

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

1. JANUARHEFT

1

1961 +

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung



Neuer Präsident der UER

Die Generalversammlung der Europäischen Rundfunk-Union (UER) wählte kürzlich den Generaldirektor der Schwedischen Rundfunk- und Fernseh-Gesellschaft, Olof Rydbeck, zum neuen Präsidenten. 1. Vizepräsident wurde M. R. Janot vom Französischen Rundfunk (RTF) und 2. Vizepräsident der Direktor der Italienischen Rundfunk-Gesellschaft (RAI-TV), M. Rodino.

Deutsche Industrie-Messe Hannover im Film

Vor über 600 geladenen Gästen wurde am 8. Dezember 1960 in Berlin der Farbfilm „Hannover-Messe“ aufgeführt. Es ist der vierte Film, den die Deutsche Messe- und Ausstellungs AG seit 1950 herstellen ließ. Er wurde während der Messe 1960 gedreht und vermittelt einen nachhaltigen Eindruck von dem Angebot der 4800 Aussteller, dem Umfang und den wirtschaftlichen Auswirkungen der Messe. In abwechslungsreichen Einstellungen und lebhaften Bildfolgen zeigt er die Möglichkeiten dieses Messeplatzes, dessen Weltruf bei Käufern und Ausstellern auf der ausgesprochenen Zweckmäßigkeit beruht, die alle Aussteller streng nach Branchen gegliedert zusammenfaßt und damit den Besuchern das Angebot jeder Branche in konzentrierter Form vorstellt.

Wie Dipl.-Ing. Ernst Pätzold, Vorstandsmitglied der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG, ausführte, wird dieser in acht Fremdsprachen vorliegende Film von 30 Minuten Spieldauer besonders für die Messerwerbung im Ausland eingesetzt.

Leipziger Frühjahrsmesse 1961

Die Leipziger Frühjahrsmesse vom 5. bis 14. März 1961 wird als Technische Messe und Mustermesse für Konsumgüter auf einer Messestandsfläche von nahezu 300 000 m² durchgeführt. Rund 9000 Ausstellerfirmen aus etwa 50 Ländern kommen nach Leipzig. Das Angebot der Leipziger Frühjahrsmesse 1961 ist in 55 Messegruppen übersichtlich zusammengefaßt.

Deutsche Musik-Phonothek in Berlin

Anläßlich eines Empfanges, der im Rahmen der Generalversammlung des Deutschen Musikrates im November 1960

in Berlin stattfand, überreichte Direktor Grenzbach von der Teldec-Schallplatten-Gesellschaft im Namen der deutschen Schallplattenindustrie die erste Schallplattenpende für die in Berlin zu errichtende Deutsche Musik-Phonothek.

Die in der Fachabteilung Phono vertretenen Schallplattenfirmen werden der Musik-Phonothek je zwei Schallplatten der laufenden Produktion kostenlos zur Verfügung stellen und nach Auswahl auch ältere Schallplatten, soweit diese in den Beständen heute noch erreichbar sind. Das Endziel ist, sämtliche Schallplatten zu sammeln, die auf dem deutschen Markt vertrieben werden. Die Musik-Phonothek hat die Aufgabe, Musikaufnahmen von dokumentarischem Wert (Schallplatten, Tonbänder und andere Tonträger) zu sammeln, nach fachlichen Grundsätzen zu verzeichnen und für die Zwecke der Forschung und Lehre zur Verfügung zu halten. Sie führt ferner einen Zentralkatalog über die Fundorte solcher Musikaufnahmen, die zu ihrem Sammelgebiet gehören, jedoch im Archiv nicht vorhanden sind. Die archivierten Schallaufnahmen können in der Form überspielter Magnetbänder Wissenschaftlern, Studenten, den Fachautoren und allen besonders Interessierten dienstbar gemacht werden.

FAKI normt Ateliertechnik

Beim FAKI Fachnormenausschuß für Kinetotechnik im DNA wurde ein Arbeitsausschuß „Ateliertechnik“ konstituiert. Der Arbeitsausschuß hat Anfang des Monats seine Tätigkeit unter der Obmannschaft von Dipl.-Ing. Robert Fehrmann aufgenommen.

Zunächst wurden die Normungsvorschläge für Bühnenbau in den Filmateliers (Anträge der Ufa, Berlin), Bühnenbau beim Fernsehen (Anträge der Bavaria, München), Elektrotechnik (Anträge von Arnold & Richter, München), Tontechnik (Anträge der Real-Film, Hamburg) vom Ausschuß behandelt.

Transistor-Universalsuper ohne „Saison-Rhythmus“

Wie die bisherigen Erfahrungen von Schaub-Lorenz zeigen, gibt es beim Vertrieb von transistorisierten Universalsupern (beispielsweise „Touring“ und „Weekend“

von Schaub-Lorenz) praktisch keinen engbegrenzten Saison-Rhythmus. Die Allzweck-Konstruktion mit der denkbar einfachen Wechselmöglichkeit von Autobetrieb auf Empfang im Freien oder Betrieb im Heim bringt es mit sich, daß unabhängig von den sogenannten Reisezeiten über das ganze Jahr hinweg rege Nachfrage besteht.

„Jonny M 61“, ein neuer Akkord-Kofferempfänger

Der im Dezember 1960 neu auf den Markt gebrachte Kofferempfänger „Jonny M 61“ ist für die Wellenbereiche M und L ausgelegt. Er ist mit 6 Trans + 2 Ge-Dioden + 1 Tgl bestückt. Weitere Daten: 6 Kreise, eingebaute Ferritantenne, perm-dyn. Lautsprecher 10 cm Ø, Stromversorgung durch 2 Rundbatterien je 4,5 V, Holzgehäuse mit Kunstlederbezug, Abmessungen 21,5x16x7,5 cm, Gewicht o. B. 1,1 kg.

Telefunken übernimmt Reichhalter

Das Werk der Reichhalter Elektro GmbH in Lindau wurde von der Telefunken GmbH übernommen, die in sämtliche von Reichhalter geschlossenen Verträge eingetreten ist.

Ernennungen bei Saba

Im Rahmen der diesjährigen Jubilären-Ehrung der Saba-Werke in Villingen gab Herr Ernst Scherb bekannt, daß die Herren Hans-Georg Brunner-Schwer und Dipl.-Kfm. Hermann Brunner-Schwer zu Geschäftsführern der Gesellschaft bestellt worden sind.

Den Herren August Burkhardt, Leiter der Buchhaltungs-Abteilung, Friedr. Kormeyer, Leiter der Verkaufsabteilung Inland, Alfred Liebetrau, Leiter der Abteilung Planung und Organisation, Hans Netscher, Leiter der Verwaltung des Werkes III Friedrichshafen, wurde Prokura erteilt.

Silizium-Dioden von TAB

Die Vertretung für die Silizium-Dioden der amerikanischen Firma TAB hat H. von Wichmann, Hamburg, übernommen. Es werden Dioden für Spitzenspannungen zwischen 50 und 1200 V und für Ströme bis 35 A (bei zusätzlicher Luftkühlung bis 100 A) angeboten.

Nur noch eine Schallplatten-drehzahl in den USA

Kürzlich begannen einige amerikanische Schallplatten-Fabrikanen, ihre Fertigung auf Schallplatten nur noch einer Drehzahl (33 1/3 U/min) umzustellen. Das Abspielen der Platten vereinfacht sich dadurch für den Käufer. Auch die preiswerten 17-cm-Platten für 45 U/min sollen allmählich verschwinden. Die geplante Umstellung dürfte mehrere Jahre in Anspruch nehmen.

AUS DEM INHALT

1. JANUARHEFT 1961

FT-Kurznachrichten	2
Die technischen Anlagen für die Ausstrahlung eines zweiten Fernsehprogramms ..	3
Probleme und Fortschritte der Antennentechnik	4
Das Halbleiterwerk Heilbronn	6
Z 303 C, Z 502 S - Glimmzählröhren und ihre Schaltungstechnik	7
»PE 66« — Ein moderner Stereo-Plattenwechsler	10
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter	11
FT-SAMMLUNG	
Schaltungstechnik	
Halbleiter-Dioden · Wirkungsweise und Schaltungstechnik ⑧	13
Mathematik	
Einführung in die Laplace-Transformation ..	19
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
Die Berechnung von Tonfrequenzübertragern	15
Von Sendern und Frequenzen	21
Das Verhalten von HF-Eingangsstufen	22
Persönliches	24
Für den jungen Techniker	
Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen	26
FT-Werkstattwinke	
Verformte Leuchtsektoren bei der EM 80 28	
Aus Zeitschriften und Büchern	
Vierspur-Tonbandgerät in Miniaturausführung	29

Unser Titelbild: Fließband für die Herstellung von Band-IV-Antennen bei den fuba-Antennenwerken
Werkaufnahme: fuba

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Neubauer, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 23, 25, 31 und 32 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 (Fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jönckes, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefredakteur: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis 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: Elsnerdruck, Berlin



Start des zweiten Fernsehprogramms verschoben

Der zum Jahresbeginn 1961 geplante Start des zweiten Programms ist durch die einstweilige Anordnung des Bundesgerichtshofs Karlsruhe vom 17. Dezember 1960 zumindest bis auf den 1. März 1961 verschoben worden. Diese Anordnung gilt sowohl für das geplante Fernsehprogramm der Bundesregierung als auch für das sogenannte Kontrastprogramm der Rundfunkanstalten. Mit Rücksicht auf die grundsätzliche Bedeutung dieser Frage will der Bundesgerichtshof erst am 28. Februar 1961 seine endgültige Entscheidung bekanntgeben.



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIFENBACH

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

RICHARD STÜCKLEN

Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen

Die technischen Anlagen für die Ausstrahlung eines zweiten Fernsehprogramms

Im Januar 1959 beauftragte die Bundesregierung die Deutsche Bundespost, ein Fernsehsendernetz für die Ausstrahlung eines zweiten Fernsehprogramms zu errichten. Bei der Planung der hierfür erforderlichen technischen Einrichtungen und der verfügbaren Frequenzen im Bereich IV ergab sich, daß für eine Versorgung der gesamten Bevölkerung des Bundesgebiets 84 Fernsehsender mit großer Strahlungsleistung und — nach sorgfältigen Messungen der tatsächlichen Ausbreitungsverhältnisse — eine Anzahl von Umsetzern und öffentlichen Gemeinschafts-Antennenanlagen errichtet werden müssen. Diese Sender werden nach den Berechnungen 91 v. H. der Fläche der Bundesrepublik und 95 v. H. der Bevölkerung des Bundesgebiets versorgen.

Im Jahre 1960 wurde mit dem Bau von 31 Fernsehsendern begonnen, die etwa 65 v. H. der Bevölkerung der Bundesrepublik mit dem zweiten Fernsehprogramm versorgen werden. Für dieses Jahr ist die Errichtung weiterer 20 Fernsehsender vorgesehen. Der Bau der restlichen Sender soll in den nächsten Jahren erfolgen.

Um bei einer rationellen Ausnutzung der verfügbaren Fernsehkanäle ein Höchstmaß an Versorgung der Bevölkerung zu erreichen, wurde bei der Planung dieses Fernsehsendernetzes ein verhältnismäßig geringer Senderabstand von durchschnittlich 35 km zugrunde gelegt. Da je nach der Störwirkung der in Betracht kommenden Sender im Gleich- und Nachbarkanal sowie der Sender, die indirekte Störungen (Oszillatorstörstrahlungen, Bild/Tonspiegelstörungen, Störungen durch Kombinationsfrequenzbildung und dergleichen) verursachen können, die Versorgungsradien der einzelnen Fernsehsender nicht ideal gleich sind, ergeben sich naturgemäß verschiedene Feldstärkewerte am Rande des jeweiligen Versorgungsradius. Sie liegen bei den von der Deutschen Bundespost errichteten Fernsehsendern theoretisch etwa zwischen 1,8 mV/m (65 dBu) und 10 mV/m (80 dBu). Wenn unter Berücksichtigung der Geländeverhältnisse, der Beugungsdämpfung und der örtlichen sowie zeitlichen Streuung der Feldstärke beurteilt werden muß, ob ein Empfangsort — auch außerhalb des eigentlichen Versorgungsbereichs — als versorgt anzusehen ist, dienen die International als ideal angestrebten Werte von 0,5 mV/m für ländliche Verhältnisse, 2,0 mV/m für Städte und 3,0 mV/m für Großstädte als Richtwerte.

Auf der Stockholmer Rundfunkkonferenz dieses Jahres sind möglicherweise Änderungen des Frequenzplans zu erwarten. Das Ausmaß der Änderungen läßt sich zur Zeit nicht absehen, weil uns nicht bekannt ist, an welchen Standorten im benachbarten Ausland — insbesondere auch in Frankreich und Großbritannien — Fernsehsender in den Bereichen IV und V vorgesehen sind. Die eventuell notwendigen Frequenzänderungen werden sich jedoch in der Bundesrepublik auf der Empfangsseite nicht empfindlich auswirken, weil der deutschen Antennenindustrie empfohlen wurde, Mehrkanalantennen zu bauen, damit bei einer Frequenzänderung in den meisten Fällen dieselbe Empfangsantenne weiterverwendet werden kann.

Die hochfrequenten Schutzabstände gegenüber Nachbarkanalsendern sind für die Frequenzbereiche IV und V nach den Erfahrungen der Sendernetzplanung in den Bereichen I und III festgelegt worden. Sie betragen zum oberen Nachbarkanalsender —12 dB und zum unteren —6 dB. Diese Werte beziehen sich jeweils auf die Synchronspitzenleistung des Bildträgers. Um einen möglichst störungsfreien Bildempfang sicherzustellen, wurde für interferierende Nachbarkanalsender eine Mindestentfernung von etwa 90 km zugrunde gelegt.

Die von der Deutschen Bundespost errichteten Fernsehsender werden mit dem zweiten Programm über je ein Modulationsleitungsnetz für Bild und für Ton versorgt. Fernsehprogramme aus den Fernsehstudios für das zweite Programm werden über besondere Programm-Austauschleitungen für Bild und für Ton der zentralen Fernsehschaltstelle Frankfurt (Main) oder der Rundfunkübertragungsstelle in Frankfurt (Main) zugeführt. Von der zentralen Fernsehschaltstelle gehen als Modulationsleitungen für das Bild Richtfunk-Übertragungswege — in den meisten Fällen im 4-GHz-Bereich, in einigen Ausnahmefällen zunächst noch im 2-GHz-Bereich — zu den Fernseh-Bildsendern. Der Fernsehbegleitton wird von Frankfurt (Main) aus über Rundfunk-Übertragungsleitungen auf dem Kabelweg bis zu den Fernseh-Schaltstellen in München, Nürnberg, Stuttgart, Köln, Mellendorf bei Hannover und Hamburg geführt und von da auf den 4-GHz-Richtfunk-Übertragungswegen mit dem Bild zu den Fernsehsendern für Bild und Ton übertragen.

Für den nationalen und den internationalen Fernseh-Programmaustausch stehen in den Richtungen von Hamburg über Köln nach Frankfurt (Main) und von der Hornisgrinde nach Stuttgart je zwei 4-GHz-Richtfunk-Übertragungswege sowie in den Gegenrichtungen je ein 4-GHz-Richtfunk-Übertragungsweg zur Verfügung. Ferner bestehen je ein wechselzeitlich in beiden Richtungen benutzbarer 2-GHz-Richtfunk-Übertragungsweg zwischen München — Zugspitze — Stuttgart — Hornisgrinde — Feldberg (Taunus) und Köln. Dazu kommen ein zweigleisiger 2-GHz-Richtfunk-Übertragungsweg zwischen Feldberg (Taunus) und Frankfurt (Main), ein zweigleisiger 2-GHz-Richtfunk-Übertragungsweg von Bremen nach Hamburg sowie eine Fernseh-Übertragungsleitung auf dem Kabelweg von Nürnberg nach München. Daneben sind zweigleisige oder wechselzeitlich in beiden Richtungen verwendbare Richtfunk-Übertragungswege vorhanden, und zwar nach Österreich von München, nach der Schweiz von Hornisgrinde, nach Belgien von Köln, nach Holland von Köln und nach Dänemark von Hamburg. Je ein weiterer eingleisiger 4-GHz-Richtfunk-Übertragungsweg von Stuttgart, von Baden-Baden (Fremersberg) und von Köln nach Frankfurt (Main) sind im Aufbau.

Von Berlin nach Hamburg besteht ein Überreichweiten-Richtfunk-Übertragungsweg, der jedoch in dieser Richtung nur betrieben werden kann, wenn die Gegenrichtung nicht für die Zuführung der Modulation für das erste Programm zum Fernsehsender des SFB besetzt ist. Die Einrichtung eines zweiten Fernseh-Übertragungsweges in der Richtung von Berlin nach dem Bundesgebiet wird vorbereitet.

Die Ausnutzung der vorhandenen Fernseh-Richtfunkwege für den Fernseh-Programmaustausch ist auf einzelnen Strecken zur Zeit sehr gering. Sie wird in gewissem Umfang ansteigen, wenn sich der Programmaustausch auch auf das zweite Programm ausdehnt. Auftretende Engpässe wird die Deutsche Bundespost durch Umleiten und durch behelfsmäßige Fernseh-Richtfunkstrecken überbrücken und gegebenenfalls durch weiteren Ausbau des Fernseh-Richtfunknetzes beseitigen.

Für den Anschluß der Fernseh-Übertragungswagen der jeweiligen Fernsehgesellschaft an das ständig eingerichtete Fernschleifungsnetz stellt die Deutsche Bundespost fahrbare Übertragungseinrichtungen für Bild und Ton bereit. Zur Zeit stehen der Deutschen Bundespost hierfür unter anderem fünfzehn Lastkraftwagen mit Spezialaufbauten zur Verfügung. Davon sind elf Unimogs mit Fernseh-Reportage-Richtfunkanlagen für Bild und Ton. Diese fahrbaren Anlagen sollen im Laufe des Jahres durch acht gleichartig ausgerüstete Lastkraftwagen ergänzt werden.

Probleme und Fortschritte der Antennentechnik

Ein Besuch bei den fuba-Antennenwerken

Am 1. Oktober 1951 schlossen sich mit mehr Optimismus und gutem Willen als industrieller Erfahrung fünf Praktiker zusammen, um Funk-Bauteile (daher der Name fuba) und dann auch UKW-Antennen in einem kleinen Betrieb herzustellen. Nach manchem Auf und Ab, wie es in der Industrie nun einmal so ist, entstanden daraus die fuba-Antennenwerke Hans Kolbe & Co. in Bad Salzdetfurth, die heute in sechs Betrieben etwa 2200 Mitarbeiter beschäftigen. Im Hauptwerk fertigen heute rund 1500 Personen Antennen für Band III und IV sowie Antennen-Kombinationsfilter und Gemeinschaftsantennen-Anlagen, während in den Zweigwerken Günzburg (Donau) Band-I-Antennen sowie Rundfunk- und UKW-Antennen und neuerdings in größerem Umfang auch Auto-Antennen entstehen. Das gesamte Antennen-Kleinmaterial, die Zimmer-Antennen und einige Typen von Band-III-Antennen werden im Werk Lamspringe hergestellt, im Zweigbetrieb Wehningen auch noch Antennen-Kombinationsfilter sowie ein großer Teil der Bauteile für Gemeinschaftsantennen-Anlagen und in Hohenfeld schließlich so hochwertige elektronische Geräte wie Fernseh-, UKW- und Rundfunkverstärker, Frequenzumsetzer, Verstärker-Netzteile und andere professionelle elektronische Geräte und Anlagen. Überaus eindrucksvoll ist das Werk in Gittelde bei Seesen im Harz, wo eine nach modernsten Gesichtspunkten aufgezogene große Produktion von gedruckten Schaltungen angelaufen ist. Zahlreiche Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten sowie anderen elektronischen Geräten

lassen hier ihre gedruckten Leiterplatten herstellen.

Das junge Unternehmen hat es stets verstanden, sich der Marktlage elastisch anzupassen. An neun Fließbändern werden Antennen hergestellt, wobei der Ausstoß je Band und Schicht je nach Antennentyp heute zwischen 800 und 1500 Stück liegt. Entsprechend dem großen zu erwartenden Bedarf an Band-IV-Antennen, hat man hier vorsorglich geplant, um den Engpaß auf diesem Gebiet mit überwinden zu helfen. Volkswirtschaftlich ist die deutsche Antennenindustrie mit etwa 100 Mill. DM Umsatz ein durchaus beachtlicher Faktor. Die Entwicklung hochwertiger Antennen ist eine der Hauptaufgaben dieses Industriezweiges geworden, von dessen über 35 Firmen 15 in der Fachunterabteilung Antennen des ZVEI zusammengeschlossen sind. Es bedarf schon eines sehr umfangreichen Parkes an hochwertigen und teilweise sehr teuren Meßeinrichtungen, wenn man insbesondere auch im UHF-Gebiet erfolgreiche Arbeit leisten will. Welche Investitionen dafür notwendig sind, davon konnte man sich in Bad Salzdetfurth ein Bild machen, wo nicht nur das nach modernsten Gesichtspunkten und mit allen technischen Feinheiten ausgestattete Antennen-Meßfeld imponierte, sondern ebenso die zahlreichen Meßeinrichtungen in der Fabrikation, im Prüffeld und in den Labors.

Probleme der Band-IV-Antenne

Während in den Bändern I und III gelegentlich ausreichender Empfang mit einfachen Antennen und sogar mit Behelfs-

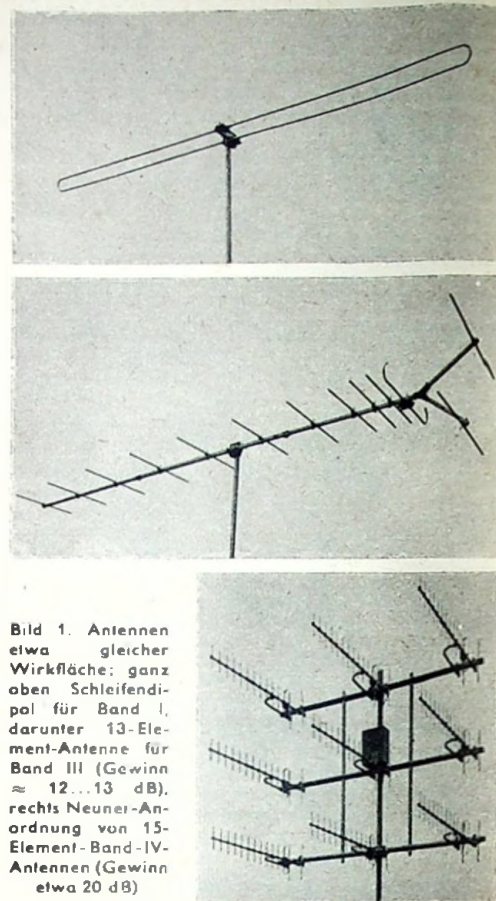


Bild 1. Antennen etwa gleicher Wirkfläche; ganz oben Schleifendipol für Band I, darunter 13-Element-Antenne für Band III (Gewinn $\approx 12 \dots 13$ dB), rechts Neuner-Anordnung von 15-Element-Band-IV-Antennen (Gewinn etwa 20 dB)

antennen möglich ist, stellt der Empfang im UHF-Bereich erheblich größere Anforderungen an die Antennen. Einige der Gründe seien hier kurz noch einmal zusammengefaßt.

1. Infolge der andersartigen Ausbreitungsbedingungen im Band IV, insbesondere auch wegen der Rauigkeit des Geländes, ist die Feldstärke am Empfangsort bei gleicher Strahlungsleistung des Senders gegenüber Band III meistens kleiner. Während die stärksten Sender im VHF-Bereich bei uns bisher 100 kW Strahlungsleistung hatten, werden im UHF-Bereich Strahlungsleistungen benötigt bis zu 500 und 1000 kW benötigt. Die Sendantennen müssen deshalb höheren Leistungsgewinn (50 ... 100) als im Band III haben. Wegen der zum Erreichen so hoher Antennengewinne notwendigen starken Vertikalbündelung scheint nach bisherigen Erkenntnissen mit Rücksicht auf die Stabilität der Antennenmaste ein Leistungsgewinn der Sendantennen von 50 ... 60 die obere zulässige Grenze zu sein.
2. Die Empfindlichkeit der Fernsehempfänger im UHF-Bereich ist geringer als im VHF-Bereich, so daß man für gleiche Bildqualität an den Antennenbuchsen des Empfängers eine höhere Spannung benötigt.
3. Die Dämpfung des Antennenkabels steigt nach hohen Frequenzen an. Während neues und trockenes 240-Ohm-Flachbandkabel die geringste Dämpfung hat, steigt die Dämpfung infolge Alterung und bei Regen, Schnee und Nebel stark an. Deshalb sollte man im Band IV nur Schlauchkabel oder 60-Ohm-Koaxialkabel verwenden. (fuba stattet jede Antenne mit einem Symmetrierglied sehr geringer Eigendämpfung aus, so daß sich sowohl Schlauchkabel als auch 60-Ohm-Koaxialkabel anschließen lassen.)

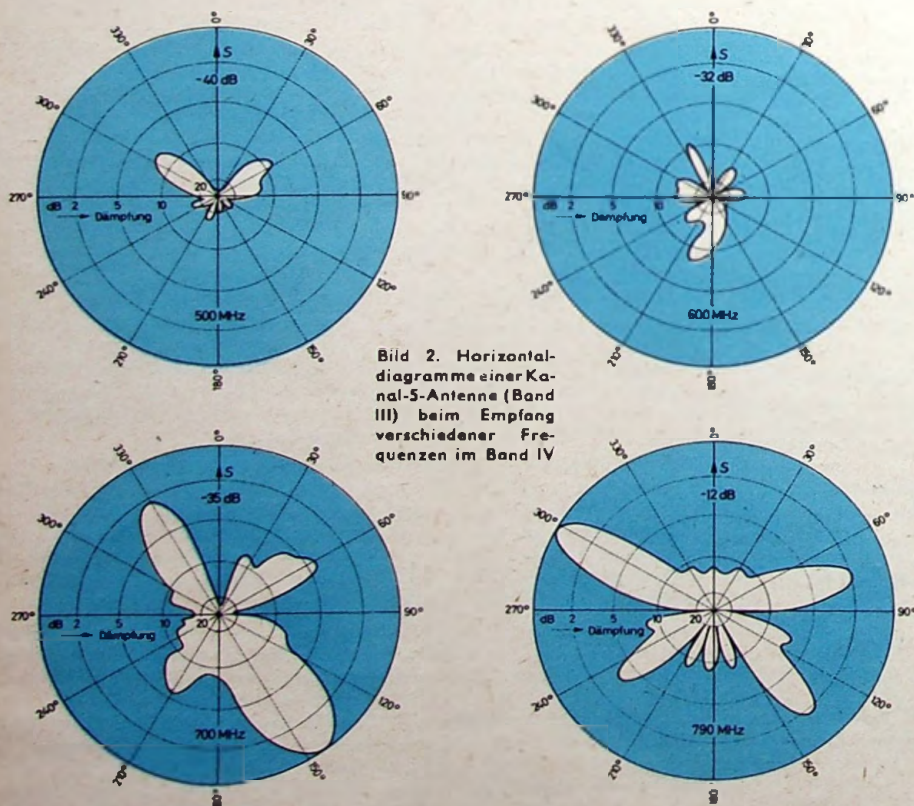


Bild 2. Horizontal-Diagramme einer Kanal-5-Antenne (Band III) beim Empfang verschiedener Frequenzen im Band IV

4. Da im Band IV Reflexionen zu erwarten sind, müssen oft Antennen mit guter Richtcharakteristik benutzt werden, um Geister ausblenden zu können.

5. Die Absorptionsfläche (Wirkfläche) der Band-IV-Antenne ist kleiner. Einen anschaulichen Vergleich geben die drei im Bild 1 gezeigten Antennen, nämlich ein Schleifendipol für Band I, eine „FSA 591“ mit etwa 12 ... 13 dB Gewinn für Band III und eine Neuner-Anordnung von 15-Element-Antennen mit etwa 20 dB Gewinn für Band IV. Diese drei, ihrem Aufwand nach sehr unterschiedlichen Antennen haben etwa die gleiche Absorptionsfläche, das heißt, sie entnehmen dem Feld etwa die gleiche Leistung. Aus dieser Gegenüberstellung erkennt man sehr deutlich, welche Unterschiede sich im Band IV gegenüber den bisher benutzten Bändern allein hinsichtlich der Absorptionsfläche ergeben.

UHF-Empfang mit Band-III-Antennen?

Hin und wieder waren Pressenotizen des Inhalts zu lesen, daß es in Sendernähe möglich sei, Band-IV-Sender auch mit bereits vorhandenen Band-III- oder Band-I-Antennen zu empfangen. Abgesehen von den Schwierigkeiten, die sich infolge der größeren und teilweise wetterabhängigen Dämpfung des üblicherweise benutzten Flachbandkabels ergeben, dürfte ein solches Vorgehen nur in besonders günstigen Ausnahmefällen möglich sein. Was tatsächlich dabei passiert, hat man bei fuba sehr eingehend untersucht und durch Messungen belegt.

Nimmt man an, daß eine Band-III-Antenne für etwa 200 MHz ausgelegt ist, dann wird eine solche Antenne im Band IV mit der doppelten oder dreifachen Frequenz erregt. Infolge der sich dann einstellenden Strom- und Spannungsverteilung auf der Antenne teilt sich die Richtungskeule für Band III dann im Band IV in eine Vielzahl von Zipfeln auf, und bei allen Diagrammen ergibt sich in Richtung zum Sender ein erheblicher Gewinnverlust, teilweise bis zu 40 dB (Bild 2).

Man erkennt, daß das Maximum der Empfindlichkeit in ganz anderen Richtungen als beim Band-III-Empfang liegt. Falls beide Sender aus derselben Richtung kommen, dann mag vielleicht in Ausnahmefällen ein Verdrehen der Antenne zugunsten des größeren Gewinns im Band IV noch ohne wesentliche Beeinträchtigungen des Band-III-Empfangs möglich sein. Meistens sind aber die dazu notwendigen Winkelverdrehschritte so groß (40 ... 80°), daß dieser Weg nicht gangbar ist. Hinzu kommt, daß bei auftretenden Reflexionen ein Ausblenden der Geister mittels der Richtwirkung der Antenne kaum noch durchführbar ist, weil die Wahrscheinlichkeit, daß ein Zipfel des Richtdiagramms mit der Richtung zum Ort der Reflexion übereinstimmt, relativ groß ist.

Es ist also festzustellen, daß die Verwendung von Band-III-Antennen für UHF-Empfang praktisch ausscheidet.

UHF-Breitbandantennen

Für UHF-Empfang werden im Normalfall leistungsfähige Band-IV-Antennen benötigt, die im Hinblick auf spätere Änderungen in der Verteilung der vorläufig benutzten Kanäle breitbandig sein sollten. Die Industrie liefert deshalb vorzugsweise Antennen für die nach den Empfehlungen der Bundespost festgelegten Gruppen A ... D, teilweise auch für noch mehr Kanäle. Es fehlte aber bisher immer noch eine Antenne, die ähnlich der

Band-III-Breitbandantenne zum Empfang aller Kanäle des UHF-Bereichs geeignet ist. Während die Breitbandantenne für Band III (174 ... 223 MHz) für ein Frequenzverhältnis 1 : 1,28 ausgelegt sein muß, ist für Band IV (470 ... 790 MHz) ein Frequenzverhältnis von 1 : 1,6 erforderlich. Es schien zunächst fraglich, ob es überhaupt möglich sei, eine Yagi-Antenne für dieses Frequenzverhältnis zu entwickeln. Nach Tausenden von Messungen ist es fuba nun gelungen, eine solche Antenne zu entwickeln, die wohl die erste dieser Art auf dem deutschen Markt sein dürfte.

