleichheit wiederhergestellt ist. Allerdings soll es dabei nicht wegkippen, sondern sich wieder fangen. Kippt das Bild nach einem Phasensprung, dann wäre es für einen Testbericht zweckmäßig, sich davon zu überzeugen und auch etwas darüber zu sagen, ob die Regler

für die Synchronisierung auch in der Mitte des Fangbereichs gestanden haben. Sonst ist eine solche Aussage wertlos.

Das Wegkippen des Bildes kann man durch einen entsprechend großen Fangbereich oder eine Automatik weitgehend vermeiden. Aus zahlreichen Veröffentlichungen ist bekannt, welche Verbesserungen man gerade auf diesem Gebiet in den letzten zwei bis drei Jahren erreicht hat. Wenn man aber schon kritisch zum Durchlaufen des Bildes Stellung nimmt, dann müßte man zumindest Bild und Zeile klar auseinanderhalten können! Was soll man von dem Wert einer solchen Aussage halten, wenn man beispielsweise auf Seite 40 liest: „Trotz der eingebauten Zeilenautomatik läuft das Bild bei Sendern mit schwankender Bildzahl pro Sekunde fort“, oder auf Seite 51: „Die Zeilenlangautomatik versagt erst bei Sendern mit größeren Schwankungen in der Bildzahl“???

Störungen von außen sind bei Rundfunk und Fernsehen gleichermaßen unangenehm. Hier sind Störungen von Moped, Staubsaugern oder Rasierapparaten gemeint, also Funkenstörungen. Wer einmal an dem Problem der Entstörung, der Messung von Störspannungen und der reproduzierbaren Nachbildung von Störungen gearbeitet hat, der weiß, wie ungenau schwierig dieses Problem ist, das sich kaum aus dem Handgelenk lösen läßt und auch heute noch ganzen Gremien von Wissenschaftlern und Ingenieuren Sorgen bereitet. Wenn man Fernsehempfänger hinsichtlich ihrer Störfestigkeit vergleichen will, genügt es nicht, irgendwie einen Störseher (Moped usw.) undefiniert anzukuppeln, sondern es kommt entscheidend auf Stärke, Häufigkeit und Folgefrequenz der Störimpulse an. Bei Prüfungen dieser Art ist deshalb die Forderung nach gleichen und reproduzierbaren Meßbedingungen besonders wichtig, zugleich aber nur zu erfüllen. Es ist mit großer Wahrscheinlichkeit anzunehmen, daß diese Voraussetzungen bei den Tests nicht erfüllt waren, um so mehr, als es heute noch keine seriell hergestellten Geräte für die reproduzierbare Erzeugung von Störimpulsen gibt. Weiterhin müssen die Versuchsbedingungen außerordentlich sorgfältig festgelegt werden, denn ein nahezu auf den Synchronimpuls fallender kräftiger Störimpuls kann praktisch jedes Gerät zum Kippen bringen.

Als Mittel zur Verminderung solcher Störungen wird eine kräftig bündelnde Antenne empfohlen. Das ist grundsätzlich richtig. Wenn man aber, was nicht eigentlich der Sinn eines Testberichts zu sein braucht, dem Endverbraucher schon einen Rat gibt, dann sollte man auch sagen, ob es sich um eine horizontal oder vertikal bündelnde Antenne handeln muß. Mindestens ebenso wichtig wäre es auch, den Leser dann darauf hinzuweisen, daß er in solchen Fällen versuchen soll, seine Antenne so hoch wie möglich aufzubauen, weil erfahrungsgemäß solche Störungen besonders oft bei Behältern oder Innenantennen auftreten. Außerdem hätte man auf die Zweckmäßigkeit einer abgeschirmten Antennenableitung aufmerksam machen sollen, weil das üblicherweise benutzte Flachbandkabel in störerseuchten Gegenden erhebliche Störspannungen aufnimmt. Auch die Aufstellung des Fernsehempfängers im Raum kann ungünstig sein. Man denke nur an den Fall, daß Fernsehempfänger und Kühlschränke „Rücken an Rücken“ stehen, selbst wenn dazwischen die Zimmerwand ist.

Ein weiterer Diskussionspunkt ist der 15625-Hz-Ton (Zeilenfrequenz). Hier erfährt man auf Seite 38, daß sich dieser Ton durch Schaltungsmaßnahmen eindämmen läßt. Die Fachwelt wäre sehr daran interessiert zu erfahren, wie man so etwas machen kann. Tatsache ist doch, daß dieser Ton nur dadurch entsteht, daß ein mechanisches Gebilde zu Schwingungen angeregt wird. Mit der Art der Schallung hat das auch nicht das geringste zu tun. Erfahrungsgemäß ist dieser störende Ton vielfach auf einen ganz simplen Fehler zurückzuführen, nämlich auf eine oder zwei nicht genügend fest angezogene Schrauben, die den Eisenkern des Zeilentransformators zusammenhalten. Jeder Servicetechniker weiß, daß oft ein kurzes Nachziehen dieser Schrauben genügt, um den Fehler zu beheben. — Ein anderer Grund für das Entstehen des Pfeiftones kann die PL 36 sein, von der hin und wieder einige Exemplare zu inneren mechanischen Schwingungen angeregt werden können. Der Industrie ist dieser Fehler bekannt, und man hat ihn zwischen Geräten- und Röhrenherstellern eingehend diskutiert. Zwar ist es durch einen anderen Innenaufbau der Röhre möglich, diesen Fehler zu beseitigen, aber dadurch würde die PL 36 teurer werden. Wegen der geringen Häufigkeit dieses Fehlers ist es aber im ganzen gesehen nicht zu vertreten, diese zwar verbesserte, aber auch teurere Röhre einzusetzen. Ist tatsächlich einmal eine mechanisch schwingende PL 36 die Ursache des Störtons, dann ist es einfacher und besser, sie auszuwechseln (möglichst noch innerhalb der Garantiefrist).

Diese Zusammenstellung kann und soll keinen Anspruch darauf erheben, auch nur einigermaßen vollständig zu sein. Die herausgegriffenen Beispiele sollen lediglich zeigen, wie problematisch es ist, wenn man so komplizierte elektronische Geräte wie Fernsehempfänger unter wirklich

exakt vergleichbaren und reproduzierbaren Bedingungen testen will, um dann dem Endverbraucher ein Werturteil wie „empfehlenswert“ oder „nicht empfehlenswert“ zu geben. Die großen Schwierigkeiten eines solchen Vergleichs hat man im DM-Test offenbar nicht klar genug erkannt, oder man hat sie unterschätzt. Außerdem hat es manchem Mitarbeiter an diesem Test wohl auch noch ebenso an der notwendigen praktischen Erfahrung in der Qualitätsbeurteilung von Fernsehempfängern gefehlt wie an Erfahrung, die Ergebnisse technischer Messungen exakt in einer für den Laien klar und eindeutig verständlichen Sprache auszudrücken. Will man dem Endverbraucher einen echten Dienst erweisen, dann muß man ihm auswertbare Informationen und Testergebnisse liefern. Fraglos ist das ein schwieriges Unterfangen. Wenn man das aber aus guten Gründen nicht kann, dann erhebt sich doch sofort die Frage, welchen Sinn ein solcher Wertentest dann noch haben soll.

Und nach eins: Die Ergebnisse des Wertentests wurden an je einem Stück gewonnen. Ein solcher Test ist aber eigentlich für die Praxis kaum zu gebrauchen, denn es ist klar, daß erst Vergleiche an mehreren Exemplaren desselben Typs ein einigermaßen zutreffendes Bild von der Qualität des Geräts geben können.

Hinzu kommt, daß der Aufwand an Meßmitteln und Meßeinrichtungen für einen solchen Test sehr groß ist. Hier würde — nach dem Foto zu urteilen — technisch nicht exakt gemessen, denn der hier gezeigte Meßaufbau muß zu technisch falschen Ergebnissen führen. Wozu rechts im Bild ein „Polyskop“ steht, bleibt schleierhaft, denn es sind im Testbericht keinerlei Aussagen enthalten, die auf eine sinnvolle Anwendung dieses bekannten und überaus nützlichen Meßinstrumentes schließen lassen.

Die Preise der getesteten Geräte lagen, wenn man von den Geräten des Versandhandels absieht, über die uns leider keine technischen Unterlagen zur Verfügung standen, zwischen 1018 DM und 1199 DM, rund gerechnet also bei 1000 DM + 20%. Diese 20 Prozent Preisunterschied sind für einen technischen Vergleich fast schon eine zu große Spanne, denn für knapp 200 DM Brutto-Preisunterschied kann man bei gleichem Aufwand für das Gehäuse doch schon einiges an Technik einbauen. So sind bei der Beurteilung auch manche Dinge, die den technischen Komfort betreffen, unter den Tisch gefallen, beispielsweise die Tatsache, daß einige dieser Geräte einen UHF-Schwingradantrieb haben und ein anderes zusätzlich noch vier VHF-Stationstasten. Auch solche „Kleinigkeiten“ sind zu berücksichtigen, wenn man empfehlen oder abraten will. Eine Grundschwierigkeit bleibt aber noch wie vor: die richtige Bewertung der verschiedenen Eigenschaften — das Gewicht, das man ihnen gibt. An diesem Punkt muß jeder „Maßstab“ vorerst noch mit großen Fehlern behaftet sein. Bei der Neuentwicklung eines Geräts ergibt sich doch immer wieder folgende Situation: Der Markt bestimmt im wesentlichen den Endpreis und damit den technischen Aufwand, der für ein Gerät in einer bestimmten Preisklasse getrieben werden kann. Für dieses Geld kann der Ingenieur zwar eine bestimmte Menge Technik einbauen, jedoch bei weitem nicht alles, was technisch möglich wäre. Es gilt also, von jeder Technik so viel einzubauen, daß nach Meinung der Firma gerade das Optimum erreicht wird. Ein schlechtes Gerät zu bauen, kann sich keine Firma erlauben. Wenn nun für Herrn A ein solcher Empfänger der „ideale“ Empfänger ist, kann er trotzdem für Herrn B „weniger empfehlenswert“ sein, und zwar nur deshalb, weil Herr B die Eigenschaften dieses Geräts anders bewertet.

Und nach ein letzter, für die Praxis überaus wichtiger Punkt, der überhaupt nicht diskutiert worden ist: die Service-Kosten. Ein moderner Fernsehempfänger enthält einige hundert Bauelemente, beispielsweise Kondensatoren und Widerstände. Je nach Anforderungen können Qualität und Preis dieser Bauelemente sehr unterschiedlich sein. Baul die Firma A beispielsweise nur billige Bauelemente ein, dann kann sie entweder billiger sein als die Firma B, oder sie kann technisch mehr Aufwand treiben als die Firma B. Bei einem Vergleich scheidet deshalb das Gerät der Firma B zunächst schlechter ab.

Wichtig für den Kunden ist aber neben dem Kaufpreis auch der Preis, den er beispielsweise im Laufe von zwei Jahren für Service-Leistungen zu zahlen hat. In obigem Beispiel wird möglicherweise das mit hochwertigeren und weniger belasteten (überdimensionierten) Bauelementen aufbaute Gerät der Firma B in diesem Zeitraum keine Aufwendungen für den Service erfordern, während die Service-Kosten beim Gerät der Firma A möglicherweise höher sind als der Preisunterschied beim Kauf. Die Beurteilung der Betriebssicherheit über längere Zeiträume ist aber für den Endverbraucher mindestens ebenso wichtig wie eine Aufzählung technischer Eigenschaften, die er nicht sinnvoll auswerten kann.

Sinn dieser Ausführungen sollte primär sein, am Beispiel eines grundglücklichen Wertentests die Problematik solcher Tests aufzuzeigen. Grundsätzlich bejahen wir solche Tests, aber nur dann, wenn sie wirklich exakt durchgeführt werden und den Verbraucher zu einem für seine Ansprüche richtigen Kaufentscheidungs führen vermögen. Wir lehnen solche Tests aber mit allem gebotenen Nachdruck entschieden ab, wenn sie irriige Vorstellungen zu erwecken vermögen und wenn sie nicht von echtem Nutzen für den Endverbraucher sind. —th

Künstliche Erdsatelliten als Nachrichtenrelais

DK 621.39:629.19:550.3

1. Richtfunkverbindungen

Der steigende Bedarf an Weitverkehrs-Nachrichtenstrecken zur Übertragung von Fernsehsignalen oder Telefongesprächen hat zur Entwicklung und zum Aufbau von Richtfunknetzen mit immer größerer Kapazität geführt. So überträgt beispielsweise eine Breitband-Richtfunkstrecke im 4000-MHz-Bereich („FM 960.4000“) gleichzeitig 960 Telefonkanäle [1], und in absehbarer Zeit werden Geräte mit noch höherer Kapazität (1800 Gespräche) im 6000-MHz-Bereich zum Einsatz kommen.

Wenn man von sogenannten Scatter-Verbindungen [2] absieht, sind Richtfunkverbindungen stets nach folgendem Prinzip aufgebaut. Ein mit 960 Trägerfrequenz vorgebündelten Telefonkanälen frequenzmodulierter Träger, also zum Beispiel 4000 MHz, wird mit einer scharf gebündelten Antenne in Richtung des nächsten Fernmeldeturms abgestrahlt, der sich in etwa 50 km Entfernung befindet. Dort wird das Signal aufgefangen, verstärkt und zum nächsten Turm abgestrahlt. Auf diese Weise lassen sich also sehr große Entfernungen überbrücken. Bei der Entwicklung und dem Aufbau dieser Strecken werden die internationalen Empfehlungen des CCIR zugrunde gelegt, die nicht nur die Übertragungsqualität, sondern auch Frequenzlage, Pegel sowie Meß- und Prüfsignale festlegen, so daß eine einfache Überschaltung auf ausländische Richtfunkstrecken möglich ist.

Man kann heute sagen, daß die Richtfunktechnik wenigstens für die nähere Zukunft technisch in der Lage sein wird, im kontinentalen Verkehr genügend Fernsprech- und Fernsehleitungen über jede gewünschte Entfernung bereitzustellen. Unter Beachtung der heute absehbaren Verkehrssteigerung bedeutet das zwar die Erschließung weiterer Frequenzgebiete für die Nachrichtenübertragung und die weitere Vergrößerung der Übertragungskapazität je Funklinie, jedoch ist dies mehr eine Frage der Entwicklungskapazität und der Investitionen als der Erforschung neuer und bisher unbekannter Techniken. Diese günstige Lage hinsichtlich des zukünftigen Bedarfs gilt jedoch nicht für den Nachrichtenverkehr zwischen den Kontinenten, besonders zwischen Amerika und Europa. Die Verbindung erfolgte bisher über Transatlantikkabel, deren Übertragungskapazität und Bandbreite auf die Dauer aber nicht ausreichen wird. Richtfunklinien unter Zwischenschaltung sehr vieler Relaisstationen sind jedoch über See nicht realisierbar. Auch eine Direktübertragung, etwa im 4000-MHz-Bereich, ist nicht möglich, da sich so hochfrequente elektromagnetische Wellen geradlinig (quasioptisch) im freien Raum ausbreiten. Um also überhaupt über die gekrümmte Oberfläche der Erde eine Richtfunklinie betreiben zu können, müssen alle Antennen erhöht aufgebaut sein. Selbst unter Ausnutzung natürlicher Erhebungen lassen sich aber bei Direktübertragung selten mehr als 100 km überbrücken, denn die notwendige Antennenhöhe über Normalniveau ist dem Quadrat der Streckenlänge proportional. So ergibt sich bei-

spielsweise für ein Funkfeld von 50 km Länge rechnerisch eine erforderliche Antennenhöhe von rund 50 m über N.N., während für eine interkontinentale Nachrichtenverbindung, zum Beispiel Amerika-Europa, mit einer Entfernung von etwa 5000 km die auf beiden Seiten wegen der Erdkrümmung notwendige Turmhöhe 500 km (!) wäre.

Eine erweiterte Nachrichtenverbindung zwischen den Kontinenten erfordert also neue Lösungen. Hier bieten sich aktive Erdsatelliten an. Baut man nämlich in einen Satelliten eine Richtfunk-Relaisstation ein und gibt man ihm eine Flughöhe > 500 km, so ist er bei geeigneter Position von zwei Bodenstationen, die 5000 km voneinander entfernt sind, gleichzeitig sichtbar, und eine Nachrichtenübertragung ist möglich.

2. Grundlagen der Satelliten-Nachrichtenübertragung

2.1. Bahnbewegung

Die Umlaufbewegung eines Satelliten um die Erde kann als Zweikörperproblem betrachtet werden. Die Umlaufzeit ergibt sich aus dem Gleichgewicht zwischen der Erdanziehung (Gravitationskraft) P_G und der Zentrifugalkraft P_Z . Für eine Kreisbahn gilt daher

$$P_Z = m \omega_s^2 r = \gamma \frac{M m}{r^2} = P_G \quad (1)$$

Darin bedeutet $M = 5,95 \cdot 10^{27}$ g die Masse der Erde, m die Masse des Satelliten, ω_s die Winkelgeschwindigkeit des Satelliten, $\gamma = 6,67 \cdot 10^{-8}$ cm³ g⁻¹ s⁻² die Gravitationskonstante und r den Halbmesser der Umlaufbahn (Entfernung Satellit-Erdzentrum). Aus Gl. (1) folgt mit $\omega_s = 2\pi/T_s$ die Zeit T_s für einen Umlauf

$$T_s = \sqrt{\frac{4\pi^2 r^3}{\gamma M}} \quad (2)$$

Da in Gl. (2) die Masse m des Satelliten nicht mehr auftritt, ist die Umlaufzeit T_s also lediglich eine Funktion des Bahnradius r . Gl. (2) ist identisch mit dem 3. Keplerschen Gesetz, wenn man r durch die große Halbachse a der Umlaufellipse ersetzt.

Als Beispiel sei eine Umlaufbahn mit dem Halbmesser $r = 10.000$ km (das heißt Flughöhe des Satelliten $h = r_{\text{Sat}} - r_{\text{Erde}} = 3700$ km) betrachtet. Aus Gl. (2) ergibt sich eine Umlaufzeit von $T_s = 158$ min, wobei diese Umlaufbewegung nicht vom Spin der Erde und des Satelliten abhängt. Die Spinbewegung der Erde ist 1 U/Tag, das heißt, von der Erde aus gesehen beschreibt der Satellit am Himmel bei jedem Umlauf eine andere Bahn, da die Erde sich während der Zeit T_s um $39,5^\circ$ nach Osten dreht.

In diesem Beispiel handelt es sich um einen verhältnismäßig schnell fliegenden Satelliten mit (scheinbar) stark variierender Bahn, so daß die Bedingungen für eine Punkt-Punkt-Verbindung, zum Beispiel zwischen Amerika und Europa, jeweils nur während eines bestimmten Teils der Umlaufbahn gegeben sind. Außerdem

können wegen der Erddrehung einige Umläufe je Tag für die Übertragung ganz ausfallen, weil der Satellit das gemeinsame Sichtgebiet zweier Bodenstationen dann nicht durchläuft. Um mit derartigen schnell umlaufenden Satelliten eine kontinuierliche Übertragung, also beispielsweise eine laufend zur Verfügung stehende Vielkanal-Sprechverbindung, zu schaffen, ist eine größere Anzahl von Satelliten notwendig, damit man die Verbindung kurz vor dem Ende der Übertragung über einen der Satelliten zum nächstfolgenden überschalten kann.

Die für Dauerbetrieb erforderliche Anzahl der Satelliten ist natürlich um so kleiner, je größer die Flughöhe und damit nach Gl. (2) die Umlaufzeit der Satelliten ist. Man kann sogar mit einem einzigen Satelliten auskommen, wenn sein Umlauf mit der Erddrehung synchron verläuft. Die hierzu erforderliche Flughöhe läßt sich mit Gl. (2) durch Einsetzen der Bedingung

$$T_s = T_{\text{rot}} = 86.164 \text{ s} \quad (= 1 \text{ Sterntag})$$

berechnen. Für den Radius ergibt sich damit $r_s \approx 42.000$ km. Die Flughöhe dieses 24-Stunden-Satelliten (auch Synchronsatellit genannt) ist dann rund 35.700 km. Legt man die Flugbahn bei einem Abschub nach Osten (das heißt in Richtung der Erddrehung) in die Äquatorebene, so steht der Synchronsatellit, von der Erde aus gesehen, am Himmel still, und bei geeigneter Placierung des Satelliten innerhalb dieser Äquatorbahn ist mit einem einzigen Satelliten eine Nachrichtenverbindung zwischen zwei oder mehr im Sichtbereich liegenden Bodenstationen im 24-Stunden-Dauerbetrieb möglich.

2.2. Signal/Rausch-Verhältnis

Die vorangegangenen Überlegungen zeigen, daß innerhalb der Maximalgrenze von 35.700 km möglichst große Flughöhen angestrebt werden müssen, um lange Übertragungszeiten zu erreichen. Dabei sind aber entsprechend große Entfernungen zu überbrücken, und daher ist das am Ende der Übertragungsstrecke Boden-Satellit-Boden ankommende Nutzsignal nur sehr klein. Trotzdem muß das Signal/Rausch-Verhältnis am Eingang des Empfängers der Boden-Empfangsstation erheblich größer als 1 sein, denn bei allen derzeitigen Planungen und Arbeiten an kommerziellen Satelliten-Nachrichtenstrecken geht es nicht darum, irgendeine Verbindung mit „erträglicher“ Verständlichkeit zu realisieren, sondern die Übertragungsqualität soll so sein, wie man es heute von kontinentalen Verbindungen gewohnt ist.

Das kleinste für eine derartige Nachrichtenübertragung noch zulässige Signal/Rausch-Verhältnis S/N hängt vom Modulationsverfahren ab. Bei Amplitudenmodulation ist die erreichte Übertragungsqualität grundsätzlich streng proportional S/N . Bei Frequenzmodulation (und auch bei Pulscode-Modulation) läßt sich nach Überschreiten eines bestimmten Schwellwertes für S/N (theoretisch) jede beliebige Übertragungsqualität durch entsprechend großen Hub erreichen, ohne daß die effektive

Signalamplitude vergrößert werden muß (Modulationsverbesserung). Für FM liegt diese Schwelle bei $S/N \approx 16$ (≈ 12 dB), das heißt, die Signalleistung muß 16mal größer sein als das gesamte (effektive) Eigenrauschen des Empfangssystems einschließlich aller etwa von außen aufgenommenen Störungen.

Beiden Größen sind aber physikalische Grenzen gesetzt, wobei das Funkfeld Satellit-Boden besonders kritisch ist. Die im Satelliten aufgebrauchte Sendeleistung kann ja vorerst nur gering sein, da die Stromversorgung aus Sonnenbatterien erfolgt, und zwar über Pufferbatterien um den Betrieb auch dann weiterführen zu können, wenn sich der Satellit im Schatten der Erde befindet. Große Pufferbatterien bedeuten jedoch hohes Gewicht und erfordern daher entsprechend starke Raketen. Hier muß ein Kompromiß zwischen den Belangen der Nachrichtenseite und den Möglichkeiten der Raketentechnik gefunden werden, der in den gegenwärtig benutzten Systemen zu einer Satelliten-Sendeleistung von wenigen Watt führt.

Nimmt man an, daß die Satelliten-Sendeleistung P_{SAT} als Kugelwelle abgestrahlt wird, dann nimmt eine kreisförmige Bodenantenne mit der wirksamen Fläche πr^2 im Abstand d von ihrer Fläche entsprechenden Energieanteil aus der Kugeloberfläche auf und führt diese Energie P_E dem Empfänger zu. Es gilt also

$$\frac{P_{SAT}}{P_E} = \frac{4 \pi d^2}{\pi r^2} = \left(\frac{2d}{r}\right)^2 = 4 \cdot 10^{12} (\approx 126 \text{ dB}), \quad (3)$$

wenn die Antenne einen Durchmesser von 20 m hat und die Entfernung d vom Satelliten zur Bodenstation mit 10.000 km eingesetzt wird. Eine solche Entfernung kann sich auch bei niedriger fliegenden Satelliten ergeben, denn diese stehen ja nicht immer gerade senkrecht über der empfangenden Bodenstation. Mit $P_{SAT} = 4 \text{ W}$ erhält man dann eine Signalleistung $S = 10^{-4} \mu\text{W} = 1 \text{ pW}$. Aus dem Schwellwert $S/N = 16$ für FM folgt damit als höchstzulässige Rauschleistung für das Empfangssystem $N = 6,3 \cdot 10^{-14} \text{ W}$. Im folgenden wird abgeschätzt, ob diese Rauschleistung mit den heutigen Mitteln unterschritten werden kann.

Die störende Rauschleistung des Empfangssystems ist nicht allein vom Eigenrauschen des Empfängers selbst bestimmt, sondern es kommen noch erhebliche Rauschbeiträge von der Antenne und der umgebenden Atmosphäre hinzu. Richtet man eine Antenne gegen den Himmel, so

nimmt sie eine bestimmte Rauschenergie aus dem Raum auf. Bild 1 zeigt die gemessene Rauschleistung in Abhängigkeit von der Frequenz nach D. C. Hogg [3]. Die Ordinate gibt die Rauschleistung T in $^{\circ}\text{K}$ (absolute Temperatur) an, entsprechend der Boltzmann-Gleichung, nach der jeder Widerstand je Hertz Bandbreite die Rauschleistung von $k \cdot T$ ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W/}^{\circ}\text{K}$) abgibt. Man erkennt, daß unterhalb von etwa 1000 MHz = 1 GHz kosmische Störungen vorliegen können. Oberhalb 10 GHz beginnt die atmosphärische Absorption, die beispielsweise bei 22 GHz eine echte Resonanzerscheinung aufweist, deren physikalische Ursache eine Anregung des in der Atmosphäre stets vorhandenen Wasserdampfes ist. Der günstigste Frequenzbereich für die Satelliten-Nachrichtenübertragung liegt nach Bild 1 etwa zwischen 1 und 10 GHz. Die Rauschtemperatur des Himmels beträgt hier im Mittel etwa 20 K, wenn der Anstellwinkel ϵ (Elevation) der Antenne nicht unter 7,5 liegt.

Neben dem von der Antenne aus der Atmosphäre aufgenommenen Rauschen stellt auch die Erde selbst eine Störquelle dar. Die Erdoberfläche hat eine absolute Temperatur von etwa 300 $^{\circ}\text{K}$, sie ist also „heißer“ als die Atmosphäre. Daher muß die Empfangsantenne sehr gut gegen die Erde abgeschirmt sein. Die Größe der Antenne wird also nicht allein durch den Wunsch nach möglichst großer Empfangsfläche für das Satellitensignal bestimmt, sondern auch durch die Forderung nach hoher Rückendämpfung. Der Flächenwirkungsgrad einer Antenne ist deshalb mit Rücksicht auf die Rückendämpfung stets < 1 , und die vom Nutzsignal nicht belegte Fläche übernimmt etwa die Funktion einer Abschirmung gegen die Erde. Antennen mit extrem hoher Rückendämpfung wurden in den USA für die Satellitenprojekte „Echo I“ [4] und „Telstar“ in Form von Hornparabolantennen bereits errichtet. Selbst unter Berücksichtigung von notwendigen Schutzvorrichtungen gegen klimatische Einflüsse, die natürlich auch wieder zu Rauschstörungen Anlaß geben, kann für die Antenne ebenfalls eine Rauschtemperatur von rund 20 $^{\circ}\text{K}$ angesetzt werden.

Der dritte Rauschbeitrag im gesamten Empfangssystem kommt aus dem Empfänger selbst. Während bis vor wenigen Jahren die besten Mikrowellen-Eingangsverstärker noch eine Rauschtemperatur von weit über 1000 $^{\circ}\text{K}$ aufwiesen, gibt es heute rauscharme Eingangsverstärker, die um mehrere Größenordnungen besser sind. Zum Beispiel haben parametrische Verstärker [5] Rauschtemperaturen von 100–200 $^{\circ}\text{K}$. Noch besser sind Maser [6], deren Wirkungsweise darauf beruht, daß man durch Einstrahlung einer hochfrequenten Pumpenergie in das wirksame Material (Rubinkristall) die Valenzelektronen auf ein höheres Energieniveau bringt und dadurch Energie speichert, die dann durch ein anderes hochfrequentes Signal (das Empfangssignal) wieder abgerufen werden kann. Da es sich hierbei um Quantenvorgänge handelt, entfällt das Widerstands- und Schrotrauschen. Allerdings zeigen Maser ihre volle Wirksamkeit nur dann, wenn sich das Masermaterial und die Umgebung auf sehr niedriger Temperatur (flüssiges Helium, Siedepunkt bei 4,2 $^{\circ}\text{K}$) befinden. Die Rauschtemperatur der Maser liegt einschließlich der unvermeidbaren, jedoch kurzen Zuleitungen

unter 10 $^{\circ}\text{K}$, so daß man für das gesamte Empfangssystem, also für Antenne, atmosphärisches Rauschen und den Eingangsverstärker, eine Rauschtemperatur von 50 $^{\circ}\text{K}$ ansetzen kann.

Um eine geringe Eigenrauschleistung N des gesamten Empfangssystems zu erreichen, sind also folgende Voraussetzungen zu erfüllen: Wahl einer geeigneten Frequenz im Nachrichtenspektrum, Bau einer Antenne mit hoher Rückendämpfung und hohem Gewinn sowie Einsatz eines rauscharmen Eingangsverstärkers.

Da die gesamte Eigenrauschleistung des Empfängers aber noch der Bandbreite proportional ist, sollte diese möglichst klein sein. Die erforderliche Bandbreite wird jedoch nach unten durch das zu übertragende Signal und durch das Modulationsverfahren begrenzt. Frequenzmodulation weist zwar infolge der Modulationsverbesserung die für derartige Fernverbindungen wünschenswerte gute Übertragungsqualität bei begrenztem Signal-Rausch-Verhältnis auf, jedoch muß dieser Vorteil durch erhöhte Bandbreite erkauft werden, wodurch sich wegen der Proportionalität zwischen N und der Bandbreite das Signal-Rausch-Verhältnis wieder verschlechtert. Es gibt hier also einen Optimalwert zwischen dem zu übertragenden Signal und der erforderlichen Bandbreite, der beispielsweise bei sehr hohen Kanalzahlen durchaus wieder zugunsten der Amplitudenmodulation, besonders der Einseitenbandtechnik, führen kann [7]. Für Übertragungen mit Satelliten ist aber zunächst Frequenzmodulation für die Strecke Satellit-Boden geplant. Dabei erfordert die Übertragung eines Fernsehbildes eine Bandbreite von $B = 25 \text{ MHz}$, die auch für die Übertragung von mehreren hundert Telefonkanälen ausreicht, sofern bestimmte erhöhte Anforderungen an Linearität, Gruppenlaufzeit usw. [8] erfüllt werden.

Die Eigenrauschleistung des Empfangssystems mit einer Rauschtemperatur von 50 $^{\circ}\text{K}$ ist

$$N = k T B = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 50 \cdot 25 \cdot 10^6 = 1,7 \cdot 10^{-11} \text{ W}$$

Hieraus folgt

$$S/N = 10^{-12} / 1,7 \cdot 10^{-11} = 58 (\approx 17,6 \text{ dB})$$

Der FM-Schwellwert wird also bei den angenommenen Daten fast um den Faktor 4 (5,6 dB) überschritten. Diese Reserve dürfte gerade ausreichen, wenn auch ein Absinken der Empfangsleistung um 5 dB, beispielsweise infolge von Schwunderscheinungen bei kleinem Anstellwinkel der Antenne oder auch bei besonders ungünstiger Orientierung der Spinachse des Satelliten, nicht ausgeschlossen ist.

3. Satellitensysteme

3.1 Vorversuche

Um die Frage der Nachrichtenübermittlung über künstliche Erdsatelliten grundsätzlich zu klären, haben bereits in den vergangenen Jahren Vorversuche in den USA stattgefunden. Beim Projekt „Score“ im Jahre 1958 enthielt der Satellit einen Magnetbandspeicher mit Text, und der Inhalt dieses Bandes, die Friedensbotschaft des Präsidenten Eisenhower, konnte vom Boden aus abgerufen werden. Ein zweites Projekt, „Courier“ (1960), arbeitete mit fünf Tonbandgeräten, die (im Gegensatz zu „Score“) vom Boden aus besprochen und auch abgerufen werden konnten. Damit ließen sich Nachrichten von einer

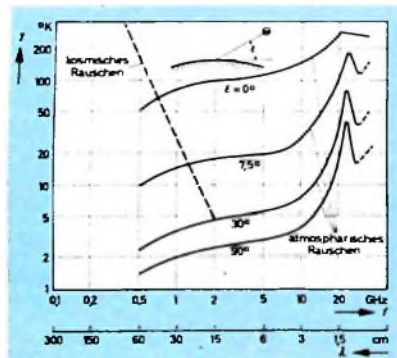


Bild 1. Rauschtemperatur des Himmels als Funktion der Frequenz f und der Elevation ϵ .

Stelle der Erde senden und zu einem späteren Zeitpunkt (auch an einem anderen Ort) wieder abrufen. Hier handelte es sich also bereits um ein echtes Nachrichtensystem, allerdings mit Zeitverzögerung entsprechend der Umlaufzeit des Satelliten.

Das dritte System, das wohl am meisten bekannt wurde, war „Echo I“ (1961). Hier handelte es sich um einen passiven Satelliten ohne nachrichtentechnische Ausrüstung, der als Reflektor in einer Finkanal-Sprechverbindung zwischen der Ost- und der Westküste der USA diente [4]. Das Projekt „Echo I“ ist als der entscheidende Vorversuch anzusehen, der die Möglichkeit der Nachrichtenübermittlung über künstliche Erdsatelliten grundsätzlich bewies. Daher konnten nun neue Projekte in Angriff genommen werden, die bereits für den kommerziellen Nachrichtenverkehr zwischen den Kontinenten ausgelegt sind.

3.2 Das Projekt „Telstar“

Das technische Konzept dieses Projektes sieht die Nachrichtenübertragung über ein System von 30 Satelliten in mittleren Höhen (Flughöhe unter 10 000 km) vor. Der erste „Telstar“-Satellit, der am 10. 7. 1962 auf seine Umlaufbahn gebracht wurde, hat die Brauchbarkeit dieses Systems für Fernseh- und Fernsprechübertragungen zwischen Amerika und Europa bewiesen.

Da sich Satelliten mit einer Flughöhe unter 35 700 km relativ zur Erde bewegen (und zwar um so schneller, je geringer die Flughöhe ist), die Bodenantenne aber stets auf den Satelliten ausgerichtet sein muß, ist bei diesem System eine Nachführung der Antenne mit der Satellitenbewegung erforderlich. Für das Projekt „Telstar“ wurde daher von den Bell Telephone Laboratories in Andover/Maine (USA) eine Großantenne aufgebaut, die sich horizontal und vertikal schwenken läßt und eine wirksame Fläche von mehreren hundert Quadratmetern hat. Die Bündelung der Antenne ist also sehr stark (Halbwertsbreite etwa $0,2^\circ$), und daher muß die Antennensteuerung mit sehr großer Präzision erfolgen. Dabei genügt wegen der großen zu bewegend Masse eine reine Positionssteuerung nicht mehr, sondern der Lauf der Antriebsmaschinen muß gleichzeitig noch von der Geschwindigkeit und der Beschleunigung des Satelliten abhängen. Für einen Satellitendurchgang müssen deshalb vorher die Bahnkurve sowie deren erster und zweiter Differentialquotient bekannt sein. Diese Größen werden für jeden Durchgang neu berechnet und liefern dann über entsprechende elektronische Wandler die Steuergrößen für die Antriebsmaschinen. Im Bild 2¹⁾ ist ein Schnittmodell der erwähnten Antennenanlage dargestellt. Die eigentliche Horn-Parabolantenne ruht auf einem vierbeinigen Drehschemel für die horizontale Bewegung (Azimut). Bei der Elevationsbewegung bleibt das trichterförmige Speisehorn (bezogen auf den Drehschemel) fest, während der Umlenkteil in vertikal stehenden Lauftringen drehbar gelagert ist. Die Gesamthöhe der Antenne ist rund 30 m, die Länge 50 m.

Im Bild 2 erkennt man, daß die Antenne in einer Schutzkappe untergebracht ist, die durch inneren Luft-Überdruck in ihrer

Form gehalten wird. Wegen der erforderlichen Genauigkeit sind nämlich klimatische Einflüsse bereits von großer Bedeutung. So kann beispielsweise eine einseitige Sonnenbestrahlung die Strahlrichtung verändern, oder Winddruck, besonders böiger Wind, kann die Antenne zu Schwingungen anregen, so daß trotz richtiger Steuerung die Empfangsfeldstärke zu gering wird. Bild 3 zeigt die Antennenmontage im Inneren des Schutzzeltes und Bild 4 die fertige Anlage.

Die nachrichtentechnische Ausrüstung der Bodenstation besteht aus einem Breitbandsender im 6000-MHz-Bereich für die Übertragung vom Boden zum Satelliten und aus einem hochempfindlichen Empfänger im 4000-MHz-Bereich für die Übertragung Satellit-Boden. Das Empfangssystem entspricht der im Abschnitt 2.2. als Beispiel zur Berechnung des zu erwartenden Signal-Rauschabstandes erwähnten Anlage. Sender und Empfänger werden über Frequenzweichen an derselben Hornantenne betrieben. Dadurch ergibt sich bereits für den Versuchsbetrieb die Möglichkeit, Betrieb in beiden Richtungen durchzuführen. Das Nachrichtensignal durchläuft also folgenden Weg: Abstrahlung am Boden (FM) über einen 6000-MHz-Träger; Empfang, Verstärkung und Umsetzung auf 4000 MHz im Satelliten und Abstrahlung über eine Rundstrahlantenne; Empfang am Boden durch jede Station, die sich im Sichtbereich des Satelliten befindet. Sind mehrere Bodenstationen vorhanden, so muß vorher festgelegt sein, für welche die Nachrichten bestimmt sind.

Bodenstationen für das Projekt „Telstar“ sind in Europa bereits in England und Frankreich in Betrieb. Die deutsche Bodenstation in Raisting (Ammersee) wird erst im kommenden Jahr fertig werden, so daß die ersten Fernsehbilder aus Amerika über Frankreich und England nach Deutschland gelangten.

Nach erfolgreichem Abschluß der Vorversuche soll mit dem Aufbau des 30-Satelliten-Betriebssystems begonnen werden. Dann müssen natürlich die Umlauf- und Steuerdaten jedes einzelnen Satelliten bekannt sein, und eine Zentralstelle legt mit Hilfe von Rechenmaschinen fest, welcher Satellit zu welcher Zeit für die Nachrichtenübertragung bereit ist. Allerdings sind dazu auf jeder Bodenstation mindestens zwei Antennen erforderlich, denn sobald die gemeinsame Sichtzeit über den Satelliten n zu Ende geht, muß eine zweite Antenne bereitstehen, um die Verbindung über den Satelliten $n+1$ herzustellen. Erst wenn diese Verbindung hergestellt ist, wird die Übertragung vom Satelliten n abgelöst. Die erste Antenne kann jetzt in die vorausberechnete Aufgeh-Position des Satelliten $n+2$ gebracht werden und steht dann für die Fortsetzung des Betriebes zur Verfügung.

3.3. Projekt „Relay“

Ein zweites System mit Satelliten in mittleren Höhen ist unter der Bezeichnung „Relay“ in Vorbereitung. Die Aufgabenstellung für „Relay“ ist die gleiche wie für „Telstar“, jedoch bestehen bei der technischen Durchführung einige Unterschiede, die im wesentlichen in der Frequenzwahl für die Strecke Boden-Satellit (2000-MHz-Bereich) und der dadurch bedingten anderen Ausrüstung des Satelliten liegen. Die beschriebenen Bodenstationen sind auch für „Relay“-Satelliten geeignet.

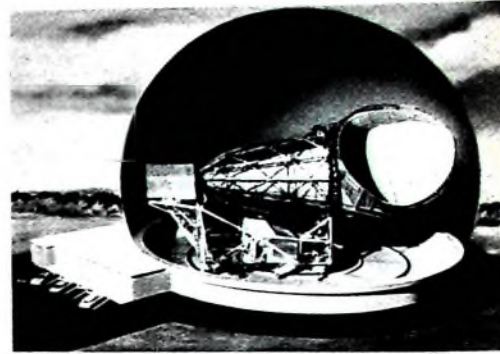


Bild 2. Modell der Horn-Parabolantenne für das Projekt „Telstar“

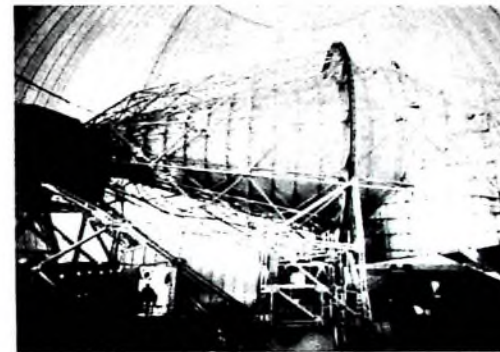


Bild 3. Ansicht der „Telstar“-Antenne im Inneren des Schutzzeltes während der Montagearbeiten



Bild 4. „Telstar“-Bodenstation in Andover, Maine

3.4. Projekt „Syncom“

Hier handelt es sich um ein System mit Synchronsatelliten. Die Bedingungen für einen am Himmel stillstehenden Satelliten wurden bereits im Abschnitt 2.1 angegeben. Daß ein derartiger Satellit für die Nachrichtenübertragung Vorteile bietet, leuchtet sofort ein [9], wenn man bedenkt, daß eine Verbindung bei geeigneter Placierung des Satelliten während 24 Stunden besteht und bei den Antennen am Boden die recht schwierige Nachsteuerung entfällt. Außerdem läßt sich mit geeigneten Richtantennen am Satelliten erreichen, daß keine Energie des Satellitensenders in den Weltraum geht, sondern die gesamte Leistung auf die Erde gestrahlt wird (Bild 5). Dann ist die auf die Erde gelangende Signalleistung größer

¹⁾ Die Bilder 2, 3 und 4 wurden von den Bell Technical Laboratories, Murray Hill (USA), die Bilder 5 und 6 von der Hughes Aircraft Company, Culver City/Calif. (USA), zur Verfügung gestellt.

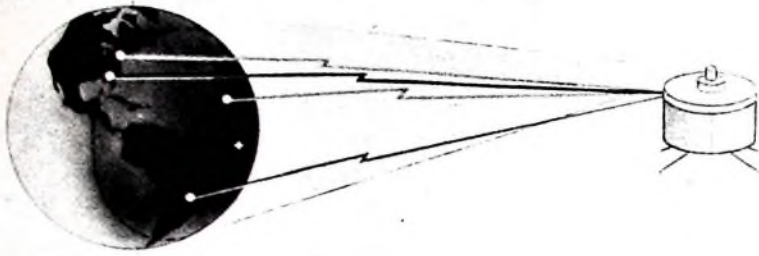


Bild 5. Vielkanalübertragung über einen Synchronsatelliten mit Richtdiagramm

und das Signal Rausch-Verhältnis günstiger.

Das Titelbild zeigt die Sichtweite des Synchronsatelliten bei einer Position von 40° westlicher Länge über dem Äquator, und zwar wurde bei der Aufnahme des Bildes die Kamera entsprechend der Flughöhe von 35 700 km aufgestellt. Man erkennt, daß große Teile von Westeuropa, Afrika sowie Nord- und Südamerika von diesem Satelliten aus gleichzeitig sichtbar sind. Daher könnte der gesamte Weitverkehrs-Nachrichtendienst zwischen diesen Erdteilen über diesen einen Satelliten erfolgen, soweit seine Übertragungskapazität ausreicht. Das im Titelbild dargestellte Sichtgebiet beträgt rund ein Drittel der Erdoberfläche. Insgesamt würden also drei Synchronsatelliten, die um 120° gegeneinander versetzt in der Äquatorebene stehen, für einen Rund-um-die-Erde-Nachrichtenverkehr ausreichen [10].

Diesen Vorteilen des Synchronsatelliten stehen aber auch einige Nachteile gegenüber. Wegen der großen Flughöhe ergeben sich sehr große Entfernungen, die die Nachrichtensignale zurückzulegen haben. Beispielsweise ist die Entfernung zwischen Europa und Südamerika über den Satelliten gerechnet, etwa 90 000 km, und dafür benötigt eine elektromagnetische Welle mehr als 0,25 s. Bei einem Vierdraht-Telefongespräch trifft die Antwort des Ge-

sprächspartners daher mit rund 0,5 s Verzögerung ein, und derartige Verzögerungen wären auf Fernspreitleitungen bisher nicht üblich und nach CCI auch nicht zulässig. Wie stark diese Verzögerungen den künftigen Telefonieverkehr beeinträchtigen können, wird zur Zeit noch untersucht. Zum Beispiel muß in diesem Zusammenhang die Technik der Echosperrungen überarbeitet werden.

Die nachrichtentechnische Seite des „Syncom“-Projektes bietet also viele Vorteile, jedoch stellt die Placierung des Satelliten ein außerordentlich schwieriges Problem dar. Während bei „Telstar“ die exakte Erreichung der vorgesehenen Flugbahn unkritisch ist, ist beim Synchronsatelliten die Treffsicherheit nicht nur der Flughöhe von 35 700 km, sondern auch der Lage des Satelliten in seiner Synchronbahn von entscheidender Bedeutung. Eine weitere Schwierigkeit besteht darin, daß es auf dem Äquator noch keine Raketen-Abschubbasen gibt, so daß ein unmittelbarer Einschub des Satelliten in die Äquatorebene nicht möglich ist. Als Abschubbasis kommt Cap Canaveral in Florida in Frage. Dieser Startplatz liegt aber auf 30° nördlicher Breite, so daß ein Abschub von dort zunächst eine um 30° gegen die Äquatorebene geneigte Satellitenbahn ergibt. Zwar läuft der Satellit bei richtiger Flughöhe auch in diesem Falle synchron

mit der Erde, er pendelt jedoch (von der Erde aus gesehen) einmal in 24 Stunden in Form einer schlanken Acht von 30° Nord nach 30° Süd und wieder zurück. Um nun trotz des schrägen Einschusses in die Äquatorebene dieses Pendeln zu vermeiden, will man mit einer axialen Düse am Satelliten nachträglich eine Drehung der Umlaufebene um diese 30° herbeiführen. Ferner sollen weitere Düsen am Satelliten angebracht sein, mit denen Feinkorrekturen des Spins, der Spinachse sowie der Position im Raum erfolgen können. Diese Korrektur Elemente werden vom Boden aus ferngesteuert, und damit kann der Satellit in seine Position gebracht und über längere Zeit gehalten werden (Bild 6).

Ein Vergleich zwischen den Systemen mit mittelhoch fliegenden und mit Synchronsatelliten ergibt etwa folgendes: Bei mittelhohen Satelliten liegt der Hauptaufwand in den Bodenstationen, und zwar sowohl hinsichtlich der Antennensteuerung als auch der Nachrichtenübertragung unter Berücksichtigung der Überschaltung von einem zum anderen Satelliten. Beim Synchronprojekt sind dagegen die Bodenstationen erheblich einfacher, jedoch bestehen sehr hohe Anforderungen an die Raketen- und Satellitentechnik.

Der Abschub des ersten Synchronsatelliten „Syncom Mark I“ ist zu Beginn des kommenden Jahres geplant. Nach den bekanntgegebenen Plänen soll hierbei allerdings die Korrektur der Bahnebene um 30° noch nicht erfolgen, jedoch wird dieser Versuch für die Entwicklung des endgültigen vollsynchrone Satelliten „Syncom Mark II“ entscheidend sein.

(Nach einem Vortrag im Haus der Technik, Essen am 27. 6. 1962)

Schrifttum

- [1] Willwacher, E., Oberbeck, H., Schüttloffel, E., Steinhart, R., Heer, R., Junghans, H., u. Kores, A.: 4-GHz-Richtfunksystem (FM 960-TV 4000) für 960 Gesprächskanäle und Fernsehentelefunken-Zig. Rd. 34 (1961) Nr. 134, S. 285-347.
- [2] Weber, H.: Richtfunk mit Überreichweitenausbreitung bei 2200 MHz. Elektro-Weit. Ausg. C (1959) Nr. 9, S. 219-222.
- [3] Högg, D. C.: A study of the sources of noise in centimeter wave antennas. AGARD Conference on Low Noise Electronics 1961.
- [4] Project Echo. Bell Syst. techn. J. Bd. 40 (1961) Nr. 4, S. 975-1238.
- [5] Dahlke, W., Maurer, R., u. Schubert, J.: Theorie des Dioden-Reaktanzverstärkers mit Parallelkreisen. Arch. Elektr. Übertr. Bd. 13 (1959) Nr. 8, S. 321 bis 340.
- [6] De Grasse, R. W., Schulz-Du Bois, E. O., u. Scovill, H. E. D.: The three level solid state travelling-wave maser. Bell Syst. techn. J. Bd. 38 (1959) Nr. 2, S. 305-334.
- [7] Holzwarth, H.: Einseitenbandmodulation in der Richtfunktechnik. Nachrichtentechn. Fachber. Nr. 19, S. 86 bis 91. Braunschweig 1960, Vieweg.
- [8] Oberbeck, H., u. Steinhart, R.: Die Übertragungseigenschaften einer Funklinie. Telefunken-Zig. Bd. 34 (1961) Nr. 134, S. 326-340.
- [9] Lutz, S. G.: Twelve advantages of stationary satellite system for point-to-point communication. Trans. IRE Space Electronics & Telemetry SET-8 (März 1962) Nr. 1, S. 57-65.
- [10] Lutz, S. G.: The evolution of interconnection and routing techniques for global satellite communication. Record of Sixth National IRE Communication Symposium, Utica, N. Y., 1960, S. 23-37.

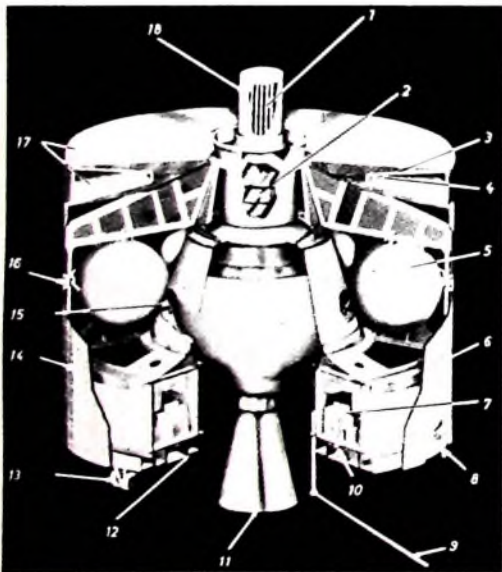
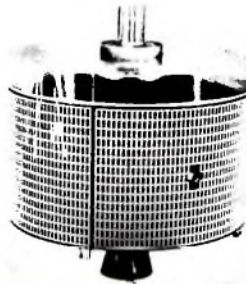


Bild 6. Modell des Synchronsatelliten „Syncom Mark II“; unten: Außenansicht; links: Innenbau (1. Sendeantenne, 2. Antennenelektronik, 3. Schaumstoff, 4. Doppelkanal-Empfangsantenne, 5. Treibstofftank, 6. Solarzellen, 7. elektronische Ausrüstung, 8. Richtungsdüse, 9. Antenne für Bahnbestimmung, Fernmessung und Steuerung, 10. Wärmeschalter, 11. 25-Zoll-Raketentriebwerk, 12. Wärmeableiter, 13. Sonnen-Richtungsfühler, 14. Solarzellen, 15. Füll- und Entleerungsventil, 16. Geschwindigkeitsdüse, 17. aluminisierte Haut, 18. Schaumstoffhaube)



Ein Millivoltmeter für Gleichstrom mit Transistoren

DK 621.317.725: 621.382.3

Die Entwicklung von Transistor-Gleichstromverstärkern gehört wegen der Temperaturabhängigkeit der elektrischen Eigenschaften der Transistoren auch heute noch zu den schwierigsten Problemen der Schaltungstechnik. Insbesondere ist es schwer, niedrige Gleichspannungen von einigen Millivolt definiert zu verstärken und dabei gleichzeitig die Nullpunkteinstellung über längere Zeit konstant zu halten. Für manche Anwendungen, zum Beispiel für Spannungsmesser bei Verwendung zweier annähernd gleicher Transistoren, deren Emittoren verbunden sind und an deren Basisanschlüsse die zu messende Spannung gelegt wird (Differenzverstärker), gelingt es, ausreichende Kompensationsschaltungen aufzubauen.