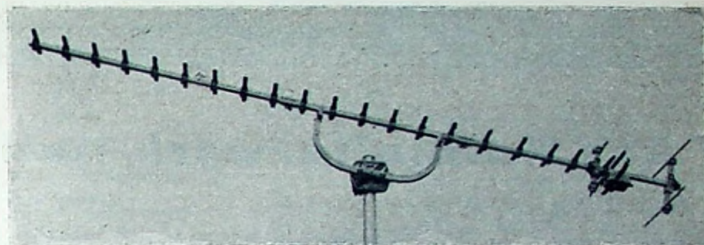


Bild 3. 25-Element-Breitbandantenne „DFA 1 LM 25“ für alle Kanäle im Band IV (470...790 MHz)

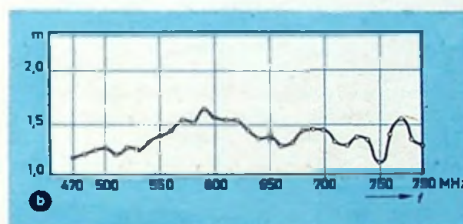
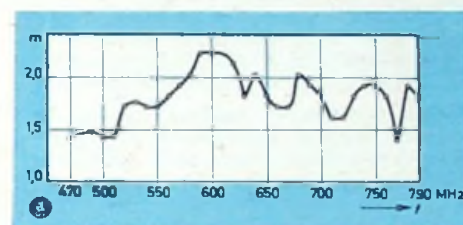


Bild 4. Fehlanpassung der Antenne ohne Kompensationselemente (a) und mit Kompensationselementen (b)

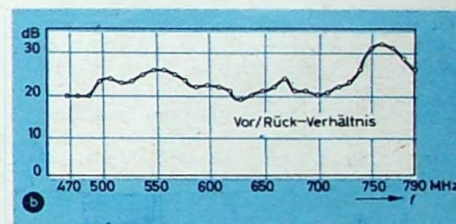
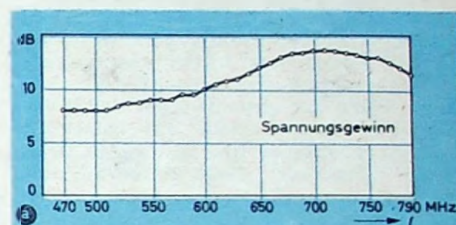


Bild 5. Spannungsgewinn (a) und Vor/Rück-Verhältnis (b) der Band-IV-Breitbandantenne „DFA 1 LM 25“

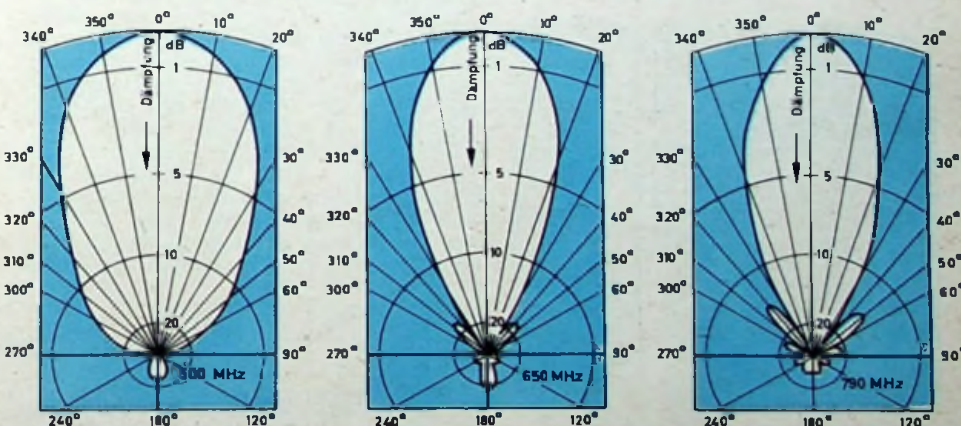


Bild 6. Horizontaldiagramme der Band-IV-Breitbandantenne „DFA 1 LM 25“

UHF-Breitbandantenne „DFA 1 LM 25“ für alle Kanäle im Band IV

Diese 25-Element-Antenne für die Kanäle 14 ... 53 (Bild 3) hat als besonders bemerkenswerte Neuheit „Kompensationselemente“, die durch entsprechende Bemessung ihrer Länge eine wesentliche Verbesserung der Anpassung ergeben. Den Einfluß der Kompensationselemente auf die Anpassung erkennt man deutlich aus Bild 4, das oben das stark schwankende Stehwellenverhältnis ohne und unten das erheblich ausgeglichene Stehwellenver-

hältnis mit Kompensationselementen zeigt, das an keiner Stelle schlechter als $m = 1,6$ ist. Wie Bild 5a zeigt, steigt der Spannungsgewinn mit zunehmender Frequenz von 8,5 dB auf etwa 14 dB an. Das Vor/Rück-Verhältnis (Bild 5b) sinkt dabei im ganzen Band IV kaum unter 20 dB ab, steigt dagegen zum Teil auf über 30 dB an. Den Verlauf der Horizontal-Richtdiagramme für einige Frequenzen im Band IV zeigt Bild 6). Mit dieser Antenne ist es möglich, alle Sender der Kanäle 14 ... 53 ohne zusätzliche Filter und ohne zusätzliche Antennenablei-



Das Halbleiterwerk Heilbronn

Im Januar 1959 legte man in Heilbronn den Grundstein zu einem neuen Halbleiterwerk, das am 15. November 1960 eingeweiht werden konnte und heute bereits 1500 Mitarbeiter, in der überwiegenden Mehrzahl Frauen, beschäftigt. Mit diesem Werk hat sich die Zahl der Telefunken-Fertigungsbetriebe auf insgesamt 16 erhöht, von denen fünf mit einem Drittel der gesamten Produktionskapazität von Telefunken jetzt im süddeutschen Raum liegen.

Halbleiterdioden und Transistoren haben in den letzten Jahren auch in Deutschland überragende Bedeutung erlangt. Die Halbleiter-Bauelemente haben dabei keineswegs die Röhre verdrängt, denn trotz des steilen Anstiegs der Produktion von Halbleiter-Bauelementen ist die Röhrenproduktion nicht zurückgegangen. Einige Zahlen mögen die wirtschaftliche Bedeutung dieser neuen Bauelemente unterstreichen: Die Fertigung von Dioden hat sich von 1958 bis 1960 mehr als verdoppelt, nämlich auf rund 25 Mill. Stück. Der Exportwert

erreichte bis August 1960 mit 4,1 Mill. DM schon fast den Gesamtwert des Jahres 1959 mit 4,7 Mill. DM. Ähnlich steil ist der Anstieg des Exportwerts bei Transistoren, der 1958 bei rund 6 Mill. DM lag und 1960 voraussichtlich 12 Mill. DM erreichen wird.

Der zu erwartende weitere Anstieg des Bedarfs war für Telefunken der Grund, jetzt in Heilbronn das neue Halbleiterwerk zu errichten. Hier hatte man die nur selten gegebene Gelegenheit, ein Werk modernster Art aufbauen zu können, ohne auf vorhandene Gebäude oder andere äußere Umstände Rücksicht nehmen zu müssen. So entstand am Rande der Wohnstadt Heilbronn, direkt am Ufer des alten Neckararms und von gärtnerischen Anlagen umgeben, nach den Plänen des Ulmer Architekten Dipl.-Ing. Fritz Schäfer ein Werk, das in seiner Konzeption und Ausführung vielleicht einmalig in Europa ist und als derzeit optimale Lösung für eine solche Fertigung angesprochen werden kann.

Kernstück der ersten Ausbaustufe des gesamten Gebäudekomplexes, der später einmal die Form eines „H“ haben wird, ist die frei tragende erdgeschossige Haupthalle als Schwerpunkt der Fertigung. Mit ihr verbunden sind das fünfgeschossige West-Gebäude und das vorerst zweigeschossige, später fünfgeschossige Süd-Gebäude. Im zweiten Bauabschnitt kommt dann unter anderem noch das fünfgeschossige Ost-Gebäude hinzu. Alle Gebäude wurden in Stahlbeton errichtet. Oberster Grundsatz bei der Planung war, beweglich

in der Aufteilung der Räume zu bleiben, um die Raumaufteilung jederzeit der sich mit der Technik ändernden Fertigung anpassen zu können.

Die große Fertigungshalle ist in ihrer Art ein Meisterstück. In ihr verzichtete man ganz auf Trennwände, damit die Fertigung fließend und übersichtlich bleibt. Obwohl in dieser Halle Hunderte von Frauen arbeiten, hat man keineswegs den Eindruck, in einer Fabrik zu sein. Dazu tragen nicht nur die peinliche Sauberkeit und die klare und übersichtliche Anordnung der Arbeitsplätze bei, sondern gleichermaßen auch die gute akustische Dämpfung. Sie wirkt auch auf die Dauer nicht unangenehm und dämpft dabei doch alle Raumgeräusche so gut, daß man akustisch den Eindruck haben kann, in einem größeren Laborraum zu sein.

Die Produktion von Halbleitern ist ohne größte Sauberkeit undenkbar. Man ist versucht, an die sterile Atmosphäre eines Operationsaales zu denken, wenn man beispielsweise hört, daß die Luft nicht nur durch reichlich dimensionierte Klimaanlage innerhalb sehr enger Toleranzen hinsichtlich Temperatur und Luftfeuchtigkeit konstantgehalten wird, sondern auch zu 99,98 % staubfrei ist. Zu diesem Zweck werden die Fußböden mehrmals täglich gereinigt, und Schuhputzmaschinen säubern zusätzlich zu den Reinigungsmatten vor den Fertigungsräumen die Schuhsohlen. Luftschleusen verhindern das Eindringen von Staub. Weiterhin tragen alle Mitarbeiter blendend weiße, nicht fuselnde Kittel.

Ein modernes Halbleiterwerk stellt an die Versorgungsanlagen große Anforderungen. In Kanälen liegen 120 km Leitungen und 50 km Rohre für die Stromversorgung, für die Zuleitung von deionisiertem Wasser, Sauerstoff, Stickstoff und Leuchtgas sowie für Heizung und Entwässerung. Im zweigeschossigen Betriebsgebäude findet man neben den Kompressoren für Sauerstoff und Leuchtgas und den Anlagen für komprimierte Gase (Wasserstoff, Stickstoff, Sauerstoff und andere) auch die Vollentsalzungsanlage für Wasser. Außerdem verfügt das Werk über eine vollautomatische Neutralisationsanlage zur völligen Entgiftung und Neutralisierung aller Abwässer.

So ist hier in Heilbronn ein Werk entstanden, das nicht nur der Stolz seiner Erbauer und aller dort beschäftigten Mitarbeiter ist, sondern das gleichzeitig auch ein bemerkenswerter Meilenstein in der Entwicklungsgeschichte moderner Zweckbauten ist. —th



Wasseraufbereitungsanlage für die Deionisierung und Vollentsalzung

Der Mittelpunkt der Transistorenfertigung ist die große Montagehalle



Z 303 C Z 502 S

Glimmzählröhren und ihre Schaltungstechnik

Fortschritte bei Glimmzählröhren wurden durch die Weiterentwicklung von Typen erreicht, bei denen benachbarte Elektroden die Entladung übernehmen. Besonders interessant sind die Valvo-Glimmzählröhren Z 303 C und Z 502 S. Die Entladung wird hier über Hilfelektroden weitergeschaltet.

Diese Röhren lassen sich zur Zählung, Frequenzteilung und Impulsauswahl benutzen. Die Impulsfrequenz darf bis zu 4000 Hz betragen. Da man den Schaltzustand der Röhren am Glimmlicht in der Umgebung der jeweiligen Hauptkatode erkennen kann, läßt sich das Zählergebn unmittelbar ablesen. Während bei der Röhre Z 303 C die Hauptkatoden miteinander verbunden sind, werden sie beim Typ Z 502 S getrennt herausgeführt.

Für die Weiterschaltung der Glimmentladung von einer Hauptkatode zur folgenden sind Impulse bestimmter Form und Dauer erforderlich. Zählgeräte enthalten daher meistens vor der ersten Zählstufe einen Impulsformer. Zwischen den Zählröhren sind Koppelstufen angeordnet.

Wirkungsweise der Glimmzählröhren Z 303 C und Z 502 S

Wie das Schema der Elektrodenanordnung der Röhre Z 303 C zeigt (Bild 1), ist die zentrale Anode von 30 Elektroden umgeben, und zwar von 10 Hauptkatoden k_1 bis k_{10} , zwischen denen jeweils zwei Hilfskatoden liegen ($k_{A1} \dots k_{A0}$ und $k_{B1} \dots k_{B0}$). Die Reihenfolge der Elektroden im Uhrzeigersinn ist: $k_0, k_{A1}, k_{B1}, k_1, k_{A2}, k_{B2}, k_2, \dots, k_{A0}, k_{B0}, k_0$. Die Hilfskatoden k_{A1} bis k_{A0} und k_{B1} bis k_{B0} sind bei beiden Glimmzählröhren-Typen jeweils untereinander verbunden. Der Glaskolben ist mit einem verdünnten Edelgasgemisch gefüllt. Die Bilder 2 und 3 zeigen die Schaltzeichen und die Sockelschaltungen.

Im Betrieb tritt zwischen der Anode und einer Hauptkatode ($k_1 \dots k_{10}$) eine Glimmentladung auf, die man an dem hellrot leuchtenden Saum um die betreffende Hauptkatode erkennen kann. Durch Impulse, die den Hilfskatoden über eine geeignete Schaltung zugeführt werden, läßt sich die Entladung im Uhrzeigersinn oder in entgegengesetzter Richtung zur nächsten Hauptkatode weiterschalten. Dabei spielen sich folgende Vorgänge ab (Bild 4): Die Hauptkatoden $k_1 \dots k_{10}$ liegen auf Nullpotential; k_0 erhält über den Widerstand R_{k0} eine negative Vorspannung, während die Hilfskatoden $k_{A1} \dots k_{A0}$ und $k_{B1} \dots k_{B0}$

über getrennte Vorwiderstände positiv vorgespannt sind. Im Anodenkreis liegt der Widerstand R_a . Sobald die Spannung zwischen der Anode und einer der Hauptkatoden beim Einschalten den Zündwert erreicht (etwa 350 V bei der Röhre Z 303 C und 400 V beim Typ Z 502 S), entsteht zwischen beiden Elektroden eine Glimmentladung (Brennspannung rund 190 V).

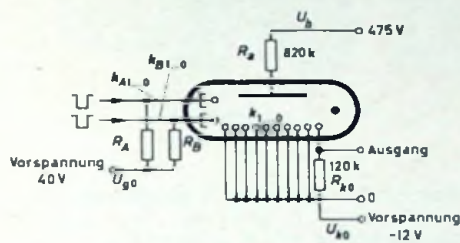


Bild 4. Prinzipschaltung einer Zählstufe (Schaltimpuls: Amplitude 120 ± 20 V, Dauer $75 \pm 10 \mu s$)

Zum Weiterschalten der Entladung zur benachbarten Hauptkatode legt man zwei aufeinanderfolgende negative Impulse an die Hilfskatoden. Soll im Uhrzeigersinn, zum Beispiel von der Katode k_1 aus, weitergeschaltet werden, so muß man den ersten Impuls den miteinander verbundenen Hilfskatoden $k_{A1} \dots k_{A0}$ zuführen. Während der Impulsdauer wird die Entladung von der Hilfskatode k_{A8} übernommen. Die Entladungsstrecke $k_{A8} - a$ zündet durch Zufuhr von Ladungsträgern aus der Strecke $k_1 - a$.

Anodenwiderstand und Speisespannung sind so bemessen, daß eine Entladung nur zwischen der Anode und einer einzigen Katode bestehen kann. Die Entladung zwischen k_1 und a erlischt daher nach der Übernahme. Unmittelbar auf den ersten Impuls folgt der zweite, der den miteinander verbundenen Hilfskatoden $k_{B1} \dots k_{B0}$ zugeführt wird. Durch die Potentialabsenkung übernimmt die Strecke $k_{B8} - a$ die Entladung. Das Potential von k_{B8} steigt nun an, und die Entladung geht auf $k_0 - a$ über. Damit ist die Weiterschaltung der Glimmentladung abgeschlossen. Soll entgegengesetzt dem Uhrzeigersinn weitergeschaltet werden, muß man den ersten Impuls den Hilfskatoden $k_{B1} \dots k_{B0}$ zuführen und den zweiten den Hilfskatoden $k_{A1} \dots k_{A0}$. Beide Schaltrichtungen sind bei den Röhren Z 303 C und Z 502 S völlig gleichberechtigt. Nach einem Umlauf ent-

steht am Widerstand R_{k0} ein Spannungssprung, den man über eine Koppelschleife als Zählimpuls an die folgende Dekade weitergeben kann.

Steuerung durch Doppelimpulse

Es wurde bereits erwähnt, daß zur Steuerung der Glimmzählröhren Doppelimpulse notwendig sind. Da diese bei den meisten Anwendungen aber nicht zur Verfügung stehen, muß vor die Glimmzählröhre eine Stufe geschaltet werden, die das jeweilige Eingangssignal in die benötigten Doppelimpulse umformt.

Oft sind zur Steuerung eines Zählgerätes bereits Impulse mit steiler Flanke vorhanden; ist das nicht der Fall, so kann man sie mit einfachen Mitteln erzeugen. Die Aufgabe der Eingangsstufe besteht nun darin, diese Impulse so zu formen, daß eine Glimmzählröhre gesteuert werden kann. Geeignet ist beispielsweise ein monostabiler Multivibrator mit nachgeschaltetem Verzögerungsnetzwerk. Beim Eintreffen eines Eingangsimpulses erzeugt der monostabile Multivibrator einen Rechteckimpuls bestimmter Amplitude und Dauer, der den A-Katoden zugeführt wird. Der verzögerte Impuls für die B-Katoden tritt am Ausgang des Verzögerungsnetzwerks auf.

Bild 5 zeigt das Prinzipschaltbild einer Anordnung, bei der ein RC-Glied die Verzögerung bewirkt. Der zugehörige Verlauf der Spannungen an den Hilfskatoden ist

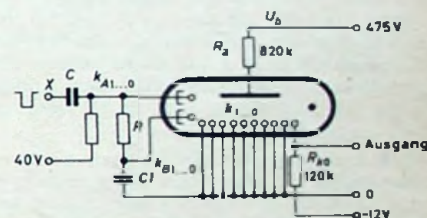


Bild 5. Erzeugung von Doppelimpulsen

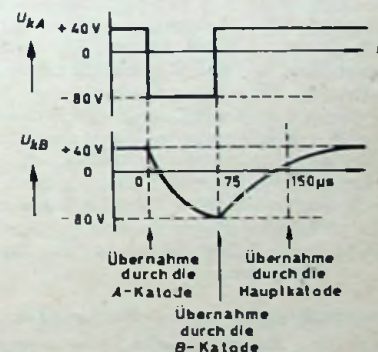


Bild 6. Spannungsverlauf in der Zählstufe Bild 5

im Bild 6 dargestellt. Beim Einsetzen des Rechteckimpulses – er soll eine Amplitude von 120 V und eine Dauer von 75 μs haben – geht die Entladung von der gerade strömführenden Hauptkatode (beim Umlauf im Uhrzeigersinn) auf die benachbarte A-Katode über. In diesem Augenblick beginnt die Spannung am Kondensator C 1 nach einer e-Funktion abzufallen. Die Zeitkonstante ist so zu wählen, daß die Spannung innerhalb 75 μs sinkt.

Sobald das Potential der A-Katode nach Beendigung des Rechteckimpulses wieder ansteigt, geht die Entladung auf die B-Katode über. Während sich anschließend das Potential der B-Katode erhöht (Bild 6), steigt gleichzeitig auch das um die Brennspannung höhere Potential der Anode an.

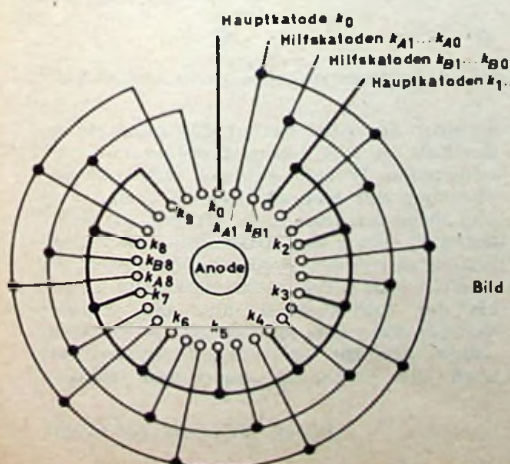


Bild 1. Anordnung der Elektroden der Z 303 C

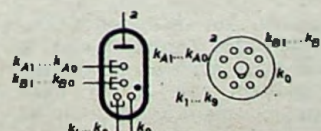
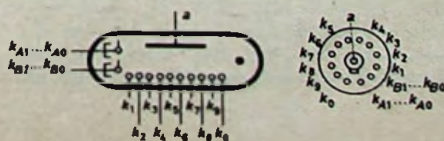


Bild 2. Schaltzeichen und Sockelschaltung der Z 303 C

Bild 3 (unten). Schaltzeichen und Sockelschaltung der Z 502 S



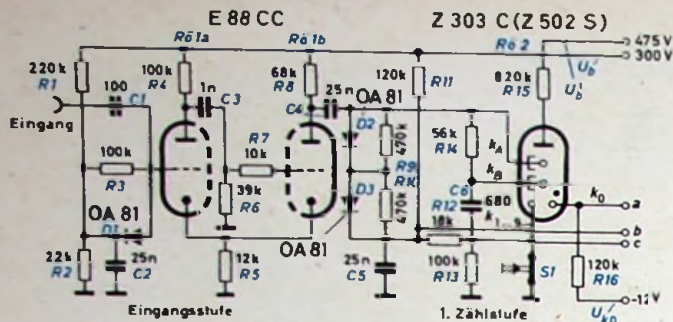


Bild 7. Schaltung der Eingangsstufe und der ersten Zählstufe

Dadurch nimmt die Spannung zwischen der Anode und der nächstfolgenden Hauptkatode zu, bis schließlich nach weiteren 75 μ s die Entladung von dieser Strecke übernommen wird.

Bild 7 gibt die vollständige Schaltung einer Eingangsstufe und der ersten Zählstufe wieder. Zur Auslösung des monostabilen Multivibrators sind negative Impulse mit einer Amplitude von mindestens 10 V und einer Flankensteilheit von $2 \cdot 10^6$ V/s erforderlich. Etwa auftretende positive Impulse werden durch die Diode D1 unterdrückt. Sobald ein Eingangsimpuls eintrifft, wird das im Ruhezustand leitende erste System der Röhre E 88 CC (Rö 1a) gesperrt. Das Anodenpotential von Rö 1a und damit auch das Gitterpotential von Rö 1b steigen sprunghaft an, so daß die im Ruhezustand gesperrte Röhre Rö 1b jetzt leitet. Dabei fällt die Anodenspannung von Rö 1b bei der angegebenen Dimensionierung um 120 V und bleibt 75 μ s lang auf diesem Wert. C3 ist dann so weit entladen, daß der Anodenstrom von Rö 1b zu fallen beginnt. Gleichzeitig sinkt der Spannungsabfall an R5, bis Rö 1a leitend wird. In diesem Augenblick fällt das Anodenpotential von Rö 1a, und Rö 1b wird wieder gesperrt.

Wie man dem Schaltbild ferner entnehmen kann, ist der erste Schaltimpuls für die A-Katoden über einen ausreichend großen Kondensator (C4) an der Anode von Rö 1b abzunehmen. Der verzögerte Impuls für die B-Katoden wird durch das RC-Glied R14, C6 erzeugt. Die Vorspannung für die Zwischenkatoden fällt an R12 ab. Die beiden Dioden D2 und D3 verhindern an den Zwischenkatoden das Auftreten von Spannungen, die höher als die Vorspannung sind. Die Rückstellaste S1 überbrückt im Ruhezustand den Widerstand R13. Beim Öffnen von S1 steigt das Potential der Hauptkatoden k_1 bis k_6 auf etwa 120 V. Es liegt dann um 132 V über dem Potential von k_0 . Die Entladung kann daher sicher auf die Strecke $k_0 - a$ übergehen.

Steuerung durch Sinusschwingungen

Wenn das Eingangssignal, wie beispielsweise bei Zeit- und Frequenzmessungen, aus Sinusschwingungen besteht, kommt eine Eingangsstufe nach Bild 8 in Betracht. Die Entladung wird hier in der Glimmzählröhre durch die negativen Halbwellen der Sinusschwingung weitergeschaltet, die man den B-Katoden (beim Umlauf im Uhrzeigersinn) unmittelbar und den A-Katoden über ein RC-Netzwerk zuführen muß. Die Kapazität des Kondensators C hängt von der Frequenz ab und ist so zu wählen (Tab. I), daß die an die A-Katoden gelangenden Halbwellen denen an den B-Katoden um den richtigen Phasenwinkel voreilen.

Tab. I. Kapazitätswerte für den Kondensator C im Bild 8

f	50	100	200	500	1000	2000	4000
C	100	50	20	10	5	2	0,66
	nF						

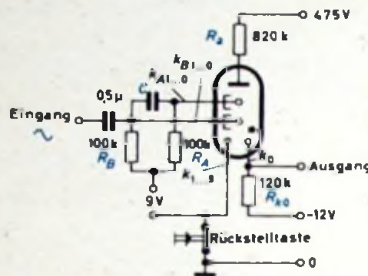


Bild 8 (unten). Zählstufe für Steuerung mit Sinusschwingungen

Der Effektivwert der Sinusschwingungen am Eingang soll etwa 40 ... 70 V sein. In der Schaltung Bild 8 genügt für die Hilfskatoden eine positive Vorspannung von 8 ... 10 V, zu der noch der Gleichspannungsabfall an R_A und R_B hinzukommt, da der Strom über die Hilfskatoden praktisch nur in einer Richtung fließt. Beide Spannungen zusammen bilden die wirksame Gleichspannung zwischen Masse und Hilfskatoden.

Schaltungstechnik der Koppelstufen

Die Spannung am Katodenwiderstand R_{k0} der Zählröhre springt nach jedem Umlauf von Null auf etwa 38 V und bleibt auf diesem Wert so lange, bis die Zählstufe weitergeschaltet wird. Die Zeit, während der am Katodenwiderstand ein Spannungsabfall auftritt, kann daher zwischen 100 μ s und sehr großen Werten (Stunden, Tage) liegen. Zur Weiterschaltung der folgenden Zählstufe muß dieses Signal in einen Doppelpuls umgeformt werden. Dazu eignet sich die im Bild 9 dargestellte Röhrenstufe. Im Ruhezustand liegt am Steuergitter von Rö 4 die negative Katodenvorspannung U_{k0} von -12 V. Die Röhre ist in diesem Fall gesperrt. Sobald die Entladung auf die Hauptkatode k_0 der vorhergehenden Zählröhre übergeht, steigt die Gitterspannung bis auf einen Wert von etwa -0,5 V an, der durch den einsetzenden Gitterstrom bestimmt wird. Im gleichen Augenblick fällt die Anodenspannung von Rö 4 von 300 V auf etwa 100 V, so daß die Spannungen an R18 und R20 gleichzeitig um 200 V sinken. Der Spannungsteiler ist für eine Impulsamplitude von 120 V an den A-Katoden bemessen. Der zweite, verzögerte Impuls gelangt über ein RC-Glied an die B-Katoden.

Aus Bild 10 geht der zeitliche Verlauf der Spannungen (bezogen auf Masse) hervor, und zwar für den Fall, daß der Spannungsabfall am Katodenwiderstand der vorhergehenden Zählstufe nach 100 μ s wieder auf Null zurückgeht (a) und daß er bestehenbleibt (b). Unter dem Verlauf der Anodenspannung U_a von Rö 4 ist der Verlauf der Anodenspannung U_a dargestellt. Vom Fallen der Anodenspannung an entlädt sich der Kondensator C7 (Bild 9). Während dieses Vorganges sinkt die Anodenspannung noch etwas. Die Spannungen an R18 und R20 ($U_{a'}$ und U_{kA}) steigen während der Entladung von C7 exponentiell an. Bei der Sperrung von Rö 4 erhöhen sie sich sprunghaft (Bild 10a)

oder kehren bei Fortdauer des Anodenstromes (Bild 10b) stetig zum Ruhewert +40 V zurück.

Beim Abfallen der Anodenspannung geht die Entladung von der gerade stromführenden Hauptkatode zur benachbarten A-Katode über. Während der anschließenden Umladung von C8 sinkt die Spannung an den B-Katoden exponentiell ab. Die Entladung über die der jeweils stromführenden A-Katode benachbarte B-Katode erfolgt bei Sperrung von Rö 4 oder beim Erreichen einer genügend hohen Spannung zwischen dieser B-Katode und der Anode. Die Übernahme setzt im stationären Zustand ein, sobald der Potentialunterschied zwischen benachbarten Katoden etwa 10 V unterschreitet. Sie ist abgeschlossen, wenn der Potentialunterschied größer als rund 10 V ist. Bei sehr schnell verlaufenden Vorgängen wird die Entladung erst übernommen, wenn das Potential der betreffenden Katode genügend weit (zum Beispiel 10 ... 20 V) über das Potential der vorhergehenden, zuerst stromführenden Katode ansteigt. Im Bild 10b übernimmt die B-Katode die Entladung etwa 110 μ s nach der Öffnung von Rö 4.

Wenn die B-Katode Strom führt, wird C8 erneut umgeladen, und die Spannung U_{kB} steigt an. Damit erhöht sich zugleich auch das um die Brennspannung höhere Anodenpotential, bis die Spannung zwischen der Anode und der folgenden Hauptkatode den für die Übernahme erforderlichen Wert

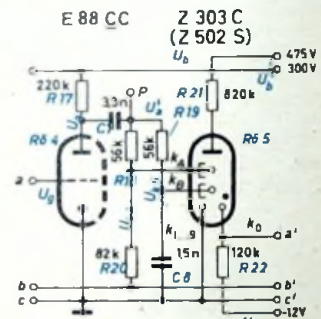


Bild 9. Koppelstufe mit anschließender Zählröhre

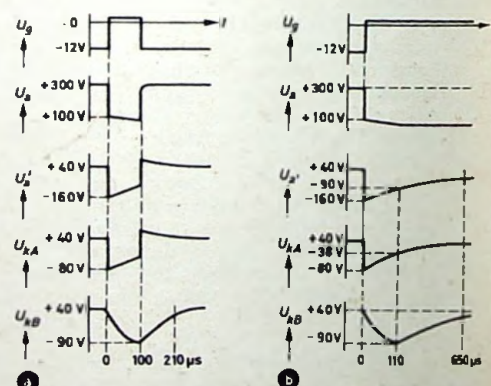


Bild 10. Spannungsverlauf in der Koppelstufe Bild 9

erreicht. Im Bild 10a ist das nach 210 μ s der Fall, im Bild 10b nach 650 μ s. Die verschiedenen Werte erklären sich aus der Sperrung der Koppelröhre im ersten Fall und ihrer fortlaufenden Öffnung im zweiten Fall. Nach der Übernahme der Entladung durch die B-Katode dauert es im zweiten Fall (Rö 4 ist leitend) etwa 1,2 ms, bis der Ruhezustand, also die positive Vorspannung von 40 V an den B-Katoden, wieder erreicht ist. Während dieser Zeit wird die Entladung durch die nächste

Hauptkatode übernommen, sobald das Potential der B-Katode hinreichend weit über dem Potential der Hauptkatode liegt.

Das Weiterschalten der Entladung von einer Hauptkatode zur anderen ist spätestens nach 1 ms abgeschlossen. Dieser Zeitraum ist viel kleiner als der Abstand zweier aufeinanderfolgender Schaltimpulse von der vorhergehenden Zählstufe, der bei Zähhfrequenzen bis zu 4 kHz mindestens 2,5 ms erreicht. Wenn der Zähler vorwiegend bei Zähhfrequenzen an der oberen Grenze (4 kHz) verwendet werden soll, empfiehlt es sich, den Kondensator C 8 auf 1 nF zu verkleinern.

Vorschläge zur Rückstelltechnik

Alle Zählstufen müssen zu Beginn jeder Zählung in die Ausgangsstellung gebracht werden. Dafür genügt in der einfachsten Ausführung ein Druckknopf. Es ist aber auch eine Rückstellung durch Impulse möglich. Bei allen Rückstellschaltungen muß jedoch vermieden werden, die Grenzdaten der Röhren zu überschreiten.

Druckknopfbetätigung

Im Bild 7 sind die Hauptkatoden $k_1 \dots k_9$ der Zählröhre miteinander und über die Rücksteltaste S 1 mit Masse verbunden. Beim Öffnen der Taste steigt das Potential dieser Hauptkatoden um etwa 120 V. Die Entladung geht dann auf die Strecke $k_0 - a$ über. Der Schalter soll wenigstens 5 ms lang geöffnet bleiben. Man kann die Rückstellung aber auch durch kurzzeitiges Senken des Potentials von k_0 um 120 bis 140 V erreichen.

Impulsgesteuerte Rückstellung

Wird die Rückstellung durch kurzzeitige Herabsetzung des Potentials von k_0 bewirkt, so muß man grundsätzlich folgendes beachten: In der Schaltung Bild 11 würde eine Rückstellung durch die angeordneten Impulse zu Fehleinstellungen führen. Die Hauptkatode k_0 bleibt am Ende des Impulses stromführend, ihr Potential steigt an, und die Koppelröhre wird leitend. Man erhält dann als Ausgangswert die Stellung 011 und nicht 000.

Diesen Fehler vermeidet die Schaltung nach Bild 12. Hier führt man den Rückstellimpuls den miteinander verbundenen Katoden der Koppelröhren zu. Beim Sinken des Katodenpotentials unter etwa -10 V werden die Röhren leitend. Es beginnt Gitterstrom zu fließen, und das Potential von k_0 geht auf -120 ... -140 V zurück. Gleichzeitig treten an den Hilfskatoden Impulse auf (Bild 13), die nach etwa 1 ms so weit abgeklungen sind, daß die Entladung auf k_0 übergehen kann. Am Ende des Rückstellimpulses - er sollte mindestens 3 ms dauern - entsteht ein kurzer positiver Impuls an den A-Katoden, der jedoch keine Fehlschaltungen auslöst.

Die Hauptkatode k_0 der letzten Zählröhre ist mit den Katoden der Koppelröhren verbunden. Der Rückstellimpuls kann ihr unmittelbar zugeführt werden. Bei normalem Betrieb der Zählkette fließt der Katodenstrom der Koppelröhren über die Diode D 1. Das Betriebsverhalten wird daher durch die Rückstellvorrichtung nicht beeinflusst.

Rückwärtszählung

Oft ist eine wahlweise Vorwärts- oder Rückwärtszählung erwünscht (Addition oder Subtraktion). Hierzu sind die Hilfskatodenanschlüsse zu vertauschen, so daß dann die Entladung in den Zählröhren entgegen dem Uhrzeigersinn weitergeschaltet wird. Außerdem muß man bei der

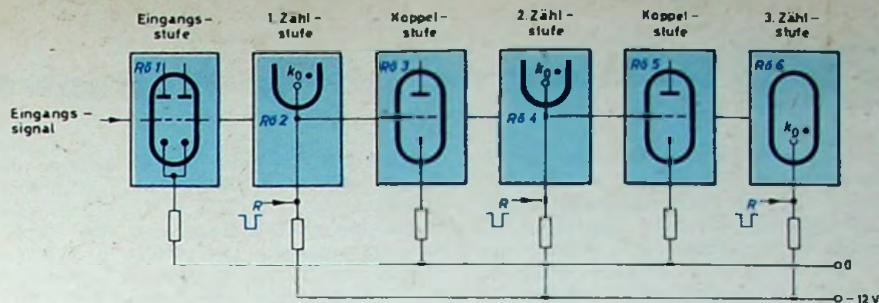


Bild 11. Ungünstige Schaltung zur Rückstellung einer Zählkette

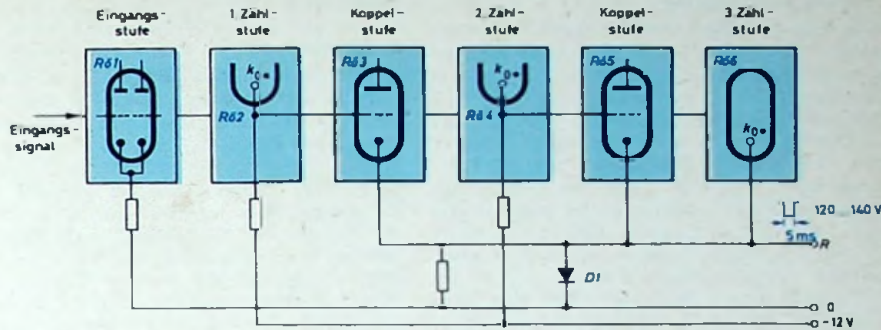


Bild 12. Rückstellung einer Zählkette

Subtraktion die folgende Dekade beim Sprung von 0 auf 9 weiterschalten. Wenn man nur die Hilfskatodenanschlüsse vertauscht, erfolgt dieser Vorgang beim Sprung von 1 auf 0. Beim Umschalten auf Rückwärtszählung sind daher gleichzeitig mit dem Vertauschen der Hilfskatodenanschlüsse die Koppelstufen an k_0 statt an k_9 anzuschließen. In die Zuleitung von k_0 muß dann ein gleich großer Widerstand wie in die Zuleitung von k_9 gelegt werden.

Aus Bild 14 geht die Schaltung zweier Zählstufen mit einer dazwischenliegenden Koppelstufe für wahlweise Vorwärts- oder Rückwärtszählung hervor. Diese Schaltung muß vor der ersten Zählröhre mit einer Eingangsstufe nach Bild 7 ergänzt werden. Auf die zweite Zählstufe können weitere Koppel- und Zählstufen folgen. Abweichend von Bild 7, liegen hier die Katoden der Koppelröhren auf positivem Potential (+12 V), und die Speisespannung der Koppelstufen ist entsprechend erhöht. Dadurch vereinfacht sich die Rückstellung. Alle Hauptkatoden (auch k_9 und k_0) liegen bei Vorwärts- und Rückwärtszählung im Ruhezustand auf Nullpotential.

Die Rückstellung erfolgt wie im Bild 7 durch den Schalter S 1. Damit das Potential von k_9 nicht durch den Gitterstrom

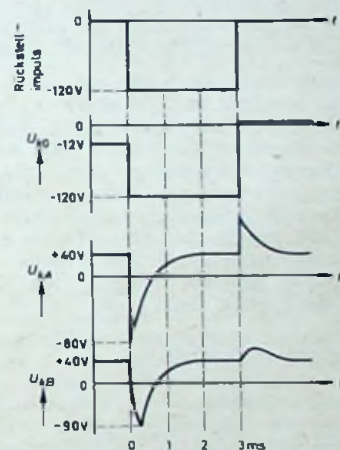


Bild 13. Spannungsverlauf bei der Rückstellung

der Koppelröhren festgehalten wird, liegt in den Gitterzuleitungen der Widerstand R 25. Der parallelgeschaltete Kondensator C 9 soll verhindern, daß die Flankensteilheit des Schaltimpulses durch die Gitteranodenkapazität der Röhre verringert wird.

(Nach Valvo-Unterlagen)

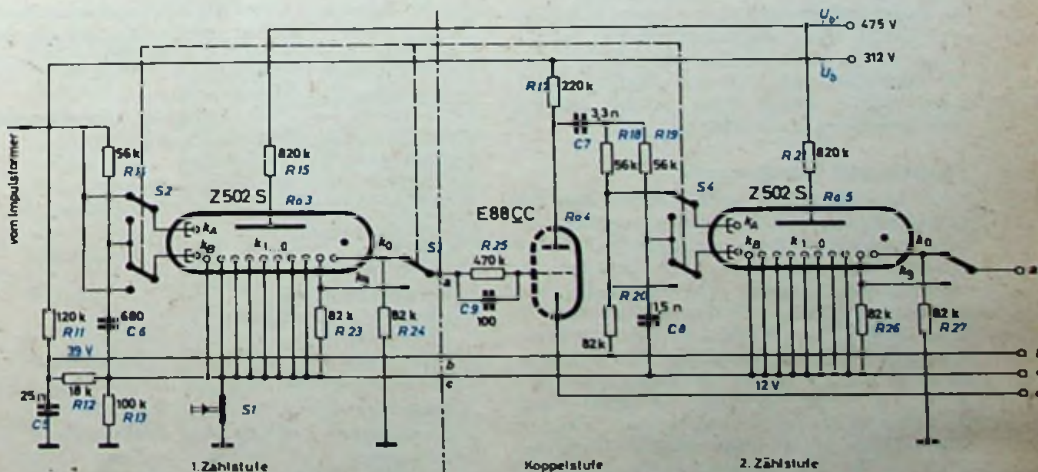


Bild 14. Zählerschaltung für wahlweise Vorwärts- und Rückwärtszählung

»PE 66« Ein moderner Stereo-Plattenwechsler

Als Weiterentwicklung des bewährten Plattenwechslers „REX A“ stellte Perpetuum-Ebner den Plattenwechsler „PE 66“ vor. Wie alle PE-Wechsler, tastet er den Durchmesser der Schallplatte über einen Fühler am Tonarm ab, so daß gemischtes Abspielen aller Platten mit Durchmessern zwischen 16 cm und 30,5 cm möglich ist.

Aufbau und Antrieb

Der konstruktive Aufbau wurde im Hinblick auf moderne fertigungstechnische Gesichtspunkte vollkommen geändert. Das Wechsler-Chassis ist in einzelne Baugruppen unterteilt, beispielsweise Tonarm mit Lagerung, Schaltwerk, Grundplatte, Motor mit Drehzahlumschaltung, Starteinrichtung usw., die sich auch für Reparaturarbeiten leicht ausbauen und gegebenenfalls auswechseln lassen. Die neue Konstruktion erfüllt gleichzeitig einen immer wieder vorgebrachten Wunsch der Industrie nach einem Wechsler ohne lose Einbauteile. So sind beispielsweise beim „PE 66“ die Aufhängesfedern fest an der Platine befestigt, und eine den VDE-Vorschriften entsprechende Einbau-Arretierung in Gestalt von zwei Schiebern ist durch Löcher im Plattenteller zugänglich.

Die Abwurfachse ist durch eine Rastverriegelung fest mit dem Wechsler verbunden, kann also auch während des Transports im Wechsler verbleiben. Den festen Einbau konnte man wählen, weil sich der auf dem Plattenteller liegende Plattenstapel über die Stapelachse nach oben abziehen läßt. Die 38-mm-Abwurfachse wird einfach über die 7-mm-Abwurfachse geschoben und erlaubt ebenfalls das Abziehen der Platten nach oben.

Zum Antrieb findet der Vierpolmotor „SPM 2-15“ Verwendung, der diesem Wechsler gegenüber den bisher mit Kondensator-Zweipolmotor ausgestatteten Wechslern einen besonders guten Gleichlauf verleiht. Er ist so reichlich dimensioniert, daß er die zum Teil sehr scharfen Sicherheitsbestimmungen der verschiedenen Länder erfüllt – ein wichtiger Faktor auch für den Export von Musiktruhen. Der neue Motor (Leistungsaufnahme 12 VA) ist ein Einheitsmotor, der sich durch Serien- oder Parallelschaltung der Windungen für den Betrieb am 220-V- oder 110-V-Netz verwenden läßt. Wegen der geringen Erwärmung ist der Motor aber auch für den Betrieb an 125 V $\pm 10\%$ oder an 240 V $\pm 10\%$ zugelassen. Es ist beabsichtigt, diesen Motor über den Kundendienst als Austausch-Motor einzusetzen. Für den Betrieb an 60-Hz- oder 40-Hz-Netzen läßt sich die normale Motorrolle leicht gegen eine solche anderen Durchmessers auswechseln.

Tonarm und Tonabnehmer

Der Tonarm ist so eingerichtet, daß sich praktisch alle auf dem Markt befindlichen Tonabnehmersysteme mit Standardabmessungen einbauen lassen. Angenehm ist, daß sich der Tonarm senkrecht nach oben hochklappen läßt, was den Einbau und die Überprüfung des Tonabnehmersystems erleichtert. Die Befestigung des Systems kann sowohl von der Oberseite des Tonarms mit einer Schraube als auch durch die $\frac{3}{4}$ -Zoll-Standardbefestigung erfolgen. Die jeweils notwendige Auflagekraft läßt sich von der Innenseite des Tonarms und von außen mit Hilfe eines Schraubenziehers einstellen.

Als PE-Tonabnehmersysteme können die Typen „PE 90“, „PE 184“ und „PE 9000/2“ eingebaut werden (Tab. I). Die ersten sind Duplo-Stereo-Kristallsysteme mit Saphiren, während das „PE 9000/2“ ein Stereo-Magnetsystem mit Diamant ist. Die Kristallsysteme sind als Typ „PE 90 NMD“ und „PE 184 MND“ auch mit Diamant für die Abtastung von Mikro- und Stereo-Rillen erhältlich.

Bedienung

Die abzuspielenden Schallplatten werden auf der Abwurfachse gestapelt und durch den schwenkbaren Haltearm in horizontaler Lage gehalten. Die Bedienung des Haltearms ist beim „PE 66“ sehr einfach, denn das lästige Anheben entfällt hier. Es genügt ein leichter seitlicher Druck, um ihn bis zur Einrastung nach außen zu führen, und ebenso leicht kann er nach dem Auflegen der Platten wieder nach innen geführt werden. Durch Betätigen der vorn rechts auf der Platine angeordneten Schiebetaste für Start und Weiterschaltung wird der Motor über einen Mikro-Netzschalter eingeschaltet. Die Endabschaltung wird über den Haltearm gesteuert. Es ist als eine Verbesserung gegenüber den meisten Konstruktionen zu betrachten, daß die Endabschaltung nicht nur in der unteren eingeschwenkten Endstellung des Haltearms erfolgt, sondern auch bei bis zur Raststellung ausgeschwenktem Haltearm. Dadurch wird verhindert, daß bei Ingangsetzen des Wechslers ohne aufgelegte Schallplatte der Tonarm auf dem Plattenteller aufsetzt, so daß Beschädigungen der Abtastnadel oder des Abtastsystems unmöglich sind.

Einzelne Platten werden ebenso wie Plattenstapel über die feststehende Abwurfachse automatisch abgespielt. Es ist aber auch möglich, Einzelplatten mit einer kurzen, über das Ersatzteile-Geschäft erhältlichen Achse abzuspielen.

Rumpelspannung

Die mechanischen Eigenschaften eines Laufwerks sind neben den Gleichlaufschwankungen im wesentlichen durch die auftretende Rumpelspannung gekennzeichnet. Die Messung der Rumpelspannung erfolgt in Deutschland üblicherweise mit Meßplatten, wie sie beispielsweise die Deutsche Grammophon Gesellschaft lie-

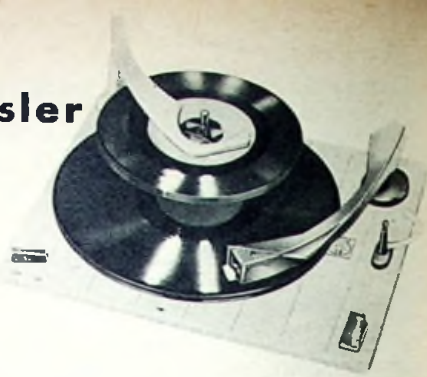
fert. Auf dieser Platte sind abwechselnd Rillen mit 100-Hz-Nutzpegel (8 mm Lichtbandbreite $\approx 1,37$ mm/s Schnelle) und Leerrillen aufgezeichnet. Bei den üblichen Rumpelspannungsmessungen setzt man dann die Nutzspannung der 100-Hz-Aufzeichnung ins Verhältnis zu der Geräuschspannung der Leerrille.

Eine reine Spannungsmessung über einen linearen Meßverstärker wird aber den tatsächlichen Verhältnissen nicht gerecht, sondern es kommt darauf an, die einzelnen Frequenzanteile der Störspannung richtig zu bewerten. Bei einer vereinfachten Messung mißt man die Geräuschspannung über Meßfilter, deren Frequenzgang etwa der 30-phon-Gehörkurve entspricht.

Für gute Laufwerke erhält man nach dieser Methode gemessene Rumpelspannungsabstände von 30 ... 35 dB, bezogen auf den Nutzpegel von 1,37 mm/s Schnelle. Mißt man, ähnlich wie in der Verstärkertechnik, den Abstand auf Vollaussteuerung der Schallrille bezogen, dann ist noch ein Faktor 1 : 8 (18 dB) zu berücksichtigen. Es ergeben sich dann Werte von etwa 50 dB Rumpelspannungsabstand.

Für den gehörmäßigen Eindruck ist im allgemeinen die Gesamt-Rumpelspannung weniger maßgebend als besonders störende Geräuschanteile, zum Beispiel von 100 Hz. Es ist deshalb vertretbar, die Rumpelspannung für den 100-Hz-Anteil festzulegen. Für diesen Fall ergeben sich bei guten Laufwerken Rumpelspannungsabstände von 40 ... 45 dB, wobei wiederum der Faktor von 18 dB zu berücksichtigen ist, wenn man die Angaben auf Vollaussteuerung der Schallplatte bezieht.

Der Rumpelspannungsabstand des „PE 66“ ist – bezogen auf die DG-Meßplatte mit 1,37 mm/s Schnelle beziehungsweise auf Vollaussteuerung der Schallplatte und bei Messung über ein Meßfilter mit 30-phon-Gehörkurve – auch in der Serienfertigung mit guter Sicherheit > 32 dB beziehungsweise > 50 dB. –th



Tab. I. Technische Daten der PE-Tonabnehmersysteme

	PE 90	PE 184	PE 9000/2
Systemgewicht	10,8 g mit Befestigungsbügel	2 g	10 g mit Befestigungsbügel
Tonarm-Auflagegewicht	6 p	6 p	5 p
Abtastnadel	Normal Mikro/Stereo	Saphir Saphir (Diamant)	– Diamant
Nadelverrundung	65 μ 17 μ	65 μ 17 μ	– 17 μ
Rückstellkraft/100 μ	Normal Mikro/Stereo	2,2 p 1,5 p	– 2,2 p
Ausgangsspannung bei 1 kHz	150 mVeff/cm s ⁻¹	160 mVeff/cm s ⁻¹	2,0 mVeff/cm s ⁻¹
Scheinwiderstand bei 1 kHz	2 \times 170 kOhm	2 \times 240 kOhm	1,5 kOhm
Frequenzbereich	20 ... 16000 Hz	20 ... 16000 Hz	20 ... > 20000 Hz
Übersprechdämpfung bei 1 kHz	18 dB	20 dB	18 dB
Unsymmetrie der beiden Systeme	< 2 dB	< 2 dB	< 2 dB
Schneidkennlinienentzerrung	nicht erforderlich	nicht erforderlich	mit Entzerrerverstärker

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche – Der Stereo-Konverter

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 24, S. 860

5. Entwicklung der Schaltung

5.1 Notwendige Elemente der Schaltung

Um die gewünschte Signalbehandlung durchführen zu können, muß der Stereo-Konverter folgende Elemente enthalten: ein frequenzabhängiges Netzwerk mit veränderbarer Dämpfung zur Lautstärke-regelung, zwei Phasenumkehrstufen und zwei passive Additionsnetzwerke für die Koordinatentransformation, eine Regelmöglichkeit für den Signalpegel des Differenzkanals, eine Klangregelschaltung sowie eine Endstufe mit definiertem Ausgangswiderstand und in engen Grenzen regelbarer Verstärkung, um die Gesamtverstärkung der Einheit auf den geforderten Wert einstellen zu können.

5.2 Pegeldiagramm

Die verschiedenen Schaltungselemente können grundsätzlich in beliebiger Reihenfolge im Signalweg angeordnet werden. Da die einzelnen Elemente aber eine Verstärkung oder Dämpfung bewirken, wird der Pegel entlang des Signalflusses nicht konstant sein. Die Grenzen des Signalpegels sind jedoch vorgegeben, nach unten durch den geforderten Mindestabstand vom Transistorrauschen, nach oben durch den maximalen Aussteuerbereich einer Transistorstufe bei einer bestimmten Betriebsspannung. Die Verstärkungs- und Dämpfungswerte der Elemente wurden willkür-

nicht auftritt, da aus schneidetechnischen Gründen die Vertikalkomponente der Aufzeichnung nicht so groß werden kann (außerdem ist ein Aufnahmeschallfeld, das einem derartigen Fall entspricht, praktisch nicht denkbar). Der maximale Signalpegel des Differenzkanals liegt also unter dem des Summenkanals. Zur Erreichung einwandfreier Symmetrie wurden aber beide Kanäle gleich dimensioniert.

5.3 Wahl der Transistoren

Für alle Stufen des Stereo-Konverters wurden Transistortypen mit genormtem Sockel gewählt [2]. In der Stufe mit dem niedrigsten Signalpegel wird der rauscharme Typ 2N175 (RCA) verwendet, damit der geforderte Fremdspannungsabstand mit Sicherheit eingehalten werden kann. Die wichtigsten Daten des 2N175 bei 25°C sind: $-U_{CE\max} = 10\text{ V}$, $-I_{C\max} = 2\text{ mA}$, $P_{CE\max} = 20\text{ mW}$, $F_{\max} = 6\text{ dB}$, $h_{21} = 65$ bei $-U_{CE} = 4\text{ V}$ und $-I_C = 0,5\text{ mA}$, $f_{\alpha c} = 14\text{ kHz}$.

Alle anderen Stufen sind mit dem Großsignaltyp 2N109 (RCA) bestückt, der bei 25°C folgende Daten hat: $-U_{CE\max} = 25\text{ V}$, $-I_{C\max} = 70\text{ mA}$, $P_{CE\max} = 150\text{ mW}$, Großsignalverstärkungsfaktor $\alpha_0 = 75$ bei $-U_{CE} = 1\text{ V}$ und $-I_C = 50\text{ mA}$, $f_{\alpha c} = 15\text{ kHz}$. An Stelle der hier angegebenen Transistoren können natürlich auch andere Typen mit ähnlichen Daten verwendet werden, gegebenenfalls mit entsprechenden Schaltungsänderungen.

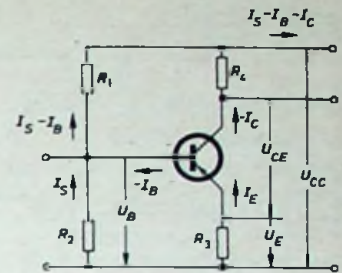


Bild 12. Prinzipskizze der Emitterschaltung

nungsteiler und Emittewiderstand. Bild 12 zeigt die Prinzipschaltung und die Gleichstromverhältnisse einer Emitterschaltung. Um gute Gleichstromstabilität zu erreichen, soll $|U_E| \geq 0,15 \cdot U_{CC}$ und $|I_S| \geq 2 \cdot |I_B|$ sein; die Berechnungen erfolgen mit der Annahme $-I_C \approx I_E$.

6.1.1 Erste Phasenumkehrstufe (2N109)

Wie aus Abschnitt 4.4 hervorgeht, wird je Koordinaten-Transformationsschritt nur in einem Kanal eine Phasenumkehrstufe benötigt. Aus Gründen der Symmetrie bezüglich der Impedanz- und Verstärkungsverhältnisse werden die entsprechenden Stufen in beiden Kanälen jeweils gleich ausgebildet. Die Phasenumkehrstufen arbeiten in Split-Load-Schaltung, bei der Emittor- und Kollektorstufen den gleichen Wert haben.

Die maximale Eingangsspannung der ersten Stufe ist 0,775 V (Bild 11). Der Arbeitspunkt wurde für geringste Verzerrungen auf $-I_C = 5\text{ mA}$, $-U_{CE} = 10,5\text{ V}$ ($-U_{BE} = 0,2\text{ V}$, $\alpha_0 = 100$) festgelegt. Die Betriebsspannung ist $-U_{CC} = 22,5\text{ V}$.

Bei $-I_B = \frac{-I_C}{\alpha_0} \approx 50\text{ }\mu\text{A}$ wurde $I_S' = 230\text{ }\mu\text{A}$

gewählt. Die Werte der Schaltelemente ergeben sich zu

$$R_1 = R_4 = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{2 I_C} = \frac{22,5 - 10,5}{10} = 1,2\text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_E + U_{BE} - U_{CC}}{I_S - I_B} = \frac{22,5 - 0,2 - 6}{0,280} \approx 56\text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{-U_E - U_{BE}}{I_S} = \frac{6 + 0,2}{0,230} \approx 27\text{ k}\Omega$$

Der Gesamtstrom der Stufe ist

$$I_{ges} = I_S - I_B - I_C = 0,23 + 0,05 + 5 = 5,28\text{ mA}$$

6.1.2 Zweite Phasenumkehrstufe (2N109)

Diese Stufe hat einen maximalen Eingangspegel von -9 dBm ; aus später angegebenen Gründen ist $R_3 = R_4 = 220\text{ }\Omega$ vorgegeben. Der Arbeitspunkt wird auf $-I_C = 5\text{ mA}$, $-U_{CE} = 10,3\text{ V}$ und die Betriebsspannung mit $-U_{CC} = 12,5\text{ V}$ festgelegt. $-U_{BE}$, $-I_B$ und α_0 haben die gleichen Werte wie in der ersten Stufe. Mit $I_S = 150\text{ }\mu\text{A}$ und $-U_E = R_3 \cdot (-I_C) = 1,1\text{ V}$

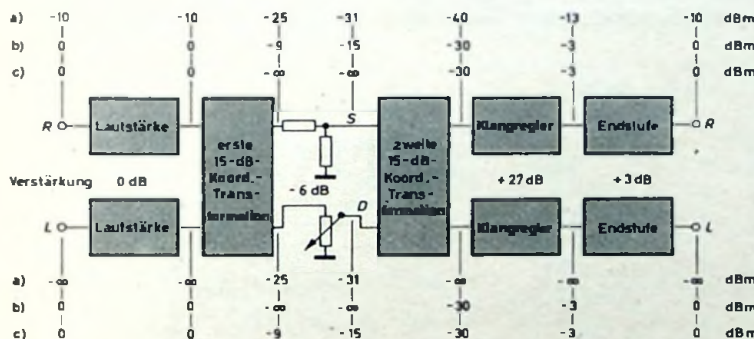


Bild 11. Pegeldiagramm des Stereo-Konverters

lich festgelegt und die Schaltung des Konverters dann entsprechend dem Pegeldiagramm Bild 11 zusammengestellt. Die gewählte Anordnung ist nur eine der vielen möglichen Lösungen.

Zur richtigen Dimensionierung der verschiedenen Stufen ist die Kenntnis des zu erwartenden Signalpegels erforderlich. Um die Grenzen des in den einzelnen Kanälen auftretenden Pegels festzustellen, werden mit Hilfe des Pegeldiagramms drei spezielle Betriebsfälle untersucht:

- a) rechter Kanal (R): Eingangspegel -10 dBm (Normalpegel)
- linker Kanal (L): kein Signal;
- b) $R = L$: Eingangssignale beider Kanäle 10 dB über dem Normalpegel (0 dBm);
- c) $R = -L$: Eingangssignale beider Kanäle 10 dB über dem Normalpegel (0 dBm), gegenphasig.

Der Fall c), bei dem der maximal mögliche Signalpegel im Differenzkanal erreicht wird, ist ein Extremfall, der in der Praxis

6. Berechnungen

Im folgenden wird der Berechnungsgang für den Stereo-Konverter in großen Zügen beschrieben. Bei gegebenenfalls gewünschten Abänderungen der Schaltung sind die Berechnungen mit den entsprechenden Werten auf ähnliche Weise durchzuführen. Auf die nochmalige Ableitung von Formeln und Ersatzschaltbildern, die schon bei der Entwicklung des Schneidkennlinien-Entzerrers [1] ausführlich behandelt wurden, soll hier verzichtet werden.

6.1 Arbeitspunkteinstellung und Gleichstromstabilisierung

Die Arbeitspunkte der einzelnen Stufen müssen entsprechend den jeweils geforderten Wechselstromeigenschaften (Rauschen, Verstärkung, Aussteuerbereich, Verzerrungen) gewählt werden. Alle Verstärkerstufen des Konverters arbeiten in Emitterschaltung, Arbeitspunkteinstellung und Stabilisierung erfolgen durch Basisspan-

erhält man für den Basisspannungsteiler

$$R_1 = \frac{U_E + U_{BE} - U_{CC}}{I_S - I_B} = \frac{12,5 - 1,1 - 0,2}{0,20} \approx 56 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{-U_E - U_{BE}}{I_S} = \frac{1,1 + 0,2}{0,15} \approx 8,2 \text{ k}\Omega$$

Der Gesamtstrom ist $I_{ges} = 5,20 \text{ mA}$.

6.1.3 Dritte Stufe (2N175)

Am Eingang der dritten Stufe tritt ein maximaler Pegel von -30 dBm auf. Bei der Wahl des Arbeitspunktes mußte wegen des niedrigen Eingangspegels einerseits und der hohen Verstärkung andererseits ein Kompromiß zwischen den günstigsten Werten für geringstes Rauschen und großen Aussteuerbereich geschlossen werden. Der Arbeitspunkt wurde mit $-I_C = 1 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 5,3 \text{ V}$, die Betriebsspannung mit $-U_{CC} = 20 \text{ V}$ gewählt. Diese Stufe enthält eine Parallelgegenkopplung durch R_1 , der in diesem Fall zwischen Basis und Kollektor liegt.

Bei einem Basisstrom von

$$-I_B = \frac{-I_C}{\alpha_e} = \frac{1000}{70} \approx 14 \mu\text{A}$$

wurde $I_S = 40 \mu\text{A}$ und $-U_E \approx -U_B = 2,7 \text{ V}$ gewählt. Damit ergeben sich

$$R_1 = \frac{-U_{CE}}{I_S - I_B} = \frac{5,3}{0,054} \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{-U_E}{I_S} = \frac{2,7}{0,04} \approx 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{2,7}{1} = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{U_E + U_{CE} - U_{CC}}{-I_C} = \frac{20 - 5,3 - 2,7}{1} = 12 \text{ k}\Omega$$

und $I_{ges} = 1,054 \text{ mA}$.

6.1.4 Endstufe (2N109)

Die Endstufe des Konverters ist direkt an die vorhergehende Stufe angekoppelt, die so als „Basisspannungsteiler“ wirkt. Sie wurde nach den gleichen Richtlinien dimensioniert wie die Endstufe des Schneidkennlinien-Entzerrers [1]; die Berechnung soll daher hier nicht wiederholt werden. Um noch kleinere Verzerrungen zu erreichen, wurde der Arbeitspunkt auf $-I_C = 8,5 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 7,5 \text{ V}$ gelegt; die Betriebsspannung ist $-U_{CC} = 25 \text{ V}$, die Emitterspannung $-U_E = 12,3 \text{ V}$ und die Basisspannung $-U_B = 12,5 \text{ V}$. Damit erhält man

$$R_1 = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{12,3}{8,5} \approx 1,45 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{U_E + U_{CE} - U_{CC}}{-I_C} = \frac{25 - 12,3 - 7,5}{8,5} \approx 620 \Omega$$

und $I_{ges} = 8,5 \text{ mA}$.