Verwendet man Siliziumtransistoren BCZ 11, so ist bei normalen Arbeitstemperaturen der Einfluß der Restströme klein, und es läßt sich praktisch ein maximaler relativer Fehler von etwa 1% im Temperaturbereich 20-40°C erreichen, wenn bestimmte Schaltungsmaßnahmen getroffen werden. Im folgenden soll ein derartiger Verstärker für ein Gleichstrom-Millivoltmeter beschrieben werden. Das Gerät hat eine Empfindlichkeit von 10 mV (Vollausschlag) bei 1 MOhm Innenwiderstand. Die Betriebsspannung liefert eine 9-V-Batterie (Stromaufnahme 0,7 mA). Die Anzeige erfolgt mit einem 100-µA-Drehspulinstrument.

1. Eingangsstufe

1.1 Nulleinstellung

Da zwei Transistoren, die in einem Differenzverstärker verwendet werden sollen, im allgemeinen nicht genau gleiche Kennlinien haben, muß man zunächst für eine exakte Nulleinstellung sorgen. Soll an den Eingang des Differenzverstärkers eine Quelle mit beliebigem Quellenwiderstand angeschlossen werden können, so sind zwei voneinander unabhängige Minimalschaltungen erforderlich, und zwar für die I_C - U_{BE} - und die I_C - I_B -Kennlinien. Bild 1 zeigt zwei geeignete Schaltungen. Je nachdem, ob der Eingang offenbleibt oder kurzgeschlossen wird, braucht nur die Anpassung eines der beiden Kennlinienpaare betrachtet zu werden.

1.1.1 Nulleinstellung bei kurzgeschlossenem Eingang

Wenn man bei den Schaltungen im Bild 1 die Eingangsklemmen kurzschließt, dann haben die beiden Transistoren zwar gleiche Basis-Emitter-Spannungen, jedoch infolge der Exemplarstreuungen verschiedene Collectorströme. Die Ausgangsspannung Null läßt sich durch gegenseitige Änderung der Lastwiderstände (R_L im Bild 1a) oder der Emittorwiderstände (R_E im Bild 1b) erreichen. Beide Verfahren haben Vor- und Nachteile. Der Widerstand R_L im Bild 1b verringert die Spannungsverstärkung, und die Konstanz der Nulleinstellung ist nicht sehr gut bei Änderung der Umgebungstemperatur. Die Schaltung Bild 1a eignet sich in dieser Beziehung besser, weil hier der relative Fehler der Spannung bei Temperatur-

änderungen annähernd konstant bleibt, der absolute Fehler also bei niedrigen Eingangsspannungen (nach dem Nullabgleich) klein ist. In dieser Schaltung können aber die Collectorströme bei Anlegen einer Eingangsspannung verhältnismäßig unterschiedlich zunehmen, so daß eine Auswahl der Transistoren nötig sein könnte. Hier hat die Schaltung Bild 1b den Vorteil, daß die Änderung der Collectorströme nur wenig von den Exemplarstreuungen beeinflusst wird.

Die Unterschiede der Fehler der beiden Schaltungen werden bei Collectorströmen über etwa 0,5 mA kleiner. Die Meßfehler haben dann andere Ursachen, zum Bei-

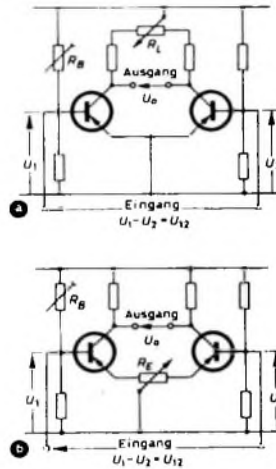


Bild 1. Nulleinstellung eines Differenzverstärkers. Die Ausgangsspannung U_0 kann bei kurzgeschlossenem Eingang durch gegenläufige Änderung der Lastwiderstände (a) oder gegenläufige Änderung der Emittorwiderstände (b) auf Null eingestellt werden. Bei offenem Eingang wird die Ausgangsspannung dann durch Änderung von R_B auf Null eingeregelt.

spiel unterschiedliche Spannungsabfälle an verschieden großen Basisbahnwiderständen und Unterschiede der Sperrschichttemperaturen infolge unterschiedlicher Verlustleistungen und Warmewiderstände. Diese Fehler sind von gleicher Größenordnung wie jene, die in der Schaltung nach Bild 1b schon bei niedrigen Strömen auftreten.

Eine zufriedenstellende Lösung läßt sich mit der Schaltung im Bild 1a erreichen, wenn man zusätzlich einen gemeinsamen festen Emittorwiderstand und für jeden Transistor einen Basisspannungsteiler verwendet. Außerdem sollten Transistoren mit etwa gleichen Stromverstärkungen gewählt werden.

1.1.2. Nulleinstellung bei offenem Eingang

Bei offenem Eingang hängt die Nulleinstellung fast nur von den I_C - I_B -Kennlinien ab. Da diese unabhängig von den Eingangskennlinien der Transistoren streuen können, ist eine weitere Nulleinstellung

mittels des einstellbaren Widerstandes R_B erforderlich.

1.2. Verringerung der Temperaturempfindlichkeit der Nulleinstellung

Die Ausgangsspannungsänderungen des Differenzverstärkers bei Änderung der Temperatur können verringert werden, wenn man die beiden Transistoren in einen Kupferblock einbaut und bei niedrigen Arbeitsströmen (die aber noch groß gegenüber den Collectorrestströmen sind) betreibt. Bei niedrigen Arbeitsströmen sind die Stromverstärkungen aber nur klein. Bei Messungen an 50 Exemplaren des Typs BCZ 11 hatten jedoch 44 eine Stromverstärkung von wenigstens 15 bei 50 µA Collectorstrom. Mit diesen Werten lassen sich brauchbare Verstärker bauen.

2. Stabilisierung der Spannungsverstärkung

Mit Rücksicht auf stabile Verstärkung über einen gewissen Meßbereich ist die Verwendung eines genügend großen gemeinsamen Emittorwiderstandes in Verbindung mit jeweils verhältnismäßig konstanten Basisspannungen erforderlich. Für $I_E R_E \gg 25$ mV gilt für die Kleinsignalspannungsverstärkung des Differenzverstärkers nach Bild 2

$$\frac{\Delta U_0}{\Delta U_{E1}} = - \frac{q A_N}{\gamma k T} \frac{(R_{L1} + R_{L2}) I_{E1} I_{E2}}{(I_{E1} + I_{E2})} \quad (1)$$

Damit dieser Wert temperaturunabhängig wird, müssen die relativen Änderungen der Emittorströme den relativen Änderungen der absoluten Temperatur proportional sein. Dies läßt sich erreichen, wenn man für den Spannungsabfall U_E am Emittorwiderstand

$$U_E \approx \gamma \frac{E}{q} - U_{EB} \quad (2)$$

wählt. Darin bedeutet E den Bandabstand (für Silizium etwa 1,1 eV), q die Elementarladung und γ einen Faktor, der bei

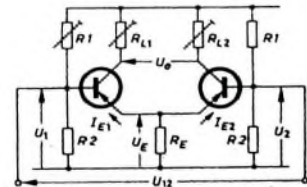


Bild 2. Schaltung eines Differenzverstärkers mit stabilisierter Spannungsverstärkung.

Legierungstransistoren zwischen 1 und 2 liegt. Ein gebräuchlicher Wert ist $U_E \approx 1$ V.

3. Eingangsleitwert

In Gl. (1) ist eine fest gegebene Eingangsspannung zwischen den Basisanschlüssen vorausgesetzt. Die Messung einer Spannungsteilers am Eingang zur Meßbereichumschaltung jedoch nur dann erfolgen,

wenn der Eingangsleitwert

$$G_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{1}{r_{BE1} + r_{BE2}} \quad (3)$$

konstant ist. Die Großsignal-Eingangswiderstände r_{BE1} und r_{BE2} der beiden Transistoren in Emitterschaltung hängen aber stark von der Stromverstärkung in Emitterschaltung ab, die selbst temperaturabhängig ist. Eine einfache, mit tragbarem Aufwand durchführbare Kompensationsmethode wurde noch nicht gefunden. Im vorliegenden Fall empfiehlt sich eine Verringerung des Eingangswiderstandes durch einen zusätzlichen regelbaren Widerstand zwischen den beiden Basisanschlüssen. Der erforderliche Widerstandswert, der sich mit der Temperatur ändert, wird durch einen Eichvorgang eingestellt. Dazu mißt man eine bekannte Eichspannung U_{Eich} über einen Spannungsteiler, der aus dem verhältnismäßig großen Widerstand R_e und dem durch R_{i1} veränderbaren Eingangswiderstand be-

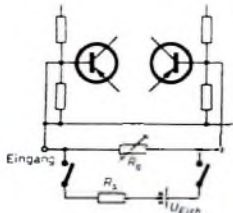


Bild 3. Eichverfahren zur Einstellung eines definierten Eingangswiderstandes

steht (Bild 3). Die Spannungsteilung (und damit die Anzeige) ist nur dann korrekt, wenn (bei konstanter Spannungsverstärkung) der Eingangswiderstand den richtigen Wert hat.

Die Bedingung der konstanten Eichspannung kann fortfallen, wenn man das Drehspulinstrument mit einem Umschalter über einen Vorwiderstand an die Eichspannung U_{Eich} legt. Bei richtiger Wahl der Widerstände braucht man dann nur mit R_{i1} gleiche Ausschläge des Meßinstrumentes bei beiden Messungen einzustellen. Als brauchbare Größe für den Querwiderstand ergibt sich der zweifache Wert des Eingangswiderstandes eines Verstärkers, der mit Transistoren mit niedriger Stromverstärkung bestückt ist. Für den differentiellen Eingangsleitwert der vorliegenden Schaltung erhält man

$$G_1 = \frac{1}{R_0} + \frac{q I_{E1}}{k T (\beta_1 - \beta_2)} \quad (4)$$

Wählt man $R_{i1} = 4 k T \beta_0 (q I_E)$, so wird mit $\beta_1 \approx \beta_2 = \beta$

$$G_1 = \frac{q I_{E1}}{2 k T} \left(\frac{1}{2 \beta_0} + \frac{1}{\beta} \right)$$

Fällt β im Laufe der Lebensdauer auf $\frac{2}{3}$ seines Anfangswertes β_0 ab, dann erhöht sich der Eingangsleitwert nur auf $\frac{1}{3}$ des ursprünglichen Wertes. Dies erlaubt auch bei Abfall der Stromverstärkung noch eine Eichung im Bereich der Einstellbarkeit von R_{i1} .

4. Ausgangsstufe

Um ein 100- μ A-Instrument aussteuern zu können, sind zwei Stufen erforderlich. Bild 4 zeigt zwei Möglichkeiten für die Schaltung der zweiten Stufe. Im allgemeinen wird man die Schaltung nach Bild 4b mit zwei Transistoren in Collectorschaltung vorziehen, da sie eine niedrigere Speisespannung benötigt und die Tran-

sistoren nicht so leicht übersteuert werden können. Die geringere Leistungsverstärkung spielt hier wegen der verhältnismäßig hohen Quellenwiderstände (Lastwiderstände der ersten Stufe) und wegen des kleinen Innenwiderstandes des Meßinstrumentes keine ausschlaggebende Rolle. Beim experimentellen Vergleich zweier praktisch ausgeführter Schaltungen nach Bild 4a und 4b zeigte sich, daß die Schaltung nach Bild 4b nur eine um 25% geringere Verstärkung ergibt. Ein besonderer Vorteil der Collectorschaltung ist jedoch die Linearität der Spannungsverstärkung (wenn man das ganze System einschließlich der Lastwiderstände der ersten Stufe betrachtet).

5. Schaltung des Millivoltmeters

Bild 5 zeigt die vollständige Schaltung des Millivoltmeters für Gleichspannungen. Die Transistoren T1 und T2 sind auf etwa gleiche Kenndaten ausgesucht. Ihre Collectorströme werden auf 50 μ A ein-

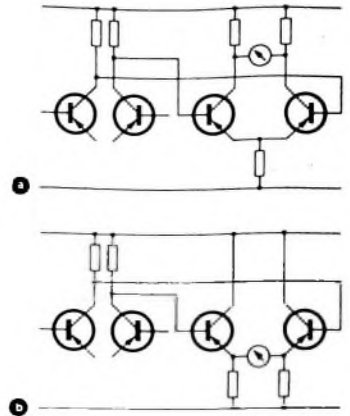


Bild 4. Schaltung der Endstufe des Differenzverstärkers: a) in Emitterschaltung, b) in Collectorschaltung

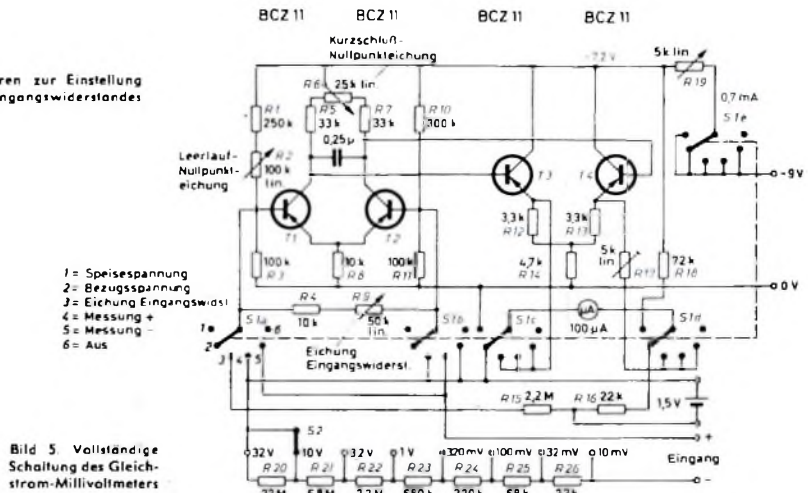


Bild 5. Vollständige Schaltung des Gleichstrom-Millivoltmeters

gestellt. Die Kurzschluß-Nullpunkteinstellung erfolgt mit dem Collectorlastwiderstand R6. Es sind acht Meßbereiche (Eingangswiderstand 1 Mohm/V) in 10-dB-Stufen vorhanden. Der empfindlichste Bereich ist 10 mV, der unempfindlichste $10^4/10 \approx 32$ V (Vollausschlag). Da die Spannungsverstärkung vom Transistorruhestrom abhängt, muß die Speisespannung einstellbar sein. In Stellung 1 des Schalters S1 wird R19 so eingestellt, daß das Instrument Vollausschlag zeigt.

Nach der Eichung der Speisespannung schaltet man den Meßbereichschalter S2 auf den 10-mV-Bereich und stellt den Kurzschluß- und Leerlauf-Nullpunkt mit R6 beziehungsweise R2 ein (S1 in Stellung 4 oder 5). R6 braucht nur zu Beginn einer Meßserie eingeregelt zu werden. Der Widerstand R17 dient zur einmaligen Einstellung der Spannungsverstärkung beziehungsweise des Übertragungsleitwertes des Gerätes. Dabei bringt man mit Hilfe einer exakten Eingangsspannung von 10 mV (bei einem Quellenwiderstand < 100 Ohm) das Instrument auf Vollausschlag. Eine kleine 1,5-V-Batterie liefert die Eichspannung, die in Stellung 2 des Schalters S1 einen Bezugswert am Instrument angibt und in Stellung 3 mit dem Widerstand R9 einen Abgleich des Ein-

gangsleitwertes (gleicher Ausschlag des Instrumentes wie in Stellung 2) erlaubt. Vorher muß natürlich die Nulleinstellung (vor allem mit R2) erfolgt sein.

Die Linearitätsabweichung der Anzeige ist maximal 1%, Sie läßt sich noch etwa auf die Hälfte verringern, wenn die Ruhestrome der Ausgangsstufe verdoppelt werden. Zur Messung der Temperaturstabilität wurden vier Geräte nach einstufiger Betriebsdauer (um Kurzzeiteffekte zu eliminieren) um 20 °C erwärmt. Der Nullpunktfehler betrug dabei weniger als 5% vom Vollausschlag. Der Empfindlichkeitsverlust beziehungsweise der Fehler in der Eichung war maximal 1%. Für vier Transistorpaare, die wechselweise in der Eingangsstufe eines Gerätes verwendet wurden, ergab sich eine maximale Nullpunktabweichung von 0,5 mV bei Erwärmung von 15 auf 35 °C. Die Messung der Kurzzeitstabilität erfolgte an vier Geräten mit je vier Transistorpaaren. Nach 24 Stunden Betriebspause wurde das Gerät zunächst 3 Minuten lang eingeschaltet und nach einer weiteren halben Stunde abermals in Betrieb genommen. Dabei ergab sich ein mittlerer Nullpunktfehler bei offenem Eingang von 2%; bei Kurzschluß war er vernachlässigbar klein.

(Nach Unterlagen der Valvo GmbH)

Großsignalverstärkung bei Transistoren in NF-Stufen

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 15, S. 505

4 Die Gegentakt-A-Endstufe

Nachdem in den Abschnitten 2 und 3 für den Eintakt-A-Betrieb der Unterschied zwischen Röhre und Transistor und die Bedeutung der Ansteuerung für die linearen und nichtlinearen Verzerrungen ausführlich beschrieben wurden, werden bei den folgenden Fällen der Großsignalverstärkung mit Transistoren nur die speziellen Probleme behandelt.

Gegentakt-A-Endstufen haben den Vorteil, daß sich der bei Eintakt-A-Endstufen störende Klirrgrad k_2 heraushebt und daher praktisch nur noch die zweite Oberwelle übrigbleibt, die sich durch Gegenkopplungsmaßnahmen weiter abschwächen läßt. Hierzu müssen bei hochohmiger Ansteuerung (Stromsteuerung) die Transistoren gepaart, also mit gleichem Stromverstärkungsfaktor und gleichem Verlauf des Stromverstärkungsfaktors in Abhängigkeit vom Collectorstrom, eingesetzt werden. Bei Spannungssteuerung ist der Einfluß der Transistorparameter geringer

4.1 Prinzipschaltbild

Das Prinzipschaltbild der Gegentakt-A-Endstufe mit Transistoren zeigt Bild 12. Das Eingangssignal wird durch den Ein-

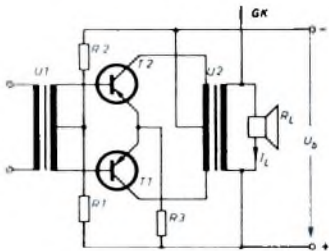


Bild 12. Prinzipschaltbild einer Gegentakt-A-Endstufe mit Transistoren (Spannung an R3 etwa 0,5 - 2V)

gangsübertrager U_1 (Treiberübertrager) in zwei gegensinnige Steuerspannungen umgewandelt und durch die beiden im A-Betrieb arbeitenden Transistoren T_1 und T_2 verstärkt. Die Ausgangsspannungen werden im Ausgangsübertrager U_2 zusammengefaßt. R_1 , R_2 und R_3 dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes. Die Vorteile des Treiberübertragers werden beim Gegentakt-B-Verstärker ausführlich beschrieben.

Für die Arbeitspunktstabilisierung gelten die gleichen Überlegungen wie beim Eintakt-A-Betrieb. Der gemeinsame Emitterwiderstand R_3 braucht wegen der gegenphasigen und der sich daher kompensierenden Emitterwechselströme nicht mit einem Kondensator überbrückt zu werden. R_3 wirkt also für Wechselspannungen nicht als Gegenkopplung. Der Vorteil der geringen nichtlinearen Verzerrungen wird aber durch die teuren Übertrager für hochwertige Wiedergabe in Frage gestellt. Im Gegensatz zu Röhrenschaltungen für Gegentakt-A-Betrieb ist hier wegen des niedrigen Eingangswiderstandes der Transistoren und der Basisströme die RC-Kopplung mit einem Phasenumkehrtran-

sistor in bezug auf Arbeitspunktstabilisierung und Ansteuerung der Endstufe ungünstig oder recht aufwendig.

4.2 Übertragerlose Schaltung

Eine übertragerlose Gegentakt-A-Schaltung mit galvanischer Kopplung der Transistoren ist im Bild 13 dargestellt. Die Transistoren T_2 und T_4 in Collector-

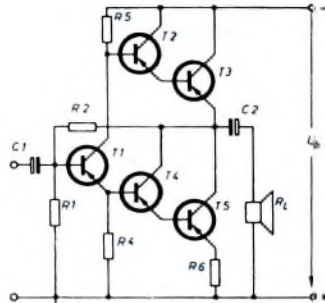


Bild 13. Prinzipschaltbild einer übertragerlosen Gegentakt-A-Endstufe mit galvanischer Kopplung der Transistoren (Spannung an R6 etwa $U_b/4$)

schaltung steuern die Gegentakttransistoren T_3 und T_5 niederohmig an. Die Arbeitspunktstabilisierung erfolgt mit den Widerständen R_1 , R_2 , R_4 und R_6 .

Die Schaltung ermöglicht sehr niedrige lineare und nichtlineare Verzerrungen. Gegenüber eisenlosen Röhrenschaltungen hat die Schaltung den besonderen Vorteil, daß wegen der niedrigen Betriebsspannung der Transistoren niederohmige und daher robuste Lautsprecher Anwendung finden. Nachteilig ist die Notwendigkeit einer guten Abführung der im zeitlichen Mittel großen Collectorverlustleistung infolge der schlechten Ausnutzung der Transistoren. Ein Kompromiß sind Schaltungen mit gleitendem Arbeitspunkt [9, 10], die jedoch eine sorgfältige Einstellung der Betriebswerte erfordern.

5. Die Gegentakt-B-Endstufe

Die Gegentakt-B-Endstufe ist die gegenwärtig am häufigsten angewandte Endstufenschaltung mit Transistoren. Ihr Vorteil liegt in dem großen Wirkungsgrad, der sich mit Sparschaltungen bei kleiner Ausgangsleistung noch erhöhen läßt [11].

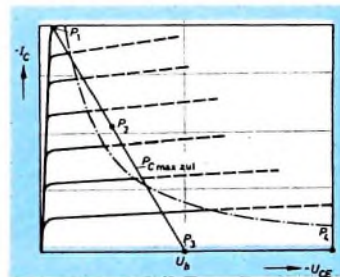


Bild 14. Lage der Arbeitsgeraden beim Gegentakt-B-Betrieb

DK 621.375.4

Bild 14 zeigt die Lage des Arbeitspunktes eines Transistors im I_C-U_{CE} -Kennlinienfeld (P_3). Die Aussteuerung erstreckt sich vom Arbeitspunkt P_1 über P_2 bis zur Restspannung bei P_4 . Wird der andere Transistor angesteuert, so steigt die Collectorspannung des gesperrten Transistors maximal bis auf den doppelten Wert der Betriebsspannung U_b im nicht angesteuerten Zustand an (Punkt P_5).

5.1 Ansteuerung

Im Gegensatz zu Röhrenschaltungen werden handelsübliche Transistor-B-Endstufen mittlerer Ausgangsleistung (0,24 ... 2W) häufig stromgesteuert. Den Grund hierfür zeigen die I_C-U_{CE} -Kennlinienfelder (Bilder 8 und 9) und noch deutlicher die daraus abgeleiteten Kennlinien $I_C = f(U_{BE})$ und $I_C = f(I_B)$ im Bild 15.

Wird ein nicht gegengekoppeltes Transistorpaar (mit gleichem B und B-Verlauf in Abhängigkeit vom Collectorstrom) mit einer Sinusspannung angesteuert, so ergibt sich, wie aus Bild 15 (Kurve a) folgt, ein verzerrter Ausgangsstrom I_L (Bild 16). Im Punkt P_2 treten starke Überlappungsfehler auf, die einen Klirrgrad k_2 (zweite Oberwelle) zur Folge haben. Steuert man das Transistorpaar jedoch mit einem

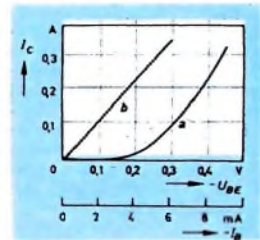


Bild 15. Aus den Ausgangskennlinienfeldern (Bilder 8 und 9) abgeleitete Eingangskennlinien $I_C = f(U_{BE})$ (Kurve a) und $I_C = f(I_B)$ (Kurve b). Die Basisspannungen und Basisströme wurden längs der Arbeitsgeraden $P_1-P_2-P_3$ im Bild 14 entnommen.

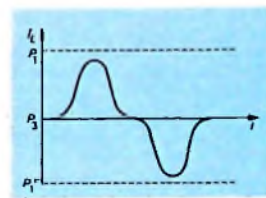


Bild 16. Ausgangsstrom im Lastwiderstand (Lautsprecher) R_L bei Spannungssteuerung

Sinusstrom an, so müßte man entsprechend der Kurve b im Bild 15 wieder einen reinen Sinusausgangsstrom I_L erhalten. Es ist jedoch praktisch nicht möglich, den Transistor im Arbeitspunkt P_2 stromgesteuert zu betreiben, da der Transistor bei sehr niedrigen Collectorströmen einen verhältnismäßig hohen Eingangswiderstand hat und daher die Stromsteuerung in diesem Kennliniengebiet in

die unerwünschte Spannungssteuerung überwechselt.