6.1.5 Vierte Stufe (2N109)

Die vierte Stufe muß einen maximalen Eingangspegel von -25 dBm bei hoher Verstärkung verarbeiten können. Ihr Arbeitspunkt wurde daher mit $-I_C = 3 \text{ mA}$, $-U_{CE} = 5,6 \text{ V}$, die Betriebsspannung mit $-U_{CC} = 22,5 \text{ V}$ gewählt. Sie arbeitet wie die dritte Stufe mit Parallelgegenkopplung. Wegen der direkten Kopplung mit der

Endstufe sind $-U_C = 12,5 \text{ V}$ und $-U_E = U_{CE} - U_C = 6,9 \text{ V}$ vorgegeben. Bei einem Basisstrom von $-I_B = \frac{-I_C}{\alpha_e} = \frac{3000}{100} = 30 \mu\text{A}$

wurde der Stabilisierungsstrom auf $I_S = 90 \mu\text{A}$ festgelegt. Der Basisstrom der Endstufe, der ebenfalls durch R_4 fließt, ist $-I_{BV} = 85 \mu\text{A}$. Damit werden

$$R_1 = \frac{-U_{CE}}{I_S - I_B} = \frac{5,6}{0,12} \approx 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{-U_E - U_{BE}}{I_S} = \frac{6,9 + 0,2}{0,09} \approx 82 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{-U_E}{-I_C} = \frac{6,9}{3} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{U_C - U_{CC}}{-I_C} = \frac{22,5 - 12,5}{3} \approx 3,3 \text{ k}\Omega$$

und $I_{ges} = I_S - I_B - I_C - I_{BV} = 3,20 \text{ mA}$.

6.2 Wechselstrom-eigenschaften

Im folgenden sollen die Betriebseigenschaften der einzelnen Stufen ermittelt und ihre Daten festgelegt werden. Da bei Transistorverstärkern die Belastung durch die jeweils folgende Stufe eine große Rolle spielt, erfolgt die Berechnung zweckmäßigerweise in Richtung vom Ausgang zum Eingang des Konverters.

6.2.1 Endstufe

Die Endstufe hat die Aufgabe, bei einem Ausgangswiderstand von $R_0 = 600 \Omega$ eine verzerrungsfreie Ausgangsspannung U_0 von maximal $0,775 \text{ V}$ an einen äußeren Lastwiderstand von 600Ω abzugeben. Die genaue Berechnung dieser Stufe erfolgte bereits bei der Entwicklung des Schneidkennlinien-Entzerrers [1]; der etwas geänderte Arbeitspunkt liefert jedoch ge-

(Mittelwert 400Ω) erreicht man durch zwei Parallelgegenkopplungszeige, und zwar durch einen frequenzunabhängigen durch R_1 und einen frequenzabhängigen durch das Klangregelnetzwerk. Um die Spannungsverstärkung zu begrenzen und gute Frequenzgang- und Verzerrungseigenschaften zu erreichen, wird eine weitere, frequenzunabhängige Gegenkopplung über beide Stufen geführt. Dadurch verringert sich der Ausgangswiderstand der zweiten Stufe auf $R_0 \approx 250 \Omega$. Dieser Wert ist zur Ansteuerung der Endstufe erforderlich. Eine leichte Seriengegenkopplung im Emittierkreis der zweiten Stufe bewirkt eine Verteilung der Spannungsverstärkung der beiden Stufen, so daß der Signalpegel nirgends unter den zulässigen Mindestwert absinkt.

Die Berechnung der Schaltelemente des Klangregelnetzwerkes soll hier nur an einem Beispiel erläutert werden, und zwar für die Stellung „+12 dB“ des Tiefenreglers. In dieser Stellung soll die Anhebung 12 dB bei 50 Hz sein. Da es sich um ein einfaches RC-Glied handelt, ist die Steigung der Frequenzkurve 6 dB je Oktave. Die Übergangsfrequenz muß daher auf $f = 200 \text{ Hz}$ gelegt werden. Daraus ergibt sich die Zeitkonstante des zugehörigen

RC-Gliedes zu $\tau = \frac{1}{2\pi \cdot f} = 0,795 \text{ ms}$. Bei

Verwendung eines 68-nF -Kondensators erhält man für den Widerstand

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,795 \cdot 10^{-3}}{68 \cdot 10^{-9}} \approx 11,5 \text{ k}\Omega$$

Auf ähnliche Weise sind die Werte für die übrigen Stufen zu ermitteln. Bei der Dimensionierung ist darauf zu achten, daß Z_C bei der unteren Grenzfrequenz kleiner ist als die dazu parallelliegenden Widerstände.

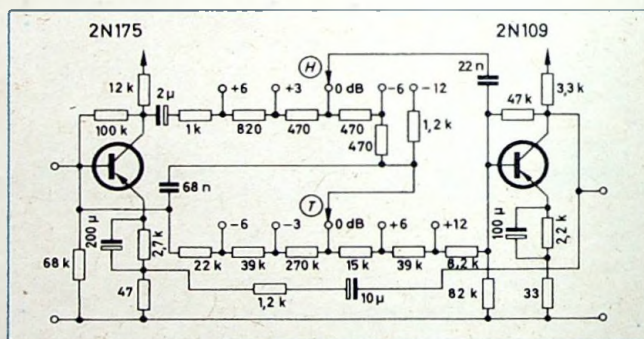


Bild 13. Die dimensionierte Klangregelschaltung des Stereo-Konverters

ringere Verzerrungen. Ein Teil des Emittierwiderstandes wurde als Einstellregler ausgebildet, sein nichtüberbrückter Teil wirkt als Seriengegenkopplung. Der sich dadurch ergebende kleine Regelbereich für die Spannungsverstärkung ermöglicht es, den genauen Wert der geforderten Gesamt-Spannungsverstärkung des Konverters $v_{u ges} = 0 \text{ dB}$ einzustellen. Der Eingangswiderstand der Stufe, der von der Stellung des Einstellreglers abhängt, ist im Mittel etwa $R_{iv} = 14 \text{ k}\Omega$.

6.2.2 Klangregelstufen

Die Klangregelschaltung besteht aus einem frequenzabhängigen Gegenkopplungsnetzwerk, das zwischen zwei Verstärkerstufen angeordnet ist. Die zweite Stufe erhält zur Erreichung des geforderten kleinen Eingangswiderstandes eine starke Parallelgegenkopplung; die Stufenverstärkung beträgt etwa $v_u \approx 22 \text{ dB}$. Den sehr niedrigen Eingangswiderstand R_1 der ersten Stufe

Die endgültige Dimensionierung der Klangregelschaltung zeigt Bild 13. Da der theoretische Regelbereich durch den Einfluß der äußeren, frequenzunabhängigen Gegenkopplung erheblich eingengt wird, weichen die verwendeten Werte von den errechneten mehr oder weniger stark ab. Die Widerstände im Kollektorkreis, die bei bestimmten Reglerstellungen in Serie mit dem gesamten Gegenkopplungsnetzwerk liegen, haben dann keinen Einfluß auf den Frequenzgang, sondern tragen nur zu einer Vergrößerung des Ausgangswiderstandes der Stufe bei. In den Stellungen „0 dB“ liegen die Übergangsfrequenzen weit außerhalb des zu übertragenden Frequenzbereiches.

(Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [2] Aschinger, E.: Stereo-Schneidkennlinien-Entzerrer für hohe Ansprüche. Weiterentwicklung. Funk-Techn. Bd. 15 (1960) Nr. 8, S. 257-259

Der pnpn-Transistor ähnelt in seinem Aufbau der im Abschnitt 6.2.2 behandelten Vierstichdiode. Da bei dieser der zum Einschalten notwendige Strom nur durch einen Spannungsimpuls an der Diode zu erreichen ist, liegt der Gedanke nahe, eine der mittleren Zonen der Vierstichdiode als Steuerelektrode zu benutzen. Man kann dann nämlich durch einen entsprechenden Impuls auf die Steuerelektrode den Strom bis zum kritischen Wert steigern, wodurch das Einschalten oder Ausschalten für alle Spannungen oberhalb der Haltespannung möglich wird.

Derartige pnpn-Schalter mit Steuerelektrode werden von der General Electric und von Westinghouse für Ströme bis zu 20 A und Spannungen bis zu 400 V gebaut. Ihre Einschaltzeit ist verhältnismäßig kurz; sie beträgt nur etwa 0,1 µs (bei einigen Typen bis zu 1 µs). Die Ausschaltzeit ist dagegen etwas länger. Die Sperrcharakteristik ähnelt der der Vierstichdiode und ermöglicht auch eine Sperrung für Wechselspannungen. Man kann daher diese Elemente als gesteuerte Gleichrichter verwenden.

6.3 Torschaltungen

Im Gegensatz zu den logischen Schaltungen, bei denen Ursache und Wirkung (Aussage und Schlußfolgerung) unmittelbar miteinander verknüpft sind, geben Torschaltungen lediglich einen Weg frei oder sperren ihn. Es hängt also nicht von der Torschaltung ab, ob ein vorbereiteter Weg tatsächlich begangen wird. Am Eingang der Dioden-Torschaltung (Bild 106) treten Impulse mit der Amplitude U auf. Die

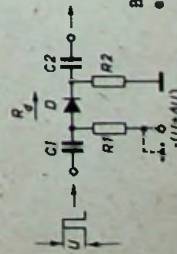


Bild 106. Prinzip einer Torschaltung mit einer Diode

Diode wird entweder mit einer Spannung $U + \Delta U$ in Sperrrichtung vorgespannt oder mit Masse verbunden. Im ersten Fall ist das Tor gesperrt; ein eintreffender Impuls mit der Amplitude U kann die Sperrspannung $U + \Delta U$ nicht überwinden. Im zweiten Fall passiert der Impuls die Diode in ihrer Durchlaßrichtung und erscheint am Ausgang der Schaltung. Der das geöffnete Tor durchlaufende Impuls wird wegen der Spannungsteilereigenschaften der Widerstände R_1, R_2 (R_1 ist der Durchlaßwiderstand der Diode) gedämpft. Bei gesperrtem Tor tritt am Ausgang ein sehr kleiner Restimpuls auf, dessen Amplitude (wenn der Sperrwiderstand der verwendeten Diode genügend hoch

ist) aber so klein ist, daß er vernachlässigt werden kann.

Auch wenn am Eingang der Torschaltung eine sinusförmige Spannung liegt, läßt sich der Stromfluß durch das Tor durch diese ein- und ausschalten. Die am Ausgang erscheinende Wechselspannung hängt ebenfalls vom Spannungsteilverhältnis der Torschaltung im geöffneten oder gesperrten Zustand ab. Ist die eine Halbwelle der Wechselspannung positiv, die andere negativ (erdymmetrische Wechselspannung ohne Gleichstromkomponente), so muß durch das geöffnete Tor ein dauernder Gleichstrom fließen, wenn am Ausgang eine unverzerrte Wechselspannung auftreten soll. Bei erdunsymmetrischen Wechselspannungen kommt der Stromfluß durch das Tor durch die Wechselspannung selbst zustande. Eine erd-

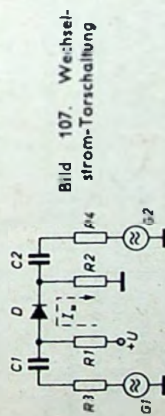


Bild 107. Wechselstrom-Torschaltung

symmetrische Wechselspannung wird in einer gleichstromfreien Torschaltung lediglich gleichgerichtet; es kann selbstverständlich nur diejenige Halbwelle passieren, für die die Diode leitet. Die Richtung des Wechselstromflusses durch eine Torschaltung kann beliebig sein, d. h., der Wechselstromgenerator kann von der einen oder von der anderen Seite die Torschaltung speisen.

Bild 107 zeigt eine Torschaltung, die durch eine Gleichspannung $+U$ geöffnet wird. Der Gleichstrom I_x fließt über die Widerstände R_1 und R_2 sowie die Diode D . Der Generator G_1 liefert die Wechselspannung $U_1 \cos \omega t$, die den Wechselstrom $I_1 \cos \omega t$ durch die Widerstände R_3, R_4 , die Kondensatoren C_1, C_2 und die Diode D sowie den Generator G_2 treibt. In umgekehrter Richtung fließt der Wechselstrom $I_2 \cos \omega t$, den der Generator G_2 hervorruft. Durch die Diode D fließen also ein Gleichstrom und zwei Wechselströme. Die Gleichspannungskomponente wird durch die Kondensatoren C_1 und C_2 gesperrt. Daher sind in den Widerständen R_3 und R_4 (den Lastwiderständen) beide Wechselströme wirksam. Gehen die Bedingungen $1/\omega \cdot C_1 \gg R_3$ und $1/\omega \cdot C_2 \gg R_4$ auf, wird an den Fußpunkt des Widerstandes R_1 statt der positiven Spannung eine negative Spannung $-U$ gelegt, so ist die Diode D gesperrt, und es kommt kein Gleichstrom mehr zustande. Auch die Wechselspannungen können die Sperrspannung nicht überwinden. Daher fließt dann weder Gleichstrom noch Wechselstrom. (Wird fortgesetzt)



Fallleiter - Dioden

Wirkungsweise und Schaltungstechnik

⑧

Bei geeigneter Vorspannung ist in einem Teil der Kennlinie (siehe Bild 97, Seite 48) der differentielle Widerstand der Tunneliode negativ ($dU/dI < 0$). Bei Resonanz ergibt sich in diesem Fall das Verhältnis der Ausgangsspannung U_A zur Ursprungsspannung E des Generators (Bild 98) zu

$$\frac{U_A}{E} = \frac{R_D \cdot R_T}{R_D \cdot R_T - R_D \cdot (R_1 + R_T)} \quad (55)$$

Dabei stellt R_1 den inneren Widerstand des Generators, R_T den resultierenden Widerstand aus dem Belastungswiderstand R_L (Bild 99) und dem Parallel-Dämpfungswiderstand des angeschlossenen Kreises (zum Beispiel eines Schwingkreises) dar. Da wegen des negativen Zählers aus Stabilitätsgründen auch der Nenner von Gl. (55) negativ sein muß, erhält man als

$$\frac{R_1 \cdot R_T}{R_1 + R_T} < R_D < R_T \quad (59)$$

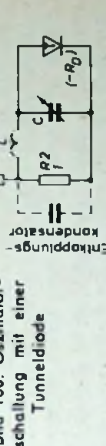


Bild 100. Oszillatorschaltung mit einer Tunneliode

Soll die Tunneliode als Oszillator arbeiten (Bild 100), so gilt als Selbsterregungsbedingung

$$R_S < \frac{L}{C \cdot R_D} \quad (60)$$

Dabei ist R_S der Gesamtzustand, der mit der Tunneliode in Serie liegt. Er besteht aus dem Widerstand der Spule L und dem Innenwiderstand des Vorspannteilers R_1, R_2 .

Die Schwingfähigkeit der Tunneliode ermöglicht auch den Aufbau kleiner Sender. Bild 101 zeigt die Schaltung eines FM-Miniatursenders mit der amerikanischen Tunneliode 1N2940 (Daten s. Tab. XII), der eine Schwingleistung von etwa 0,1 mW liefert. Bei einer Sendefrequenz von 100...150 MHz lassen sich mit dieser geringen Leistung Entfernungen bis zu

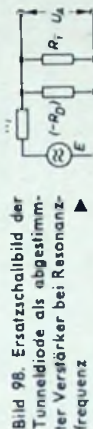


Bild 99. Tunneliode als abgestimmter Verstärker bei Resonanzfrequenz

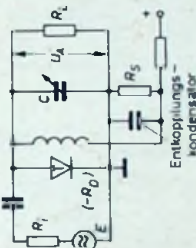


Bild 98. Tunneliode als abgestimmter Verstärker

Bedingung dafür, daß im betrachteten Kennlinienteil ein negativer differentieller Widerstand auftritt,

$$R_D > \frac{R_1 \cdot R_T}{R_1 + R_T} \quad (56)$$

Eine Spannungsverstärkung ergibt sich aber nur dann, wenn die rechte Seite von Gl. (55) größer als 1 wird. Das führt zu der weiteren Bedingung

$$R_D \cdot R_T > R_D \cdot (R_1 + R_T) - R_1 \cdot R_T \quad (57)$$

$$\text{oder} \quad R_1 (R_D - R_T) < 0; \quad R_D < R_T \quad (58)$$

Tab. XII. Daten der Tunneliode 1N2940

Höchststrom	I _H	1 mA
Taktstrom	I _T	0,2 mA
Höchstspannung	U _H	55 mV
Taktspannung	U _T	350 mV
Stromverhältnis	I _H /I _T	5
negativer Widerstand	-R _d	154 Ohm
Gesamtkapazität	C _d	7 pF
Grenzfrequenz von -R _d	f _{gr}	1800 MHz
Eigenresonanzfrequenz	f _{res}	750 MHz

30 m — auch durch Mauern hindurch — überbrücken. Für einen Frequenzhub von 50 kHz reichen 0,2 V NF-Spannung zur Modulation aus. Als Modulationselement wird ein Varicap (Siliziumdiode F2 oder 5H) verwendet, dem man über den 100-k Ω -Widerstand aus der 4-V-Batterie eine Vorspannung in Sperrrichtung zuführt. Die NF-Spannung ändert die Kapazität der Diode D 2 und damit die Eigenfrequenz des Kreises L, C.

Die Sperrschichtkapazität von D 2 ist im Mittel 40 pF bei -4 V. Da bei der hier vorliegenden Betriebsfrequenz von 100...150 MHz nur einige Picofarad als Kreiskapazität zulässig sind, wurde D 2 sehr lose über einen 5-pF-Festkondensator an den Kreis angekopfelt. Die zweite Aufgabe dieses 5-pF-Kondensators besteht darin, die NF-Spannung von der Tunneldiode D 1 fernzuhalten. Damit der Schwingkreis nicht zu stark von der NF-Spannungsquelle verstimmt wird, liegt in der NF-Zuleitung ein regelbarer 33-k Ω -Widerstand. Bei sehr langen Modulationsleistungen oder hoher NF-Spannung muß dieser Widerstand noch vergrößert werden.

Bei einer Tunneldiode ergibt sich kein stabiler Arbeitspunkt, wenn der innere Widerstand der verwendeten Stromquelle (Batterie oder Netzgerät) größer als der Absolutwert des negativen Widerstandes der Tunneldiode ist. In diesem Fall würde nämlich die Widerstandsgerade die Kennlinie der Tunneldiode in mehreren Punkten schneiden. Um den geforderten niedrigen Innenwiderstand der Stromquelle zu realisieren, verwendet man zweckmäßigerweise einen niederohmigen Spannungsteiler, der im Bild 101 durch die Widerstände R 1 und R 2 gebildet wird. Die Tunneldiode 1N2940 hat einen mittleren negativen Widerstand von $-R_d = 154 \Omega$. R 2 (100 Ω) ist der für die Tunneldiode maßgebliche Quellwiderstand des Spannungsteilers. Soll die Tunneldiode als Schalter betrieben werden, so wird sie auf einen ihrer stabilen Arbeitspunkte A oder B im Bild 97 vorgespannt. Strom und Spannung pendeln dann zwischen den

Punkten A und B und folgen dabei den mit Pfeilen bezeichneten Wegen. Durch geeignete Wahl der Vorspannung läßt es sich erreichen, daß der Punkt A näher am negativen Widerstandsbereich liegt als der Punkt B (wie im Bild 97 angedeutet). Dann wird bei einem positiven Spannungsimpuls der Schaltzustand der Tunneldiode zwar vom Punkt A nach Punkt B springen, nicht aber bei einem gleich hohen negativen Impuls vom Punkt B nach Punkt A. In Tab. XIII sind die Daten einiger Tunnelioden der SAF zusammengefaßt.

Neuerdings werden Tunnelioden unter Verwendung von Arsen-Gallium als Halbleitermaterial hergestellt. Diese von der General Electric entwickelten Tunnelioden gestatten wesentlich höhere Stromänderungen als die bisherigen Typen; sie liegen um den Faktor 5...10 über denen der Tunnelioden auf Germanium-Basis. Man erhält mit Arsen-Gallium-Tunnelioden ein Verhältnis $I_{B1}/I_T = 60$. Während die Stromdichte bei Germanium-Tunnelioden bei etwa 2500 A/cm 2 liegt, lassen sich bei Arsen-Gallium-Tunnelioden Stromdichten von 10000 A/cm 2 erreichen. Ein besonderer Vorzug der neuen Tunnelioden ist ihre Warmfestigkeit; sie können noch bei Temperaturen um 500°C betrieben werden.

6.2.5 Die Doppelbasis-Diode

Bild 102 zeigt ein von Lesk und Mathis 1953 in den Laboratorien der General Electric entwickeltes Halbleiter-Element, das von ihnen wegen seiner Verwandtschaft mit einer pn-Diode

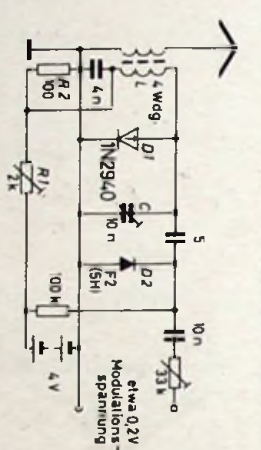


Bild 101. Schaltung eines FM-Miniatursenders mit Tunneliode

Typ	I_B [mA]	U_B [mV]	I_T [mA]	U_T [mV]	$I_{B1}-I_T$ [mA]	U_T-U_{B1} [mV]	f_{gr} [MHz]	I_{max} [A]
Schalt- und Verstärkertypen								
TD 101	6	50	1,8	200	4,2	150	5	0,1
TD 102	20	50	6	200	14	150	5	0,1
TD 103	100	50	10	250	90	200	5	0,5
TD 104	100	50	10	250	90	200	5	0,5
TD 105	500	50	50	250	450	200	5	1
TD 106	500	50	150	250	350	200	5	1
UHF-Typen								
TD 107	50			250	≤ 200	≥ 200	> 200	1
TD 108	50			≤ 200	≥ 200	≥ 200	> 200	1

Tab. XIII. Daten einiger SAF-Tunnelioden

mit „Doppelbasis-Diode“ bezeichnet wurde. Ein Körper aus n-Germanium ist an zwei gegenüberliegenden Seiten mit je einem ohmischen Kontakt B 1 und B 2 versehen. An einer Seite ist der p-Kontakt D einlegiert. An die beiden Basiskontakte B 1 und B 2 schließt man die Versorgungsspannung U_B an, die einen Stromfluß von B 2 nach B 1 bewirkt. Da die elektrische Feldstärke innerhalb des Basismaterials konstant ist, fällt die Spannung linear von B 2 nach B 1 ab. Wird nun bei D eine niedrige, gegenüber B 1 positive Spannung angelegt, so ist der pn-Übergang in Sperrrichtung gepolt, und durch die Diode fließt ein geringer negativer Sperrstrom. Erhöht man die positive Basisspannung, so ändert sich der Strom zunächst nur wenig, bis bei einem bestimmten Spannungswert die Diode in Durchrichtung gepolt ist. Durch das Umpolen werden in das Basismaterial Löcher injiziert, die sich in dem Feld des Querstromes zum Basisanschluß B 1 bewegen und den Widerstand der Diode zwischen den Basiskontakten B 1 und B 2 stark erniedrigen. Der Spannungsverlauf bei leitender Diode entspricht der gestrichelten Kurve im Bild 102 b. Durch richtige Wahl der Grundförmigkeit des n-Materials kann man erreichen, daß der Widerstand in der Basiszone stärker abnimmt als der Diodenstrom ansteigt. Dadurch wird der differentielle Widerstand negativ, und der Strom wächst selbsttätig an, bis ihn die im äußeren Kreis liegenden Widerstände begrenzen.

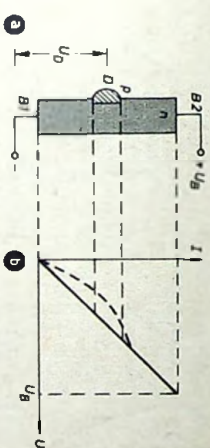


Bild 102. Aufbau (a) und Kennlinie (b) der Doppelbasis-Diode

stellt das Gebiet großen ohmischen Widerstandes dar. Bei einer bestimmten Spannung, die etwa der Hälfte der Spannung U_B entspricht, erfolgt das Umpolen in das Gebiet negativen Widerstandes. Der linke, steil ansteigende Teil ist das Gebiet kleinen positiven Widerstandes. Um die Doppelbasis-Diode als Schalter zu benutzen, legt man eine Spannung, die nahe unterhalb der Durchbruchspannung liegt, an die Diodelektrode D (Bild 104). Der Lastwiderstand R_L bildet in dem Diagramm Bild 105 eine Gerade, die die Kennlinie der Diode in drei Punkten schneidet. Hierbei entspricht Punkt 1 der Schotterstellung „Aus“, es fließt nur der niedrige Sperrstrom. Durch einen positiven Impuls an der Elektrode D wird die Durchbruchspannung überschritten, und der Strom steigt bis zum Punkt 3 mit hohem Strom und niedriger Spannung selbsttätig an. Der dritte Schnittpunkt 2 ist nicht stabil.

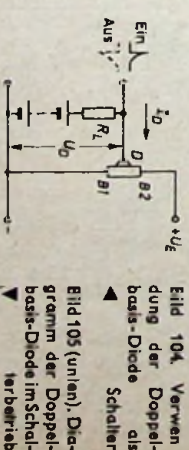
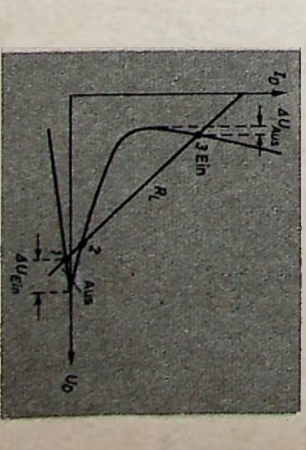


Bild 104. Verwendung der Doppelbasis-Diode als Schalter



Zum Ausschalten muß an D ein Impuls in umgekehrter Richtung angelegt werden. Die Amplitude der Impulsspannung soll dabei so groß sein, daß die niedrigste Spannung auf der Kennlinie unterschritten wird. Da man die Impulsspannung zum Ausschalten an dem kleinen Widerstand der Diodenstrecke im „Ein“-Zustand erzeugen muß, ist die zum Ausschalten erforderliche Energie sehr viel größer als die zum Einschalten notwendige.

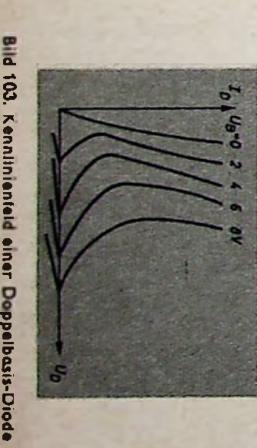


Bild 103. Kennlinienfeld einer Doppelbasis-Diode

Neuere Typen der Doppelbasis-Dioden werden nicht auf Germanium-, sondern auf Silizium-Basis hergestellt. Sie arbeiten mit Spannungen bis etwa 60 V. Die Umschaltzeiten sind verhältnismäßig lang und betragen einige Mikroskunden. Als Maximalströme sind etwa 100 mA mit Spitzenwerten um 2 A zugelassen.

Die Berechnung von Tonfrequenzübertragern

DK 621.395.661.1.029.4.001.24

Neu an diesem Berechnungsverfahren ist, daß neben der Berücksichtigung der Begrenzung der Induktion im Übertragerkern der Wirkungsgrad unter Vernachlässigung der Eisenverluste vorgegeben wird. Für genormte EI-Kerne mit quadratischem Flußquerschnitt bestehen zwischen der Kantenlänge und der Windungslänge, der Kraftlinienlänge, dem Flußquerschnitt und dem Wicklungsquerschnitt feste und von der Kerngröße unabhängige Beziehungen, die zu einfachen und übersichtlichen Bestimmungsgleichungen führen. Ein besonderer Vorteil ist darin zu sehen, daß bei geringen zu übertragenden Leistungen Kerngröße, Windungszahlen und Drahtdurchmesser ohne Zwischenrechnung lediglich durch Einsetzen der gewünschten Übertragerdaten in Gleichungen, die in Tabellen zusammengestellt sind, berechnet werden können. Zur Ermittlung der Kerngröße für die Übertragung mittlerer und größerer Leistungen läßt sich ein einfaches grafisches Verfahren verwenden. Die Erwärmung des Übertragers kann erforderlichenfalls berücksichtigt werden.

Für Tonfrequenzübertrager werden vorwiegend EI-Kerne verwendet, da sie sich einfacher und schneller schichten lassen als beispielsweise M-Kerne. Außerdem kann man den Luftspalt sehr bequem einstellen, indem zwischen Eisenkern und Joch ein entsprechend dickes Isoliermaterial gelegt wird. Die Berechnung der Tonfrequenzübertrager soll daher hier ausschließlich für EI-Kerne nach DIN 41302/03 erfolgen. Beschränkt man sich ferner auf Kerne mit quadratischem Flußquerschnitt, so läßt sich die Tatsache ausnutzen, daß zwischen der Länge der längsten Kante, die im folgenden als Kerngröße E bezeichnet werden soll, und der Windungslänge, der Kraftlinienlänge, dem Flußquerschnitt und dem Wicklungsquerschnitt feste und von der Kerngröße unabhängige Beziehungen bestehen. Das führt zu einfachen und übersichtlichen Bestimmungsgleichungen.

Für die gebräuchlichen Übertragertypen wurden diese Bestimmungsgleichungen berechnet und in Tabellen zusammengefaßt. Mit den Bestimmungsgleichungen können Kerngröße, Windungszahlen und Drahtstärken aus den gewünschten Übertragerdaten berechnet werden. In der Gleichung zur Berechnung der Kerngröße E tritt die relative Permeabilität μ_{rel} auf, die von der Größe des Luftspaltes abhängt. Bei geringen zu übertragenden Leistungen kann man mit einem wirksamen relativen Luftspalt $\frac{l_L}{l_E}$ von 10^{-3} rechnen. Dieser

Luftspalt ergibt sich etwa, wenn das Joch glatt und ohne Zwischenisolation auf den Kern aufgesetzt wird.

Bei der Übertragung mittlerer und größerer Leistungen sind aus Tab. I beziehungsweise Tab. II die sich für die wirksamen relativen Luftspalte 10^{-3} , $2 \cdot 10^{-3}$, $5 \cdot 10^{-3}$ und 10^{-2} ergebenden relativen Permeabilitäten zu entnehmen und damit die Kerngrößen E aus den Tabellen V bis IX zu berechnen. Tab. I gilt für Übertrager bei A-Betrieb (mit Gleichstromvormagnetisierung) und Tab. II, wenn reine Wechselmagnetisierung oder nur geringfügige Gleichstromvormagnetisierung vorliegt. Die so gewonnenen Kerngrößen E sind dann in Abhängigkeit von der Größe des wirksamen relativen Luftspaltes als Kurve aufzuzeichnen. In dasselbe Koordinatensystem ist eine zweite Kurve einzuzichnen, die die Begrenzung der Induktion im Kern berücksichtigt. Die Bestimmungsgleichung zur Berechnung der zweiten Kurve enthält Tab. IV. Aus dem Schnittpunkt beider Kurven erhält man dann die gesuchte Kerngröße und den optimalen

Luftspalt. Aus Tab. I beziehungsweise Tab. II läßt sich für den optimalen Luftspalt entweder direkt oder (falls erforderlich) durch Interpolation die relative Permeabilität ermitteln, die zur Berechnung der Windungszahlen benötigt wird. Den Jochabhub für den optimalen Luftspalt kann man aus Bild 1 entnehmen.

Erhält man bei der Ermittlung der Kerngröße E keinen genormten Kerntyp (Tab. III), so muß man den nächstgrößeren Kern verwenden. Dann kann aber der Luftspalt noch etwas verkleinert werden. Er ergibt sich für den gewählten Kern aus der Kurve, die

Tab. I. Relative Permeabilität für verschiedene Blechsarten und Luftspalte bei Gleichstromvormagnetisierung

Blechsorte	μ_{rel} bei $\frac{l_L}{l_E}$			
	10^{-3}	$2 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}
Dyn. Bl. IV (96% Fe, 4% Si)	220	180	110	70
Trafoperm (97,5% Fe, 2,5% Si)	320	220	120	75
Permenorm (64% Fe, 36% Ni)	500	300	150	80
Mu-Metall, $\mu_A = 10^4 \mu_0$ (17% Fe, 76% Ni, 5% Cu, 2% Cr)	900	450	180	90
Nickeleisen, $\mu_A = 10^4 \mu_0$ (Ni, Fe, Cu, Mo)	1700	500	200	100

Tab. II. Relative Permeabilität für verschiedene Blechsarten und Luftspalte bei reiner Wechselmagnetisierung oder nur geringer Gleichstromvormagnetisierung

Blechsorte	μ_{rel} bei $\frac{l_L}{l_E}$			
	10^{-3}	$2 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}
Dyn. Bl. IV (96% Fe, 4% Si)	250	200	130	70
Trafoperm (97,5% Fe, 2,5% Si)	400	290	150	85
Permenorm (64% Fe, 36% Ni)	800	380	175	95
Mu-Metall, $\mu_A = 10^4 \mu_0$ (17% Fe, 76% Ni, 5% Cu, 2% Cr)	1700	500	200	100
Nickeleisen, $\mu_A = 10^4 \mu_0$ (Ni, Fe, Cu, Mo)	2000	550	200	100

Tab. III. Typenreihe der EI-Kerne mit quadratischem Flußquerschnitt

E 30/10	E 42/14	E 48/16	E 54/18
E 60/20	E 66/22	E 78/26	E 84/28 (\cong E 84a)
E 92/30 (\cong E 92b)	E 106/35 (\cong E 106a)	E 130/43 (\cong E 130b)	

Tab. IV. Bestimmungsgleichungen zur Berechnung der Kerngröße bei Berücksichtigung der Begrenzung der Induktion im Übertragerkern

Blechsorte	ohne Gleichstromvormagnetisierung	mit Gleichstromvormagnetisierung
Dyn. Bl. IV, Trafoperm, Permenorm für $\frac{l_L}{l_E} = 10^{-3} \dots 10^{-2}$ Mu-Metall ($\mu_A = 10^4 \mu_0$), Nickeleisen ($\mu_A = 10^4 \mu_0$) für $\frac{l_L}{l_E} = 2 \cdot 10^{-3} \dots 10^{-2}$ Mu-Metall ($\mu_A = 10^4 \mu_0$) für $\frac{l_L}{l_E} = 10^{-3} \dots 2 \cdot 10^{-3}$ Nickeleisen ($\mu_A = 10^4 \mu_0$) für $\frac{l_L}{l_E} = 10^{-3} \dots 2 \cdot 10^{-3}$	$E = \left(6,25 + 30,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$ $E = \left(8,2 + 21,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$ $E = \left(9,7 + 15,5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$	$E = \left(12,5 + 61 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$ $E = \left(16,5 + 43 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$ $E = \left(19,5 + 31 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$

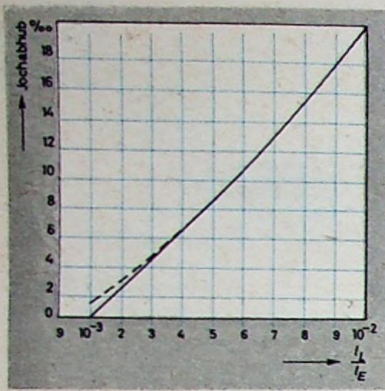


Bild 1. Jochabhub in % des Kantenlänge E als Funktion des wirksamen relativen Luftspaltes

Tab. V. Eintakt-A-Ausgangsübertrager

	w_1 als Oberwicklung	ineinandergeschachtelte Wicklungen	w_1 als Unterwicklung
R_1	$0,54 (1 - \eta) R_E$	$0,5 (1 - \eta) R_E$	$0,46 (1 - \eta) R_E$
E		$(400 \dots 500) \sqrt{\frac{K_1}{\mu_{rel}}}$	
K_1		$4 \frac{L_E}{(1 - \eta) R_E}$	
η		$1 - 4 \frac{L_E}{R_E \cdot K_1}$	
K_2		$(6,25 \dots 4) \cdot 10^{-6} \cdot \mu_{rel} \cdot E^2$	
n_1		$38 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_E}{\mu_{rel} \cdot E}}$	
n_2		$n_1 \sqrt{\frac{R_L}{R_E \cdot \eta}}$	
d_1	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}}$	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}}$
d_2	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}}$	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}}$

nach der zweiten Bestimmungsgleichung berechnet wurde. Wegen der größeren relativen Permeabilität infolge des kleineren Luftspaltes und wegen des größeren Kerns kann man dann auch den Wirkungsgrad erhöhen. In den Tabellen V bis IX sind hierzu Gleichungen angegeben, mit denen sich der Wirkungsgrad aus der Kerngröße und der relativen Permeabilität berechnen läßt. Die für den neuen Luftspalt gültige Permeabilität ist wieder Tab. I beziehungsweise Tab. II zu entnehmen. Tab. III enthält die Typenreihe der EI-Kerne mit quadratischem Flußquerschnitt. Dabei gibt die erste Zahl die Länge E der längsten Kante und die zweite die Pakethöhe in mm an.

In selteneren Fällen bestimmt die Erwärmung des Übertragers durch die in Wärme umgesetzte Verlustleistung die Kerngröße. Die Mindestkerngröße im Hinblick auf die Erwärmung ist für Übertrager bei A-Betrieb

$$E = \frac{138}{\theta_{\bar{u}}} \sqrt{N_E \left(2 \frac{R_{gl}}{R_E} + 1 - \eta \right)} \quad (1)$$

und für Übertrager bei B-Betrieb

$$E = \frac{138}{\theta_{\bar{u}}} \sqrt{N_E (1 - \eta)} \quad (2)$$

In diesen Gleichungen bedeutet N_E die primäre Wechselstromleistung, η den Wirkungsgrad (Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsleistung), R_E den Eingangswiderstand des Übertragers und R_{gl} den primären Kupferwiderstand. Die Endüberbetriebtemperatur $\theta_{\bar{u}}$ (das ist die sich nach einer genügend langen Zeit einstellende Betriebstemperatur abzüglich der Umgebungstemperatur) kann für 25°C Raumtemperatur in Gl. (1) mit 45°C und in Gl. (2) mit 55°C angesetzt werden. Sollte der nach einer dieser Gleichungen berechnete Kern größer sein als der sich nach dem vorher beschriebenen Verfahren ergebende Kern, so muß man den Wirkungsgrad erhöhen und mit diesem Wert die Rechnung wiederholen.

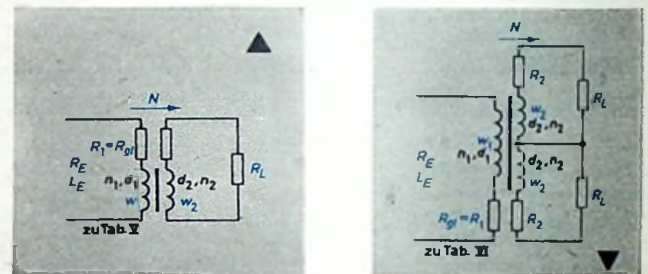
Im allgemeinen werden die Wicklungen übereinander angeordnet, so daß die zuerst aufgebrachte Wicklung eine kleinere Windungslänge hat als die zuletzt aufgebrachte. Da zum Beispiel der primäre Kupferwiderstand davon abhängt, ob die Primärwicklung als Ober- oder Unterwicklung ausgeführt wird, sind in den Tabellen V bis IX drei Fälle unterschieden.

1) Die Primärwicklung w_1 wird als Oberwicklung ausgeführt. Das ist zweckmäßig, wenn die Primärwicklung aus dickerem Draht besteht als die Sekundärwicklung. Es ergibt sich dann eine bessere Wärmeverteilung in der Wicklung. Bei geringen Leistungen braucht man allerdings darauf keine Rücksicht zu nehmen.

2) Primär- und Sekundärwicklung haben gleiche Windungslänge. Dieser Fall tritt auf, wenn zur Verringerung der Streuinduktivitäten die Wicklungen ineinandergeschachtelt werden.

3) Die Primärwicklung wird als Unterwicklung ausgeführt. Das ist für Übertrager bei A-Betrieb günstig, da sich dann ein geringerer primärer Kupferwiderstand ergibt.

Bei der Berechnung der Kerngröße E nach den Tabellen V bis IX ist ein Faktor im Bereich 400...500 frei zu wählen, der die Ausnutzbarkeit des zur Verfügung stehenden Wickelraumes berücksichtigt und der von der Drahtstärke, der Anzahl der Draht-Herausführungen und der erforderlichen Zwischenisolationen, von der Sorgfalt, die beim Wickeln angewendet wird, usw. abhängt. In den meisten Fällen kann man diesen Faktor für CuL-Draht mit 450 annehmen. Für sehr große Übertrager und günstige Bedingungen kann er mit 400 und für sehr kleine Übertrager mit 500 angesetzt werden. Bei der Berechnung des Wirkungsgrades η tritt ein weiterer Faktor im Bereich 6,25...4 auf,



Tab. VI. Gegentakt-A-Treiberübertrager

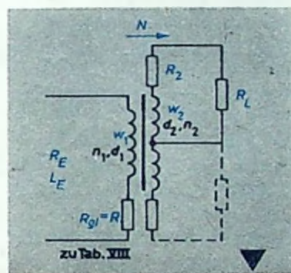
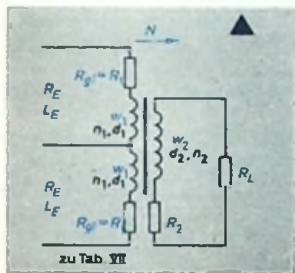
	w_1 als Oberwicklung	ineinandergeschachtelte Wicklungen	w_1 als Unterwicklung
R_1	$0,54 (1 - \eta) R_E$	$0,5 (1 - \eta) R_E$	$0,46 (1 - \eta) R_E$
E		$(400 \dots 500) \sqrt{\frac{K_1}{\mu_{rel}}}$	
K_1		$4 \frac{L_E}{(1 - \eta) R_E}$	
η		$1 - 4 \frac{L_E}{R_E \cdot K_1}$	
K_2		$(6,25 \dots 4) \cdot 10^{-6} \cdot \mu_{rel} \cdot E^2$	
n_1		$38 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_E}{\mu_{rel} \cdot E}}$	
n_2		$n_1 \sqrt{\frac{R_L}{2 R_E \cdot \eta}}$	
d_1	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}}$	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}}$
d_2	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}}$	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}}$

der ebenfalls die Ausnutzbarkeit des Wickelraumes berücksichtigt. Im Normalfall ist dieser Faktor mit 5, in ungünstigen Fällen mit 4 und in günstigen Fällen mit 6,25 anzusetzen.

Eine gewisse Unsicherheit bei der Übertragerberechnung wird durch die relative Permeabilität hervorgerufen. Neben der Streuung innerhalb einer Blechsorte steigt die relative Permeabilität bei großen Luftspalten geringfügig, bei kleinen Luftspalten stark mit der Amplitude der Wechselfeldstärke an. Da jedoch für Tonfrequenzübertrager die untere Grenzfrequenz auch bei kleinen Lautstärken erhalten bleiben soll, wurden die Werte in den Tabellen I und II für geringe Wechselfeldstärken angegeben.

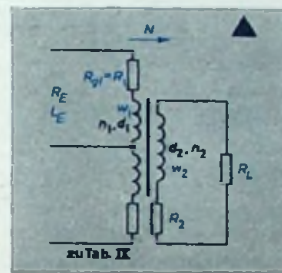
Tab. VII. Gegentakt-A-Ausgangsübertrager

	w_1 als Oberwicklung	ineinandergeschachtelte Wicklungen	w_1 als Unterwicklung
R_1	$0,54 (1 - \eta) RE$	$0,5 (1 - \eta) RE$	$0,46 (1 - \eta) RE$
E		$(400 \dots 500) \sqrt{\frac{K_1}{\mu_{rel}}}$	
K_1		$4 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$	
η		$1 - 4 \frac{LE}{RE \cdot K_1}$	
K_2		$(6,25 \dots 4) \cdot 10^{-4} \cdot \mu_{rel} \cdot E^2$	
n_1		$27 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{LE}{\mu_{rel} \cdot E}}$	
n_2		$n_1 \sqrt{\frac{2 R_L}{RE \cdot \eta}}$	
d_1	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$
d_2	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$



Tab. IX. Gegentakt-B-Ausgangsübertrager

	w_1 als Oberwicklung	ineinandergeschachtelte Wicklungen	w_1 als Unterwicklung
R_1	$0,54 (1 - \eta) RE$	$0,5 (1 - \eta) RE$	$0,46 (1 - \eta) RE$
E		$(400 \dots 500) \sqrt{\frac{K_1}{\mu_{rel}}}$	
K_1	$6 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$	$5,8 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$	$5,7 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$
η	$1 - 6 \frac{LE}{K_1 \cdot RE}$	$1 - 5,8 \frac{LE}{K_1 \cdot RE}$	$1 - 5,7 \frac{LE}{K_1 \cdot RE}$
K_2		$(6,25 \dots 4) \cdot 10^{-4} \cdot \mu_{rel} \cdot E^2$	
n_1		$38 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{LE}{\mu_{rel} \cdot E}}$	
n_2		$n_1 \sqrt{\frac{R_L}{RE \cdot \eta}}$	
d_1	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$	$2,8 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$	$2,85 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$
d_2	$3,2 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$	$3,3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$	$3,4 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$



R, R_1, R_2 Kupferwiderstand allgemein bzw. der Wicklung w_1, w_2

n, n_1, n_2 Windungszahl allgemein bzw. der Wicklung w_1, w_2

Bei der Berechnung der Übertrager sind ausschließlich die Dimensionen W, H, Ω , cm und $^{\circ}\text{C}$ zu verwenden.

Tab. VIII. Gegentakt-B-Treiberübertrager

	w_1 als Oberwicklung	ineinandergeschachtelte Wicklungen	w_1 als Unterwicklung
R_1	$0,46 (1 - \eta) RE$	$0,42 (1 - \eta) RE$	$0,38 (1 - \eta) RE$
E		$(400 \dots 500) \sqrt{\frac{K_1}{\mu_{rel}}}$	
K_1	$5,7 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$	$5,8 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$	$5,9 \frac{LE}{(1 - \eta) RE}$
η	$1 - 5,7 \frac{LE}{K_1 \cdot RE}$	$1 - 5,8 \frac{LE}{K_1 \cdot RE}$	$1 - 5,9 \frac{LE}{K_1 \cdot RE}$
K_2		$(6,25 \dots 4) \cdot 10^{-4} \cdot \mu_{rel} \cdot E^2$	
n_1		$38 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{LE}{\mu_{rel} \cdot E}}$	
n_2		$n_1 \sqrt{\frac{R_L}{RE \cdot \eta}}$	
d_1	$3,4 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$	$3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$	$3 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) RE}}$
d_2	$2,65 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$	$2,8 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$	$2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{(\frac{1}{\eta} - 1) R_L}}$

Bei der Anwendung der Tabellen für Gegentakt-Ausgangsübertrager ist zu beachten, daß R_E den Eingangswiderstand und L_E die Eingangsinduktivität bedeutet, mit denen jeweils eine Endröhre belastet wird. Bei Gegentakt-Treiberübertragern stellt R_L den Eingangswiderstand einer Endröhre dar. N_E ist immer die gesamte primärseitige Wechselstromleistung. Die außerdem benutzten Symbole haben folgende Bedeutung:

d, d_1, d_2 Drahtdurchmesser allgemein bzw. der Wicklung w_1, w_2
 f_u untere Grenzfrequenz des Übertragers
 l_E Eisenweglänge
 l_L scheinbare (nicht mechanische) Länge des Luftspaltes

Beispiel: Es ist ein Ausgangsübertrager für eine Eintakt-Endstufe mit der Röhre EL 84 zu berechnen, der folgende Werte haben soll: untere Grenzfrequenz $f_u = 100$ Hz, Blechsorte Dyn. Bl. IV, Wirkungsgrad $\eta = 0,7$, Lautsprecherimpedanz $R_L = 5 \Omega$, Ausführung der Primärwicklung als Unterwicklung. Nach den Daten der EL 84 ist die primäre Wechselstromleistung $N_E = 5,6$ W bei einem Eingangswiderstand des Übertragers (gleich Außenwiderstand der Röhre) $R_E = 5200 \Omega$.

Aus dem Eingangswiderstand und der unteren Grenzfrequenz ergibt sich die Eingangsinduktivität des Übertragers zu

$$L_E = \frac{R_E}{2 \pi \cdot f_u} = \frac{5200}{2 \pi \cdot 100} = 8,3 \text{ H}$$

Nach Tab. V erhält man für die Kerngröße

$$K_1 = 4 \frac{LE}{(1 - \eta) RE} = 4 \frac{8,3}{(1 - 0,7) 5200} = 0,0213$$

$$E = (400 \dots 500) \sqrt{\frac{K_1}{\mu_{rel}}} = 450 \sqrt{\frac{0,0213}{\mu_{rel}}} = \frac{65,5}{\sqrt{\mu_{rel}}}$$

Für den vorliegenden Fall der Gleichstromvormagnetisierung ist die relative Permeabilität für verschiedene Werte von $\frac{l_L}{l_E}$ aus Tab. I zu entnehmen. Damit wird

$$\frac{l_L}{l_E} = 10^{-3}; \quad \mu_{rel} = 220; \quad E = \frac{65,5}{\sqrt{220}} = 4,42 \text{ cm}$$

$$\frac{l_L}{l_E} = 2 \cdot 10^{-3}; \quad \mu_{rel} = 180; \quad E = 4,88 \text{ cm}$$

$$\frac{l_L}{l_E} = 5 \cdot 10^{-3}; \quad \mu_{rel} = 110; \quad E = 6,25 \text{ cm}$$

$$\frac{l_L}{l_E} = 10^{-2}; \quad \mu_{rel} = 70; \quad E = 7,85 \text{ cm}$$

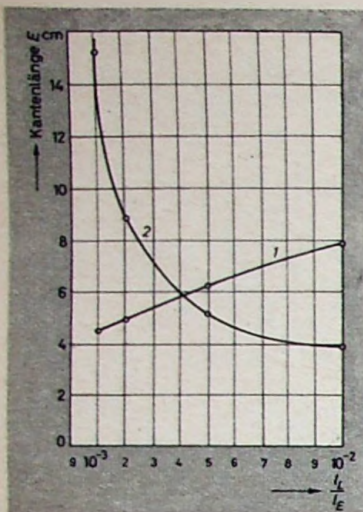


Bild 2. Kerngröße in Abhängigkeit vom wirksamen relativen Luftspalt: 1 berechnet nach Tab. V, 2 berechnet nach Tab. IV

Diese Kerngrößen E ergeben die im Bild 2 dargestellte Kurve 1. Die zweite Kurve läßt sich nach Tab. IV aus der Gleichung

$$E = \left(12,5 + 61 \cdot 10^{-3} \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{N_E \frac{L_E}{R_E}}$$

$$= \left(12,5 + 61 \cdot 10^{-3} \frac{l_E}{l_L} \right) \sqrt[3]{5,6 \frac{8,3}{5200}} = 0,207 \left(12,5 + 61 \cdot 10^{-3} \frac{l_E}{l_L} \right)$$

berechnen.

$$\frac{l_L}{l_E} = 10^{-3}; \quad E = 0,207 (12,5 + 61 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3) = 15,2 \text{ cm}$$

$$\frac{l_L}{l_E} = 2 \cdot 10^{-3}; \quad E = 8,9 \text{ cm}$$

$$\frac{l_L}{l_E} = 5 \cdot 10^{-3}; \quad E = 5,1 \text{ cm}$$

$$\frac{l_L}{l_E} = 10^{-3}; \quad E = 3,85 \text{ cm}$$

Damit erhält man die Kurve 2 im Bild 2. Aus dem Schnittpunkt der Kurven 1 und 2 ergibt sich die gesuchte Kerngröße $E = 5,8 \text{ cm}$ bei einem wirksamen relativen Luftspalt von $4,1 \cdot 10^{-3}$.

Es wird ein EI-60-Kern mit einem wirksamen relativen Luftspalt von $4 \cdot 10^{-3}$ gewählt. Wegen des geringen Unterschiedes zwischen der aus dem Schnittpunkt der Kurven im Bild 2 gewonnenen und der gewählten Kerngröße kann auf eine Neuberechnung des Wirkungsgrades zugunsten des Wickelraumes verzichtet werden. Für die weitere Berechnung benötigt man die relative Permeabilität, die sich für den gewählten Luftspalt aus Tab. I durch Interpolation zu 133 ergibt. Damit lassen sich die Drahtstärken und Windungszahlen nach Tab. V berechnen.

$$n_1 = 38 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_E}{\mu_{rel} \cdot E}} = 38 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{8,3}{133 \cdot 6}} = 3880 \text{ Wdg.}$$

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{R_L}{R_E \cdot \eta}} = 3880 \sqrt{\frac{5}{5200 \cdot 0,7}} = 143 \text{ Wdg.}$$

$$d_1 = 2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_1}{(1 - \eta) R_E}} = 2,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{6 \cdot 3880}{(1 - 0,7) 5200}}$$

$$= 11,2 \cdot 10^{-3} \text{ cm (gewählt 0,11 mm)}$$

$$d_2 = 3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{E \cdot n_2}{\left(\frac{1}{\eta} - 1\right) R_L}} = 3,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{6 \cdot 143}{\left(\frac{1}{0,7} - 1\right) 5}}$$

$$= 62 \cdot 10^{-3} \text{ cm (gewählt 0,65 mm)}$$

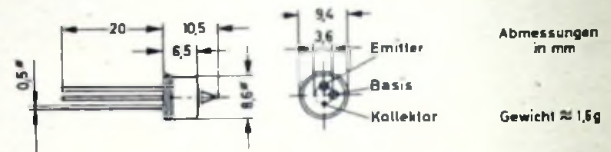
Der Jochabhub ergibt sich aus Bild 1 zu $6 \cdot 10^{-3} \cdot E = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 6 = 36 \cdot 10^{-3} \text{ cm} = 0,36 \text{ mm}$.

Schrifttum

- [1] ● Feldtkeller, R.: Tabellen und Kurven zur Berechnung von Spulen und Übertragern. 3. Aufl., Stuttgart 1958, Hirsch

Hochfrequenz-Mesa-Transistoren M 1 und M 2

Vorzugsweise für die kommerzielle Technik liefert *Siemens & Halske* jetzt die HF-Mesa-Transistoren M 1 und M 2, die sich in erster Linie durch die optimale Leistungsverstärkung bei 100 MHz unterscheiden. Es handelt sich um *pnp*-Germanium-Transistoren der Mesa-Bauform, deren Kollektor leitend mit dem Gehäuse verbunden ist. Beide Typen sind für Kollektorströme von 12 mA bestimmt. Weitere Typen für etwa 50 mA Kollektorstrom sind in Kürze zu erwarten. Der Kollektor-Basisperistrom $-I_{CB0}$ bei 25° C Umgebungstemperatur ist 2 μ A bei offenem Emittor ($I_E = 0$) und $-U_{CB} = 15 \text{ V}$. Bemerkenswert ist die hohe zulässige Verlustleistung von etwa 100 mW bei 50° C Umgebungstemperatur oder von etwa 300 mW bei 50° Gehäusestemperatur und Chassismontage. Die wichtigsten technischen Daten sind in der untenstehenden Tabelle enthalten.



Technische Daten der HF-Mesa-Transistoren M 1 und M 2

	M 1	M 2
Kenndaten		
bei $-U_{CE} = 6 \text{ V}$ und $-I_C = 2 \text{ mA}$		
Umgebungstemperatur	25° C	25° C
Grenzfrequenz $f_{\beta} = 1$	300 MHz (> 150)	250 MHz (> 150)
Oszillations-Grenzfrequenz $f_{osz \max}$	700 MHz	550 MHz
Optimale Leistungsverstärkung $v_{LB \text{ opt}}$ in Basisschaltung bei 100 MHz	14...17 dB	12...15 dB
Optimale Leistungsverstärkung $v_{LE \text{ opt}}$ in Emitterschaltung bei 100 MHz	17...20 dB	15...18 dB
Rauschfaktor F bei 100 MHz	3,2 kT_0	3,5 kT_0
Stromverstärkung β_0 bei 1 kHz	20 (> 10)	20 (> 10)
Kollektorsperichichtkapazität C_c bei $-U_{CB} = 6 \text{ V}$	1,4 pF (< 2,0) ¹⁾	1,4 pF (< 2,0) ¹⁾
Rückwirkungs-Zeitkonstante $\tau_b' C_c$	25 psec (< 50)	35 psec (< 50)
Grenzdaten		
Umgebungstemperatur	25° C	25° C
Kollektorspannung $-U_{CE \max}$	15 V	15 V
Kollektorspannung $-U_{CB \max}$	25 V	25 V
Emitterspannung $-U_{EB \max}$	1 V ²⁾	1 V ²⁾
Kollektorstrom $-I_C \max$ bei 25° C	12 mA	12 mA
bei 50° C	6 mA	6 mA
Kristalltemperatur $T_j \max$	75° C	75° C
Verlustleistung $Q (C + E)$ bei 45° C Umgebungstemperatur	100 mW	100 mW
Wärmewiderstand R_{th} zwischen Kollektorsperichicht und umgebender ruhender Luft	0,2° C/mW (< 0,3)	0,2° C/mW (< 0,3)
Wärmewiderstand R_{th} zwischen Kollektorsperichicht und Transistorgehäuse	0,05° C/mW (< 0,1)	0,05° C/mW (< 0,1)
1) Gehäusekapazität: $C_{CB} = 0,6 \text{ pF}$, $C_{CE} = 0,6 \text{ pF}$, $C_{EB} = 0,3 \text{ pF}$		
2) Dieser Wert kann überschritten werden, solange die maximal zulässige Verlustleistung noch nicht erreicht ist		

Germanium-Tunnelndioden von Siemens

Siemens & Halske bietet vier Typen von Germanium-Tunnelndioden an, für die bei 25° C Umgebungstemperatur folgende Daten gelten:

Typ	C_{min} [pF]	R_n [Ohm]	R_s [Ohm]	I_1 [mA]	I_1/I_2 [-]
rot	< 25	< 250	< 3	$0,5 \pm 0,25$	5
gelb	< 50	< 250	< 2	$1,0 \pm 0,4$	5
grün	< 100	< 150	< 1,8	$1,2 \pm 0,5$	4
blau	< 200	< 100	< 1,5	$1,5 \pm 0,5$	4

Hierin bedeutet C_{min} Sperrschichtkapazität im Stromminimum, R_n Absolutbetrag des negativen Widerstandes im steilsten Punkt der Kennlinie, R_s Serienwiderstand, I_1 Strom im Maximum, I_1/I_2 Sprungverhältnis (Strom im Maximum zu Strom im Minimum der Kennlinie). Die Spannung U_1 beim Strommaximum I_1 ist etwa 55 mV, die Spannung U_2 beim Stromminimum I_2 etwa 250 mV, die Gehäuseinduktivität L_g etwa 1 nH und die zulässige Verlustleistung Q maximal 20 mW. Die Tunnelndioden sind für einen Temperaturbereich von 50...75° C zugelassen. Der zur Kennzeichnung der vier Typen gewählte Farbpunkt kennzeichnet gleichzeitig den Katodenanschluß.

Einführung

in die Laplacetransformation

①

und berechnet die dazugehörigen Operatorfunktionen $\bar{f}(p) \leftrightarrow f(t)$.

Die mit dem Operatorverfahren erhaltenen Lösungen von linearen Differentialgleichungen gewinnt man wesentlich schneller als mit dem klassischen Verfahren. Das zeigt sich deutlich an Gl. (13). Die links stehende Differentialgleichung geht nach Anwendung des Heavisidekalküls in eine einfache algebraische Operatorgleichung über. Die zu den Operatorfunktionen $\bar{f}(p)$ gehörenden Zeitfunktionen $f(t)$ sind in vielen Tabellen enthalten.

Mit der Operatorfunktion $\bar{f}(p)$ läßt sich in den meisten Fällen wesentlich einfacher rechnen als mit der zugehörigen Zeitfunktion $f(t)$. Zum Beispiel gilt

$$\frac{d}{dt} f(t) \leftrightarrow p \cdot \bar{f}(p) \quad (f(0) = 0!)$$

$$\int_0^t f(\xi) d\xi \leftrightarrow \frac{\bar{f}(p)}{p}$$

Die Differentiation der Zeitfunktion $f(t)$ ist also auf die einfachere Multiplikation der Operatorfunktion $\bar{f}(p)$ mit p , die Integration auf die Division der Operatorfunktion $\bar{f}(p)$ durch p zurückgeführt. Es lassen sich noch zahlreiche andere Rechenregeln für das Rechnen mit Operatorfunktionen angeben. Allen diesen Formeln ist gemeinsam, daß die Durchführung der Berechnung oft stark vereinfacht wird.

Der einzige Zweck der bisherigen Ausführungen war, dem Leser darzulegen, daß man mit Hilfe der Operatorrechnung viele Ergebnisse wesentlich einfacher erhält als mit den klassischen Verfahren. Schon bei der einfachen Aufgabe der Aufladung eines Kondensators C über einen Widerstand R trat eine Vereinfachung der Berechnung ein. Das gilt in verstärktem Maße bei schwierigeren Aufgaben aus der Elektro-, Impuls- und Regelungstechnik, bei denen der Vorteil der Operatorrechnung voll zur Geltung kommt. Ein wesentlicher Nachteil der Heavisideschen Operatorrechnung ist, daß sie sich nur bei Systemen anwenden läßt, bei denen die Anfangsbedingungen

$$f(0) = 0, \frac{df}{dt} = 0, \dots, \frac{d^n f}{dt^n} = 0$$

für $t = 0$ vorgegeben sind.

Alle Nachteile der Heavisideschen Operatorrechnung vermeidet die Laplacetransformation. Bei dieser Funktionaltransformation treten der Operatorbegriff $p = \frac{d}{dt}$ und die damit verbundenen Unzulänglichkeiten überhaupt nicht mehr auf.

3. Die Laplacetransformation

Um die Laplacetransformation verstehen und nutzbringend anwenden zu können, sind einige mathematische Vorkenntnisse erforderlich, und zwar in bezug auf die Ausführung von Grenzübergängen und die Grundlagen der Infinitesimalrechnung (Differential- und Integralrechnung), insbesondere die Integration im Komplexen und die Bildung uneigentlicher Integrale

(zum Beispiel $\int_0^\infty g(t) dt$) mit einer oder zwei unendlichen Integrationsgrenzen. Ferner sind einige funktionentheoretische Kenntnisse erforderlich, die an den entsprechenden Stellen ohne Beweise vermittelt werden. Wer die angeführten mathematischen Grundkenntnisse nicht lückenlos beherrscht, kann sie bei einiger Ausdauer auch aus dem Text entnehmen.

Besonders wichtig für die Beherrschung der Laplacetransformation sind Ausdauer und Fleiß. Erfahrungsgemäß bereitet die Laplacetransformation dem Anfänger beträchtliche begriffliche Schwierigkeiten. Sind diese jedoch überwunden und beherrscht man die wenigen Rechenregeln der Laplacetransformation, so ist diese ein ausgezeichnetes Rechenhilfsmittel zur Lösung der in der Elektrotechnik, Regelungstechnik, Physik usw. häufig auftretenden linearen gewöhnlichen und partiellen Differentialgleichungen.

Die angeführten Ableitungen sind zweckmäßigerweise Schritt für Schritt schriftlich durchzurechnen. Es ist zwar nicht unbedingt erforderlich, aber doch sehr nützlich, sämtliche Rechenregeln der Laplacetransformation auswendig zu wissen. Wesentlich ist ein gewisses Gefühl dafür, welche Rechenregeln auf schnellstem und einfachstem Wege zur Lösung einer Aufgabe führen. Das ist nur durch Übung zu erreichen. Es empfiehlt sich daher, daß der Leser von früher oder aus der Berufspraxis bekannte Probleme, die auf lineare Differentialgleichungen führen, mit der Laplacetransformation durchrechnet.