Bei Leistungstransistoren verläuft die Kennlinie $I_C = f(I_B)$ gekrümmt (Bild 17), so daß der Ausgangsstrom bei Sinusstromsteuerung den im Bild 18 dargestellten Verlauf hat. Diese Kurvenform enthält neben höheren Harmonischen wegen des Überlappungsfehlers im Arbeitspunkt P_3 einen hohen Anteil der zweiten Oberwelle

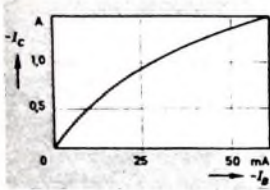
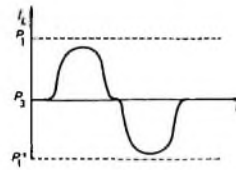


Bild 17 Aus dem Ausgangskennlinienfeld (Bild 6) abgeleitete Eingangskennlinie $I_C = f(I_B)$

Bild 18 Ausgangsstrom im Lastwiderstand R_L bei Stromsteuerung



und unerträgliche Überlappungsfehler zur Folge.

Auch der zur Erhöhung der thermischen Stabilität und Symmetrierung der Endstufe erforderliche Widerstand R_{10} darf nicht kapazitiv überbrückt werden. Der Parallelkondensator würde durch die stets in gleicher Richtung fließenden Emittorstromhalbwellen negativ gegen Masse aufgeladen werden und daher die gleiche

Die Nachteile des Treiberübertragers sind vor allem:

1. Die unbestimmte untere Grenzfrequenz, die bei Großsignalverstärkung wegen der nichtlinearen Transistor-Eingangswiderstände der Gegentaktristoren von der Größe der Aussteuerung abhängt

2. Die zusätzliche Erhöhung der unteren Grenzfrequenz bei kleiner Aussteuerung infolge Abnahme der Permeabilität des Kernbleches bei Verwendung von Dynamoblech IV.

Diese beiden Faktoren führen zu hohen linearen Verzerrungen und unüberschaubaren Phasendrehungen bei tiefen Frequenzen. Außerdem schwächen sie die Wirkung der gehörrihtigen Lautstärke-einstellung.

In der Standardschaltung Bild 19 hat der Treiberübertrager noch folgende Nachteile:

3. Wegen der hochohmigen Ansteuerung liegt die obere Grenzfrequenz der Gegentaktristoren bei ihrer β -Grenzfrequenz

4. Die unter Umständen sehr hohe Spannungsverstärkung der Treiberstufe und die damit verbundene hohe Rückwirkung über die Rückwirkungskapazität setzen die obere Grenzfrequenz der Treiberstufe herab. Dadurch treten an der oberen Frequenzgrenze des Verstärkers sehr bald Phasendrehungen über 90° auf, und die bei mittleren Frequenzen wirkende Gegenkopplung wird zur Rückkopplung. Da die Gefahr der Selbsterregung der Schaltung sehr groß ist, werden Gegenkopplungsgrade > 2 vom Ausgang zur Treiberstufe in Schaltungen nach Bild 19 nur selten angewandt.

5.2.2 Verzerrungen

Bei kleinen Aussteuerungen des Verstärkers nach Bild 19 treten wegen der unvermeidbaren Spannungssteuerung Überlappungsfehler auf, die sich zwar durch günstige Einstellung des Ruhestroms klein halten, aber nicht restlos beseitigen lassen. Haben die Gegentaktristoren unterschiedliche Stromverstärkungsfaktoren, so verursachen sie unsymmetrische Verzerrungen (k_2). Beim Vertauschen der beiden Transistoren kann sich dieser Klirrrgrad jedoch teilweise mit dem Klirrrgrad der Treiberstufe kompensieren. Gegentaktristoren mit einem vom Collectorstrom abhängigen Verlauf des Stromverstärkungsfaktors sind am Klirrrgrad k_3 zu erkennen.

Lineare Verzerrungen entstehen vor allem durch den Treiberübertrager, durch einen zu klein bemessenen Emittorkondensator C2 in der Treiberstufe und durch die

(abgeflachte Kuppen) Stromgesteuerte Leistungs-Endstufen im Gegentak-B-Betrieb weisen daher bei Großsignalverstärkung hohe Klirrrgrade k_3 auf [12]. Trotz dieser Nachteile dürfte die Stromsteuerung in transportablen Geräten mit mittlerer Ausgangsleistung (< 2 W) weiterhin meistens angewendet werden, da sie größte Leistungsverstärkung und beste Ausnutzung der Batterie bei geringstem Aufwand an Transistoren ermöglicht.

5.2. Standardschaltung für Stromsteuerung

Bild 19 zeigt die Standardschaltung eines Gegentak-B-Verstärkers mit hochohmiger Ansteuerung (vorwiegend Stromsteuerung) der Gegentakstufe. Großsignalverstärkung liegt hier sowohl in der Gegentak-B-Stufe als auch in der Treiberstufe vor. Für die Treiberstufe, deren Schaltung Bild 10 entspricht, gelten die bereits beim A-Verstärker beschriebenen Überlegungen. Der große Innenwiderstand des Treibertransistors T1 bewirkt vorwiegend eine Stromsteuerung der Gegentak-Endstufe. Die Widerstände R_6 bis R_9 dienen zum Einstellen und Stabilisieren des B-Arbeitspunktes. Dieser Spannungsteiler soll möglichst niederohmig sein, da durch ihn beim Aussteuern der Basisstrom der Transistoren T2 und T3 fließt und einen zusätzlichen Spannungsabfall verursacht. Zum Herabsetzen des Spannungsteilerwiderstandes für Wechselstrom darf der Mittelabgriff des Treiberübertragers nicht über einen Kondensator an Masse gelegt werden. Der Basisstrom der Transistoren würde diesen Kondensator positiv aufladen, und das hätte eine Verschiebung des Arbeitspunktes der Endstufe vom B- zum C-Betrieb

Wirkung wie ein Kondensator am Mittelabgriff des Treiberübertragers haben.

Die untere Grenzfrequenz des Verstärkers sollte - wie bei allen Gegentak-B-Schaltungen mit Transistoren - durch die Voroder Treiberstufe bestimmt sein. Ist sie durch den Ausgangsübertrager gegeben, dann können tiefe Frequenzen die Gegentaktransistoren überlasten, wodurch die Transistoren bei zu klein bemessenem R_{10} instabil und innerhalb weniger Sekunden unbrauchbar werden.

5.2.1 Treiberübertrager

Der Treiberübertrager ist in Gegentak-Endstufen mit Röhren nur noch selten anzutreffen; er wurde durch verzerrungsärmere Röhrenschaltungen ersetzt. In Gegentak-Endstufen mit Transistoren hat er jedoch wegen des verhältnismäßig niedrigen nichtlinearen Eingangswiderstandes der Stufe folgende Vorteile:

1. Einfache galvanisch getrennte Phasenaufteilung
2. Transformation des Steuerstroms für die Gegentak-Endstufe in niedrigere Steuerströme.
3. Hohe Leistungsverstärkung der Treiberstufe, da der niedrige Eingangswiderstand der Gegentaktransistoren herauftransformiert wird und der Innenwiderstand des Transistors T1 sehr groß ist.
4. Wegen des kleinen Wicklungswiderstandes der Sekundärseite können die Basisströme der Gegentaktransistoren ohne wesentlichen Verlust abgeleitet werden.
5. Der niederohmige Spannungsteiler R_6 bis R_9 ist nur einmal erforderlich und stellt nur eine geringe zusätzliche Belastung für die Treiberstufe dar (er liegt in Reihe mit dem Transistoreingang).

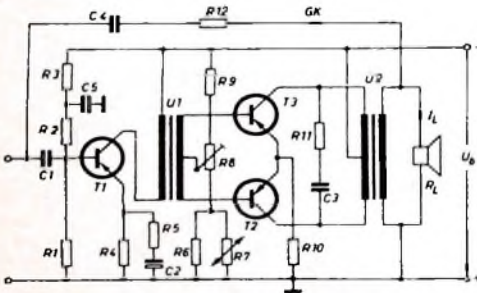


Bild 19 Prinzipschaltbild einer Gegentak-B-Endstufe für mittlere Ausgangsleistungen (Stromsteuerung und ausgangsspannungsproportionale Basisstromgegenkopplung über zwei Stufen)

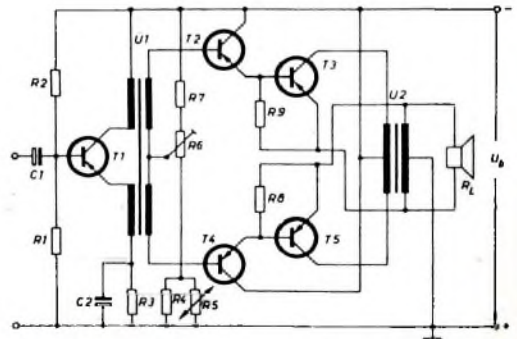


Bild 20 Prinzipschaltbild einer Gegentak-B-Endstufe für Leistungstransistoren (Spannungssteuerung und ausgangsspannungsproportionale Emitterspannungsgegenkopplung in jeder Stufe)

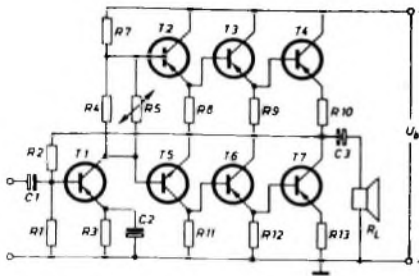


Bild 21. Prinzipschaltbild einer eisenlosen Gegentakt-B-Endstufe für Leistungstransistoren mit Komplementärtransistor (niederohmige Ansteuerung)

obere Grenzfrequenz der Transistoren T 1, T 2 und T 3. Zur Verminderung der linearen und nichtlinearen Verzerrungen ist bei Stromsteuerung der Treiberstufe eine der Ausgangsspannung proportionale Stromgegenkopplung über R 12, C 4 zur Basis des Treibertransistors T 1 sinnvoll. Intermodulationsverzerrungen lassen sich durch nicht kapazitiv überbrückte Emittewiderstände (zum Beispiel R 5 im Bild 19) verringern. Dazu muß

$$R_5 \geq \frac{20 \text{ mV}}{I_{C1}}$$

(I_{C1} = Collectorstrom des Transistors T 1) sein. Je größer dieser Emittewiderstand ist, um so geringer werden die Intermodulationsverzerrungen

5.3 Schaltbeispiel für Spannungssteuerung

Um die linearen und nichtlinearen Verzerrungen herabzusetzen, ist besonders bei Gegentakt-B-Verstärkern mit Ausgangsleistungen über 2 W eine niederohmige Ansteuerung der Transistoren erforderlich. Bild 20 zeigt als Beispiel das Schaltbild einer Gegentakt-B-Endstufe mit Übertragern. Durch Verwendung von Übertragern erreicht man bei gegebener Betriebsspannung und Ausgangsleistung sowie vorgegebenem Lautsprecherwiderstand die richtige Anpassung des Lautsprechers an den Verstärker. Außerdem steigen die Stufenverstärkung und die Batterieausnutzung [12]. Die Erhöhung des Eingangswiderstandes der Endstufe wird durch Vorschalten eines oder mehrerer Transistoren in Collectorschaltung erreicht. Diese Transistoren müssen galvanisch angekoppelt sein, da über sie auch die Einstellung und Stabilisierung des B-Arbeitspunktes erfolgen.

Die Übertragerwicklungen sind hier aufgeteilt, und ein Teil der üblichen Collectorwicklung liegt in der Emittierleitung. Dadurch erhalten alle Verstärkerstufen eine kräftige Gegenkopplung, die ohne Ausgangsleistungsverluste die Eingangswiderstände linearisiert und heraufsetzt sowie die Ausgangswiderstände zur niederohmigen Ansteuerung (auch des Lautsprechers) herabsetzt. Mit dieser Schaltung lassen sich bei einer Ausgangsleistung von 2,5 W Gesamtwirkungsgrade (einschließlich der Übertrager- und Leistungsverluste) von mehr als 60% erreichen.

5.4 Übertragerlose Endstufe

Ein interessantes Schaltbild eines Gegentakt-B-Verstärkers ohne Übertrager ist im Bild 21 dargestellt. Diese Schaltung weist als Besonderheit in der Phasenumkehrstufe einen Komplementärtransistor auf und hat daher kein Analogon bei Röhrenschaltungen.

Der Transistor T 1 arbeitet im A-Betrieb. Sein Arbeitspunkt ist durch die Widerstände R 1, R 2, R 3 und R 7 stabilisiert. Als Arbeitswiderstand von T 1 wirkt im wesentlichen der Widerstand R 7. Negative Halbwellen am Collector von T 1 steuern den Serienverstärker mit den Transistoren T 2, T 3 und T 4, die den positiven dagegen den Komplementärtransistor T 5. Dieser npn-Transistor arbeitet in Emitterschaltung und bewirkt die zur Aussteuerung von T 6 und T 7 erforderliche Phasenumkehr [13]. Mit dieser Schaltung wurden Klirrgrade < 0,25% bei einem 10-W-Verstärker mit einem Frequenzumfang von 30 Hz ... 20 kHz erreicht. Die Ansteuerung liegt hier zwischen der Spannungs- und der Stromsteuerung.

6. Die Gegentakt-AB-Endstufe

Will man mehr Sprechleistung erreichen, als es bei Gegentakt-A-Betrieb wegen der Transistorverlustleistung möglich ist, aber die Überlappungsfehler des Gegentakt-B-Verstärkers vermeiden, so wählt man den Gegentakt-AB-Betrieb. Dabei muß der Arbeitspunkt so eingestellt werden, daß im nicht angesteuerten Zustand höhere Collectorströme als beim Gegentakt-B-Verstärker fließen. Dem Vorteil der leichteren Einstellung des Arbeitspunktes steht aber als Nachteil der zur Überbrückung des Emittewiderstandes (R 3 im Bild 12) erforderliche sehr große Kondensator (> 1000 µF) gegenüber.

Gegentakt-AB-Verstärker mit Transistoren sind gegenüber Röhrenschaltungen noch zu teuer. Wenn nur niedrige Batteriespannungen zur Verfügung stehen, hat jedoch der Gegentakt-AB-Verstärker den Vorteil, daß bei etwas schlechterem Wirkungsgrad als beim Gegentakt-B-Betrieb die nichtlinearen Verzerrungen und die Intermodulationsverzerrungen sehr niedrig gehalten werden können.

6.1. Übertragerlose Endstufe

In der Prinzipschaltung (Bild 22) eines eisenlosen Gegentakt-AB-Verstärkers [14] wird die gleiche Arbeitspunktstabilisierung angewandt, die auch bei Gegentakt-B-Verstärkern üblich ist. Die Glühlämpchen La 1 und La 2 verhalten sich wie Kaltleiter. Ihr Widerstand steigt mit der Temperatur des Glühfadens und daher auch mit ihrer Betriebsspannung an. Änderungen der Betriebsspannung des Verstärkers wirken sich deshalb auf die Basisvorspannung und den Collectorruhestrom der Endstufentransistoren weniger aus. (An Stelle der Glühlämpchen lassen sich auch Schaltungen mit Stabilisationszellen, zum Beispiel Selen- oder Siliziumdioden, verwenden.)

Der Kondensator C 4 bringt den Außenwiderstand R 4 des Phasenumkehrtran-

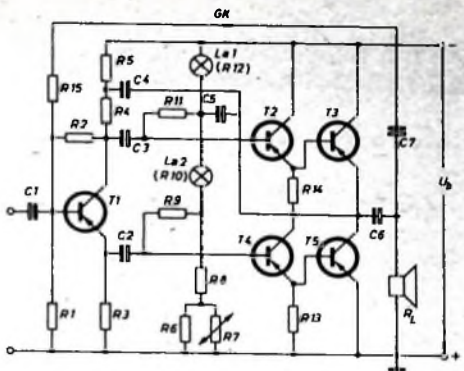


Bild 22. Prinzipschaltbild einer eisenlosen Gegentakt-AB-Endstufe für Leistungstransistoren (niederohmige Ansteuerung, ausgangsspannungsproportionale Basisspannungsgegenkopplung über drei Stufen)

sistors T 1 batterie-seitig auf das Potential des Emitters des Endstufentransistors T 3. Ebenso wird der Anschlußpunkt des Widerstandes R 11 an den Spannungsteiler für die Basisvorspannung der Transistoren T 2 und T 3 mit C 5 auf das Emittential des Transistors T 3 gelegt. Da dadurch beide Serienverstärker gleichartig angesteuert werden, müssen die Widerstände R 3 und R 4 den gleichen Widerstandswert haben [14].

Weiteres Schrifttum

- [10] • Transistor-NF-Verstärker für hohe Wiedergabegüte, transformatorlos. Telefunken-Laborbuch, Bd II, S. 264-273. Ulm 1960, Telefunken
- [11] Auto- und Reiseempfänger 1961/62 Funk-Techn., Bd. 16 (1961) Nr. 10, S. 348-355
- [12] Sauer, K., u. Moortgat-Pick, W.: Gegentakt-Endstufen mit Leistungs-transistoren. Telefunken-Röhrenmitteilung Nr. 560 60R
- [13] Paz, H. J.: Low-distortion transistor monitor amplifier. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 11, S. 118-120
- [14] • Verstärker mit Transistoren für Stereo-Wiedergabe. Telefunken-Laborbuch, Bd. II, S. 274-283. Ulm 1960, Telefunken

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Augustheft 1962 unter anderem folgende Beiträge:

- Die Entwicklung des gesteuerten Gleichrichters und dessen Schaltungstechnik
- Zur Berechnung von Spannungsreglern mit Transistoren im Stellglied
- Rauscharme Verstärker für Zentimeter- und Millimeterwellen
- Zweites Internationales Fernseh-Symposium in Montreux
- Dreidimensionale Sichtdarstellung
- Elektronische Datenverarbeitung - Neue Geräte und Anlagen
- Internationale Elektronik-Ausstellung in London
- Angewandte Elektronik • Aus Industrie und Wirtschaft • Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

Format DIN A 4 • monatlich ein Heft
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE

Moderne Schaltungstechnik bei Kurzwellenempfängern Der KW-Empfänger Drake „2-B“

Rückblick auf die Empfängerentwicklung
Bis in die dreißiger Jahre genügte zum KW-Empfang der Einkreis (O V), der auch heute noch vereinzelt von Amateuren benutzt wird. Bei den Amateurgeräten vollzog sich aber bald, ebenso wie bei den Rundfunkempfängern, der Übergang zum Superhet. Um auf den höheren KW-Bändern die nötige Spiegelfrequenzsicherheit bei der üblichen ZF von 455 kHz zu erreichen, war jedoch eine dreikreisige Vorselektion mit zwei HF-Vorstufen erforderlich. Bei höheren Zwischenfrequenzen, zum Beispiel 1650 kHz, reichte zwar eine Vorröhre (zwei Vorkreise) aus, man mußte aber den dadurch bedingten Verlust an Verstärkung und Trennschärfe durch eine weitere ZF-Stufe wieder ausgleichen. Die starke Zunahme der Amateurstationen nach dem Kriege stellte noch wesentlich höhere Ansprüche an die Trennschärfe der Empfänger. Mit Quarzfiltern und mechanischen Filtern gelang es zwar, im ZF-Verstärker sowohl sehr schmale Bandbreiten (bis zu wenigen hundert Hertz) als auch gleichzeitig sehr steil abfallende

Flanken der Durchlaßkurve zu erreichen, allerdings verteuern diese Bauelemente (die Preise für mechanische Filter liegen zwischen 200 und 300 DM) die Geräte erheblich. Man suchte daher nach Möglichkeiten, um mit einfacheren Mitteln gleiche Selektionswerte zu erhalten, damit die Empfänger noch zu tragbaren Preisen an die Amateure geliefert werden können. Durch den Übergang zu einer sehr niedrigen Zwischenfrequenz von 50...60 kHz läßt sich auf einfache Weise die erforderliche Trennschärfe erreichen. Das bedingt aber - mit Rücksicht auf die Spiegelselektion - wenigstens eine zweifache (besser noch eine dreifache) Transponierung der empfangenen Frequenz. Ein derartiger Dreifachsuper ist dann nach folgendem Prinzip aufgebaut: Das Signal gelangt von der Antenne über eine Vorstufe zur ersten Mischstufe mit dem ersten abstimmbaren Oszillator, in der es, um die erforderliche Spiegelselektion sicherzustellen, zunächst auf etwa 3 MHz umgesetzt wird. In der sich anschließenden zweiten und dritten Mischstufe erfolgt die Transponierung zu

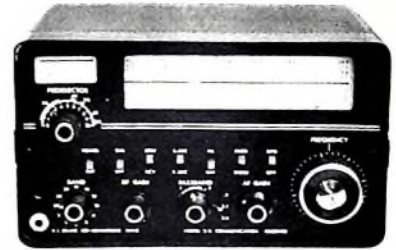
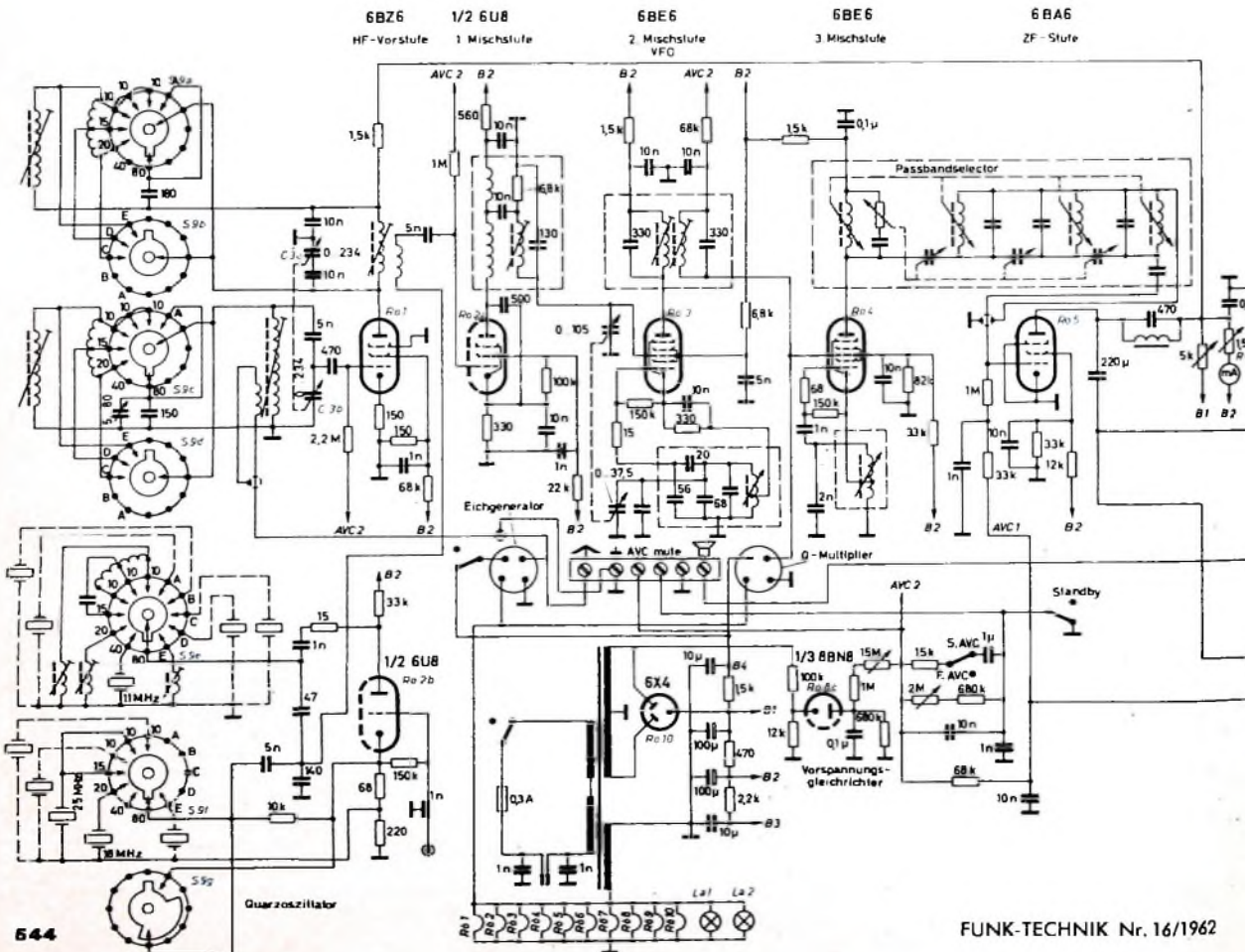


Bild 1. Ansicht des KW-Empfängers „2-B“

nächst auf die übliche ZF von 455 kHz und schließlich auf 50...60 kHz. Der zweite Oszillator ist dabei quarzstabilisiert.

Beim Zweifachsuper arbeitet man dagegen mit einer niedrigeren ersten Zwischenfrequenz von etwa 1650 kHz und setzt dann direkt auf 50 kHz um. Auch hier weist der zweite Oszillator meistens eine Quarzstabilisierung auf. Eine weitere Steigerung der Trennschärfe mit Bandbreiten bis etwa 100 Hz läßt sich mit dem in manchen Geräten eingebauten Q-Multiplier erreichen.

Die moderne Schaltungstechnik
Der sich in letzter Zeit auch beim Amateurfunk in stärkerer Maße abzeichnende Übergang von der „klassischen“ Zweiseitenband- zur Einseitenbandmodulation stellt höchste Ansprüche an die Qualität der KW-Empfänger. Neben schmaler ZF-



Bandbreite von 1,8...2,5 kHz mit sehr steil abfallenden Flanken der Durchlaßkurve ist vor allem große Frequenzstabilität der Oszillatoren erforderlich. Das gilt besonders für den abstimmbaren Oszillator, den man sonst schon bei geringer Frequenzdrift laufend nachstimmen müßte, um die Verständlichkeit aufrechtzuerhalten. Bei einem für SSB-Betrieb bestimmten Gerät ist daher eine sorgfältige Temperaturkompensation des variablen Oszillators für alle Wellenbereiche (Bänder) unbedingt notwendig, was aber einen recht erheblichen Aufwand erfordert und sich entsprechend im Preis ausdrückt.