Die Beitragsreihe „Einführung in die Laplacetransformation“ soll einen Zugang zu diesem interessanten und für die Praxis sehr wichtigen Teilgebiet der Mathematik eröffnen. Ihr Ziel ist die routinemäßige Anwendung auf geeignete Probleme, insbesondere die Lösung linearer Differentialgleichungen und Differentialgleichungssysteme. Zur tieferen Erarbeitung der mathematischen Grundlagen ist das Studium von Spezialwerken notwendig. Für die Anwendung der Laplacetransformation sind eine Formelsammlung und eine Korrespondenztabelle erforderlich, die am Schluß der Beitragsreihe angegeben werden. (Wird fortgesetzt)

1. Geschichtliches

Zur Lösung von Aufgaben, die auf lineare gewöhnliche oder partielle Differentialgleichungen führen, hat der englische Telegrafeningenieur und Physiker Oliver Heaviside (1850–1925) die sogenannte Operatorrechnung eingeführt. Besonders im zweiten Band seines Buches „Electromagnetic Theory“ wendet Heaviside die von ihm geschaffene Operatorrechnung auf zahlreiche elektrotechnische Probleme an und gewinnt viele bis dahin noch nicht bekannte Lösungen mit geringstem Rechenaufwand. Als eines der vielen Beispiele sei die erstmals von Heaviside berechnete verzerrungsfreie Leitung angeführt. In ebenso einfacher Weise ließen sich die Probleme des Thomsonkabels (Induktionsloses Kabel ohne Ableitung; $L = 0$, $G = 0$) sowie aller anderen Kabelarten einschließlich des allgemeinen Fall eines Kabels, dessen vier Leitungskonstanten R , G , L und C sämtlich von Null verschieden sind, lösen.

Heaviside ersetzt zum Beispiel in dem Differentialquotienten $\frac{d}{dt} f(t)$ den Operator $\frac{d}{dt}$ durch p und die Zeitfunktion $f(t)$ durch eine von p abhängige Operatorfunktion $\bar{f}(p)$ und rechnet so, als wenn p eine algebraische Zahl wäre. $\frac{d}{dt} f(t)$ geht dadurch in die Funktion $p \cdot \bar{f}(p)$ über. Man sieht sofort, daß dadurch eine wesentliche Vereinfachung eintritt. Zum Beispiel wird die Differentiation $\frac{d}{dt} f(t)$ auf eine Multiplikation der Operatorfunktion $\bar{f}(p)$ mit p zurückgeführt. Man schreibt dafür auch

$$f(t) \leftrightarrow \bar{f}(p), \quad \frac{d}{dt} f(t) \leftrightarrow p \cdot \bar{f}(p) \quad (f(0) = 0)$$

Die linke Gleichung wird beispielsweise folgendermaßen gelesen: Die Zeitfunktion $f(t)$ korrespondiert mit der Operatorfunktion $\bar{f}(p)$; oder kürzer ausgedrückt: $f(t)$ korrespondiert mit $\bar{f}(p)$. Die zu den Zeitfunktionen $f(t)$ gehörenden Operatorfunktionen $\bar{f}(p)$ sind für alle in der Physik und Technik wichtigen Funktionen tabelliert.

Nachteilig sind bei der Heavisideschen Operatorrechnung die unlogische und mathematisch anfechtbare Begründung und die Tatsache, daß in den behandelten Differentialgleichungen alle Anfangsbedingungen identisch Null sein müssen. Das bedeutet physikalisch, daß die mit diesen Differentialgleichungen beschriebenen Systeme zum Zeitpunkt $t = 0$ keine Energie usw. enthalten sollen. Das ist aber eine sehr wesentliche Einschränkung. Heaviside selbst störte es nur wenig, wenn die von ihm geschaffene Operatorrechnung gelegentlich einmal versagte oder falsche Ergebnisse lieferte. Es entsprach nicht seiner Einstellung, die von ihm angegebenen Rechenregeln der Operatorrechnung mathematisch einwandfrei zu begründen. Er betrachtete die Mathematik als eine experimentelle Wissenschaft. Den Beweis für die Richtigkeit einer Rechenregel sah er im Erfolg. Ergab sie richtige Ergebnisse, so war sie gut; bei falschen Ergebnissen taugte sie nichts. Heaviside konnte sich bei seiner intuitiven und souveränen Beherrschung der Mathematik und insbesondere der Operatorrechnung leicht über derartige Schwierigkeiten hinwegsetzen. Seinen Schülern und Nachfolgern gelang das aber oft nicht. Das ist einer der Gründe, weshalb die Operatorrechnung zu Heavisides Lebzeiten nur wenig bekannt wurde. Erst nach seinem Tode im Jahre 1925 fand, offenbar bedingt durch die in allen wesentlichen Fachzeitschriften veröffentlichten Nachrufe, die Operatorrechnung stärkeres Interesse.

Eine mathematisch einwandfreie Begründung und gleichzeitig eine Verallgemeinerung der Heavisideschen Operatorrechnung fanden 1916 unabhängig voneinander N. W. Wagner und T. J. I. A. Bromwich in der Laplacetransformation. Es ist interessant, daß auch Heaviside die Laplaceschen Integrale kannte, sie aber nicht zur Begründung der Operatorrechnung benutzte. B. van der Pol, K. F. Nielsen und besonders G. Doetsch schufen neben anderen Autoren in der Folgezeit mathematisch unanfechtbare und streng logische Begründungen und Verallgemeinerungen der Heavisideschen Operatorrechnung auf der Grundlage der Laplacetransformation

$$\bar{f}(p) = \int_0^\infty e^{-pt} \cdot f(t) dt \leftrightarrow f(t)$$

$$\bar{f}(p) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(t) dt$$

(1) ist die imaginäre Einheit in der komplexen Zahlenebene).

In neuester Zeit bemühten sich mit großem Erfolg die polnischen Wissenschaftler Mikusiński und Rajewski um eine Begründung der Operatorenrechnung ohne den Umweg über die Laplace-Transformation. Das bedeutet eine weitere Vereinfachung und Verallgemeinerung der Operatorenrechnung. Sie benutzen dazu das sogenannte Faltungsintegral

$$\int_{\xi=0}^t f_1(\xi) \cdot f_2(t-\xi) d\xi = \int_{\xi=0}^t f_1(t-\xi) \cdot f_2(\xi) d\xi$$

und das daraus ableitbare „Duhamel“-Integral

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \int_{\xi=0}^t f_1(\xi) \cdot f_2(t-\xi) d\xi \\ = \frac{d}{dt} \int_{\xi=0}^t f_1(t-\xi) \cdot f_2(\xi) d\xi \end{aligned}$$

Die neue Operatorenrechnung leistet wiederum mehr als die Laplace-Transformation, allerdings sind noch eingehende Untersuchungen erforderlich.

Im folgenden werden nur die Laplace-Transformation und ihre Anwendung behandelt. Die Beherrschung der Laplace-Transformation ermöglicht es, alle Probleme, die auf lineare gewöhnliche oder partielle Differentialgleichungen führen, zuverlässig und elegant zu lösen.

2. Anwendungsbeispiel für die Operatorenrechnung nach Heaviside

An einem einfachen Beispiel (Aufladung eines Kondensators C, der über einen Widerstand R im Zeitpunkt $t = 0$ an eine Gleichspannung E angeschlossen wird, Bild 1) soll das Prinzip der

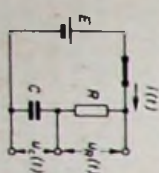


Bild 1. Aufladung eines Kondensators

Operatorenrechnung nach Heaviside veranschaulicht werden. Vor dem Einschalten soll der Kondensator vollständig entladen sein, d.h., die Spannung $u_C(t)$ an C sei Null für $t < 0$. Gesucht ist für $t \geq 0$ die Spannung

$u_C(t)$, auf die sich der Kondensator nach Ablauf der Zeit t aufgeladen hat. Für die Spannungen in diesem Kreis gilt die Gleichung

$$E = i \cdot R + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = i \cdot R + u_C(t) \quad (1)$$

$Q = \int_0^t i dt$ ist die im Kondensator zur Zeit $t \geq 0$ gespeicherte Ladung. Nach der Zeit t hat sich C auf die Spannung $u_C(t) = \frac{Q}{C}$ aufgeladen.

Wegen

$$i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{d}{dt} u_C(t) \quad (2)$$

kann Gl. (1) umgeformt werden

$$\frac{d}{dt} u_C + \frac{1}{R \cdot C} u_C = \frac{E}{R \cdot C} \quad (3)$$

2.1 Lösung der Differentialgleichung der Kondensatoraufladung nach dem klassischen Verfahren

Die lineare inhomogene Differentialgleichung 1. Ordnung Gl. (3) wird nach folgendem Verfahren gelöst: Man sucht eine spezielle Lösung, die die inhomogene Differentialgleichung (3) erfüllt. Das ist

$$u_C = E = \text{const.} \quad (4)$$

wie man sofort durch Einsetzen in Gl. (3) sieht. Zu dieser speziellen Lösung der inhomogenen Differentialgleichung addiert man die allgemeine Lösung der homogenen Differentialgleichung

$$\frac{d}{dt} u_C + \frac{1}{R \cdot C} u_C = 0 \quad (5)$$

Die allgemeine Lösung von Gl. (5) ist

$$u_C(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \quad (6)$$

Die Lösung Gl. (6) enthält eine willkürliche Konstante A. Durch Addition der Gleichungen (4) und (6) erhält man für die Spannung $u_C(t)$ den Ausdruck

$$u_C(t) = E + A \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \quad (7)$$

Die Konstante A ist durch die Anfangsbedingung $u_C(t) = 0$ für $t = 0$ festgelegt

$$u_C(0) = 0 = E + A \quad (8)$$

Damit ergibt sich für die Kondensatorspannung $u_C(t)$ die Lösung

$$u_C(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) \quad (9)$$

Bild 2 zeigt die Kondensatorspannung $u_C(t)$ in Abhängigkeit von t und der Größe der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$. Der durch die Kurven gezeichnete Pfeil weist in die Richtung wachsender Zeitkonstanten.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_C(t) = E$$

Der Kondensator C wird um so schneller aufgeladen, je kleiner die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ ist. Bei sehr großen Zeitkonstanten erfolgt der

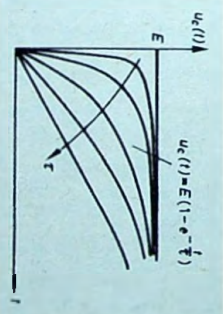


Bild 2. Abhängigkeit der Kondensatorspannung $u_C(t)$ von der Zeit t und der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$

Anstieg der Kondensatorspannung in einem verhältnismäßig großen Zeitbereich linear.

Der Ladestrom $i(t)$ ergibt sich aus Gl. (2) durch Einsetzen von Gl. (9) nach Ausführung der Differentiation zu

$$\begin{aligned} i(t) &= C \frac{d}{dt} u_C(t) \\ &= \frac{E}{R} \cdot \frac{1}{R \cdot C} = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \end{aligned} \quad (10)$$

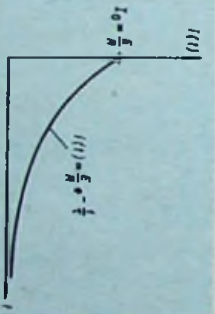


Bild 3. Verlauf des Ladestromes $i(t)$

Im Bild 3 ist der Ladestrom $i(t)$ dargestellt. Aus Gl. (10) ersieht man, daß der Kondensator C im Einschaltmoment $t = 0$ als Kurzschluß wirkt, denn es gilt

$$i(0) = I_0 = \frac{E}{R} \quad (11)$$

I_0 ist der Strom, der bei kurzgeschlossenem Kondensator dauernd durch den Widerstand R fließen würde.

2.2 Lösung der Differentialgleichung der Kondensatoraufladung mit der Operatorenrechnung nach Heaviside

Zunächst sei der Differentialquotient $\frac{d}{dt} f(t)$ betrachtet. Heaviside ersetzt formal den Operator $\frac{d}{dt}$, der die Differentiation der dahinterstehenden Funktion $f(t)$ fordert, durch p

$$p = \frac{d}{dt} \quad (12)$$

Er sieht zwar Gl. (12) als Operator an, rechnet aber so, als ob es sich dabei um eine algebraische Größe handelt. Die Funktion $f(t)$ denkt er sich durch eine von p abhängige Funktion $\bar{f}(p)$ ersetzt. Dieses Verfahren soll an Gl. (3) veranschaulicht werden.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} u_C(t) + \frac{1}{R \cdot C} u_C(t) \\ = \frac{E}{R} \leftrightarrow p \cdot \bar{u}_C(p) + \frac{1}{R \cdot C} \bar{u}_C(p) = \frac{E}{R} \end{aligned} \quad (13)$$

Der Pfeil deutet an, daß in Gl. (3) $\frac{d}{dt}$ durch p beziehungsweise $\bar{u}_C(p)$ ersetzt wurde, und wird gelesen: „korrespondiert mit“. Damit ist ausgedrückt, daß links und rechts von dem Pfeil verschiedene Funktionen stehen. Durch Auflösung von Gl. (13) nach $\bar{u}_C(p)$ ergibt sich

$$\bar{u}_C(p) = \frac{E}{R \cdot C} \frac{1}{p + \frac{1}{R \cdot C}} \quad (14)$$

Mit $\bar{u}_C(p)$ korrespondiert die Funktion $u_C(t)$

$$\bar{u}_C(p) \leftrightarrow u_C(t)$$

Durch Vergleich von Gl. (9) und Gl. (14) folgt

$$E \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) = \frac{E}{R \cdot C} \frac{1}{p + \frac{1}{R \cdot C}} \quad (15)$$

Da die Operation Gl. (12) linear ist, kann man E in Gl. (15) kürzen und erhält die Korrespondenz

$$1 - e^{-a \cdot t} \leftrightarrow \frac{1}{p + a} \quad (16)$$

mit $a = \frac{1}{R \cdot C}$. Heaviside untersucht alle ihm bekannten Funktionen $f(t)$ in ähnlicher Weise

Von Sendern und Frequenzen

Deutschland

► Im Dezember 1960 strahlten bereits 11 Fernsehsender im UHF-Bereich, und zwar: Hoher Peißenberg (Kanal 14), Kleeve und Eifel (Kanal 15), Aachen-Stolberg und Bremen-Stadt (Kanal 16), Haardt Kopf und Lingen (Kanal 17), Cuxhaven und Münster (Kanal 18), Dortmund (Kanal 22) und Berlin (Kanal 27). Bei den Sendern Cuxhaven, Berlin und Dortmund handelt es sich um Anlagen der Deutschen Bundespost. Die anderen Stationen sind Lückensender der Rundfunkanstalten für das erste Programm.

► Der neue Fernseh-Großsender des Bayerischen Rundfunks auf dem Brotjacklriegel im Bayerischen Wald strahlt bereits seit November Sendungen aus. Der Sender arbeitet im Kanal 7 vertikal polarisiert und hat eine Sendeleistung von 100 kW in der Hauptstrahlrichtung.

► Im Zusammenhang mit der Inbetriebnahme des Fernsehsenders Brotjacklriegel im Kanal 7 mußte der Fernsehumsender Passau, der bisher den gleichen Kanal verwendete, seine Frequenz ändern. Er arbeitet jetzt im Kanal 5. Die Vertikalpolarisation blieb erhalten.

► Am 7. 12. 1960 nahm ein neuer Fernsehumsender des Bayerischen Rundfunks auf der Plassenburg in Kulmbach seinen Versuchsbetrieb auf. Die Anlage strahlt im Kanal 10 horizontal polarisiert.

Die alte, weniger leistungsfähige Umlenkantenne auf dem Rehberg strahlt noch bis 31. 1. 1961. Diese Übergangsfrist gestattet es, die Fernsehempfänger nach und nach auf die neue Senderanlage umzustellen.

► Um die Fernsehversorgung in bisher ungenügend betreuten Gebieten des Norddeutschen Rundfunks zu verbessern, sollen in diesen Tagen neue Fernsehumsender in Be-

trieb genommen werden. Man rechnet mit der Fertigstellung von Umsetzern auf der Insel Helgoland und in Bad Salzdetfurth. Vorbereitet werden Umsetzer in Alfeld und Stadtdoldendorf, ferner auch in Königslutter. Messungen konnten im Harz durchgeführt werden, um an geeigneten Punkten Umsetzer für die schlecht versorgten Gebiete aufstellen zu können.

► In Deggingen, Kreis Göggingen, nahm der Süddeutsche Rundfunk einen Fernsehumsender auf Kanal 10 mit einer maximalen Strahlungsleistung von 5/1 Watt in Betrieb. Die Anlage arbeitet mit vertikaler Polarisation.

► Der Süddeutsche Rundfunk hat in Stuttgart-Obertürkheim einen Fernsehumsender in Betrieb genommen. Der Umsetzer strahlt auf Kanal 5 (Bildträger 175,25 MHz und Tonträger 180,75 MHz) mit einer Strahlungsleistung von 5/1 Watt. Die Polarisation ist horizontal.

Schweiz

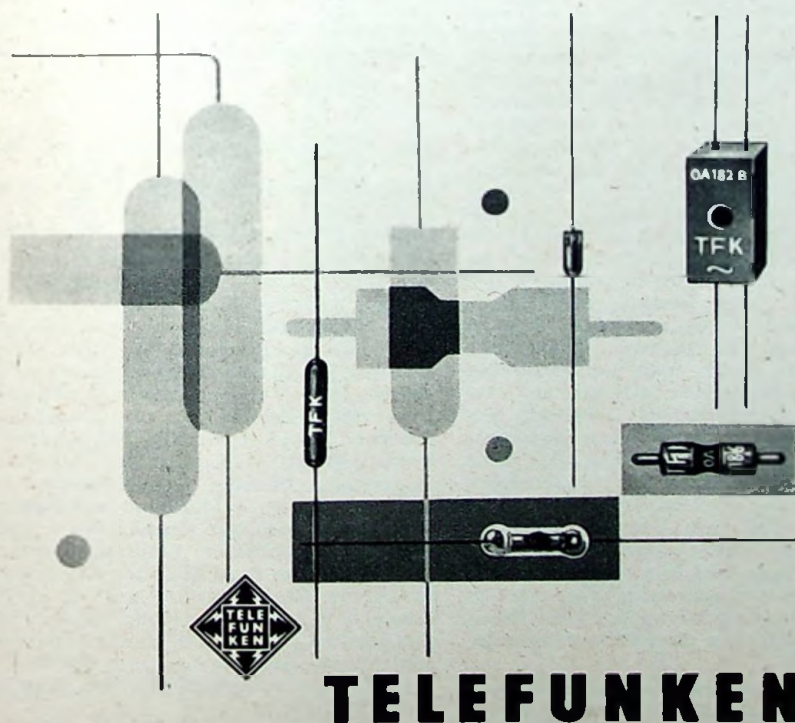
► Der Aufbau des schweizerischen Fernsehernetzes befindet sich gegenwärtig in einem Stadium der Konsolidierung: die Hauptsender sind mit wenigen Ausnahmen (Basel, zweiter Sender für die Westschweiz, Zentralschweiz) erstellt, doch weist das topographisch sehr schwierige Gelände noch verschiedene Löcher und schlechtbediente Regionen auf, die nun durch Sender kleinerer Leistung versorgt werden sollen.

► Bis zum Zeitpunkt der Inbetriebnahme der endgültigen (mit UKW kombinierten) Sendeanlage auf der Rigi, hat die schweizerische PTT zur provisorischen Versorgung der Zentralschweiz einen Umsetzer installiert, der wenigstens der Stadt Luzern und dem Gebiet um Stans zum Fernsehempfang verhilft. Dieser Umsetzer empfängt sein Signal vom Sender Zürich-Uetliberg (Kanal 4) und setzt es auf den Kanal 6 um. Vermutlich im Jahre 1963 wird dieses Provisorium durch eine endgültige Sendeanlage ersetzt.

► Als weiterer neuer Sender nahm auf dem Mont Cornu bei La Chaux-de-Fonds (im Neuenburger Jura ein 500-W-Sender (Kanal 9) seinen Betrieb auf, der die bisher dort betriebene private Umsetzeranlage ablöst. Der neue Sender wird über eine spezielle Richtfunkverbindung (über Romont-Bantiger-Chasseral) mit dem westschweizerischen Fernsehprogramm versorgt. Er strahlt in weite Gebiete des südwestlichen Juras, insbesondere in die Uhrenmacherregionen um La Chaux-de-Fonds und St. Immer.

► Auf privater Grundlage sind im Graubündner Vorderrheinthal insgesamt vier Umsetzer errichtet worden; es sind dies Feldis 1, Feldis 2, Luvis und Ruschein. Das deutschschweizerische Fernsehsignal wird in Sais bei Chur (wo sich ebenfalls ein privater Umsetzer befindet) vom Sender Säntis aufgenommen und dann von einem Sender zum andern weitergegeben und jeweils auch ausgestrahlt. Gleichzeitig unternimmt die Schweizer PTT mit dieser Umsetzernetz Versuche, um zu klären, wie die Fernsehversorgung der Alpen- und Juratäler mit diesem relativ wirtschaftlichen System gesichert werden könnte.

► Nach der Inbetriebnahme dieser verschiedenen Sender, zu denen im Verlaufe des kommenden Frühjahrs unter anderem noch ein Fernsehsender für Teile des Berner Oberlandes (auf dem Niederhorn) kommen wird, zählt das schweizerische Fernsehernetz insgesamt zwanzig Stationen. Sieben von ihnen sind solche mit größerer Leistung. Die dreizehn Sender kleiner Leistung sind durchweg Umsetzer, von denen fünf der PTT gehören und von ihr betrieben werden, während acht private Anlagen (von Gemeinden, Gesellschaften usw.) sind. Elf Fernsehsender übertragen das deutschsprachige, sechs das französischsprachige und drei das italienischsprachige Programm des Schweizer Fernsehens. Vierzehn der zwanzig Fernsehsender befinden sich in Höhen von zwischen 1000 und 2500 m ü. M. kt.



Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM · DONAU

Germanium-Dioden

- OA 150 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 154 O Diodenquartett für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung
- OA 159 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten
- OA 160 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten
- OA 161 Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand
- OA 172 Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminator- und Ratiodetektorschaltungen
- OA 174 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 180 Golddrahtdiode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schaltidiode
- OA 182 Golddrahtdiode mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand
- OA 182 B Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Meßgleichrichter
- OA 186 Diode für Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen
- AAZ 10 Germanium-Spitzendiode in Kleinstausführung für die Verwendung in Rechenmaschinen
- AAZ 14 Dioden-Quartett im Gießharzgehäuse für die Verwendung als Ringmodulator mit guter Trägerunterdrückung (> 6 N)

Das Verhalten von HF-Eingangsstufen im Bereich von 1,5 bis 30 MHz

Ein Funkempfänger, gleichgültig für welchen Frequenzbereich er bestimmt ist, hat die Aufgabe, aus einer oft großen Anzahl gleichzeitig angebotener Nachrichten nur eine einzige herauszusieben. Da diese Nachrichten im allgemeinen aber nur mit sehr kleiner Leistung zum Empfänger gelangen, ist es seine zweite wichtige Aufgabe, die Nachricht nach entsprechender Verstärkung mit einer solchen Leistung am Empfängerausgang abzugeben, daß sie für das menschliche Ohr oder für andere, meistens elektromechanische Apparate auswertbar wird. Außerdem müssen diese Eigenschaften des Empfängers im gesamten Frequenzbereich gleichmäßig vorhanden sein.

Für diese Aufgabenstellung ergäbe sich die Lösung, die gewünschte Frequenz unmittelbar hinter der Antenne durch entsprechende lineare, kontinuierlich abstimmbare Filter herauszusieben und die Filter-Ausgangsspannung mit der erforderlichen Stufen- und Röhrenanzahl auf die benötigte Ausgangsleistung zu verstärken [1].

1. Geradeausempfänger

Für den Kurzwellenbereich von 1,5 bis 30 MHz ist ein derartiges, als Geradeausempfang bezeichnetes Verfahren, das eine Reihe von Problemen, die bei einem Kurzwellenempfänger auftreten, gegenstandslos machen würde, leider nicht möglich. Die Ursache dafür liegt unter anderem in den natürlichen Verlusten der Filter. Man könnte zwar Quarzfilter bauen, die wenigstens für die tieferen Frequenzen des Bereiches genügend schmale Durchlaßkurven haben, jedoch ist dann die Forderung nach kontinuierlicher Abstimmbarkeit nicht mehr erfüllt. Mit erträglichem Aufwand gefertigte abstimmbare Schwingkreise haben aber eine Dämpfung, die kaum unter 10^{-2} gebracht werden kann. Bei 30 MHz Empfangsfrequenz hat der Kreis also eine Bandbreite von 300 kHz, das heißt, noch bei einer Verstimmung um 150 kHz wird ein gleich starker Nachbar-sender mit der 0,7fachen Amplitude des Nutzsenders empfangen. Man kann zwar durch Reihenschaltung mehrerer Schwingkreise die Selektion erhöhen, doch dieses Mittel ist nicht sehr wirksam. Bezeichnet man die Anzahl der Schwingkreise mit n , so ergibt sich die resultierende Bandbreite zu

$$B_0 = B_e \frac{1}{\sqrt{2^n - 1}}$$

(B_e = Bandbreite der Einzelkreise). Für $n = 6$ ist B_0 immer noch 0,345 B_e , also noch mehr als 100 kHz im angeführten Beispiel. Bei der sehr dichten Belegung der Frequenzbänder im Kurzwellenbereich sind aber für den kommerziellen Betrieb je nach der Art der Nachricht Bandbreiten von nur 100 Hz bis zu einigen Kilohertz erforderlich.

Ein derartiger Geradeausverstärker ließe sich aber noch aus einem anderen Grunde nicht realisieren: Wie später gezeigt wird, erfordert die Auswertbarkeit eines Signals eine etwa 10^7 fache Verstärkung. Es ist jedoch fast unmöglich, die Einzelteile so anzuordnen, daß bei den hohen Frequenzen von 20 ... 30 MHz keine Rückwirkung auftritt. Dadurch wird der Verstärker un-

stabil, wenn es nicht gar zur Selbst-erregung kommt [1, 2].

2. Überlagerungsempfänger

Man sieht, daß der Hochfrequenzverstärker die Aufgabe der Selektion nicht lösen kann. Die Lösung wird aber durch Umsetzung auf eine tiefere Frequenz möglich, wenn diese so erfolgt, daß die tiefere Frequenz bei allen Empfangsfrequenzen des Bereiches die gleiche ist. Dadurch ergibt sich eine gleichbleibende absolute Selektion. Man kommt so zum Überlagerungsempfänger, bei dem eine im Empfänger erzeugte Oszillatorfrequenz f_0 mit der Empfangsfrequenz f_e gemischt wird und dabei die Zwischenfrequenz f_z entsteht.

$$f_0 = f_0 \pm f_z \\ f_0 - f_{e1} = f_z; f_{e2} - f_0 = f_z$$

Man nennt f_{e2} die Spiegelfrequenz zu f_{e1} , da sie an f_0 mit dem Abstand f_z gespiegelt ist. Daraus ergibt sich als Hauptaufgabe des HF-Verstärkers, nur das Frequenzgebiet um die gewünschte Frequenz f_{e1} zu verstärken, die Spiegelfrequenz f_{e2} jedoch, die ja durch einen anderen Sender mit anderem Nachrichteninhalt gebildet werden kann, möglichst vollständig zu unterdrücken. In der Praxis begnügt man sich je nach den Anforderungen mit einer Unterdrückung von 1:100 bis 1:10 000.

Die eigentliche Selektion des Signalkanals ist also nicht mehr eine Aufgabe des HF-Verstärkers; er trägt kaum dazu bei, denn selbst bei der tiefsten Frequenz des Bereiches (1,5 MHz) hat ein HF-Kreis mit 1% Dämpfung noch 15 kHz Bandbreite, also wesentlich mehr als die gewünschte Bandbreite von 200 Hz. Die Kanalselektion ist bei gleichen Kreisleistungen um so wirkungsvoller, je niedriger die Zwischenfrequenz ist. Dann liegt aber die Spiegelfrequenz dichter bei der Empfangsfrequenz, und ihre Unterdrückung erfordert einen größeren Aufwand für die Hochfrequenzselektion (Vorselektion). Ist der Preis des Gerätes entscheidend, dann wird man zu einer anderen Lösung kommen, als wenn man ausschließlich der Qualität den Vorzug gibt. Hohe Selektionsforderungen gegen die Spiegelfrequenz lassen sich oft nur mit Doppelüberlagerungsempfängern erfüllen, bei denen man zunächst eine hohe Zwischenfrequenz erzeugt, um eine gute Spiegelselektion zu erhalten, und dann nochmals in eine tiefere Zwischenfrequenz umsetzt, um die Kanalselektion zu verbessern [3]. Unter Umständen ist es wirtschaftlicher, die Doppelumsetzung erst im oberen Teil des Frequenzbereiches, also etwa ab 7 MHz, anzuwenden, während im unteren Teil (bis 7 MHz) die Einfachüberlagerung ausreicht, weil hier die Spiegelfrequenz noch eine verhältnismäßig große Verstimmung gegen die Empfangsfrequenz hat.

Zu dieser Lösung zwingt manchmal auch die beim Überlagerungsempfänger auftretende störende Begleiterscheinung, daß mit der Vermehrung der Umsetzungen auch die Anzahl der Kombinationsfrequenzen steigt, die unbeabsichtigt mit der Nutzfrequenz oder mit den aus ihr gebildeten Zwischenfrequenzen Interferenzen bilden können. Das führt zu Pfeifstellen oder zum Mehrdeutigkeitsempfang.

Man muß also für die Vorselektion Kreise mit hoher Güte verwenden, um eine möglichst große Unterdrückung der Spiegelfrequenz und der anderen störenden Kombinationsfrequenzen zu erhalten.

3. Grenzen des HF-Verstärkers

Zwei Erscheinungen sind bei der Dimensionierung des HF-Verstärkers zu beachten: das Röhrenrauschen und die Nichtlinearität der Röhrenkennlinien.

3.1 Röhrenrauschen

Das Röhrenrauschen entsteht dadurch, daß der Stromübergang von der emittierenden Katode zur Anode nicht kontinuierlich, sondern mit einer endlichen Anzahl von Quanten erfolgt. Dieser spontan wechselnde Übergang kann als thermische Spannungsschwankung an den Klemmen eines Widerstandes R aufgefaßt werden.

$$U_R^2 = 4 k T_0 \cdot \Delta f \cdot R$$

Dabei ist $k = 1,3803 \cdot 10^{-23}$ Ws/° die Boltzmannsche Konstante und T_0 die absolute Temperatur. Bei einer Röhre bezeichnet man diesen Widerstand als äquivalenten Rauschwiderstand R_A , der am Eingang liegt, während die Röhre selbst jetzt rauschfrei ist. Man bemüht sich, R_A möglichst kleinzuhalten; bei der häufig verwendeten Regelpentode EF 85 ist er zum Beispiel nur 1,5 kOhm [1, 2, 4].

Im Idealfall ist die Rauschleistung der Antenne durch ihren Strahlungswiderstand R_A gegeben.

$$N_A = \frac{U_R^2}{R_A} = 4 k T_0 \cdot \Delta f$$

Bei Anpassung beträgt die maximal entnehmbare Leistung je Hertz Bandbreite

$$\frac{N_A}{\Delta f} = \frac{U_R^2}{4 R_A \cdot \Delta f} = k T_0$$

Der durch einen Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis $u = \sqrt{\frac{R_A}{R_{Kt}}}$ in den

Gitterkreis (R_{Kt}) der ersten Röhre transformierte Antennenwiderstand R_A' ist dabei gleich dem Kreiswiderstand, der die gleiche Rauschleistung abgibt, wenn man die Rauschtemperaturen von Antenne und Kreis gleichsetzt. Die kleinste Signalleistung, die der Empfänger von einer Antenne je Hertz Bandbreite aufnehmen muß, um Gleichheit von Signal und Rauschen zu erreichen, ist also $2 k T_0$. Dabei ist vorausgesetzt, daß sich der Antennenwiderstand beliebig transformieren läßt und außer dem Widerstand der Antenne und dem des ersten Kreises keine weiteren Rauschquellen im Empfänger vorhanden sind. Man muß also den Kreiswiderstand der Eingangsrohre groß gegen die anderen Rauschwiderstände machen. Bei Berücksichtigung des Röhrenrauschens ergibt sich die kleinste Leistung, für die man die „Grenzeempfindlichkeit“ des Empfängers definiert [3, 4], zu

$$\frac{N_A}{\Delta f} = k T_0 \left[1 + \frac{R_A'}{R_{Kt}} + R_A' \cdot R_A \left(\frac{1}{R_{Kt}} + \frac{1}{R_A'} \right) \right]$$

Diese Gleichung geht für vernachlässigbares Röhrenrauschen $R_A = 0$ und An-

Foto: Jappen

ST 200



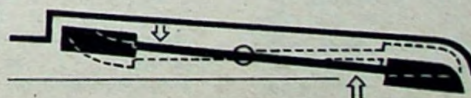
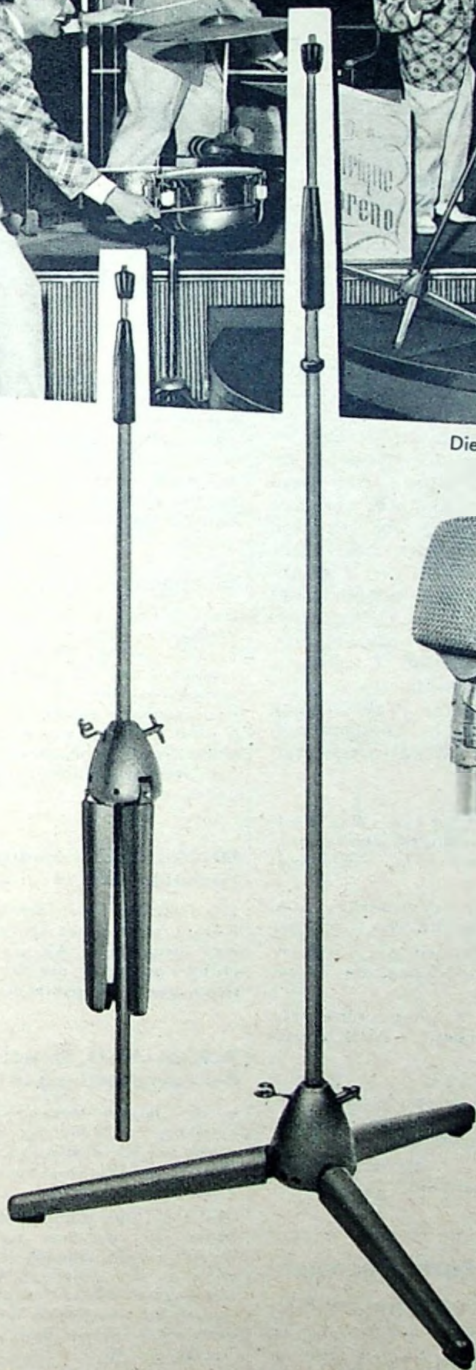
Die spanische Kapelle Enrique Moreno mit Manolita Martino



Die ideale Kombination
für Musikkapellen: das
DYN. RICHTMIKROFON D12
mit dem bewährten
SCHWINGSTATIV ST 200

Trittschallgedämpft, auch gegen Querschütterung
Stand sicher durch weitausladende Füße und tiefen
Schwerpunkt

Leicht transportierbar, das Dreibein läßt sich
zusammenlegen



Das ist das Geheimnis der starken Filter-
wirkung des ST 200 gegen vertikale und
horizontale Bodenschwingungen und Stöße.

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 16 · TEL. 555545 · FERNSCHR. 05 23626



passung $R_A' = R_{K_r}$ in den angegebenen Wert $\frac{N_A}{\Delta f} = 2 k T_0$ über.

Ein Zahlenbeispiel soll die Verhältnisse im Kurzwellenbereich erläutern: Ein durch Kapazitätsvariation abgestimmter Empfänger habe mit Rücksicht auf die tieferen Frequenzbereiche eine maximale Kreiskapazität von 500 pF. Die Frequenzvariation sei $\sqrt{2} : 1$ (30 ... 21 MHz) und die Kreisgüte $Q = 100$. Damit erhält man einen

Kreiswiderstand von $R_{K_r} = \frac{1}{\omega C_{\max}} Q = 1,5 \text{ k}\Omega$, ein Wert, der dem des äquivalenten Rauschwiderstandes einer EF85 entspricht. Das Röhrenrauschen darf also nicht vernachlässigt werden. Als Grenzemphindlichkeit für $f = 21 \text{ MHz}$ ergibt sich, da $R_A = R_{K_r}$ ist, $\frac{N_A}{\Delta f} = 6 k T_0$. Dadurch tritt

praktisch noch keine Einbuße an Empfindlichkeit auf, denn wie Messungen über große Zeiträume ergaben braucht man nicht mit einer so niedrigen Strahlungstemperatur der Antenne zu rechnen. Ihre (zeitlich und mit der Frequenz veränderlichen) Minimalwerte erlauben eine Empfängerempfindlichkeit von $10 k T_0$ im betrachteten Frequenzbereich, das heißt, bei diesem Wert wird der Störabstand des Signals im wesentlichen vom Außenrauschen bestimmt [4, 5].

Die für die mittlere Frequenz eines Abstimmereiches bemessene Anpassung ändert sich mit der Kreisabstimmung. Für kleine Frequenzvariationen ist die dabei entstehende Fehlanpassung gering. Bezeichnet man nun die Anpassung mit $x = \frac{R_A}{u^2 \cdot R_{K_r}}$, so wird der Eingangswert, das heißt das Verhältnis der Gitterspannung U_g zur Antennen-EMK E_A ,

$$\varepsilon = \frac{U_g}{E_A} = \sqrt{\frac{R_{K_r}}{R_A}} = \frac{\sqrt{x}}{1+x}$$

Bei einer Fehlanpassung von $x = 2$ erhält man erst einen Fehler, verglichen mit dem Anpassungsfall $x = 1$, von 5,5 % der maximal möglichen Eingangsspannung. In dem gewählten Beispiel (30 ... 21 MHz) ist der Fehler noch geringer. Die Anpassungsfrage ist also nicht sehr kritisch. Wird die Streuung des Eingangsübertragers wie üblich mit einem Koppelkondensator C_K weggestimmt, so erhält man als Anpassungsbedingung

$$u^2 = \left(\frac{C_{K_r}}{C_K} + \frac{R_A}{R_{K_r}} \right) - 1$$

Diese Gleichung geht mit $C_K = \infty$ und idealem Übertrager wieder in die idealisierte Beziehung über. Die wirkliche Abhängigkeit des Eingangswertes von der Frequenz ist also etwas größer. Man wird die oben genannten Bedingungen vor allem bei festen Funkstationen anwenden können, bei denen die Antenne immer so gebaut werden kann, daß sie sich an den Empfänger anpassen läßt.

Die eingangs erwähnte Methode, die Selektion möglichst unmittelbar hinter dem Antennenanschluß vorzunehmen, kann man zwar beim Kurzwellenempfänger auch nicht annähernd verwirklichen, doch läßt das bisher Gesagte es als ratsam erscheinen, eine möglichst gute Selektion vor der Verstärkung anzustreben, indem man zum Beispiel die Antenne nicht durch einen einfachen Resonanzkreis, sondern durch ein Eingangsbandfilter an die Röhre ankoppelt. Dieser Weg wurde bei verschiedenen Empfängern beschritten, jedoch ist

er mit erheblichen Empfindlichkeitsverlusten verbunden, wenn dieses Bandfilter eine gute Selektionsverbesserung bringen soll. Bei dem betrachteten Beispiel eines Empfängers, bei dem das Kreisrauschen gleich dem Röhrenrauschen war, erhält man für die Empfindlichkeit (in Vielfachen n von $k T_0$)

$$n = \frac{2 + \beta^2}{\beta^2} 2(a + 1) + \beta^2 \cdot a$$

mit $\beta = k/d$ beim Bandfilter und $\alpha = \text{Röhrenrauschen/Kreisrauschen}$ (hier ist $\alpha = 1$). Für $k/d = 0,5$ wird $n = 38$, ein Wert, der in vielen Fällen eine zu schlechte Empfindlichkeit ergibt. Außerdem ist es schwierig, den Kopplungsgrad selbst über den verhältnismäßig kleinen Frequenzbereich von $1 : \sqrt{2}$ konstantzuhalten, so daß man bei festerer Kopplung schlechtere Selektion oder bei zu loser Kopplung zu geringe Empfindlichkeit erhält [2, 5, 6].

Das Rauschen der ersten Röhre braucht nicht die einzige Störquelle im Empfänger zu sein; die Rauschleistungen der folgenden Röhren addieren sich dazu im Verhältnis der Verstärkungsquadrate der vorhergehenden Stufen. Der Zuwachs an Rauschen durch die n -te Röhre ist also

$$\Delta R_n = \frac{R_{A_n}}{v_n^2 - 1}$$

Das Rauschen der Mischstufe liegt wegen der gegenüber Verstärkerstufen geringen Mischteilheit und wegen des bei Pentoden oder Hexoden hinzutretenden Stromverteilungsrauschens unter Umständen um mehr als eine Größenordnung über dem einer Triode. Die Verstärkung vor der Mischstufe muß also groß genug sein, um einen Beitrag der Mischstufe zum Rauschen zu verhindern. Da sich die Verstärkung mit der Abstimmung proportional der Frequenz ändert – bei C-Variation durch einen Drehkondensator direkt proportional f , bei L-Variation durch ein Variometer umgekehrt proportional f –, muß der Kleinstwert der Verstärkung noch groß genug sein, um der angegebenen Bedingung zu genügen. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] ● Rothe, H., u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker. Leipzig 1948, Akadem. Verlagsgesellschaft.
- [2] ● Strutt, M. J. O.: Verstärker und Empfänger. 2. Aufl., Berlin 1951, Springer
- [3] ● Vilbly, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. 4. Aufl., Leipzig 1944, Akadem. Verlagsgesellschaft.
- [4] ● Kotowski, P., u. Sobotka, H.: Drahtloser Überseeverkehr. 2. Aufl., Stuttgart 1950, Hirzel
- [5] Fischer, K., Klawun, W., u. Petzoldt, H.: Das Presse- und Informationsamt in Bonn. Telefunken-Ztg. Bd. 29 (1956) Nr. 114, S. 267–276
- [6] ● Strutt, M. J. O.: Moderne KW-Empfangstechnik. Berlin 1939, Springer

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

PERSÖNLICHES

Dr. F. Mörtzsch †

Dr.-Ing. Friedrich Mörtzsch, Leiter der Presseabteilung der AEG, ist am 5.12.1960, kurz nach Vollendung seines 60. Lebensjahres, gestorben. Er studierte an der Technischen Hochschule seiner Heimatstadt Dresden und erkannte bereits in den ersten Jahren seiner beruflichen Tätigkeit die Notwendigkeit einer starken Popularisierung der Technik und aller damit zusammenhängenden Probleme. Nach dem Kriege leitete er zunächst als Hauptgeschäftsführer die Industrie- und Handelskammer Hildesheim. 1947 trat er dem Redaktionsstab der Tageszeitung „Die Welt“ bei. 1951 übernahm er die Leitung der Pressestelle der AEG.

Dr. Mörtzsch, der Vorsitzender der Arbeitsgruppe „Industriefilm“ im BDI und zweiter Vorsitzender der Deutschen Public-Relations-Gesellschaft war, hat sich in den letzten Jahren vor allem für den Industriefilm eingesetzt. Er trug dazu bei, daß dieses Informationsmittel heute ein weitverbreiteter Mittler zwischen Technik und Öffentlichkeit ist. Aus der umfangreichen Liste seiner Veröffentlichungen seien die Bücher „Elektrowärme“, „Offenheit macht sich bezahlt“ und „Die Industrie auf Zelluloid“ genannt.

E. Rostig Verkaufs- direktor bei Perpetuum-Ebner



Der Verkaufsleiter von Perpetuum-Ebner, Ernst Rostig, wurde in Anerkennung der besonderen Verdienste, die er um seine Firma erworben hat, zum Verkaufsleiter ernannt.

W. Hinkelmann 25 Jahre bei Philips

Der Leiter des zur Apparatefabrik Wetzlar zählenden Werkes Herbhorn, Walter Hinkelmann, feierte am 1.12.1960 das Jubiläum seiner 25jährigen Firmenzugehörigkeit. Schon kurz nach seinem im Jahre 1935 erfolgten Eintritt wurde ihm die Betriebsleitung der Apparatefabrik Aachen der Valvo GmbH übertragen. Nach dem Kriege war er am Aufbau der Apparatefabrik Wetzlar maßgeblich beteiligt und leitet seit 1947 das Zweigwerk Herbhorn, in dem Kondensatoren hergestellt werden.

Dr. Hücking Geschäftsführer der Fachabteilung 14 im ZVEI

Der Geschäftsführer der Fachabteilung, Friedrich Römer, wird wegen Erreichens der Altersgrenze sein Amt niederlegen. Als sein Nachfolger wurde Dr. Hücking berufen, der sich bereits seit einiger Zeit in sein neues Arbeitsgebiet einarbeitet.

A. Kögl und O. Siewek Beiratsmitglieder der Fachabteilung 14 im ZVEI

In der letzten Mitgliederversammlung der Fachabteilung 14 (Rundfunk und Fernsehen) im ZVEI wurde für das ausscheidende Beiratsmitglied Christian Kall (Siemens) Dipl.-Ing. Alois Kögl (Siemens) in den Beirat gewählt.

Dipl.-Ing. Alois Kögl gehört seit 1929 dem Hause Siemens an und war bis 1945 im Arbeitsbereich Klangfilm tätig. Danach übernahm er ein Aufgabenfeld in der Abteilung Rundfunk und Fernsehen, wurde anschließend Verkaufsleiter der Zweigniederlassung Frankfurt/Main und ist seit 1953 Leiter des Vertriebs Rundfunk und Fernsehen in der Siemens-Electrogeräte AG.

Als weiteres Mitglied wurde in einer Nachwahl Generaldirektor Otto Siewek (Grundig) in den Beirat gewählt. Er gehört seit 1926 der Branche an, wo er zunächst 17 Jahre maßgebend im Einzelhandel tätig war. Heute ist er einer der engsten Mitarbeiter des Firmeninhabers, Konsul Max Grundig, mit dem er seit nunmehr 15 Jahren zusammenarbeitet.

Weitere personelle Veränderungen im Beirat der Fachabteilung 14 ergaben sich nicht, da Neuwahlen grundsätzlich nur alle zwei Jahre stattfinden.

*Ein wertvolles Fachbuch
für Benutzer
elektronischer Anlagen*

SPEZIALRÖHREN

Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH

In übersichtlicher Form wird in dem Buch, das ein umfassendes Orientierungswerk über Spezialröhren ist, unter anderem dargelegt, welche technologischen und physikalischen Eigenschaften die in Geräten der industriellen Elektronik oder in Sendeanlagen üblichen Spezialröhren haben, wie die mit ihnen aufgebauten Schaltungen berechnet werden und wo die Röhren mit Vorteil anzuwenden sind. Zu jeder Röhrengruppe sind die technischen Daten mindestens eines typischen Vertreters ausführlich angegeben. Berechnungsbeispiele und Bilder dienen weiter dazu, die Materie kennenzulernen und zu beherrschen.

Für den Benutzer elektronischer Anlagen ist es vorteilhaft, in dem Buch Hinweise darüber zu finden, warum gewisse spezielle Röhren in seinem Gerät verwendet sind und welche Typen als Ersatz gebraucht werden können. Zur Beantwortung dieser Frage, die auch bei importierten elektronischen Geräten von Bedeutung ist, enthält das Werk eine ausführliche Spezialröhren-Vergleichsliste.

INHALT:

Hochvakuumröhren:

Röhren für Verstärker und Meßzwecke — Sende- und Leistungsverstärkeröhren — Katodenstrahlröhren

Gasgefüllte Röhren:

Gasgefüllte Gleichrichterröhren — Thyatronröhren — Ignitronröhren — Stabilisatorröhren — Geiger-Müller-Zählrohre — Relaisröhren

Photozellen:

Symbole — Grundgesetze der Optik und der Photoemission — Katode — Hochvakuumzellen-gasgefüllte Zellen — Photoelektronisches Verhalten der Katode in Abhängigkeit von der Farbtemperatur, der Zeit und anderen Komponenten — Photovervielfacher

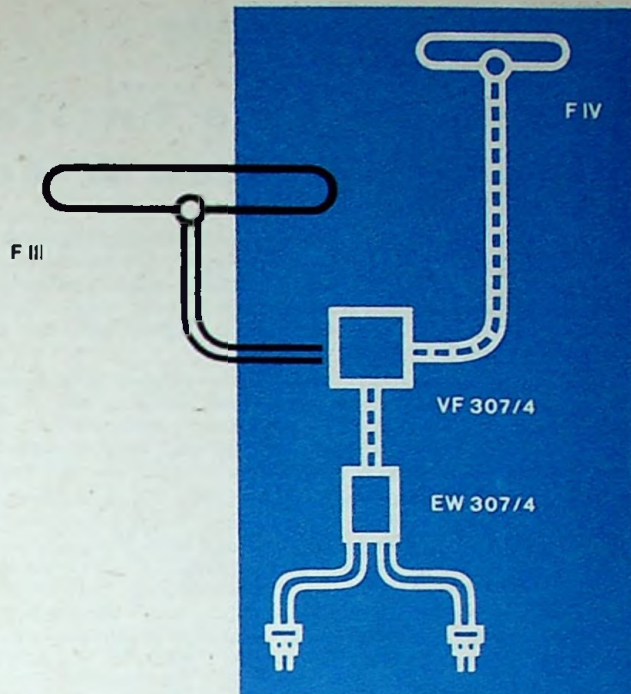
Spezialröhren-Vergleichsliste

439 Seiten • 319 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 32,— DM

Zu beziehen durch alle Buchhandlungen im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde



Das brauchen Sie,

um eine vorhandene Einzel-Fernsehtennen-Anlage für den Empfang des 2. Programmes zu erweitern:

ELTRONIK - Band - IV - Antenne

je nach Empfangslage
(wählen Sie aus unserem reichhaltigen Band-IV-Programm)

ELTRONIK - Verbindungsfilter VF 307/4

in wetterfester Ausführung für Mastmontage **DM 17,40**

ELTRONIK - Empfängerweiche EW 307/4

mit Gehäuse und Anschlußkabeln **DM 13,80**

Diese Bauelemente sind für den Anschluß von Schlauchkabel und abgeschirmtem symmetrischem Kabel geeignet. Wollen Sie die Niederführung mit 60 Ω -Koaxkabel durchführen, setzen Sie in das Verbindungsfilter das

ELTRONIK - Symmetrierglied Sy 200/1

zu **DM 3,80** ein.

In diesem Fall benötigen Sie die

ELTRONIK - Empfängerweiche 207/4

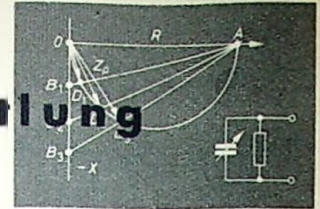
zu **DM 16,—**

Ausführliche Unterlagen und Fachberatung durch unsere Technischen Büros im gesamten Bundesgebiet.



Deutsche Elektronik GmbH.
eine Tochtergesellschaft der
Robert Bosch GmbH.

Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen



In der HF- und NF-Technik kommen vielfach Spulen, Kondensatoren und Widerstände in verzweigten Arbeitsstromkreisen zur Anwendung. Je nach Art der Schaltung müssen oft zeitraubende Berechnungen vorgenommen werden, wenn man sich eine Vorstellung von der zu erwartenden Eigenschaft der Schaltung machen will.

Derartige Berechnungen sind bei verzweigten Stromkreisen meist recht kompliziert, insbesondere dann, wenn es sich um frequenzabhängige Größen (zum Beispiel um den Schein- oder Eingangswiderstand der kombinierten Schaltung) handelt und die Rechnung für mehrere Frequenzen durchgeführt werden muß.

Mit Hilfe von zeichnerischen Verfahren läßt sich die notwendige Rechenarbeit erheblich vereinfachen. Die zeichnerische Methode kann zwar nicht völlig der Rechnung entbehren, jedoch kommen nur einfache Formeln zur Anwendung. Der wesentliche Vorteil der grafisch-rechnerischen Aufgabenlösung besteht darin, daß der Berechnungsvorgang anschaulich und übersichtlich ist. Beherrscht man die einfachen grundsätzlichen Diagramme, dann ist es nicht schwer, sich von der Wirkungsweise der Schaltung ein anschauliches Bild zu machen. Selbst für versierte Techniker ist es oft schwierig, bei Gleichungen mit mehreren veränderlichen Rechengrößen für ein Netzwerk (beispielsweise Kombinationen induktiver und kapazitiver Widerstände bei variabler Frequenz) über den Frequenzgang in einem größeren Bereich etwas auszusagen. Ebenso fallen Rechenfehler bei einer grafischen Methode schnell und rechtzeitig auf, während man mit Formeln erst das ganze Resultat ermitteln muß.

Nachstehend werden die grundsätzlichen Methoden der Ermittlung des resultierenden Scheinwiderstandes oder Eingangswiderstandes von Schaltungskombinationen (Vierpole, Filter usw.) beschrieben. Zum Vergleich – und um den Vorteil der zeichne-

rischen Methode zu zeigen – wird neben der zeichnerischen auch die rechnerische Methode kurz angeführt.

Die grundsätzlichen Begriffe

Für Spulen und Kondensatoren wird der Betrag des Widerstandes, den sie dem Wechselstrom bieten, in gleicher Weise wie für einen ohmschen Widerstand in Ohm angegeben. Diese Bezeichnung erfolgt unter der Voraussetzung, daß dies sogenannte scheinbare Ohm sind, denn in Ohm kann nur ein echter Widerstand angegeben werden.

Der Widerstand von Spulen und Kondensatoren ist von der Frequenz f des Wechselstromes abhängig und verbraucht im Gegensatz zum ohmschen Widerstand keine Leistung, während letzterer eine Leistung verbraucht, die dem Quadrat des durch den Widerstand fließenden Stromes proportional ist.

Man spricht bei Spulen und Kondensatoren von einem „Blindwiderstand“, weil das Produkt von Strom und Spannung beziehungsweise das Quadrat des Stromes multipliziert mit dem Blindwiderstand keine Wirkleistung, sondern eine Blindleistung ergibt, die aus diesen Widerständen wieder zurückgewonnen wird. An Stelle der Bezeichnung „Blindwiderstand“ sind auch die Begriffe „imaginärer Widerstand“ und „Reaktanz“ gebräuchlich.

Während beim echten (ohmschen) Widerstand die angelegte Spannung mit dem durch den Widerstand fließenden Strom in Phase liegt, ist dies bei Blindwiderständen nicht der Fall. Bei diesen Widerständen tritt zwischen Spannung und Strom eine Phasendifferenz von $\frac{1}{4}$ Periode (90°) auf, das heißt, Strom und Spannung stehen im Vektordiagramm senkrecht aufeinander. Bei einer Spule eilt die Spannung dem Strom um 90° voraus; beim Kondensator ist es gerade umgekehrt, der Strom eilt der Spannung

ALLEN FREUNDEN UNSERES HAUSES
EIN ERFOLGREICHES UND GLÜCKLICHES
NEUES JAHR!



LOEWE  OPTA

BERLIN/West
KRONACH/Bay
DÜSSELDORF

um 90° voraus. Um mit Blindwiderständen in ähnlicher Weise wie mit ohmschen Widerständen arbeiten zu können, hat man sie in bezug auf den ohmschen Widerstand „gerichtet“, indem man den induktiven Blindwiderstand einer Spule rechtwinklig nach oben (Bild 1), den kapazitiven Blindwiderstand eines Kondensators rechtwinklig nach unten (Bild 2) von einem ohmschen Widerstand aus aufträgt.

Der Gesamtwiderstand Z_r der Reihenschaltung von Widerstand R und Spule L ist nun in seinem Charakter weder ohmsch noch induktiv, sondern durch beide bestimmt; desgleichen ist dies bei der Reihenschaltung von Widerstand R und Kondensator C der Fall.

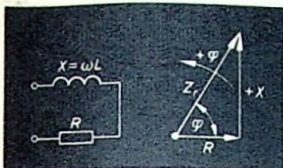
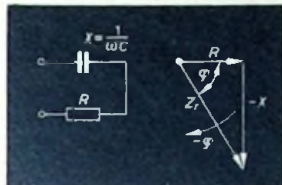


Bild 1. Reihenschaltung von Widerstand R und Spule L sowie Diagramm zur zeichnerischen Ermittlung des Reihewiderstandes Z_r

Bild 2. Reihenschaltung von Widerstand R und Kondensator C sowie Diagramm zur zeichnerischen Ermittlung des Reihewiderstandes Z_r



Der Gesamtwiderstand Z_r ist nun in beiden Fällen nicht die algebraische Summe von ohmschem Widerstand und Blindwiderstand, sondern deren geometrische Summe, bei der die Richtung des Blindwiderstandes berücksichtigt ist.

Nach Bild 1 erhält man den Gesamtwiderstand Z_r aus Wirkwiderstand R und dem Blindwiderstand X ($= \omega L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 6,28 \cdot f \cdot L$) aus Gl. (1) (geometrische Summe)

$$Z_r = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad (1)$$

die auch für Bild 2 gilt.

Dieser Summenwert wird Scheinwiderstand oder Impedanz genannt.

Unter Anwendung der komplexen Zahlenrechnung wird dieser Scheinwiderstand Z_r auch nach Gl. (2a) und (2b) ausgedrückt.

$$\text{Spule: } Z_r = R + jX \quad (\text{mit } X = \omega L) \quad (2a)$$

oder

$$\text{Kondensator: } Z_r = R - jX \quad \left(\text{mit } X = \frac{1}{\omega C} \right) \quad (2b)$$

Der Buchstabe j entspricht $\sqrt{-1}$, wobei $+j$ eine positive Drehung (positiver Winkel) und $-j$ eine negative Drehung (negativer Winkel) von 90° bedeuten (s. Bilder 1 und 2).

Der Winkel φ des Scheinwiderstandes Z_r ist aus dem rechtwinkligen Dreieck, das R , X und Z_r bilden, leicht zu berechnen.

Die Reihenschaltung von R und L beziehungsweise R und C beziehungsweise von R , L und C (Gl. 3) ist also sowohl leicht zu berechnen als auch einfach zeichnerisch darzustellen.

$$Z_r = R + jX_{(L)} - jX_{(C)} \quad (3)$$

Durch die Einführung des Blindwiderstandes mit der Richtgröße $j = \sqrt{-1}$ kann man die Gleichungen für parallelgeschaltete Widerstände auch auf die Blindwiderstände und auf solche, die aus ohmschen Widerständen und Blindwiderständen bestehen (das heißt also auch auf Scheinwiderstände), anwenden. Nur sind diese Berechnungen äußerst langwierig und für manchen mit Schwierigkeiten verbunden. Um die Schwierigkeiten zu umgehen und außerdem eine anschauliche Darstellung zu gewinnen, wird die zeichnerische Ermittlung von parallelgeschalteten Widerständen gleich welcher Art gezeigt, die außer diesen Vorzügen auch einen Einblick in die Wirkungsweise dieser Schaltung und deren Frequenzverlauf gewährt.

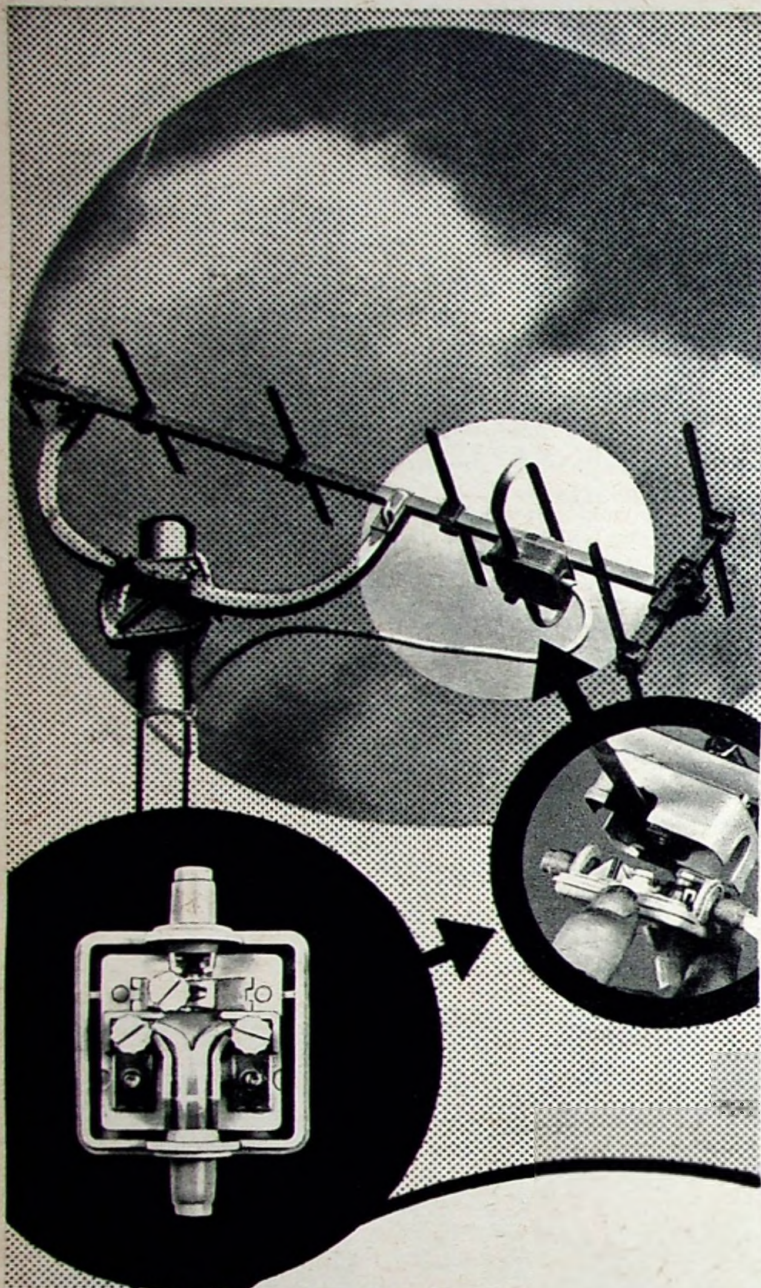
Mathematische Zwischenbetrachtung

Die nachstehenden Ausführungen dienen lediglich zum Beweis, mit welchem Aufwand die Rechnung und die Zeichnung arbeiten, wenn der nächstschwierige Fall, nämlich die Parallelschaltung eines Widerstandes und eines Blindwiderstandes, in Betracht kommt.

R sei für den ohmschen Widerstand und jX für den Blindwiderstand gesetzt, und zwar in diesem Fall entsprechend einer Parallelschaltung von Widerstand und Spule. Der Kombinations-

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehröhren • Bildröhren
Spezialröhren • Transistoren
Germanium-Dioden • Senderöhren
Photozellen

TUNGSRAM



Der springende Punkt

bei allen fuba-Dezi-Antennen ist das fest im Anschlußkastendeckel eingebaute Symmetrierglied.

Nach Aufbau der Antenne werden die Leitungskontakte in bequemer Arbeitshaltung an Klemmen, die sowohl für Flachband- als auch für Koaxial-Leitung vorhanden sind, angeschlossen. Im Band IV kommt es auf gute Kontakte an. Höchste Betriebssicherheit gewährt die Verwendung des Koaxialkabels GK 02.

fuba

- ANTENNENWERKE

HANS KOLBE & CO.