Für dieses Problem hat man bei KW-Empfängern eine einfache Lösung gefunden. Wenn man die Hauptabstimmung in die erste Zwischenfrequenz legt, erfordert nur der Oszillator der zweiten Mischstufe eine Temperaturkompensation. Bei dieser Technik ergibt sich für alle Bänder die gleiche Frequenzteilung auf der Skala, und dadurch vereinfacht sich auch die Nacheichung des Gerätes. Der erste Oszillator ist dann für alle Bänder fest abgestimmt und kann quarzstabilisiert arbeiten. Diese Konvertertechnik wenden auch die UKW-Amateure zur Abstimmung des 2-m-Bandes an, weil hier die absolute Frequenzwanderung noch größer ist und die Temperaturkompensation für die schmale ZF-Bandbreite von 3...6 kHz erhebliche Schwierigkeiten bereitet. Derartige KW-Empfänger wurden in letzter Zeit von den Firmen Collins, Drake, Hallicrafters und Mosley herausgebracht und haben sich bei SSB-Betrieb sehr gut bewährt.

Die Schaltung des KW-Empfängers „2-B“

Das erwähnte Konverterprinzip findet man auch bei dem KW-Empfänger „2-B“ von

Drake (Bild 1). In der Vorstufe (Bild 2) wird eine Pentode 6BZ6 verwendet, deren Gitter- und Anodenkreis mit dem Zweifachdrehkondensator C3a, C3b getrennt von der Hauptabstimmung in der ersten ZF abgestimmt werden (Preselector). Darauf folgt die erste Mischstufe R62a mit dem zugehörigen ersten quartzesteuerten Oszillator R62b, die die erste Zwischenfrequenz im Bereich 3,5...4,1 MHz liefert. Der Quarzoszillator ist jedoch im 80-m-Band (3,5...3,8 MHz) außer Betrieb, da hier die Abstimmung ohne Transponierung direkt erfolgen kann.

Für die anderen Amateurbänder ist der Oszillator mit Quarzen für 11 MHz (40 m), 18 MHz (20 m), 25 MHz (15- und 10-m-Band von 28,5...28,1 MHz) bestückt. Um das gesamte 10-m-Band zu überstreichen, sind noch zwei weitere (nicht zum Lieferumfang gehörende) Quarze erforderlich. Außerdem stehen noch fünf Quarzfassungen zur wahlweisen Bestückung zur Verfügung, in die Quarze zum Empfang weiterer je 600 kHz breiter Bänder innerhalb des Kurzwellenbereiches von 4...30 MHz eingesetzt werden können. Mit dem Bereichsschalter S9 lassen sich insgesamt 12 Bänder auswählen. Sollte das in einem oder anderen Fall nicht ausreichen, so muß man die Quarze mit der Hand austauschen. Da die Fassungen auf dem Chassis hinten angeordnet sind (Bild 3), bereitet das aber keine besonderen Schwierigkeiten.

In der abstimmbaren zweiten Misch- und Oszillatorstufe R63 erfolgt die Hauptabstimmung auf den gewünschten Sender. Der sehr gut temperaturkompensierte Oszillator enthält eine keramische Spule hoher Güte und läßt sich im Bereich 3,855 bis 4,555 MHz abstimmen. Die zweite Mischstufe liefert die übliche ZF von 455 kHz. Die sich anschließende dritte Misch- und Oszillatorstufe R64 (der fest abgestimmte, jedoch nicht quartzesteuerte Oszillator erzeugt die Frequenz 405 kHz) setzt auf die dritte ZF von 50 kHz um. Im Anodenkreis von R64 liegt ein vierkreisiges Filter („Passbandselektor“), das für die gewünschte Trennschärfe maßgebend ist und die BFO-Abstimmung ermöglicht. Nach Verstärkung der 50-kHz-Zwischenfrequenz in R65 gelangt die ZF über den

22-kOhm-Widerstand R28 zum Mischgitter des Produktdetektors R67. Zwischen Kathode und erstem Steuergitter dieser Heptode liegt der fest auf 50 kHz abgestimmte Oszillatorschwingkreis des BFO, der für CW- und SSB-Empfang erforderlich ist. Der Produktdetektor ermöglicht eine einwandfreie Demodulation sowohl bei starken als auch bei schwachen SSB-Signalen. Das an der Anode von R67 liegende NF-Filter läßt nur den Sprachfrequenzbereich bis etwa 3 kHz durch.

Die 50-kHz-ZF gelangt gleichzeitig auch noch über das Triodensystem von R66 zu den beiden Diodensystemen dieser Röhre, von denen das eine die Regelspannung erzeugt, während das andere zur Gleichrichtung für CW- und AM-Empfang dient. Dabei arbeitet das nachgeschaltete Diodensystem R68 als (abschaltbarer) Störbegrenzer. Der zweistufige NF-Verstärker (R68a, R69) kann wahlweise an den Produktdetektor oder den Diodengleichrichter geschaltet werden. Der mit 1000 pF sehr klein bemessene Kopplungskondensator C54 am Gitter der ersten NF-Stufe R68a schneidet die tiefen Töne ab, während eine entsprechende Absenkung der Höhen durch den Kondensator C55 erfolgt. Auf diese Weise erreicht man, daß in Verbindung mit dem 3-kHz-NF-Filter nur der für Sprache wichtige Frequenzbereich verstärkt wird. Die Wiedergabe ist im Vergleich zu anderen KW-Empfängern daher auch auffallend rausch- und störarm. Die Endstufe R69 gibt etwa 1 W Sprechleistung ab. Der hinten am Chassis an der Klemmleiste anschließbare Lautsprecher schaltet sich bei Verwendung eines Kopfhörers automatisch ab.

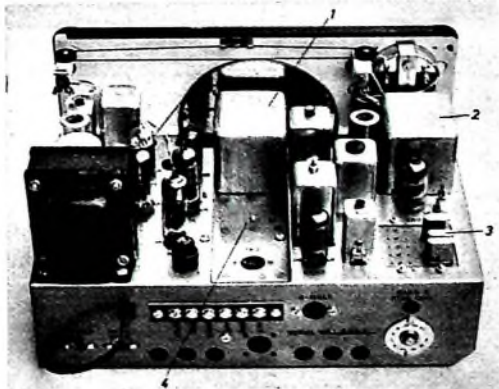
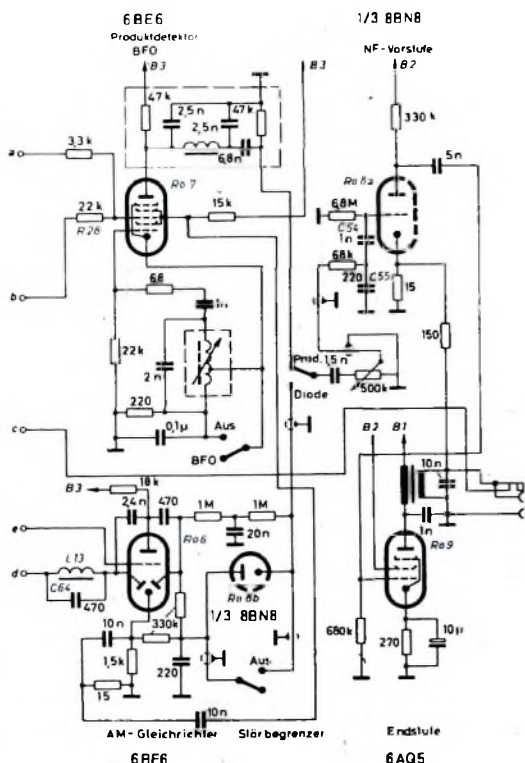
Der Netzteil mit der Gleichrichterröhre 6X4 (R610) ist auf 120/240 V (50 oder 60 Hz) umschaltbar. Zur Gleichrichtung der Gittervorspannung für die HF-Regelung dient das Diodensystem R68c.

Eingangsempfindlichkeit

Das Datenblatt des „2-B“ gibt eine Eingangsempfindlichkeit von weniger als 0,5 µV für ein Signal mit 10 dB Rauschabstand an. Eine Überprüfung mit dem Heathkit-Labor-Meßsender „LG1“ ergab in allen Bereichen bei einem noch zuverlässig definierten Eingangssignal von 1 µV am 50-Ohm-Antenneneingang eine S-Meteranzeige von S5, bei 10 µV von S9, bei 100 µV von S9 + 10 dB und bei 1 mV von S9 + 30 dB. Dabei ist das Rauschen mit S1 anzusetzen. Die Empfindlichkeit des Testgerätes war also besser als der genannte Mindestwert.

Bild 2 (links und Nebenseite). Schaltung des „2-B“ (Hersteller: R. L. Drake Comp., Miamisburg, Ohio, USA)

Bild 3 Chassisansicht des „2-B“: 1 Abstimmkondensator, 2 Drehkondensator C3a, C3b (Preselector), 3 Quarze, 4 Plais für 100-kHz-Quarzoszillator



Abstimmung und Frequenzstabilität

Die Abstimmung wird durch die 18 cm lange und 4 cm hohe Linearskala mit 10-kHz-Eichung sehr erleichtert. Der Abstimmknopf (63 mm \varnothing) trägt außerdem noch Markierungen, mit denen sich Frequenzdifferenzen von 1 kHz ablesen lassen. Die Skala ist für die Amateurbänder 3,5 bis 4,1 MHz, 6,9 ... 7,5 MHz, 13,9 ... 14,5 MHz, 20,9 ... 21,5 MHz, 28 ... 28,6 MHz, 28,5 bis 29,1 MHz und 29,1 ... 29,7 MHz sowie relativ für die fünf Zusatzbänder (500 ... 0 bis -100) geeicht. Zur Nacheichung kann die Skala von außen gegenüber dem Zeiger etwas verschoben werden.

Die Frequenzstabilität des abstimmbaren Oszillators ist, wie Vergleiche mit einem Eich-Quarzoszillator zeigten, sehr gut. Die Frequenzdrift nach dem Einschalten beträgt weniger als 400 Hz. Weitere Frequenzwanderungen infolge Erwärmung und Netzspannungsschwankungen ($\pm 10\%$) liegen unter 100 Hz und machen sich auch beim SSB-Empfang kaum bemerkbar.

Trennschärfe, Spiegelfrequenz, BFO-Abstimmung

Den Passbandselector, der für die Trennschärfe und die Abstimmung auf die BFO-Frequenz maßgebend ist, konnte man als das Herz des Empfängers bezeichnen. Dieses Filter, das aus vier von außen induktiv abstimmbaren Kreisen besteht, läßt sich durch Änderung der kapazitiven Kopplung auf Bandbreiten von 500 Hz für CW- sowie von 2,1 und 3,6 kHz für SSB- und AM-Empfang umschalten. Die Durchlaßkurve hat in der Stellung 500 Hz bei -6 dB eine Bandbreite von 500 Hz und bei -60 dB von 2,75 kHz (Bild 4). Mit dem als

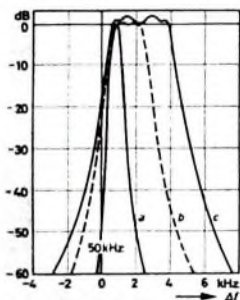


Bild 4. Durchlaßkurven: a Bandbreite 500 Hz, b Bandbreite 2,1 kHz, c Bandbreite 3,6 kHz

Zusatzgerät lieferbaren Q-Multiplier kann für CW die Bandbreite bis auf etwa 100 Hz herabgesetzt werden. Die Spiegelselektion ist größer als 60 dB und die ZF-Durchschlagfestigkeit in den Amateurbändern besser als 60 dB, was auch, wie die Überprüfungen zeigten, vom Gerät gut eingehalten wird.

Da der für Telegrafie- und SSB-Empfang erforderliche eingebaute BFO (Überlagerer) fest auf 50 kHz abgestimmt ist, läßt sich die ZF-Durchlaßkurve des Passbandselectors durch Veränderung der ZF-Abstimmung über den Bereich von 47 bis 53 kHz verschieben. Auf diese Weise kann man die erforderliche Überlagerung zur Hörbarmachung von CW-Signalen in der gewünschten Tonhöhe erreichen und bei SSB-Empfang den Träger an der richtigen Stelle zusetzen. Die entsprechenden Regelbereiche für die drei Bandbreiten sind durch Kreissegmente und die Stellungen

oberes und unteres Seitenband durch Punkte auf der Frontplatte markiert.

Diese Methode der BFO-Abstimmung bietet erhebliche Vorteile. Bei Empfängern mit dem üblichen abstimmbaren BFO muß man nämlich bei CW- und SSB-Empfang sowohl die Hauptabstimmung (erster variabler Oszillator) als auch die BFO-Abstimmung so einstellen, daß das Signal des empfangenen Senders günstig im ZF-Durchlaßbereich liegt und außerdem die gewünschte Überlagerung (bei CW Schwereungston 500 ... 1500 Hz, bei SSB richtige Frequenz der zugesetzten Trägerspannung) erfolgt. Soll das Signal im ZF-Durchlaßbereich etwas verschoben werden (wenn zum Beispiel Störungen durch frequenzbenachbarte Stationen auftreten), dann sind Hauptabstimmung und BFO um gleiche Frequenzbeträge zu verändern, damit die Verständlichkeit erhalten bleibt. Das erfordert aber meistens ein mehrfaches Verstellen und Korrigieren an beiden Abstimmknöpfen, wobei oft Teile der Sendung verlorengehen. Bei der Passbandabstimmung dagegen genügt es, das empfangene Signal mit der Hauptabstimmung in die richtige Lage zur BFO-Frequenz zu bringen, während die optimale Einstellung der Verständlichkeit dann anschließend durch Veränderung der Passbandabstimmung erfolgen kann, ohne daß die relative Lage von Nutzsignal und BFO, also die Überlagerungstonhöhe dadurch verändert wird. Man kann sich daher leicht den wechselnden Empfangsbedingungen bei Störungen anpassen.

Schwundregelung und S-Meter

Die Schwundregelung (AVC) arbeitet bei allen Betriebsarten, also auch bei CW. Geregelt werden die Vorröhre, die erste und zweite Mischstufe sowie (unverzüglich) die 50-kHz-ZF-Verstärkerrohre. Die Aussteuerung der 50-kHz-ZF erfolgt durch den Sperrkreis L 13, C 64 an der Anode der Regeldiode (Rö 6), da eine Siebung durch RC-Glieder eine für Rö 5 zu spät einsetzende Regelung ergeben würde. Die anderen Stufen erhalten eine verzögerte Regelung. Ihre Ansprechzeit ist etwa 0,1 ms, während man mit einem Schalter zwei Abklingzeitkonstanten von 750 ms (S. AVC) oder 25 ms (F. AVC) wählen kann. Die Regelspannung läßt sich (zum Beispiel für einen 2-m-Konverter) an einer Klemme am Chassis entnehmen. Dort kann man auch noch einen Kondensator zur Erhöhung der Abklingzeitkonstante anschließen.

Das logarithmisch geeichte S-Meter zeigt die durch die Schwundregelung hervorgerufenen Schwankungen der Anodenströme von Rö 1 und Rö 5 an. Eine Brückenschaltung sorgt für den Null-Abgleich. Jede S-Stufe entspricht einer Feldstärkeänderung von 5 dB. Der Eichpunkt S 9 + 60 dB gilt für ein Signal von 30 mV. Eine Überprüfung mit einem Labor-Meßsender ergab, daß in allen Amateurbändern bei gleicher Eingangsspannung die gleichen S-Werte angezeigt werden.

Betriebsarten

Der Diodengleichrichter dient zum AM- und (mit eingeschaltetem BFO) zum CW-Empfang. Neu ist hier die Verwendung des Produktdetektors mit eingeschaltetem BFO zur Demodulation bei Zweiseitenband-AM-Sendungen, die bei Störungen durch frequenzbenachbarte Stationen und bei selektiven Schwund gegenüber der normalen Gleichrichtung mit Diode Vorteile

aufweist. Da der „2-B“ eine maximale ZF-Bandbreite von 3,6 kHz hat, kann bei Zweiseitenbandgleichrichtung nur ein Tonfrequenzband von etwa 1800 Hz wiedergegeben werden, und das bringt mitunter bei der Aufnahme von schlecht modulierten Sendern eine Erschwerung der Verständlichkeit mit sich. Wegen der steilen Durchlaßkurve des Passbandselectors hat man bei Verwendung des Produktdetektors mit BFO nun die Möglichkeit, zum Einseitenbandempfang überzugehen und das weniger gestörte Seitenband zum Empfang auszunutzen. Außerdem ist der Empfang dann wegen des Trägerzusatzes (BFO-Signal) wesentlich weniger durch Fading, besonders durch den Verzerrungen erzeugenden Selektivschwund, gestört.

Zur Abstimmung ist dabei zunächst eine Bandbreite von 2,1 oder 3,6 kHz zu wählen, der Passbandregler auf die Mitte des Kreissegmentes zu stellen und die Hauptabstimmung auf Schwebungsnull mit dem BFO abzustimmen. Dann wählt man durch Drehen des Reglers das am wenigsten gestörte Seitenband aus und stellt den Regler auf beste Verständlichkeit ein.

Standby-Schalter

Beim Senden in der Schalterstellung „Standby“ erhalten die geregelten Röhren eine so hohe negative Gittervorspannung, daß der Empfänger für HF-Signale des eigenen Senders gesperrt ist. Bei automatischer Sprachsteuerung des Senders mittels Relais oder bei Verwendung eines Standby-Schalters im Sender wird die Klemme „mute“ mit dem entsprechenden Anschluß am Sender verbunden.

100-kHz-Oszillator und Q-Multiplier

Als Zubehör zum Aufstecken auf einen im Gerät bereits eingebauten Stecksockel ist ein 100-kHz-Eichquarz-Oszillator zusätzlich lieferbar, der zum Nacheichen der Skala und des S-Meters dient. Die Ankopplung erfolgt über einen 1,5-pF-Kondensator an den Antenneneingang. Zur Nacheichung des S-Meters wird das 80-m-Band ohne angeschlossene Antenne verwendet und R 67 so eingestellt, daß S 9 + 20 dB angezeigt werden.

Der Q-Multiplier ist in einem separaten Gehäuse zusammen mit einem Lautsprecher untergebracht. Die Verbindung erfolgt über ein Koaxialkabel zum zweiten Steuergitter von Rö 4. In der Stellung „Peak“ läßt sich die Trennschärfe bei CW-Empfang bis auf 100 Hz Bandbreite steigern, während man in der Stellung „Notch“ eine den Empfang störende Frequenz innerhalb des ZF-Durchlaßbereiches (455 kHz \pm 3,6 kHz) aussieben kann.

Anschlüsse und Abmessungen

An der Rückseite des Chassis ist eine Klemmleiste für die Anschlüsse Antenne (50 ... 75 Ohm unsymmetrisch), Erde, AVC, mute und 4-Ohm-Lautsprecher angeordnet. In eine vorbereitete Aussparung kann auch eine koaxiale Antennenbuchse eingebaut werden. Der Kopfhörer oder Lautsprecher läßt sich auch über eine Schallbuchse an der Frontplatte anschließen.

Wegen seiner günstigen Abmessungen (30 x 18 x 22 cm, etwa 7 kg) und der niedrigen Stromaufnahme von nur 40 W eignet sich der Drake „2-B“ gut für den mobilen Betrieb und zur Mitnahme in den Urlaub. Er erfüllt in der vorliegenden Konzeption auch sehr hohe Ansprüche und dürfte auf Jahre hinaus allen Anforderungen des Amateur-Funkbetriebes gewachsen sein.

Geiger-Müller-Indikator

Der nachstehend beschriebene einfache Geiger-Müller-Indikator zur Anzeige von Alpha-, Beta- und Gammastrahlen besteht aus drei Teilen. Der erste Teil mit dem Transistor *T1*, dem Transformator *Tr1*, dem Gleichrichter *G1* sowie den Widerständen *R1*, *R2* und dem Kondensator *C2* ist ein Gleichspannungswandler, der die Spannung (600 V) für das Geiger-Müller-Zählrohr liefert. Der zweite Teil des Gerätes ist das Zählrohr. In diesem entsteht beim Auftreffen eines radioaktiven Teilchens ein kurzer Stromstoß, der in dem dritten Teil des Gerätes verstärkt und durch einen Kopfhörer hörbar gemacht wird.

Gleichspannungswandler mit dem Schalttransistor OC 76

Ein Gleichspannungswandler ermöglicht auf einfache Weise den Betrieb elektronischer Geräte aus einer kleinen Batterie. Die für den Indikator verwendete Batterie gibt eine maximale Spannung von 4,5 V ab. Das Geiger-Müller-Zählrohr benötigt hingegen eine Spannung von mindestens 500 V, um richtig arbeiten zu können. Was liegt hier näher als der Einsatz eines Gleichspannungswandlers? Da nur eine

beiden Nachteile die Funktion des Zählrohres in keiner Weise beeinträchtigen, wurde die vorliegende Ausführung gewählt.

Das Geiger-Müller-Zählrohr

Ein Geiger-Müller-Zählrohr besteht aus einem zylindrischen Rohr, dessen Innenseite metallisiert ist; diese Schicht ist die Katode (im hier benutzten Zählrohr 18 504 der Firma Valvo wird ein metallischer Zylinder verwendet, der gleichzeitig Katode ist). In der Achse des Zylinders befindet sich ein dünner Draht, der durch eine luftdichte Einschmelzung an einem Rohrende nach außen geführt ist. Dieser Draht stellt die Anode dar. Das andere Ende des Zylinders enthält ein Glimmerfenster als Eintrittsöffnung für die jeweilige Strahlung.

Das Innere des Rohres ist mit Gasen gefüllt. Tritt nun eine Strahlung durch das Fenster, dann ionisiert sie die Moleküle des Füllgases. Bei der Ionisation entstehen Ionen und Elektronen. Die negativen Teilchen, die Elektronen, gelangen zur Anode und die positiv geladenen Teilchen, die Ionen, zur Katode. Bei der gewählten Schaltungsauslegung entsteht an der



Ansicht des Geiger-Müller-Indikators

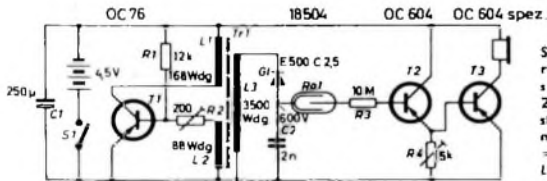
wird, nach Wunsch einstellen. Im Collectorstromkreis liegt der Kopfhörer; er wird vom Collectorgleichstrom und von den hörbaren Impulsströmen durchflossen.

Mechanischer Aufbau

Das bewährte Loch-Experimentierchassis eignet sich auch gut für den Aufbau dieses Modells. Zur Stromversorgung des Gerätes wird eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie benutzt. Sie findet in einer Chassis Ecke bequem Platz und ist mit einem Bügel gehalten. Daneben liegt der einpolige Ausschalter für die positive Spannung. Neben der Batterie und dem Betriebsspannungsschalter ist der Hochspannungsteil für das Zählrohr untergebracht. Dazu gehören der Wandlertransformator *Tr1* und der Widerstand *R1*. Der Gleichrichter *G1*, *C2*, das Zählrohr und sein Arbeitswiderstand *R3* befinden sich neben den Stromversorgungsbauteilen.

Den restlichen Teil des Experimentierbrettchens nimmt der gleichstromgekoppelte Verstärker mit seinen drei Bauteilen ein (Transistoren OC 604 und OC 604 spez. sowie Einstellregler R4).

Da eine kapazitätsarme Verdrahtung und eine saubere, trockene Lagerung des Zählrohres wesentlich zur guten Funktion des Geiger-Müller-Indikators beitragen, wurde bei der Konstruktion auf diese Gesichtspunkte besonders geachtet.



Schaltung des Gerätes mit Gleichspannungswandler, Zählrohr und Verstärker; Drahtdurchmesser für L1, L2 = 0,3 mm CuL und L3 = 0,1 mm CuL

geringe Leistung benötigt wird, ist dieser Wandler als Eintakterhacker ausgeführt. Der Eintakterhacker ist im Prinzip ein Rechteckgenerator, dessen Tastverhältnis frei wählbar ist. Da die Energie während der Sperrzeit des Transistors entnommen wird, spricht man bei dieser Schaltungsauslegung von einem Sperrwandler. Mit Hilfe der Rückkopplungswicklung *L2* arbeitet *T1* als automatischer Schalter. Während der Transistordurchlaufzeit speichert - hervorgerufen durch den über *L1* fließenden Collectorstrom - die Induktivität des Transformators *Tr1* eine ziemlich große Energie, die dann in einem hohen Spannungsimpuls an den Ausgangskreis, das heißt an die Sekundärwicklung *L3*, abgegeben wird.

Da eine relativ hohe Schwingfrequenz von 2,5 kHz gewählt wurde und die Permeabilität des verwendeten Ferrit-Schalenkernes groß ist, kommt man für die Ausgangsspannung von 600 V mit einer relativ niedrigen Windungszahl aus. Die Ausgangsspannung wird mit dem Regler *R2* - er regelt den Collectorstrom von *T1* - eingestellt. Bei einer noch höheren Ausgangsspannung würde *T1* über seine zulässigen Kenndaten betrieben werden.

Dieser Sperrwandler vermag keine großen Ausgangsleistungen abzugeben, auch hängt die Ausgangsspannung stark von der Belastung ab. Da aber für den gewünschten Zweck (Erzeugung der Betriebsspannung für das Geiger-Müller-Zählrohr) diese

Anode ein negativer Spannungsimpuls. Der Außenwiderstand *R3* (10 MOhm) des Zählrohres liegt in Reihe mit dem Zählrohr, dem Betriebsspannungserzeuger (*L3* und *G1*) und dem Innenwiderstand des Verstärkertransistors *T2*. Jedesmal, wenn ein Ionisationsvorgang im Inneren von *R3* entsteht, tritt ein Spannungsstoß auf, der über *R3* zum Verstärker gelangt.

Gleichstromgekoppelter Verstärker

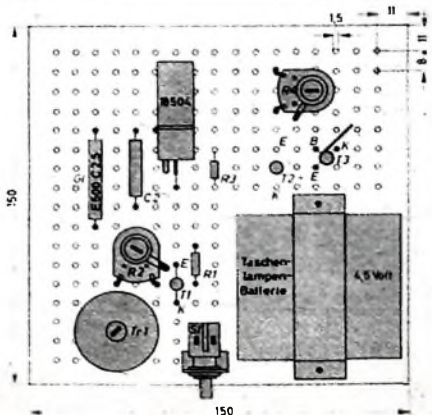
Der letzte und abschließende Teil des Gerätes ist der Verstärker mit den beiden Transistoren *T2* (OC 604) und *T3* (OC 604 spez.). An die Basis des ersten Transistors gelangen die vom Zählrohr abgegebenen Spannungsimpulse. Die Basisvorspannung erhält *T2* über *R3* und das Geiger-Müller-Zählrohr *R3*. Der Transistor *T2* wird in Collectorschaltung betrieben. Die verstärkte Spannung muß daher am Emitter abgenommen werden. Der Arbeitswiderstand dieses Transistors liegt im Emitterkreis, da am Collector die volle negative Spannung liegt.

Der Endtransistor *T3* (OC 604 spez.) bekommt seine Basisvorspannung über *R4*. Dieser Einstellregler muß so justiert werden, daß der Collectorstrom von *T3* etwa 1...2 mA erreicht. Innerhalb dieser Toleranz von 1 mA läßt sich die Verstärkung von *T3*, der in Emitterschaltung betrieben

Abmessungen des Experimentierchassis mit Anordnung der Bauteile

Einzelteilliste

Netzschalter „Nr 100“, einpolig	(Marquardt)
Einstellregler	(Preh)
Kondensatoren	(Wima)
Gleichrichter E 500 C 2,5	(Siemens)
Batterie „Nr 210“	(Pertrix)
Geiger-Müller-Zählrohr 18 504	(Valvo)
Transistor OC 76	(Valvo)
Widerstände	(Dralwid)
Ferrit-Schalenkern „5 N 34/28 FM“	(Vogt)
Transistoren OC 604, OC 604 spez.	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauteile nur über den einschlägigen Fachhandel	



Transistor-Dipmeter

Technische Daten

- Frequenzbereich:** 2...200 MHz
in 8 Bereichen
- Dip-Anzeige:** durch Meßinstrument
- Eingebaute Anzeige-Korrektur**
- Betriebsspannung:** 9 V_~
- Stromverbrauch:** etwa 3 mA
- Abmessungen:** 140 x 50 x 57 mm
- Transistoren:** OC 171, OC 71

Ein Griddipmeter ist ein Gerät, das in jeder Werkstatt, in jedem Labor und in jeder Amateurfunkstation vorhanden sein sollte. Einzusetzen ist es beispielsweise sehr zweckmäßig zum Abgleich von Resonanzkreisen, zur Überprüfung von Empfängern und anderen Geräten sowie im Senderneubau. Auch speziell beim Abgleich von KW-Antennen, die außerhalb von Gebäuden angebracht sind, kann ein Dipmeter gute Dienste leisten, das transportabel und handlich gebaut ist, das heißt, das – wenn möglich – an kein festes Stromnetz gebunden ist.

Während ein bereits früher¹⁾ angegebener transistorisierter Griddipper für Frequenzen bis 37 MHz ausgelegt war, ist das nachstehend beschriebene Gerät für Frequenzen bis 200 MHz geeignet.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des zwei-stufigen Dipmeters. Der Transistor T₁ (OC 171) der ersten Stufe ist ein HF-Typ, der speziell für UKW-Schaltungen entwickelt wurde; er eignet sich vorzüglich zum Einsatz in Oszillatorschaltungen für hohe Frequenzen.

¹⁾ Lennartz, H.: Ein Transistor-Dipper, Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 8, S. 254-255

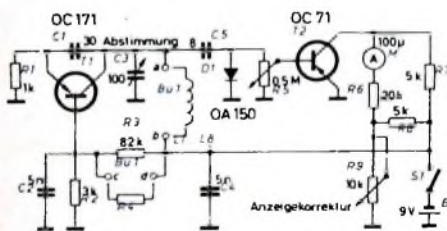


Bild 1 Schaltung des Transistor-Dipmeters

Tab. 1. Wickelndaten für L 1 ... L 8

Spule	Wdg.	Draht	Frequenzbereich [MHz]	Spulen-Ø [mm]
L 1	120	0,1 CuLS	2...3,7	19
L 2	40	0,2 CuLS	3,2...6,8	19
L 3	14	0,2 CuLS	6,5...13,8	19
L 4	5	0,2 CuLS	13,5...28	19
L 5	2	0,2 CuLS	26...40	19
L 6	2	2 mm Cu vers.	38...65	10
L 7	1	2 mm Cu vers.	60...120	10
L 8	-	2 mm Cu vers.	110...200	1)

¹⁾ 60 mm Schleifenlänge

Die Rückkopplung dieses Transistors zwischen Collector und Emitter erfolgt über C₁ (30 pF). Über R₁ erhält der Emitter seine Vorspannung. Der Arbeitspunkt wird mit Hilfe des Spannungsteilers R₂, R₃ an der Basis eingestellt. Die Basis führt keine HF-Spannung und ist mit C₂ (5 nF) gegen Masse abgeblockt.

Je nach Frequenzbereich des Oszillators ist es notwendig, mehr negative Spannung auf die Basis zu geben, um genügend starke Schwingungen zu erhalten. Parallel zu R₃ ist deshalb der Widerstand R₄ angeordnet, der jeweils mit in den dreipoligen Steckspulen untergebracht wird. Bei Spule L₈ für den Bereich zwischen etwa 110 und 200 MHz hat R₄ einen Wert von minimal etwa 10 kΩ. In den tieferen Bereichen wird sein Wert erhöht. Bei Spulen für Frequenzen unter 30 MHz ist die Amplitude genügend stark, so daß R₄ dort entfallen kann.

Über die Bereichspulen L₁...L₈ bekommt der Collector von T₁ seine notwendige negative Gleichspannung. Da nur Spulen ohne Anzapfung verwendet werden, treten Schwierigkeiten beim Abgleich nicht auf. Parallel zur jeweiligen Spule liegt der Drehkondensator C₃ (100 pF), mit dem die Schwingfrequenz eingestellt wird. C₄ am kalten Ende des Kreises beseitigt HF-Reste.

Die in dieser Stufe erzeugte Hochfrequenz wird mit C₅ (etwa 8 pF) direkt vom Collector abgenommen und einer Diode OA 150 zur Gleichrichtung zugeführt. C₅ wurde absichtlich sehr klein gehalten, um Kreisbelastungen durch die Diode weitgehend zu verringern. Die entstehende negative Gleichspannung gelangt über den Spannungsteiler R₅ an die Basis von T₂ (OC 71), der als Gleichspannungsverstärker geschaltet ist. Sein Emitter liegt an Masse.

Im Collectorkreis ist das Anzeigeelement M (100 µA) in einer sehr empfindlichen Brückenschaltung (R₉, R₈, T₂, R₇) angeordnet. Die Brücke wird mit R₉ abgeglichen und damit auf Normalzustand gebracht. Die collectorseitige Regelung bringt einige Vorteile mit sich. Zunächst wurde versucht, mit R₅ die Brücke im Gleichgewicht zu halten. Das hatte jedoch den Nachteil, daß bei Änderung des Widerstandswertes auch gleichzeitig Frequenzänderungen auftraten, die bei höheren Frequenzen große Werte annehmen. Nach Einbau des Regelpotentiometers R₉ im Collectorkreis verschwand diese Erscheinung vollständig; der Oszillator arbeitete vollkommen stabil. Gewiß ist es nicht zu vermeiden, daß sich die HF-Spannung über den ganzen Bereich einer Spule hin etwas ändert, man muß das Potentiometer aber nur einmal leicht nachstellen, um einen Dip erkennen zu können. Der Dip selbst ist sehr stark ausgeprägt und einwandfrei – auch bei schnellerem Durchdrehen des Kondensators – zu erkennen.

Aufbau

Das Dipmeter wurde in ein selbstgefertigtes Gehäuse (Abmessungen 140 x 50 x 57 mm) eingebaut. Es besteht aus Boden- und

Deckplatte sowie den Seitenwänden. Die Seitenwände (57 mm Höhe) wurden aus einem Stück Zinkblech (0,5 mm dick) gefertigt und nach Fertigstellung der mechanischen Arbeiten fest mit der Deckplatte verschraubt. Die Bodenplatte ist abnehmbar.

Bild 2 zeigt die Abmessungen und die Lage der wichtigsten Bauelemente. In der Mitte der Frontseite liegt die dreipolige Buchse Bu 1 zur Aufnahme der Spulenkörper

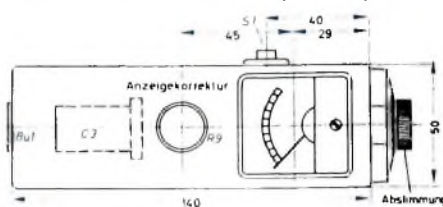


Bild 2 Abmessungen des Dipmeter-Gehäuses und Anordnung der Einzelteile

Auf der anderen Seite wurde ein Feintrieb T₁ zur Abstimmung angebracht, der eine 180°-Skala trägt. Über eine Achsverlängerung des Feintriebs wird der Drehkondensator C₃ verstellbar. C₃ ist auf einem 65 x 20 mm großen Winkel befestigt. Der Schalter S₁, ein kleiner Druckknopfschalter, ist an einer Seitenwand angebracht. Wird das Gerät in die Hand genommen, dann drückt man zum Einschalten des Dipmeters diesen Knopf mit dem Mittel- oder dem Ringfinger.

Etwa in der Mitte der Deckplatte sitzt der Drehknopf des Miniatur-Potentiometers R₉ zur Korrektur des Milliampereometers, das rechts daneben in die Deckplatte eingelassen wurde. Die kleine Batterie ist in Schaumgummi zwischen Instrument, Außenwand und Bodenplatte fest eingeklemmt; sie braucht da der Stromverbrauch des Gerätes minimal ist, äußerst selten ausgewechselt zu werden.

Verdrahtung

Die Verdrahtung des kleinen Gerätes ist sehr einfach. Lediglich in der HF-Stufe ist einige Vorsicht am Platze. Der Transistor T₁ ist sehr hitzeempfindlich und muß deshalb schnell angelötet werden, wenn man nicht überhaupt die Verwendung einer kleinen dreipoligen Subminiatur-Röhrenfassung vorzieht. Die Leitungen sind kurz zu halten, da sonst der Oszillator bei höheren Frequenzen nicht mehr schwingt! Die einzelnen Bauelemente der Schaltung werden direkt an der Buchse Bu 1 und an einem kleinen keramischen Lötstützpunkt, der nahe von Bu 1 in einer Ecke angebracht wurde, angelötet. Der vierte Pol des Transistors (Massekontakt) wird nicht mit Masse verbunden. Die Verdrahtung des Gleichspannungsverstärkers ist völlig unkritisch.

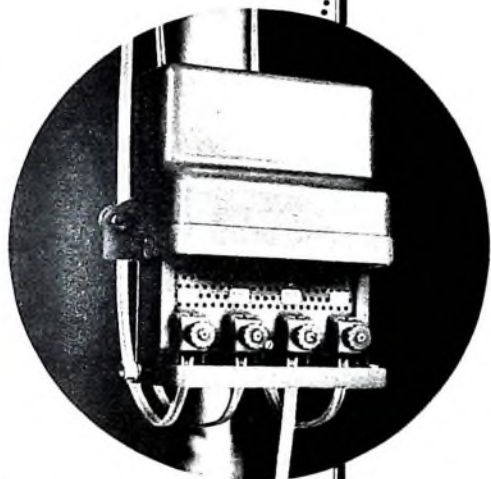
Inbetriebnahme

Wenn die angegebenen Werte eingehalten werden und kein Schaltfehler gemacht wurde, muß das Gerät auf Anbieh funktionieren. R₅ wird etwa in Mittelstellung gebracht. Dann wird in Bu 1 eine Spule (einschließlich R₄) eingesteckt und mit R₉ der Zeiger des Milliampereometers in Mittelstellung gebracht. Ist ein Absorptionskreis vorhanden, dann ist beim Durchdrehen ein starker Ausschlag (Dip) nach unten leicht zu beobachten.

Die Bestimmung des Frequenzwertes erfolgt mit Hilfe einer kleinen Eichtafel

**Einwandfreie
Zusammenschaltung.**

**das A + O für genussreichen
Fernsehempfang!**



AKW 1000

ANTENNEN-KOMBINATIONSSWEICHE . . .

in reiner 240-Ohm-Technik. Da sie ohne Symmetrierglieder arbeitet, erlaubt sie eine außerordentlich dämpfungsarme Zusammenschaltung mehrerer Empfangsantennen. AKW 1000 vereinigt drei voneinander unabhängige symmetrische Eingänge auf einen symmetrischen Ausgang. Weil über 100 Kombinationsmöglichkeiten sind gegeben. Der Impedanz-Nennwert beträgt 240 Ohm, die Welligkeit liegt unter $m = 1,5$.

Die äußeren Merkmale sind: Kunststoff-Chassis umfaßt und schützt die empfindlichen elektrischen Bauteile. Witterungsschützende Kunststoffhaube. Gerändelte Klemmschrauben und grillige Flügelmuttern an der Mastschelle machen jeden Werkzeuggebrauch überflüssig. Das Gehäuse ist von unten belüftet und vermeidet Schwitzwasserbildung.

Zusammengelaht: Ein nützlicher Baustein für den Antennenpraktiker. Fordern Sie unsere Sonderdruckschrift und machen Sie einen Versuch — Sie werden begeistert sein.



ANTENNENWERKE HANS KOLBE & CO · BAD SALZDETFURTH

LORENZ RÖHREN



**immer
zuverlässig!**



STANDARD ELEKTRIK LORENZ AG · STUTT GART

Liste der Einzelteile

Drehkondensator 100 pF	(Hapt)
Miniatur-Potentiometer 10 kOhm lin	(Preh)
Einstellregler 500 kOhm	(Preh)
Milliamperemeter 100 µA (42 x 42 mm)	(Radio Fern)
Feintrieb 1 : 8, 180°	(Radio Fern)
Druckknopfschalter	(Marquardt)
Batterie „Nr 29“, 9 V	(Pertrix)
Widerstände 0,5 W	(Dralowid)
Keramische Kondensatoren	(RIG)
Transistoren OC 171, OC 71	(Valvo)
Germaniumdiode OA 150	(Telefunken)
Bezug der angegebenen Bauteile nur über den einschlägigen Fachhandel	

oder Eichkurve, die man sich nach Fertigstellung des Dipmeters durch Vergleich mit den Empfangsfrequenzen eines Empfängers herstellt (Gradzahlen am Feintrieb ablesen und mit der Frequenz in eine Tabelle eintragen).

Noch ein Wort zu den Spulen. Es ist darauf zu achten, daß die Kreise eine mög-

lichst hohe Güte haben. Besonders bei den tiefen Frequenzen unter 3 MHz sowie ab 100 MHz verschlechtert sich die Kreisgüte oft durch kleines oder großes L/C-Verhältnis merkbar. Ist dies der Fall, dann reißen die Schwingungen entweder ganz ab, oder die HF-Ausbeute ist zu gering, um den Dip auf dem Instrument noch klar er-

kennen zu können. Die Spulen L1...L8 des Mustergerätes wurden selbstgewickelt, und zwar auf Kunststoffkörper, die ebenso wie der dreipolige Sockel aus der amerikanischen Abstimmeinheit BC 746 stammen (Bezugsmöglichkeit: A. Rufnach, Heidelberg-Wieblingen). Tab. I enthält die Wickeldaten
D. Kuhlwein

... und kleine "Werkstattswinke"

Störungen des Autoempfangs beim VW

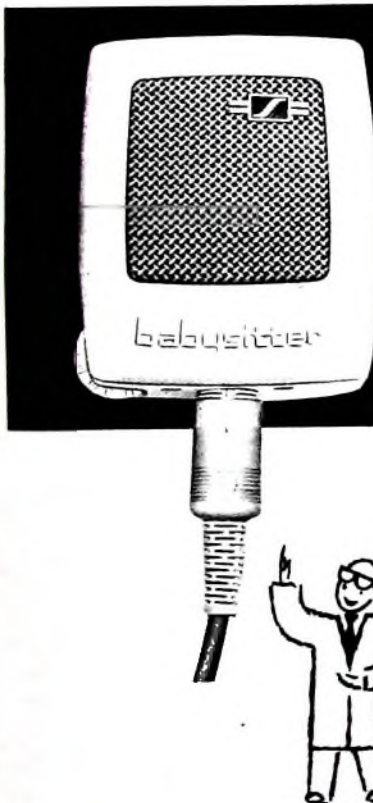
Gelegentlich treten bei Volkswagen Störungen auf, die sich ähnlich den Radlaufstörungen auf dem Mittel- und Langwellenbereich bemerkbar machen, jedoch im Getriebe entstehen. Diese Getriebestörungen lassen sich durch Zusatz einer kleinen Menge Kollag zum Getriebeöl ursächlich beseitigen. Die Menge des Kollag-Zusatzes hängt von der Ölfüllmenge und der Art des Getriebes ab. Die Ölfüllmenge ist für das Getriebe des VW-Transporters, der ab August 1959 gefertigt wird, sowie für Personenvagen, die ab August 1960 gefertigt sind, 3 Liter und für die übrigen VW-Getriebe 2,5 Liter. Erfahrungsgemäß genügt es, einem vollgefüllten Getriebe 3...5 cm³ Kollag zuzusetzen. Mehr

als 5 cm³ dürfen unter keinen Umständen zugesetzt werden, weil im besonderen bei VW-Pkw der Fertigung vor August 1960 und bei VW-Transportern der Fertigung vor Mai 1959 die Funktion der Synchroneinrichtung beeinträchtigt werden konnte.

Massekontakt und Entstörung

In jedem Falle muß beim Einbau eines Autosupers darauf geachtet werden, daß das Gerät guten Massekontakt unmittelbar mit dem Wagenchassis hat. Wird der Empfänger lediglich über die Abschirmung des Antennenkabels geerdet, dann treten mit Sicherheit Zünd- und Blinkerstörungen auf. Bei Beanstandungen sollte unbedingt auch die Masseverbindung kontrolliert werden.

babysitter



Sennheiser electronic
3002 Bissendorf

Neu von Sennheiser babysitter

Dieses praktische Mikrophon wird zum vielseitigen Helfer im Heim, im Beruf und beim Hobby. Sie können mit ihm weiter entfernt liegende Räume — z. B. das Kinderzimmer und auch das Büro, Lager oder Geschäft überwachen. Außerdem ist es möglich, das Babysitter-Mikrophon zusammen mit Ihrem Rundfunkgerät als Rufanlage einzusetzen. —

Für den Tonbandomoteur sei erwähnt: Die Ausgangsspannung des eingebauten Babysitter-Verstärkers ist der eines Plattenspieler's gleich. Dadurch ist es möglich, diesen Mikrophon-Typ direkt an den Eingang „Platte“ eines Tonbandgerätes*) anzuschließen. Man kann also nun zwei Mikrophone gleichzeitig einsetzen und direkt miteinander mischen.

Das Gehäuse des Babysitters enthält nicht nur eine robuste dynamische Mikrophon-Kapsel, sondern zusätzlich noch einen kompletten Transistor-Verstärker einschl. Raum für die Stromversorgung, die durch eine Batterie erfolgt. 5 m Schnur mit 2 Steckern werden mitgeliefert, wodurch ein Anschluß an die Tonabnehmerbuche jedes modernen Rundfunkgerätes ermöglicht wird. — Fordern Sie bitte unseren Prospekt Babysitter an.

*) Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber und der sonstigen Interessenvertretungen z. B. Gema, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw. gestattet.



SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Die Instrumente des Orchesters

Mit Erläuterungen
von Yehudi Menuhin

Die Beschäftigung mit der Hi-Fi-Technik hat schon manchen Techniker zum Musikfreund werden lassen. Eines Tages kommt dann der Augenblick, wo er den Wunsch hat, tiefer in die Geheimnisse der Orchesterinstrumente und ihrer Sprache einzudringen, um dadurch in die Lage versetzt zu werden, Musikwerke mit noch höherem Genuß als bis dahin zu hören und auch zu verstehen.

In technisch gut gelungener und didaktisch geschickter Art führt Yehudi Menuhin die ganze Farbenpracht der Orchesterinstrumente vor. Man lernt ihren Tonumfang kennen, ihren besonderen Klangcharakter und ihre Ausdrucksmöglichkeiten sowie auch viele Klangeffekte, die sich durch besondere Spielarten oder andere Maßnahmen erreichen lassen. An Beispielen lernt man gleichzeitig ihren Einsatz als Soloinstrument und im Orchester kennen. Der Hi-Fi-Freund hat daneben auch noch Gelegenheit, die Wiedergabequalität seiner Anlage kritisch zu prüfen, denn der Tonumfang der 35 vorgelieferten Instrumente, darunter etwa die Hälfte Schlaginstrumente reicht vom tiefsten Ton des Kontrabass und der Tuba bis zum höchsten Ton der Piccoloflöte und den besonders hohen Oberklängen beim Flageolett der Violine. Auf einem beigelegten Falzblatt sind nicht nur die Instrumente abgebildet, sondern eine Skizze zeigt gleichzeitig auch schematisch die hier gewählte Aufstellung der Instrumente innerhalb des Orchesters, so daß man auch Gelegenheit hat, die Richtungswirkung der Stereo-Anlage zu beurteilen. Diese beiden 25-cm-Platten sollte deshalb jeder Hi-Fi-Freund als wertvolles Hilfsmittel für seine Arbeiten kennen.

Electrola STE 70 469/470 (Stereo)

Chopin, Sonaten Nr. 2 b-moll op. 35 und Nr. 3 h-moll op. 58

Artur Schnabel, Klavier

Die Klaviersonaten in b-moll und h-moll gehören zu dem Völlendesten in Chopins Schaffen, obwohl die Sonate nicht eigentlich seine besondere Stärke war. In ihnen vereinigen sich aber Form und Inhalt zu einer solchen geistigen Harmonie, daß sie oft den großen Sonaten Beethovens an die Seite gestellt werden können. Kein Wunder, daß sich deshalb gerade die hervorragendsten Pianisten dieser beiden Werke besonders angenommen haben. Die b-moll-

Sonate hat durch den Marche funèbre, den Trauermarsch im dritten Satz, eine gewisse Popularität erlangt. Um ihn rankt sich die ganze Sonate. Dem ersten Satz mit einem hastigen Thema und einem charalartigen Seitensatz folgt der überaus temperamentvolle zweite Satz mit dem Trio in Ges-dur, das gewissermaßen den Trauermarsch im dritten Satz musikalisch vorbereitet. Der vierte Satz, das Presto, gehört mit zu den schwierigsten Sonatensätzen der Klavierliteratur.

Ganz anders in ihrem Grundcharakter ist dagegen die Sonate in h-moll. Sie hat nichts von der dunklen Stimmung der b-moll-Sonate, sondern ist vielmehr einer romantischen Welt voll Licht und Freude zugewandt. Dem stolzen Hauptthema des ersten Satzes scheidet das melodische und vokale Seitenthema gegenüber. Voller perlender Passagen ist das Scherzo des zweiten Satzes. Das Largo des dritten Satzes hingegen erinnert nach der kurzen dramatischen Einleitung mit seiner zarten Lyrik an die schönsten Nocturnes Chopins. Mit einem Satz in Rondalfarm klingt das Werk aus, gekrönt von einer großartigen Coda.

Die Interpretation beider Werke durch Rubinstein ist ein musikalisches Erlebnis. Der Klavierklang mag manchem Hörer vielleicht etwas trocken scheinen, aber es ist eine Aufnahme mit sehr viel Präsenz. Etwas mehr Höhen wären zweckmäßig gewesen, um dem Ton noch mehr strahlende Brillanz zu geben. Eine leichte Höhenanhebung als Geschmacksentzerrung kann hier aber helfen.