Bad Salzdetfurth/Hann. - Günzburg/Donau

widerstand ist ein Scheinwiderstand Z_p , der sich aus den Gleichungen (4a) und (4b) berechnen läßt.

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX} \quad (4a)$$

$$Z_p = \frac{R \cdot jX}{R + jX} \quad (4b)$$

Den Winkel dieses Scheinwiderstandes anzugeben, ist nicht ohne weiteres möglich, da der Nenner ein Scheinwiderstand ist, also nicht reell ist. Durch Erweitern von Gl. (4b) mit dem sogenannten konjugiert komplexen Wert des Nenners wird dieser erst reell gemacht, sodann der Zählerwert nach Wirk- und Blindwiderstand aufgeteilt, wodurch sich erst der Winkel aus dem Verhältnis von Blind- und Wirkwiderstand (aus der Tangensfunktion) bestimmen läßt.

Die Erweiterung der Gl. (4b) erfolgt nach Gl. (5) in der Weise, daß die rechte Seite im Zähler und Nenner mit $(R - jX)$ multipliziert wird.

$$Z_p = \frac{R \cdot jX}{R + jX} \cdot \frac{R - jX}{R - jX} \quad (5)$$

Multipliziert man die rechte Seite der letzten Formel aus, dann erhält man Gl. (6).

$$Z_p = \frac{RX^2 + jXR^2}{R^2 + X^2} = \frac{R}{\left(\frac{R}{X}\right)^2 + 1} + j \frac{X}{\left(\frac{X}{R}\right)^2 + 1} = R' + jX' \quad (6)$$

Der zum Scheinwiderstand Z_p gehörende Phasenwinkel φ kann nun aus Gl. (7) bestimmt werden.

$$\tan \varphi = \frac{X'}{R'} \quad (7)$$

Wird der Betrag des Scheinwiderstandes gefordert, dann ist dieser aus der geometrischen Summe nach Gl. (8) zu ermitteln.

$$Z_p = \sqrt{R'^2 + X'^2} \quad (8)$$

An diesem noch einfachen Fall einer Spule mit parallelgeschaltetem Widerstand ist hinreichend ersichtlich, welcher Aufwand für die rechnerische Methode erforderlich ist. Will man nun noch erkennen, wie sich Z_p ändert, wenn R oder L (beziehungsweise X) geändert wird, dann ist die Berechnung noch umfangreicher.

Mit diesem Beispiel soll diese Zwischenbetrachtung abgeschlossen und nun die wesentlich einfachere zeichnerische Ermittlung von Betrag und Winkel für dasselbe Beispiel gezeigt werden.

(Wird fortgesetzt)

FT-WERKSTATTWINKE

Verformte Leuchtsektoren bei der EM 80

In der Reparaturpraxis werden manches Mal die „verbogenen“ Leuchtsektoren der EM 80 beanstandet. Es kommt vor, daß dieser Fehler erst während einer Reparatur auftritt, und zwar besonders dann, wenn das Magische Auge zum Beispiel beim Chassisausbau mit ausgebaut werden mußte. Durch ungewollte Annäherung der EM 80 an einen streureichen permanenten Magneten der Lautsprecher wird dabei das Elektrodensystem der Röhre zum Teil bleibend und oft unsymmetrisch magnetisiert. Dieser Restmagnetismus bewirkt eine unsymmetrische Auslenkung der Katodenstrahlen und ist meistens die Ursache der schiefen Leuchtwinkelsektoren einiger Abstimmanzeigeröhren.

Die Beseitigung derartiger Fehler kann man am besten mit einer Löschdrossel für Tonbandgeräte durchführen. Dazu wird die Drossel in einer Entfernung von etwa einem Meter von der Röhre eingeschaltet und dann langsam der Röhre bis auf wenige Zentimeter genähert. Nachdem man für kurze Zeit das Streuwechselfeld der Drossel auf die Röhre hat einwirken lassen, entfernt man die Drossel langsam und schaltet sie erst dann wieder aus, wenn der Abstand zwischen Drossel und Röhre mindestens einen Meter beträgt.

Nach erfolgter Entmagnetisierung arbeiten so behandelte Röhren wieder einwandfrei; man spart den Röhrenersatz und damit oft eine unerfreuliche Debatte mit dem Kunden, wenn der Fehler (wie angedeutet) bei einer Reparatur des Empfängers verursacht worden ist.

In den meisten Fällen ist bei diesem Verfahren ein Ausbau der Röhre nicht erforderlich.

W. Schultz

Hi-Fi-Mischverstärker „0460“. FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 22 S. 789-790

Das für diesen Verstärker verwendete Leistner-Gehäuse „5c“ wird nicht mehr hergestellt. Bei Benutzung eines anderen Gehäuses muß der Aufbau des Verstärkers entsprechend abgewandelt werden. Wer einen pultförmigen Aufbau der Bedienungsregler bevorzugt, kann beispielsweise das Gehäuse „5f“ von Leistner wählen (Grundfläche des Pultes 330 x 265 mm; Montagefläche unter perforierter Haube 330 x 175 mm).

Vierspur-Tonbandgerät in Miniaturausführung

Bei geschickter Ausnutzung aller Möglichkeiten läßt sich ein vollwertiges batteriegespeistes Tonbandgerät so klein gestalten, daß es ein ausgesprochenes Taschenformat hat. Das beweist ein Versuchsgesetz, das einschließlich des Bandantriebs, des Motors, getrennter Aufnahme- und Wiedergabeverstärker und der Batterien nur 5 x 8 x 16 cm groß ist. Selbstverständlich werden entsprechend kleine Bandspulen verwendet. Das Gerät, das für die gleichzeitige Aufnahme von vier Spuren eingerichtet ist und mit einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s arbeitet, wurde in den Laboratorien der Ampex Corp. geprüft, wo man feststellte, daß seine Leistungsfähigkeit mit der eines Studiogerätes durchaus vergleichbar ist.

Getrennte Aufnahme- und Wiedergabeverstärker, und zwar mit je vier identischen Kanälen zum gleichzeitigen Aufsprechen und Abhören der vier Spuren, sowie getrennte Sprech- und Hörköpfe wurden eingebaut, weil auf diese Weise durch den Fortfall aller Schalter trotzdem noch Platz eingespart werden konnte. Mit Hilfe von Schaltbuchsen werden die jeweils benutzten Verstärker automatisch durch Einstöpseln der Mikrofone oder Hörer eingeschaltet. Besonders interessant ist jedoch, wie das Problem des Antriebsmotors, der von den eingebauten Batterien gespeist werden muß, gelöst wurde. Bisher hat man in batteriegespeisten Bandgeräten für den Bandantrieb durchweg kleine Gleichstrommotoren verwendet, die aber mit geringem Wirkungsgrad arbeiten und deren Laufgeschwindigkeit nicht genügend konstant ist, wenn sich die Batterien allmählich erschöpfen. Es sind daher Regler erforderlich, die viel Raum beanspruchen und für ein Taschengerät unzuweckmäßig sind, zumal sie leicht elektrische Störungen in den dicht benachbarten Verstärkern hervorrufen können.

Aus diesem Grunde wurde ein einfacher und billiger Dreiphasen-Synchronmotor (Synchro-Steuermotor) in Miniaturausführung benutzt, der das Band mit einer absolut gleichmäßigen Geschwindigkeit von 9,5 cm/s durchzieht und dabei einen Strom von 40 mA bei einer Batteriespannung von 9 V verbraucht. Der Stator des Motors hat drei sternförmig geschaltete Wicklungen, die von den drei Phasen erregt werden und ein umlaufendes Feld erzeugen, sowie eine Rotorwicklung. Zur Speisung dieser vier Wicklungen, nämlich der Statorwicklungen L1, L2 und L3 sowie der Rotorwicklung L4, dient ein transistorisierter Wechselrichter, dessen Schaltung etwa einem dreistufigen Ringzähler entspricht (Bild 1). Der Wechselrichter wird von einem mit T1 bestückten Oszillator gesteuert, der mit der drei-

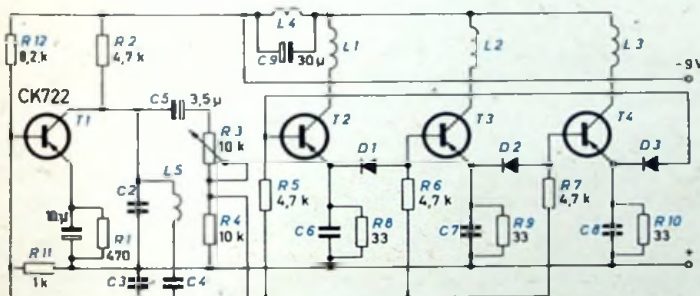


Bild 1. Generator für die Erzeugung des Dreiphasenstromes zur Speisung des Synchronmotors

fachen Frequenz der den Motor speisenden Grundfrequenz schwingt. Jede Periode der Oszillatorschwingung schaltet kurzzeitig eine der drei Stufen T2, T3 oder T4 ein, und zwar so, daß alle drei Stufen abwechselnd in zyklischer Folge eingeschaltet werden und ein Zyklus sich über drei Perioden der Oszillatorschwingungen erstreckt. Die drei Statorwicklungen L1, L2 und L3 des Synchronmotors liegen in den Kollektorleitungen der Transistoren T2, T3 und T4 und werden daher ebenfalls abwechselnd und zyklisch von rechteckigen Stromimpulsen, die in ihrer Wirkung einem Dreiphasenstrom entsprechen, durchflossen.

Die Rotorwicklung L4 wird von den aufeinanderfolgenden Impulsströmen aller drei Statorwicklungen durchflossen. Der L4 parallel liegende Kondensator C9 glättet diesen Strom, so daß in L4 praktisch ein Gleichstrom fließt. Der dadurch gepolte Rotor läuft mit dem umlaufenden Feld synchron mit.

Die Zeitkonstante der RC-Glieder in den Emitterleitungen der drei Transistoren T2, T3 und T4 ist etwa ein Viertel so groß wie die Periode des für den Motor erzeugten Dreiphasenstromes. Die Dioden D1, D2 und D3 haben die Aufgabe, den von dem Oszillatortransistor T1 kommenden Spannungsimpuls immer zu dem jeweils folgenden nichtleitenden Transistor des Zählers zu führen. Dieser Transistor wird nun leitend, während der davor befindliche, bisher leitende Transistor dabei in seine gesperrte Stellung zurückkippt. Der Generator nach Bild 1 arbeitet zusammen mit dem Synchronmotor zuverlässiger und sparsamer als ein Gleichstrommotor mit Regler und nimmt trotzdem noch weniger Raum in Anspruch.

Ebenso wie der Generator für den Antriebsmotor, sind auch die Verstärker und der Oszillator für die HF-Vormagnetisierung des Bandes ausschließlich mit Transistoren bestückt. Da sich selbst Montageplatten mit gedruckten Schaltungen als zu groß und sperrig erwiesen, wurden die Einzelteile auf Polystyrolstreifen zusammengebaut, in



IN PARIS

FORTE DE VERSAILLES

vom 17. bis 21.

Februar

1961

4. internationale Ausstellung elektronischer Bauelemente

die grösste
Weltgegenüberstellung
auf dem Gebiet
der Elektronik

FÉDÉRATION NATIONALE DES
INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES

23, rue de Lübeck, Paris 16* - PAS. 01.16

INTERNATIONALE SYMPOSIUM ÜBER HALBLEITEREINRICHTUNGEN

unter der Leitung von der
FÉDÉRATION NATIONALE DES
INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES

organisiert bei der
Société Française
des Electroniciens et
Radio-Electriciens

UNESCO-HAUS - PARIS
125, AVENUE DE SUFFREN
vom 20. bis 25. Februar 1961



BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM
Gruppe Hochfrequenztechnik und Röhren,

wünscht allen Fachfreunden **ein erfolgreiches neues Jahr!**

Wir danken gleichzeitig allen Kunden für das bewiesene Vertrauen.

BROWN, BOVERI & CIE. AG., MANNHEIM

BBC

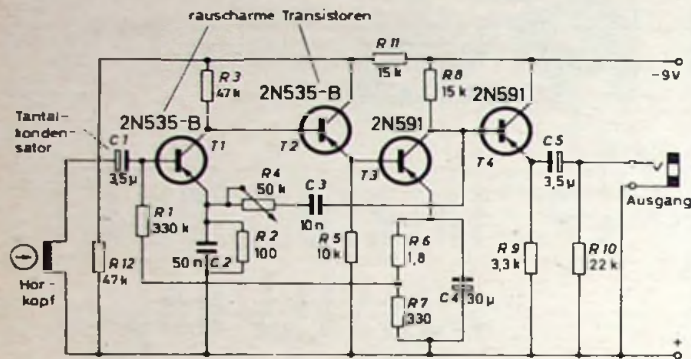
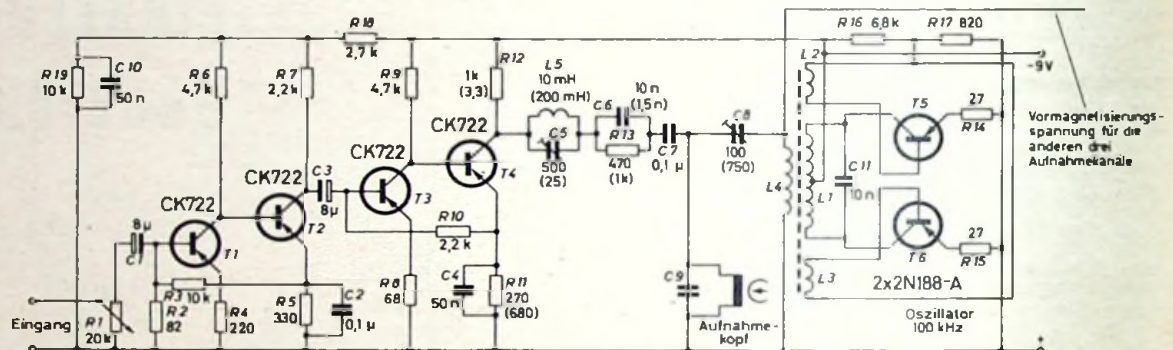


Bild 2 (oben). Vollständige Schaltung eines Kanals des vierkanaligen Wiedergabeverstärkers

Bild 3. Ein Kanal des Aufnahmeverstärkers und der allen vier Kanälen des Aufnahmeverstärkers gemeinsame Oszillator für die HF-Vormagnetisierung



die ihre entsprechend abgeboenen Drahtanschlüsse mittels eines heißen LötKolbens eingeschmolzen wurden. Die Verdrahtung erfolgte dann in konventioneller Art. Auf diese Weise konnten beispielsweise alle vier Kanäle des Wiedergabeverstärkers mit fast 100 Einzelteilen auf einem einzigen Polystyrolstreifen untergebracht werden, indem man sie in je zwei Lagen zu beiden Seiten des Streifens anordnete. Das gesamte Aggregat dieses vierkanaligen Wiedergabeverstärkers ist nicht größer als 9 x 2,5 x 1,3 cm.

Die Schaltung eines der vier identischen Wiedergabeverstärker geht aus Bild 2 hervor. An den Eingangskreis des Verstärkers sind zwei Forderungen zu stellen, deren Erfüllung für einen guten Frequenzgang erforderlich ist. Der Hörfopf muß über einen Kondensator C1 an den Eingang angekoppelt werden, um eine Gleichstrommagnetisierung des Kopfes zu vermeiden. Damit aber auch die Tiefen durch diesen Kondensator nicht gedämpft werden, müßte seine Kapazität so groß sein, daß er für das Taschengerät untragbare Abmessungen haben würde. Andererseits muß der Verstärkereingang eine so hohe Impedanz haben, daß er den Kopf nicht unzulässig belastet und kein Absinken der Höhen verursacht. Diese beiden Eigenschaften sind weitgehend durch eine zweifache Gegenkopplung verwirklicht.

Eine Spannungsgegenkopplung führt von der Basis der letzten Stufe T4 über C3 und R4 zum Emitter der Eingangsstufe T1 und wirkt mit dem Emitterglied C2, R2 zusammen. Dadurch entsteht eine große Eingangsimpedanz bei hohen Frequenzen. Außerdem geht eine Stromgegenkopplung vom Emitternetzwerk R6, R7, C4 der vorletzten Stufe über R1 zur Basis der Eingangsstufe und erniedrigt die Eingangsimpedanz für tiefe Frequenzen so stark, daß ein Tantal-kondensator mit verhältnismäßig kleiner Kapazität für C1 genommen werden kann. Diese beiden zusammenwirkenden Gegenkopplungen arbeiten mit einer Phasendrehung, die die Gegenkopplung sowohl für die hohen als auch für die tiefen Frequenzen herabsetzt und damit Höhen und Tiefen anhebt. Außerhalb dieser Grenzen steigt die Gegenkopplung jedoch stark an, so daß ein verhältnismäßig scharf begrenztes Frequenzband von den Tiefen bis zu den Höhen recht gleichmäßig verstärkt wird. Im ganzen wird dadurch eine induktiv wirkende Eingangsimpedanz erreicht, die den geforderten Frequenzgang und einen verbesserten Rauschabstand ergibt. Für die beiden ersten Stufen T1 und T2 werden besonders rausch-arme Transistoren in Kleinstausführung benutzt.

Die Justierung der Wiedergabeverstärker ist recht kritisch und muß mit Hilfe von Tonfrequenzgenerator und Katodenstrahloszilloskop vorgenommen werden. Zuerst muß durch sorgfältiges Einstellen von R7 der Arbeitspunkt genau auf die Mitte des geraden Kennlinien-teils gebracht werden, um minimale Verzerrungen zu erhalten. Dann ist durch Korrektur von C2, C3, C4 und R4 die Wiedergabe-Frequenzkurve so weit wie möglich auszugleichen. Mit Hilfe von C2 kann man die Anhebung der Höhen und mit Hilfe von C4 die Anhebung der Tiefen in gewissen Grenzen regulieren. Das ermöglicht

auch eine Anpassung an die Eigenschaften der jeweils benutzten Hörföpfe.

Bild 3 zeigt einen der vier identischen Kanäle des Aufnahme-verstärkers sowie den allen vier Kanälen gemeinsamen Oszillator für die HF-Vormagnetisierung. Der Verstärker hat einen Klirrfaktor von weniger als 1%. T1 und T2 arbeiten als Vorverstärker mit einer Höhenanhebung und steuern die beiden letzten, gegengekoppelten Stufen T3 und T4 aus, die eine weitere Anhebung der hohen Frequenzen bewirken. Der den Vormagnetisierungsstrom erzeugende Gegentakt-Oszillator T5, T6 schwingt mit einer Frequenz von 100 kHz und liefert eine verzerrungsarme Sinusspannung von etwa 25 V an jeden Aufnahmekopf. Diese 100-kHz-Spannung wird durch ein Sperrfilter L5, C5, C6 und R13 von der Verstärker-Endstufe ferngehalten. Zu diesem Zweck ist der Parallelschwingkreis L5, C5 auf 100 kHz abgestimmt. L5 und C6 bilden zusammen einen Reihen-resonanzkreis, der auf 15 kHz abgestimmt ist und dadurch die Höhen noch mehr anhebt. Diese Anhebung wird noch durch C4 unter-

stützt, der die Frequenzen oberhalb von 8000 Hz ableitet und für die Gegenkopplung unwirksam macht.

Durch C9 wird die Resonanz des Aufnahmekopfes auf die Frequenz der Vormagnetisierung, also auf 100 kHz, gebracht. Der Oszillator muß mit der Resonanzfrequenz des Aufnahmekopfes in Übereinstimmung gebracht werden, indem seine Verbindung mit dem Verstärker vorübergehend bei C7 aufgetrennt wird, worauf man durch Einstellung von C8 die Oszillatorspannung auf einen Höchstwert einregelt. Nachdem die Verbindung mit dem Verstärker über C7 wiederhergestellt ist, wird C5 so lange verändert, bis am Kollektor von T4 ein Minimum der Oszillatorspannung zu beobachten ist. Ähnlich wie bei dem Wiedergabeverstärker, wird schließlich durch Justieren von C2, C4, C6 und R13 ein gleichmäßiger Verlauf der Frequenzkurve des Aufnahmeverstärkers eingestellt.

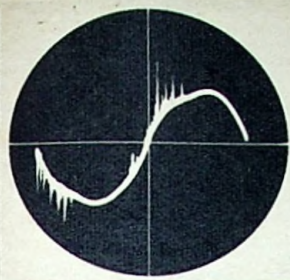
(Johnson, K. O.: 4 track stereo-matchbox size. Radio-Electron. Bd. 31 (1960) Nr. 7, S. 76)

Röhren-Taschen-Tabelle, 8. Aufl. München 1960, Franzis-Verlag, 190 S. m. 732 Sockelschaltungen. 12,5 x 18 cm. Preis brosch. 5,90 DM.

Rund 2800 Röhren weist das Typenverzeichnis mit Angaben der Hersteller und zum größten Teil auch der Bruttopreise nach. Im Hauptteil sind jeweils in 33 Spalten die wichtigsten technischen Daten von Empfänger- und Verstärker-Röhren genannt. Es schließen sich Angaben für Gleichrichter-Röhren, Katodenstrahlröhren und Spannungs-regelröhren an. Die Sockelschaltungen der Röhren sind zweckmäßig nach Sockelarten geordnet - zusammengefaßt.

VARTA-Führer durch Deutschland, 3. Ausgabe 1960/61. Herausgegeben von der VARTA Accumulatoren-Fabrik AG, bearbeitet von J. Ahlmann u. W. Dierks. Stuttgart 1960, Mairs Geographischer Verlag. 768 S. m. über 200 Stadtplänen und Karten. 11 x 20 cm. Preis geb. 10,80 DM.

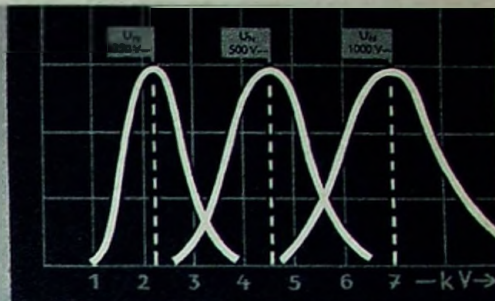
Von 4525 westdeutschen Orten (einschließlich Westberlin) sind in kürzester Form die wichtigsten Angaben über Art des Ortes, Einwohnerzahl, Lage und Sehenswürdigkeiten verzeichnet. Der „Steckbrief“ von 13577 Hotels und Restaurants gibt dabei beispielsweise sehr wichtige Hinweise auf Anschriften, Klasse, Übernachtungsmöglichkeiten, ruhige Lage, Komfort, Preise und Güte des Essens. Besonders angenehme Hotels, Hotels mit Besonderheiten, Autobahn-Rasthäuser, internationale berühmte Küchen, gastronomische Spezialitäten deutscher Landschaften, zoologische und botanische Gärten, Tropstein- und Felshöhlen usw. sind zusätzlich in besonderen Aufstellungen zusammengefaßt. Die Ausschnitte von über 200 Stadtplänen erleichtern dem Autofahrer die Orientierung bei Besuch und Durchfahrt. Für alle, die viel unterwegs sind, ist der VARTA-Führer eine wertvolle Hilfe und ein gern benutzter Ratgeber.



Die qualitätsmäßigen Eigenschaften von Kleinkondensatoren werden bestimmt durch Isolationswiderstand, Verlustwinkel, Feuchtigkeitssicherheit und Temperaturbereich. Für die moderne Anwendungstechnik verdienen zwei weitere Merkmale besondere Beachtung:

IONISATIONSGRENZE UND MITTLERE DURCHSCHLAGSSPANNUNG

Diese beiden Meßgrößen bestimmen entscheidend das Lebensdauerverhalten der Kondensatoren.



Tropydur
KONDENSATOREN

sind auf Grund ihres Herstellungsverfahrens weitestgehend frei von Luftfein-schlüssen. Dies erklärt das besonders günstige Ionisationsverhalten und die hohe mittlere Durchschlagsspannung. WIMA-Tropydur-Kondensatoren werden millionenfach in Rundfunk- und Fernsehgeräten verwendet!

WILHELM WESTERMANN

SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN • MANNHEIM

Symbole fortschrittlichen Bastelns

spiegeln sich
im neuen

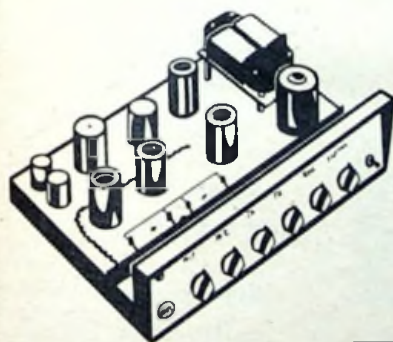


RIM-BASTELBUCH 1961

über 60 Selbstbauvorschläge

240 Seiten, davon 120 zweifarbig

Formschönheit, Betriebssicherheit, klarer Verdrahtungsaufbau, vielseitige Ausbaumöglichkeit, leichtverständliche Bauanleitungen



Bei Vorkasse: Inland
DM 3,-, Ausland DM 3,40
Nachnahme nur Inland
DM 3,40
Postcheck-Konto:
München 13753

München 15
Bayerstr. 25

RADIO-RIM

Olympia

vorteilhaft mit der
Spezialtastatur für

Elektrofachleute

Die Spezialtastatur der OLYMPIA-Schreibmaschine enthält die vom Elektrofachmann stets gebrauchten Fachzeichen und Abkürzungen:



Handschriftliche Einfügungen und viele Anschläge werden durch die Spezialtastatur eingespart.

Ausführliche Druckschriften senden Ihnen

OLYMPIA WERKE AG. WILHELMSHAVEN

Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szebehelyl, Hamburg-Gr. Plottbek, Grottenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren. Berlin W 35

Röhren aller Art kauft: Röhren-Müller, Frankfurt/M., Kaufunger Str. 24

Verkäufe

NORDFUNK Elektronik-Verband
Neue Anschrift:
Bremen, Herdentorsteigweg 43
1 Minute vom Hauptbahnhof



ARLT'S seit über 30 Jahren begehrt Bau-teile-KATALOG 1960/II. Auflage ist neu erschienen und im Versand und Stadtverkauf erhältlich!

Transistor-Liste -40 (Schutzgehühr) Röhren-Liste kostenlos
Fachliteratur-Liste kostenlos

Unser Verkaufsprogramm:

Röhren, Transistoren, Werkzeuge sowie alle elektronisch. Bauteile, Fachliteratur, Tonbandgeräte, Plattenspieler, Schallplatten, Elektrogeräte sowie elektrophysikal. Lehrgeräte, Rokalbahnen usw.

Inland: Katalog 2,- Vorkasse 2,50 Nachnahme 3,-
Ausland: Katalog NUR VORKASSE 3,-

ARLT RADIO ELEKTRONIK Bin.-Neukölln, Karl-Marx-Str. 27, Postf. 2
Ruf 60 11 04, Postcheck Berlin-W. 197 37
Düsseldorf 1, Friedrichstr. 61a, Telefon 80001, Postcheck Essen 37 336
Arlt Elektro. Bauteile-Verk., Stuttgart 1, Rotabühlstr. 93, Ruf 62 44 73, Stuttgart 40 103

2 Worte nur müssen Sie schreiben:
Erhitte Taschenbuch!

... und in wenigen Tagen erhalten Sie gratis das Techniker-Taschenbuch DER WEG AUFWÄRTS von Dr.-Ing. Christiani. Dieses wertvolle Techniker-Taschenbuch zeigt Ihnen den Weg zu Ihrem beruflichen Aufstieg. Also schreiben Sie heute noch auf eine 10 Pfennig-Postkarte: Erhitte Taschenbuch. Adresse: Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1067

QUARZE

aus der Neuherstellung und aus US-Beständen in größter Auswahl. Prospekte frei.

Quarze vom Fachmann — Garantie für jedes Stück!

WUTKE-QUARZE
Frankfurt/Main 10, Hainerweg 271 d
Telefon 6 22 68

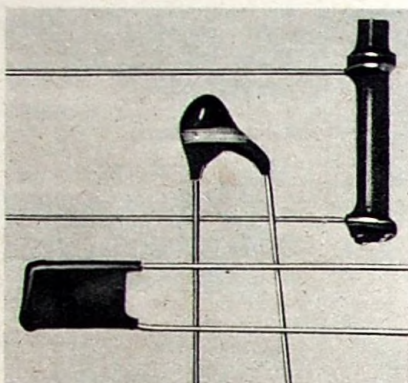
VALVO

FESTKONDENSATOREN UND VARIABLE KONDENSATOREN

Keramische Kleinkondensatoren

Gruppe I
für
frequenzbestimmend
Kreise

Gruppe II
zur Entkoppelung



Keramische Leistungs- kondensatoren

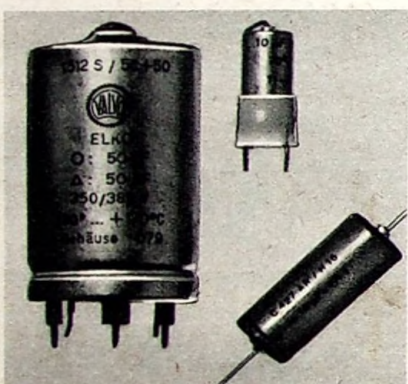
für
Nachrichtensender

für
Industriegeratoren



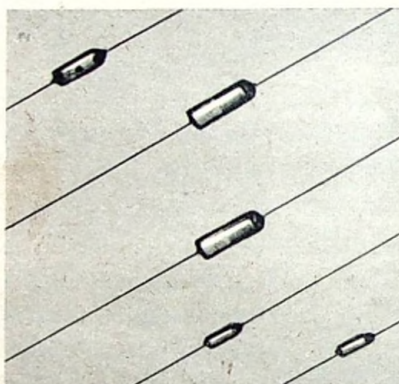
Elektrolyt- kondensatoren

mit
Befestigungssockel
in freitragender
Bauweise

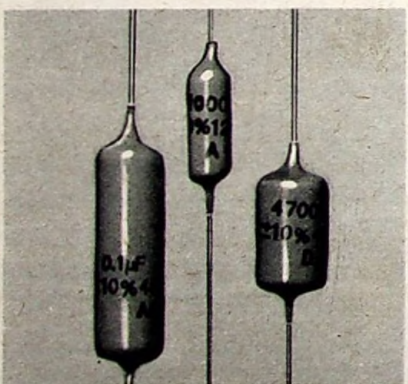


Tantal-Elektrolyt- kondensatoren

in nasser Bauweise



Polyester- kondensatoren

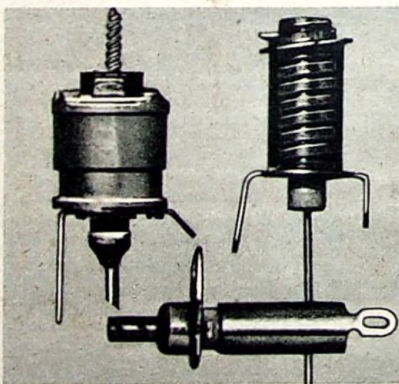


Keramische Rohrtrimmer

Konzentrische Lufttrimmer

Trimmer

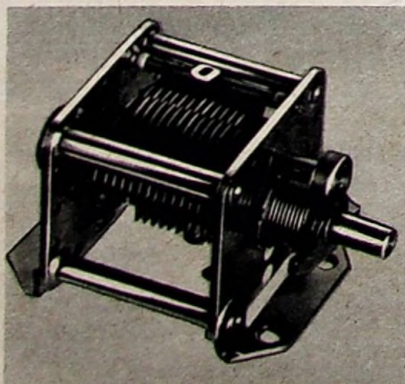
für gedruckte
Schaltungen



Luftabgleich- kondensatoren

Regelkondensatoren

Korrektions- kondensatoren



VALVO GMBH HAMBURG 1