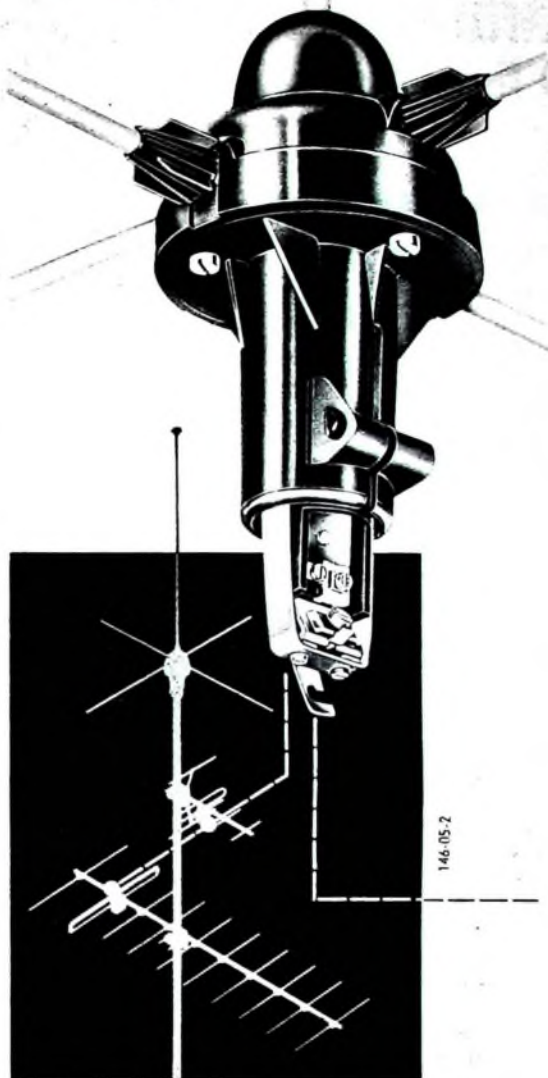
RCA LSC 2554-B (Stereo)

Orff, Carmina Burana

Janice Harsanyi, Sopran; Rudolph Petrak, Tenor; Harve Presnell, Bariton; Rutgers University Choir; Philadelphia Orchestra unter Eugene Ormandy

Eine Brücke von unserer Zeit zum Mittelalter schlägt Orff mit seinen „Carmina Burana“, den „Liedern aus Benediktbeuren“, die man in einer Handschrift aus dem 13. Jahrhundert findet. Es ist eine Sammlung mittelalters-mittelhochdeutscher Liebes- und Vagantlieder, von denen Orff fünfundzwanzig als Chor- und Solostücke mit Begleitung eines im Schlagzeug reich besetzten Orchesters vertont hat. Mit einer durch ihre Rhythmik ebenso wie durch ihre Melodik faszinierenden Musik rollt hier musikalisch das große Rad der Glücks- und Schicksalsgöttin, das das erste Blatt dieser Handschrift ziert. Mit dem „O Fortuna“ beginnt und endet das Werk, das

SIEMENS

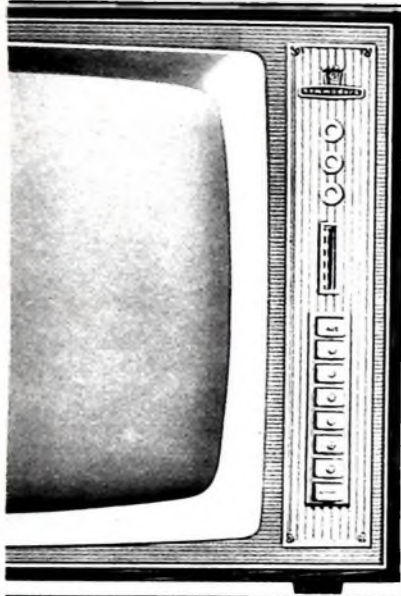


Verbesserte Rundfunkantenne SAA 134 R mit Antennenweiche für Fernsehantennen Band I bis V

Die elastische Rute aus Glasfaserverstärktem Kunstharz hält den stärksten Windbelastungen stand. Der elektrisch und konstruktiv verbesserte Antennenkopf enthält neben den Anschlüssen für eine bis zu vier Elementen ausbaufähige oder als Kreuz-Dipol aufgebaute U-Antenne eine neuartige Weiche für die unmittelbare Anschaltung von Fernsehantennen für Band I, III, IV und V. Dadurch wurde bei Einzelantennenanlagen die Zusammenschaltung der verschiedenen Frequenzbereiche wesentlich vereinfacht.

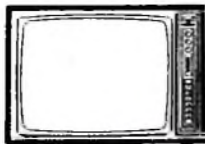
SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

6 Tasten für 6 Programme



Ein Bild von Studioqualität, echt wie das Leben selbst. Das verlangt der Kunde! Aber er fordert auch absolute Betriebssicherheit, lange Lebensdauer und hohen Bedienungskomfort. Wünsche, die NORDMENDE dank millionenfacher Erfahrung im Fernsehempfängerbau erfüllt. **Höchster Komfort und Zukunftssicherheit** wird durch die neue NORDMENDE-Senderschnellwahl geboten. Ein Verkaufsargument ersten Ranges! NORDMENDE-Fernseher sind auf „zeilenfrei“ umschaltbar, schenken also auch in kleinen Wohnräumen ungetrübte Fernsehfreude.

6 Tasten für 6 Programme! Ein Höchstmaß an Komfort und Zukunftssicherheit wird durch die neue NORDMENDE-Senderschnellwahl in den Geräten „Diplomat“ und „Kommodore“ erreicht. Sie vertreten die asymmetrische Linie im NORDMENDE-Lieferprogramm 1962/63, das dem Fachhandel in Hannover vorgestellt wurde und sich in seiner marktgerechten Typenwahl schon jetzt bestens bewährt hat.



NORDMENDE

Schicksalsrad hat sich symbolisch einmal gedreht.

So interessant und abwechslungsreich das Werk vom Musikalischen her ist, so schwierig ist es für die Aufnahme und die Wiedergabe. Es sind große Dynamikunterschiede zu bewältigen, die sich nur dann verwirklichen lassen, wenn die Platte äußerst rauscharm ist. Weiterhin ist ein weites Frequenzumfang notwendig, um die vielen und höchst komplizierten Einschwingvorgänge des Schlagzeugs und des Blechs wiedergeben zu können. Es wird also auch von der Wiedergabeanlage nicht wenig verlangt. Ist diese Voraussetzung aber erfüllt, dann bereitet es den höchsten Genuß, diese Aufnahme zu hören, denn aufnahmeseitig hat man alle Vorbedingungen für eine echte Hi-Fi-Aufnahme vorzüglich erfüllt. Die Stereo-Technik ist ausgezeichnet. Die Platte zeichnet sich durch gute Raumakustik und hervorragende Transparenz aus. So vereinigen sich in dieser Aufnahme des Orffischen Werkes gleichermaßen musikalische und technische Qualität in guter Harmonie.

Philips 835 564 AY (Stereo)

Couperin, Concerts Royaux Nr. 3 und Nr. 4

New Yorker Kammerarchester

„Die Großen der Musik“ heißt die Schallplattenreihe, aus der diese Platte stammt. Die Reihe will die großen Komponisten des Barocks, der Klassik und der Romantik mit typischen, wenn auch nicht immer den bekanntesten Werken vorstellen. Diese beiden Konzerte Couperins stammen aus jener Epoche, als Versailles der kulturelle Mittelpunkt Europas war. François Couperin — Harforganist, Virtuose und Komponist zugleich — kam 1693 als 25-jähriger an den Versailler Hof. Die 1714 bis 1715 für Ludwig XIV. komponierten vier königlichen Konzerte veröffentlichte er erst 1722, sieben Jahre nach dem Tode des Königs.

Es sind liebenswürdige Kompositionen, ganz erfüllt von dem Geist und der galanten Kakerrie jener Zeit, aber doch reich an Ausdruck und von überraschendem Formenreichtum. Jedes der Konzerte beginnt mit einem Prélude, gefolgt von der üblichen Folge der Tanzsätze: Allemande — Courante — Sarabande, jedoch ohne die sonst den Abschluß bildende Gigue. Sie gewinnen nach an Reiz durch die abwechslungsreiche Instrumentation der einzelnen Sätze.

Beide Aufnahmen sind bemerkenswerte Veröffentlichungen hoher musikalischer Qualität. Der Ton der Holzbläser und des Cembalos kommt bestens zur Wiedergabe, und auch die räumliche Verteilung ist gut. Zwar fehlt der strahlende Klang mancher anderer Aufnahmen. Er wäre aber gewiß hier fehl am Platze, denn eine Barockmusik mit ihrem intimen Charakter sollte nicht den Klang von

Werken der Romantik oder der Neuzeit haben, wenn sie stilleht wirken soll.

Deutsche Grammophon 138 781 SLPM (Stereo)

Play Bach No. 3

Jacques Loussier (p); Christian Garras (dm), Pierre Michelot (b)

Die ersten beiden Platten dieser Reihe haben große und harte Diskussionen ausgelöst. Manch hartes Urteil konnte man hören, und nicht selten sprach man davon, daß das Werk des Thomas-Kantors in den Dreck gezerrt worden sei. Mag man persönlich dazu stehen, wie man will: Eins sollte man unbedingt tun, nämlich versuchen, sich ernsthaft mit den hier aufgeworfenen Problemen auseinanderzusetzen. Ein hartes Ja oder Nein kann nicht die Lösung sein. Die Aufführungspraxis und die Interpretation klassischer Werke haben sich im Laufe der Zeit vielfach gewandelt. Warum sollte man nicht diesen Versuch auch gelten lassen? Die Zukunft wird zeigen, ob es ein Versuch war oder mehr. Der echte Jazz hat es nicht nötig, Anleihen bei den Meistern der klassischen Musik zu machen. Vielleicht gibt es aber doch gewisse Parallelen: Jazz ist Improvisation — in der alten Musik hat man auch viel frei improvisiert und nicht alles streng in Notenschrift fixiert.

Brachten die ersten beiden Platten einzelne Tanzsätze aus Suiten sowie Praludien und Fugen, so hat man jetzt das Wagnis unternommen, so anspruchsvolle Werke wie das Italienische Konzert, die Chromatische Fantasie und die zweistimmigen Inventionen Nr. 1, 2, 5, 8 und 15 in die Sprache des Jazz zu übertragen. Es ist eine Platte für den anspruchsvollen Jazzfreund, aber auch für den Musiker. Technisch hat sie beste Hi-Fi-Qualität, einen brillanten Klavierklang und hervorragende Wiedergabe des Basses und des Schlagzeugs.

Decca SLK 16 215-P (Stereo)

Duke Ellington

Der Jazz-Anhänger unter den Hi-Fi-Freunden wird diese Platte begrüßen, denn sie enthält in technisch sauberen und rauschfreien Aufnahmen mit weitem Frequenzumfang zwölf der bekanntesten Titel aus dem Schaffen Duke Ellingtons, die am 7. und 8. Februar 1956 aufgenommen worden sind. Es sind typische Ellington-Titel, die teilweise schon seit mehr als 35 Jahren mit seinem Namen verbunden sind. Die Platte trägt den Untertitel „Historically Speaking The Duke“. Damit soll zum Ausdruck gebracht werden, daß sie hier mit neuen, aber nicht weniger bekannten Solisten interpretiert werden als bei den Originalaufnahmen, die zumeist aus den Jahren 1924—1947 stammen. Odeon O 83 044 (Mono)

Digitale Zähldekaden

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 15, S. 522

2.2.4 Nullstellung

Zähldekaden in digitalen Meßgeräten [8, 9] müssen vor einer Zählung im allgemeinen auf Null gestellt werden. Dabei werden diejenigen Multivibratorstufen in die leitende Stellung gebracht, die die Zahlstellung Null charakterisieren (bei der biquinären Zähldekade nach Bild 27 zum Beispiel die Transistoren T2 und T3). Die Basiswiderstände dieser Stufen sind nicht wie die der anderen Stufen an Grundpotential gelegt, sondern führen an den Anschlußpunkt OS der Zähldekade, der sich von außen beschalten läßt.

Im Bild 28 sind die Anschlußpunkte OS mehrerer Zähldekaden über eine Diode D an Masse gelegt. Der Widerstand R_d hält die Diode im leitenden Zustand. Da die Durchlaßspannung von D sehr niedrig gehalten werden kann, liegen die Basiswiderstände in den Zähldekaden praktisch an Masse. Die Zähldekaden können also beliebige Zahlungen durchführen. Wird nun über den Kondensator C_N ein negativer Nullstellimpuls auf die Diode gegeben, so sperrt sie, und der negative Impuls kann über die

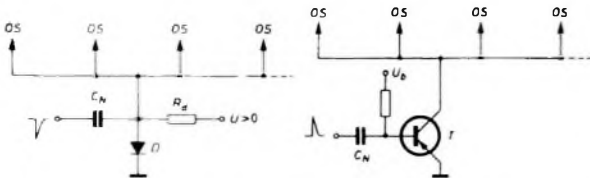


Bild 28. Nullstellung mit Diode

Bild 29. Nullstellung mit Transistor

entsprechenden Basiswiderstände die zugehörigen Stufen unabhängig von der Zahlstellung in den leitenden Zustand bringen. Steht zur Zeit der gewünschten Nullstellung nur ein positiver Impuls zur Verfügung, so kann die Nullstellung der Zähldekaden mit einem Transistor T erfolgen (Bild 29). Hierbei nutzt man die niedrige Collector-Emitter-Spannung eines leitenden Schalttransistors aus. Eine zusätzliche Haltespannung für den Transistor wird nicht benötigt.

Natürlich ist auch die Zähldekade in Röhrentechnik nach Bild 21 für Nullstellung eingerichtet. Sehr einfach ist die Schaltung mit einer Diode, die aber gegenüber Bild 28 umgepolt werden muß. Auch die Haltespannung der Diode ist dann umzupolen. Die Zähldekaden nach Bild 21 und 27 haben außerdem für besondere Untersetzeraufgaben noch eine Neunstellung.

3. Anzeige für Transistor-Zähldekaden

Die im Abschnitt 1.2 beschriebenen Verfahren (außer der Projektionsanzeige) lassen sich an Zähldekaden in Röhrentechnik mit tragbarem Aufwand anschließen. Bei transistorisierten Zähldekaden ergeben sich jedoch gewisse neue Gesichtspunkte. Zum Beispiel fehlen zur Zeit noch Transistoren mit der hohen Spannungsfestigkeit der Röhren. Daher wurden einige spezielle Anzeigemethoden entwickelt, die im folgenden beschrieben werden sollen. Die Anschlußmöglichkeiten beziehen sich auf Glimmlichtziffernröhren.

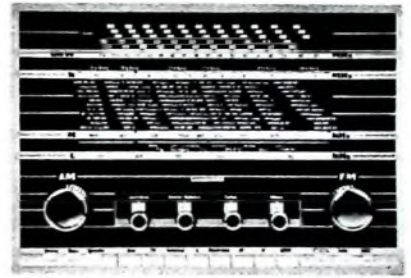
3.1 Ansteuerung mit pnp-Transistoren

Da Glimmlichtziffernröhren bei mittlerem Brennstrom hohe Zünd- und Löschspannungen benötigen, bietet sich die Ansteuerung einer Glimmlichtziffernröhre mit 10 Schalttransistoren als Lösungsweg an. Versuche haben gezeigt, daß der Transistor nicht die volle Brennspannung abzuschalten braucht, sondern daß es genügt,

$$-U_C = p U_{Arc} \quad (18)$$

zu wählen. Hierbei ist U_C die Collectorspannung (Schaltspannung) und U_{Arc} die Brennspannung; der Faktor p hängt unter anderem auch vom Ziffernröhrentyp ab. Für saubere Ziffernform soll $p = 0,5 \dots 0,6$ sein. Bei Anwendung von pnp-Transistoren müssen zur Charakterisierung einer Leuchtziffer wegen der

HiFi-Klang ist Trumpf

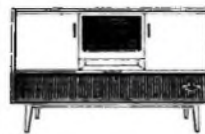


Eine überzeugende Neuerung ist das Spezial-Chassis der NORDMENDE-Konzertschränke „Arabella“ und „Isabella“. Ein echter Fortschritt! Es bringt nicht nur optimale Empfangsleistung im AM- und FM-Bereich, sondern sowohl beim Rundfunkempfang als auch in der Wiedergabe von Mono- und Stereoplatten eine hervorragende Klangqualität. Das neue HiFi-Truhenchassis, auch in der Großkombination „Exquisit de luxe“ enthalten, beweist wieder einmal die hervorragende Leistung der NORDMENDE-Konstruktionen. Das ist internationale Spitzenklasse!

Elegant und von hohem Wert sind diese Stereo-Truhen. Sie bestechen durch optimale Empfangsleistungen. Den Bestsellern Caruso, Cosima, Traviata und Casino nach den neuesten Erkenntnissen der Stereotechnik konstruiert, stehen Menuett und Immensee zur Seite, zwei in Qualität und Form bemerkenswerte Neuheiten, die gute Verkaufserfolge versprechen.



17 Watt echte Ausgangsleistung weist das neue HiFi-Chassis bei „Arabella“ und „Isabella“ auf. Die große, übersichtliche Panorama-Skala mit Doppel-Schwungradantrieb ist eine Freude für jeden HiFi-Fan. Die Wiedergabe von Stereo-Platten und -Tonbändern ist hier von überragender Ausdruckskraft; echter und erlebnisreicher ist Musik einfach nicht denkbar.



NORDMENDE

Bild 30 Ansteuerung einer Glimmlichtziffernröhre mit pnp-Transistoren

Polaritätsbedingung neun Transistoren leitend und einer gesperrt sein

Bild 30 zeigt die Anschlußschaltung für die Glimmlichtziffernröhre. Entsprechend der angegebenen Vorschrift ist, wenn zum Beispiel die Ziffer 0 angezeigt werden soll, der zugehörige Transistor gesperrt. Die Glimmstrecke 0 kann zünden, und der Brennstrom I_z fließt über den Collectorwiderstand R_C . Am Transistor darf dabei die Spannung U_C nicht überschritten werden. Damit ergibt sich die Betriebsspannung U_{bz} der Glimmlichtziffernröhre zu

$$U_{bz} = U_{str} (1 - p) \quad (19)$$

Ist der Transistor leitend, dann darf der Collectorstrom I_C nicht überschritten werden. Damit erhält man für R_C die Bedingung

$$R_C = \frac{U_{II}}{I_C} = \frac{U_C - U_{II}}{I_C} \quad (20)$$

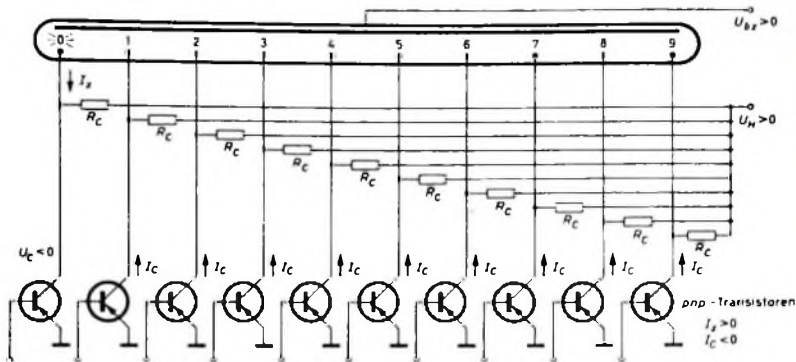
U_{II} ist eine zusätzliche Hilfsspannung, die sich aus Gl (20) zu

$$U_{II} = \frac{U_C}{\frac{I_z}{I_C} + 1} \quad (21)$$

ergibt. Der Stromverbrauch von einmal I_z und neunmal I_C ist hier recht erheblich. Für die Leistung P erhält man

$$P = U_{II} (I_z - 9 I_C) + U_{bz} I_z \quad (22)$$

Durch Einsetzen von Gl. (21) in Gl. (22) wird



$$P = \frac{U_C}{\frac{I_z}{I_C} + 1} (I_z - 9 I_C) + U_{bz} I_z \quad (23)$$

Es soll nun untersucht werden, ob für P ein Minimum bei geeigneter Wahl des Stromverhältnisses I_z/I_C existiert. Differentiation und Nullsetzen von Gl (23)

$$\frac{dP}{dI_C} = U_C \frac{I_z (I_z - 9 I_C) - 9 \left(\frac{I_z}{I_C} + 1 \right)}{\left(\frac{I_z}{I_C} + 1 \right)^2} = 0 \quad (24)$$

ergibt den Optimalwert

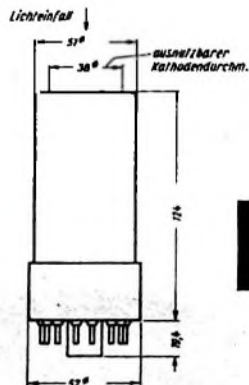
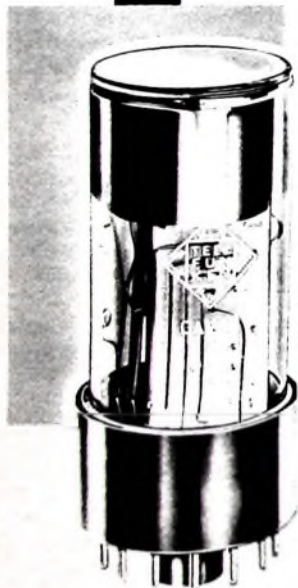
$$I_C = -I_z (1 \pm 0.994) \quad (25)$$

bei dem die aufgenommene Leistung P ein Minimum erreicht

Photovervielfacher

CAV 50

Zehnstufiger Photovervielfacher, vorzugsweise für Szintillationsmeßtechnik



Plankathode

hohe empfindliche Cäsium-Antimon-Kathode,

mittlere Empfindlichkeit 50 μ A/Lm,

spektrale Empfindlichkeit im sichtbaren Bereich,

hohe Verstärkung bei niedriger Stufenspannung,

gute Verstärkungskonstanz bei lang andauernden Messungen,

separat herausgeführte Fokussierelektrode zum Einstellen der günstigsten Betriebsverhältnisse,

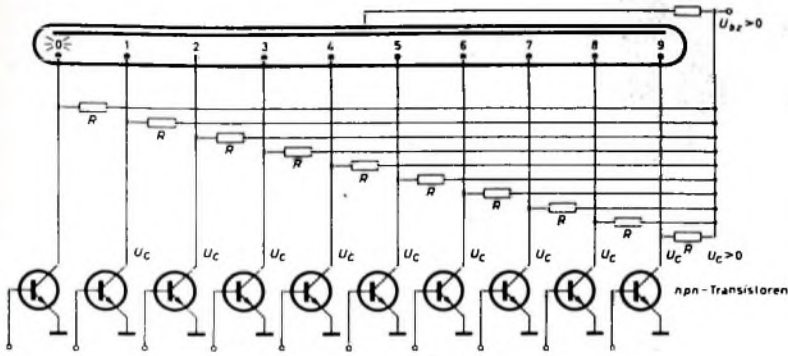
geringe Eigenstrahlung.



TELEFUNKEN

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit aenauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM · DONAU



Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

FUNK-TECHNIK Vertriebsabteilung

Bild 31. Ansteuerung einer Glimmlichtziffernröhre mit npn-Transistoren

3.2 Ansteuerung mit npn-Transistoren

Bei Anwendung von npn-Transistoren ergibt die Polaritätsbedingung, daß ein Transistor leitend ist und neun Transistoren gesperrt sind. Dadurch vereinfacht sich die Anschlußschaltung wesentlich. Eine Ausführung ist im Bild 31 dargestellt. Die Widerstände R können verhältnismäßig hochohmig sein. Bei den gesperrten Transistoren stellt sich U_C je nach dem Zenerdurchbruch der Collectordiode selbst ein. Für saubere Ziffernform werden nach Gl. (18) Transistoren mit einer entsprechenden Collectorspannung U_C benötigt. Außerdem ist das Verhalten von U_C bei hohen Umgebungstemperaturen zu beachten.

npn-Transistoren ermöglichen also eine einfache Ansteuerung von Glimmlichtziffernröhren aus transistorisierten Zähldekaden. Die Bereitstellung der notwendigen Ansteuerspannungen für die Schalttransistoren bereitet keine Schwierigkeiten.

3.3 Ansteuerung mit Relaisröhren

Die Ansteuerung mit Trenntransistoren ergibt eine streng der Zählung folgende Anzeigeänderung. Besonders bei digitalen

Frequenzmeßgeräten mit mehrstelliger Anzeige kann aber das Durchzählen der einzelnen Zähldekaden mit durch den Zählvorgang bedingter unterschiedlicher Zählfolge zeitraubend und störend sein.

Daher ist es zweckmäßig, die Anzeige möglichst nicht direkt am Zählvorgang zu beteiligen, sondern nach Beendigung einer Zählung auf ein Kommando hin die Anzeige zu übernehmen. Da die Zähldekaden bei der Übernahme in Ruhestellung sind, erfolgt die Anzeigeänderung einmalig und in allen Stufen gleichzeitig. Die Zählwerte werden dabei gespeichert und automatisch abgefragt [9].

Verwendet man Relaisröhren (Z 70 U) zur Ansteuerung von Glimmlichtziffernröhren, so läßt sich bei entsprechender Bemessung eine Speicherung der Zählwerte erreichen. Der für saubere Ziffernform erforderliche Betrieb mit genügend hohen Schaltspannungen ist bei den Relaisröhren gewährleistet. Bei geeigneter Ausbildung der Anzeigeschaltung kann die Speicherung der Ziffernwerte auch zum Ausgeben der Zählergebnisse in digitaler Form für Registriergeräte ausgenutzt werden [9].



rotring



AUSWECHSELBARES SYSTEM



LEICHTER
SCHNELLER
RATIONELLER

VARIANT

ZUM ZEICHNEN
IN 7 LINIENDICKEN
VON 0,2 BIS 1,2 mm DIN 15

DAZU
rotring ZEICHENTUSCHE

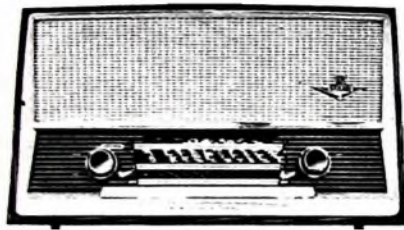
WEITERE
rotring ZEICHENGERÄTE:

VARIOSCRIPT
RAPIDOGRAPH
ZIRKEL

RIEPE-WERK · HAMBURG-ALTONA
VERKAUF DURCH DEN FACHHANDEL

BITTE FORDERN SIE UNSEREN PROSPEKT 704-50

Das Programm für alle Wünsche

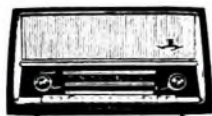


Stets hat NORDMENDE größten Wert auf die Klangqualität seiner Rundfunkgeräte gelegt. Diese Klangschönheit war und ist immer **das überzeugendste Verkaufsargument**. Systematische Entwicklungsarbeit hat bei den neuen NORDMENDE-Rundfunkgeräten zu noch höherer Leistung, zu noch besserer musikalischer Qualität geführt. Das sind die Bestseller der neuen Saison! Die wertvollen Gehäuse sind im bevorzugten Stil unserer Zeit gestaltet. Das Sortiment ist marktgerecht, also unbedingt absatzsicher.

Bewährte Typen wie Kadett, Norma, Norma-Luxus und Elektra sind auch im neuen NORDMENDE-Programm zu finden. Neu kommen „Boheme“ mit Klangregister und „Skandia“, elegant in seiner Linienführung und ein echter Vertreter des nordischen Stils Turandot, Rigoletto und Carmen runden das wohlgelegte Programm der Nicht-Stereo-Geräte ab.



Stereo-Wiedergabe ist mit den hochwertigen Empfängern Parsital, Olhella und Tannhäuser möglich, deren außerordentliche Leistung und Klanggüte jedem Fachhändler seit Jahren bekannt sind. Das Spitzengerät bringt 11 Watt echte Ausgangsleistung! Der neue Phono-Super wird wiederum zahlreiche begeisterte Freunde finden.



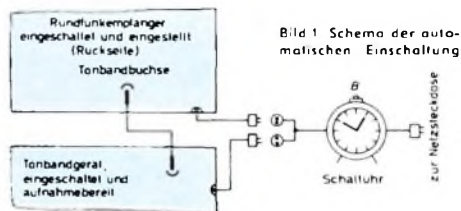
Magnetton

Selbsttätige Aufnahme von Rundfunksendungen

Der Tonbandamateur nimmt gern interessante Vorträge, gute leichte oder schwere Musik für seinen Hausbedarf auf, die im Rundfunk geboten werden! Häufig werden derartige Sendungen aber in Zeiten ausgestrahlt, in denen der Tonbandamateur beruflich tätig, aus anderen Gründen nicht zu Hause ist oder in der er bereits am späten Abend im Bett liegt und schläft.

Seit etwa 30 Jahren gibt es elektrische Schaltuhren, die elektrische Apparate nach Voreinstellung automatisch ein- und ausschalten. Mit dem „Electro Boy“ der Firma H. Müller, 722 Schwenningen am Neckar, der eine Schaltleistung von etwa 1500 W hat, können beispielsweise am Wechselspannungsnetz innerhalb 24 Stunden bis zu 72 Schaltungen, und zwar von 20 zu 20 Minuten, eingestellt werden. Auf Wunsch wird diese Schaltuhr auch mit zwei parallel geschalteten Ausgängen (Schukokupplungen) ausgerüstet.

Den Netzstecker der Schaltuhr führt man in eine Schukodose des Wechselspannungsnetzes 220 V ein, die Netzstecker des Rundfunkempfängers und des Tonbandgerätes in die beiden Schukokupplungen (Bild 1). Nunmehr betätigt man die Ein-Schalter beider Geräte (Schukokupplungen) ausgerüstet.



er durch einen Druck auf den oben auf dem Uhrengehäuse befindlichen Knopf B geschlossen.

Der Rundfunkempfänger wird nun auf die Station, deren Sendung man zur erforderlichen Zeit aufnehmen will, eingestellt. Dann verbindet man die Tonbandbuche des Empfängers mit der entsprechenden Buchse des Tonbandgerätes, regelt dieses auf die richtige Aussteuerung ein und schaltet es auf „Aufnahme“. Um Drückt man nun erneut auf den Knopf B der Schaltuhr, dann werden Rundfunkempfänger und Tonbandgerät ausgeschaltet, und damit wird auch das Laufwerk des Tonbandgerätes stillgesetzt; die Schaltung auf „Aufnahme“ bleibt aber bestehen.

Will man zum Beispiel eine Sendung von 23 Uhr bis 23.15 Uhr aufnehmen, dann lassen sich die Schaltzeiten der Uhr einstellen auf „23 Uhr ein“ und „23.20 Uhr aus“. Damit man den Anfang der Sendung nicht verpaßt, muß man aber auch die Zeit berücksichtigen, die Rundfunkempfänger und Tonbandgerät zum Anheizen der Röhren bis zur Betriebsbereitschaft benötigen; man wird also die Zeiger der Schaltuhr zum Beispiel drei Minuten vorstellen. Dann schaltet die Uhr beide Geräte drei Minuten vor 23 Uhr ein und 23.17 Uhr aus. Da das Tonbandgerät über die Tonbandbuche hinter dem Empfangsmodulator angeschlossen wird, kann der Lautstärkeregler des Empfängers völlig zurückgedreht, die Aufnahme also lautlos durchgeführt werden, was zu nachtschlafender Zeit wünschenswert ist.

H. Sutaner

Neuere Tonbandbücher

„Der Tonband-Amateur“ von H. Knobloch erschien vor einem Jahr im Franzis-Verlag, München, in 6. Auflage (Preis brosch. 7,90 DM). Schon die Tatsache der 6. Auflage zeigt, wie gut dieser jetzt 148 Seiten mit 48 Bildern umfassende „Ratgeber für die Praxis mit dem Heimtongerät und für die Schmalfilm-Vertonung“ auf den Tonband-Amateur abgestimmt ist. Vielfältige Kniffe und Pfiffe werden dem Leser so ganz nebenbei in den einzelnen Abschnitten nahegebracht. Das Schwergewicht des Buches liegt jeweils bei der Anwendung des Tonbandgerätes. Gegenüber früheren Auflagen wurden auch die Zweikanal- und Vierspuren- und die Stereo-Verfahren berücksichtigt.

Die „Tonbandgeräte-Meßpraxis“ von H. Schröder (Stuttgart 1961, Franckh'sche Verlagshandlung, 144 S., m. 62 B., Preis brosch. 10,80 DM) führt den Untertitel „Ein Hilfsbuch für Tonband-Service-Techniker und technisch interessierte Tonbandamateure“. Im Vordergrund steht die Technik des Tonbandgerätes und dabei insbesondere die Meßtechnik zur Feststellung der Arbeitsweise der einzelnen Bauteile, zur optimalen Einstellung aller Baugruppen und zur eventuellen Fehlerbegrenzung. Die Hauptabschnitte sind: Die Arbeitsweise der Tonbandgeräte-Mechanik, Messungen am Laufwerk, Elektrische Arbeitsweise und Besonderheiten, Elektrische Messungen. Einige Hinweise für Reparaturen an Tonbandgeräten. Der Text, unterstützt durch zahlreiche Bilder, ist so leichtverständlich abgefaßt, daß das Buch auch vom technisch Interessierten (Aien) gern zur Hand genommen werden wird.

!) Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessenvertreter sowie der sonstigen Berechtigten gestattet.

Von Sendern und Frequenzen

Neue Sendefrequenzen für UKW-Sender ab 1. 9. 1962

► Auf der Stockholmer Konferenz 1961 wurde für die UKW-Sender in Westeuropa eine Neuverteilung der UKW-Sendefrequenzen vorgenommen. Dabei wurde von einem neuen Frequenzraster Gebrauch gemacht, das zwischen zwei benachbarten Frequenzen einen Abstand von nur 100 kHz (gegenüber jetzt 300 kHz) vorsieht.

Die Folge dieses engeren Rasters ist eine Erhöhung der Zahl der Sendekanäle von 42 auf 124. Diese neuen Kanalzahlen sollen aber nur intern benützt werden, da sonst die Skalen der UKW-Empfänger nicht mehr verwendbar wären. Außerdem läßt der beschränkte Platz auf der UKW-Skala eine Einteilung mit 124 Kanälen nicht zu.

Bei Veröffentlichungen der Rundfunkanstalten (zum Beispiel bei der Senderansage, in den Programmzeitschriften usw.) wird daher die bisher verwendete Kanalbezeichnung (Kanäle 2...43) weiter benutzt. Da nun bei der Verfeinerung des Rasters von 300 kHz auf 100 kHz jeweils drei Frequenzen innerhalb eines der „alten“ Kanäle erscheinen, wird jede dieser Kanalzahlen durch ein hochgestelltes Zeichen ergänzt.

Beispiel: Dem jetzigen Kanal 10 entspricht die Frequenz 90,0 MHz, dem Kanal 11 die Frequenz 90,3 MHz. Die neuen dazwischenliegenden Frequenzen werden wie folgt bezeichnet:

89,9 MHz	10 ⁻
90,0 MHz	10 ⁰
90,1 MHz	10 ⁺

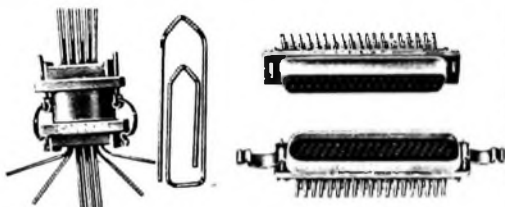
90,2 MHz	11 ⁻
90,3 MHz	11 ⁰
90,4 MHz	11 ⁺

► Die Neuverteilung wird ferner zur Folge haben, daß viele UKW-Sender eine neue Frequenz erhalten und daher ab 1. 9. 1962 an anderer Stelle auf der Skala des Empfanges erscheinen.

Aus unserem technischen Skizzenbuch

Mikro-D-Steckverbindungen

Nur 29,3 x 6,3 mm (also nicht viel größer als eine normale Briefklammer) sind die Abmessungen der Oberseite eines 51poligen Mikro-Miniatursteckers, der von der Souriau electric GmbH, Düsseldorf, vertrieben und von der Cannon Electric Comp. hergestellt wird. Es gibt entsprechende Ausführungen mit 9, 15, 25, 37 und 51 Kontakten.



Das Bild zeigt rechts eine 37polige Steckverbindung in etwa natürlicher Größe. Die vergoldeten 3-A-Kontakte laufen in über das Gehäuse hinausgehende Leitungen aus und können für die Verkabelung einfach igelförmig abgebogen werden (s. im Bild links).

Trans-malt-Selbstkleber

Mit immer wiederkehrenden Schalt- und Zeichnungssymbolen, graphischen Darstellungen oder dergleichen bedruckte selbstklebende Folien werden von der Zweckform GmbH, Oberlaindern-Holzkirchen (Obb.) hergestellt. Diese Selbstkleber können für den Konstrukteur, technischen Zeichner oder Fertigungsingenieur manche Erleichterung bei der Herstellung von Zeichnungen, Typenschildern usw. bringen.

Klein-Aufschmelztauchgerät

Zum Schutz empfindlicher Bauteile bei Lagerung, Transport und Einbau werden neuerdings auch thermoplastische Schmelztauchmaschinen eingesetzt. Die Platz KG, Maikammer an der Weinstraße, hat jetzt für ihre entsprechenden Massen mit Schmelztemperaturen zwischen etwa 120 und 190 °C ein Klein-Aufschmelztauchgerät „Mini-Conservator“ für eine Anschlussleistung von 1,5 kW und einen Tauchbadinhalt von 6 l entwickelt, der auch in Kleinbetrieben leicht einsetzbar ist.

Ein praktischer Bananenstecker

Für das Festklemmen des Drahtes oder der Litzen von Leitungsschnürchen in Bananensteckern gibt es eine Unzahl von Lösungen. Außerst einfach erfolgt dies bei neuen auf der letzten Hannover-Messe gezeigten Steckern der Firma R. E. Deuschlaender. Der isolierte Draht wird einfach durch die Kappe der Isolierhülle gezogen und lose in ein Loch des Steckerstiftes eingeführt. Beim Festschrauben der Isolierhülle sitzt der Draht unverrückbar fest.

Exklusiv mit HiFi- Tonqualität



Alles spricht für Exklusiv, den idealen Vierspur-Tonbandkoffer aus dem Hause NORDMENDE. Das ist ein Gerät von idealer Leistung, ein ausgereiftes, zuverlässiges Vielzweckgerät. Der extrem hohe Störabstand (46 dB), die rauscharmen Eingangs-Transistoren, die große Laufruhe und die starke Endstufe (4 Watt) gewährleisten optimale HiFi-Wiedergabetreue. Ein ebenso solider wie übersichtlicher mechanischer Aufbau macht „Exklusiv“ besonders servicefreundlich. Dieses NORDMENDE-Tonbandgerät wird allen Ansprüchen des Käufers wie auch des Fachhändlers vollauf gerecht.



Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessenvertretungen, wie z. B. GEMA, Schallplattenhersteller, Verleger usw., gestattet.

NORDMENDE

Aus Zeitschriften und Büchern

Statische Elektrizität kann Transistoren zerstören

Eine gründliche Untersuchung (auf Grund von nicht ohne weiteres erklärbaren Ausfällen an Transistoren) in einem Halbleiterwerk in den USA ergab die überraschende Tatsache, daß „elektrostatisch aufgeladene Arbeitskräfte“ sich über den in der Herstellung befindlichen Transistor entladen und diesen dabei elektrisch durchschlagen können. Nach sorgfältiger Bestimmung der Kapazität eines Menschen gegen Erde in Abhängigkeit von der Dicke seiner Schuhsohlen (Bild 1) kam der Verfasser zu einigen Schlußfolgerungen:

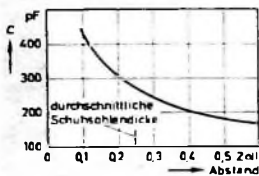


Bild 1 Kapazität des menschlichen Körpers in Abhängigkeit vom Abstand in Zoll zwischen bloßem Fuß und Fußboden

Das Gehen auf nicht mit Erde verbundenen Fußböden kann danach bei ungünstigen Bedingungen den menschlichen Körper elektrostatisch aufladen. Besonders ist dies auch der Fall beim Hin- und Herrutschen auf gefirnigten Stühlen mit mangelhaftem Erdschluß. Ein Körper mit einer Kapazität von etwa $C = 200 \text{ pF}$ (Bild 1) kann sich hier auf 2000 V aufladen; das entspricht einer Ladungsenergie von 400 μJ . Eine solche Energie kann bei einer Entladung über Halbleiter zum elektrischen Durchschlag des Halbleiters führen.

- Für Halbleiter- und verarbeitende Werkstätten ist zu fordern:
1. Alle Stühle und Tische sind an der Oberfläche leitend zu machen; ein Widerstand von 100 M Ω wird als ausreichend angesehen.
 2. Der Fußboden muß leitend sein und in elektrischem Kontakt mit dem Arbeiter und seinem Stuhl stehen.
 3. Das Personal muß Arbeitsmittel tragen, die sich nicht aufladen (am besten weiche Baumwollmittel).
 4. Leitendes oder leitend gemachtes Schuhwerk ist zu empfehlen, so daß der Arbeiter stets elektrisch mit allen ihm umgebenden Gegenständen verbunden ist.

5. Alle Gegenstände, Geräte usw. in der Aufbau-Abteilung für Halbleiter sind elektrisch zu erden, damit sie sich nicht auf unterschiedliches elektrostatisches Potential aufladen können.
Diese notwendigen Maßnahmen reichen im allgemeinen aus, um elektrische Entladungen über die Halbleiter-Bauelemente zu vermeiden.
K.
(Stroh, D. G.: Static electricity can kill transistors. Electronics Bd. 35 (1962) Nr. 2, S. 90, 92)

ZVEI Elektro-Einkaufsführer 1962. Herausgegeben und bearbeitet in Zusammenarbeit mit dem Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e.V. (ZVEI). Mindelheim 1962. Verlag W. Sachon. Über 1200 S. 10 x 19,5 cm. Preis brosch. 5,- DM

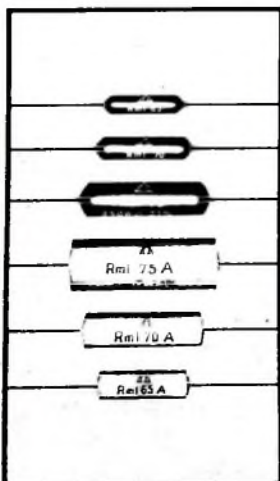
Nach Warengruppen geordnet, sind unter dem jeweiligen deutschen Stichwort (die entsprechende englische, französische und spanische Bezeichnung ist zusätzlich angegeben) Herstellerfirmen mit Anschriften aufgeführt. Mehr als 19000 alphabetisch geordnete Suchwörter erleichtern das schnelle Auffinden der nummerierten Warengruppen. Ein ebenfalls alphabetisch geordnetes Firmenverzeichnis gibt jeweils noch das Firmenzeichen und den Markennamen an. Der Einkaufsführer erschien diesmal erstmalig auch in getrennten englischen, französischen und spanischen Ausgaben.

Fernseh-Service-Fehlerdiagnose nach Testbildern und Oszillogrammen: Handbuch der Radio- und Fernsehreparaturtechnik, Band III. Von W. W. Dieffenbach. Stuttgart 1961. Franckh'sche Verlagshandlung. 148 S. m. 304 B. 26 x 18,5 cm. Preis geb. 29,50 DM.

Dieser vorliegende Band III ist eine wichtige Ergänzung des Bandes II „Fernseh-Service“, zeigt aber auch für sich allein, wie man an Hand von Testbildern und Oszillogrammen etwaige Fehler in Fernsehempfängern eingrenzen kann. Die Texte zu fehlerhaften Bildern (sowohl jeweils Sender-Testbild als auch Bildmuster von Fernseh-Signalgeneratoren) erklären die typischen Fehlermerkmale, geben Hinweise für die Fehlersuche und zur Abhilfe. In gleicher Art folgt - zusätzlich unterstützt durch Oszillogramme und Schaltungsausschnitte - eine Diagnose von Schirmbildfehlern, systematisch nach Empfängerstufen geordnet. Anschließend werden noch neuere Meß- und Prüfrichtungen für den Fernseh-Service vorgestellt, und die Praxis der UHF-Nachrüstung sowie des VHF-Umbaus (zwecks Einhaltung der Strahlungsbedingungen) älterer Empfänger wird besprochen. Die etwa 8,5 x 6,5 cm großen Reproduktionen der Testbilder sind sehr klar und lassen die typischen Merkmale gut erkennen. Die sachliche Knappheit der erläuternden Texte ist für den Ratsuchenden angenehm.



METALLSCHICHTWIDERSTAENDE



Typ Rml

lackierte Ausführung, axialer Drahtanschluß
Typ Rml entspricht
DIN 41400, Kl. 0,5 - IEC-Publ. 115 Typ I D Gruppe 425
MIL-R-10509 D Char. B
Anlieferungsstoleranz: $\pm 5\%$, $\pm 2\%$, $\pm 1\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 0,25\%$
Temperaturkoeffizient: $\leq \pm 100 \cdot 10^{-6} \leq \pm 50 \cdot 10^{-6} \leq \pm 25 \cdot 10^{-6}$
Temperaturbereich: $-55 \dots +150^\circ\text{C}$

Typ	Bez. nach MIL	Nennlast	Fertigungs-bereich	Abmessungen in mm		
				L	D	d
Rml 65	RN 65	0,25 W	30 \square - 500 R \square	14,6	4,4	0,8
Rml 70	RN 70	0,5 W	25 \square - 1 M \square	17,0	5,9	0,8
Rml 75	RN 75	1 W	50 \square - 1 M \square	25,6	9,0	1,0

Typ Rml A

dichte Ausführung im Keramikrohr, axialer Drahtanschluß
Typ Rml A entspricht
DIN 41400, Kl. 0,5 - IEC-Publ. 115 Typ I D Gruppe 424
MIL-R-10509 D Char. B
Anlieferungsstoleranz: $\pm 5\%$, $\pm 2\%$, $\pm 1\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 0,25\%$
Temperaturkoeffizient: $\leq \pm 100 \cdot 10^{-6} \leq \pm 50 \cdot 10^{-6} \leq \pm 25 \cdot 10^{-6}$
Temperaturbereich: $-55 \dots +150^\circ\text{C}$

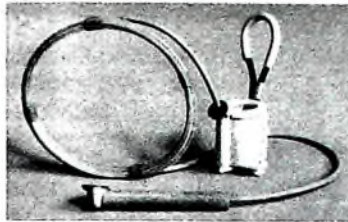
Typ	Bez. nach MIL	Nennlast	Fertigungs-bereich	Abmessungen in mm		
				L	D	d
Rml 65 A	RN 65	0,25 W	30 \square - 500 R \square	16,5	6,2	0,8
Rml 70 A	RN 70	0,5 W	25 \square - 1 M \square	22,2	7,7	0,8
Rml 75 A	RN 75	1 W	50 \square - 1 M \square	28,4	10,9	1,0

RESISTA FABRIK ELEKTRISCHER WIDERSTAENDE GMBH LANDSHUT/BAYERN

Hochspannungsfassungen

»Neueste Konstruktionen« vereinigen alle Wünsche und Erfahrungen unserer Kunden.

Bild (links) Fassungen mit geteilter Kabelausführung auf beiden Seiten. Type F 1/2/S
 Bild (rechts) Fassungen mit 3-facher Kabelausführung auf einer Seite. Type F 1/3/50 L



Vorteile, die unsere Fassungen bieten:

Reparable Ausführung, (einfachste Demontage)
 unbrennbares Material,
 beliebige Kabelführung,
 fester Sitz der Röhre,

durchschlagsicher bei wesentlich erhöhter Spannung
 Sprühsicherheit,
 Temperaturbeständigkeit erhöht.
 Bodenplatte für verschiedene Lochabstände

J. Hüniglerle KG. Apparatebau
Radolfzell a. B. Weinburg

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsteuertechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation
 Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder 350 Formeln und Tabellen
 Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht (Gewünschten Lehrgang bitte angeben) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin, Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/7

Verkäufe

Torn. E. „b“ betriebsklar als Gestell-einschub m. Sammler 24 V u. eingeb. Ladegerät 60.- DM W. D. Stephan, Berlin 21 Bundesratufer 13, 39 78 09

METALL-GEHÄUSE

für Industrie und Bastler

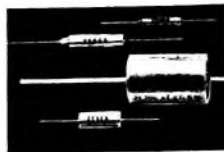


PAUL LEISTNER HAMBURG
 HAMBURG, ALTONA-KLAUSSTR. 4-6

Radiobestandteile Röhren

Die tschechoslowakischen Erzeugnisse der Marke TESLA sind durch ihre Qualität weltbekannt!

- Elektrolytische, keramische und Wickelkondensatoren
- Papierkondensatoren
- Kondensatoren mit Dielektrikum aus Kunststoffen
- Glimmerkondensatoren
- Potentiometer
- Schichtwiderstände
- Drahtwiderstände
- Kabelendverschlüsse
- Bestandteile für die Transistoren- und Fernsehtechnik
- Halbleiter
- Röhren

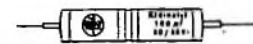


Verlangen Sie eingehende Auskunft und Prospekte!

EXPORTEUR
KOVO

PRAGA 7, Tschechoslowakei, Trída Dukelských hrdinů 47

trial
 ...Überall
 Für UHF
 Frequenz-Umsetzer Kpl. mit Netzteil für 1-4 Teilm. DM 210,- br. für 4-10 Teilm. DM 310,- br. Neueste Ausführung: EC 88 EC 86
 Filler-Antennen 8 IV-V mit Filler B III 11 Elemente DM 48,- br.
 Koaxialkabel Musterrolle 100 m DM 46,- franko
 Bitte Angebot anfordern
Dr. Th. DUMKE KG - RHEYDT
 Postfach 73



WZ-KLEINELYT

Nieder- und Hochvolt
Elektrolyt-Kondensatoren

- Kleine Abmessungen
- Höchstmass an Qualität
- Gleichbleibende Güte



WILHELM ZEH KG

PREIBURG I. BR.

KARLGUTH

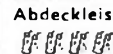
BERLIN SO 36

Reichenberger Str. 23

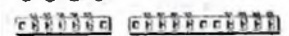


STANDARD-LÖTÖSEN-LEISTEN

Abdeckleisten 0,5 mm



Lötösen 3 K 2



Lochmitte: Lochmitte 8 mm



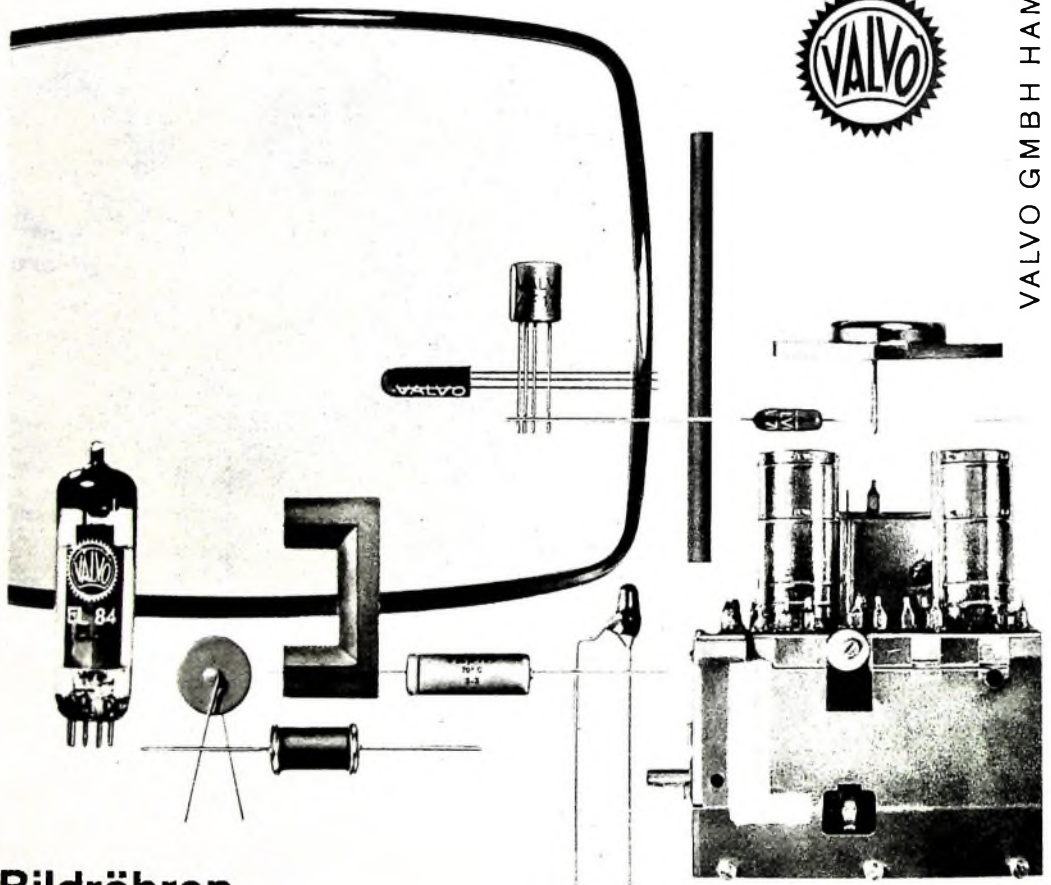
Meterware: - selbst trennbar!

Thalacker T. 54

VALVO

Bauelemente

für Rundfunk- Fernseh- Phono-Geräte



VALVO GMBH HAMBURG

Bildröhren

Empfängerröhren Transistoren und Dioden

Einzelteile Hochfrequenz-Keramik

Dauermagnete Bausteine