



BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D

2 | 1962 +
2. JANUARHEFT
mit FT-Sammlung

Neue Anschrift des ZVEI

Der Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V. (ZVEI) hat jetzt sein neues Haus bezogen. Die Anschrift lautet: Frankfurt am Main S 10, Stresemann-Allee 19, Postfach 26 051. Telefon: 6 02 21, Fernschreiber: 0 41 1035.

Die Rundfunkanstalten und die weitere Gestaltung des II. Fernsehprogramms

Nach Verlautbarungen der ARD lassen sich Haltung und Tendenzen der bestehenden Rundfunkanstalten zur weiteren Gestaltung des II. Fernsehprogramms etwa im folgenden Vorschlag kurz zusammenfassen:

1962 produzieren die Rundfunkanstalten das provisorische II. Fernsehprogramm. 1963 produziert die neue Mainzer Länder-Fernsehanstalt das II. Programm und hiedmit sich dazu auch der Produktionskapazität der Rundfunkanstalten.

1964 strahlen die Rundfunkanstalten ein Gemeinschaftsprogramm aus (I. Programm) sowie auf regionaler Basis ein weiteres Fernsehprogramm (III. Programm):

die Anstalt Zweites Deutsches Fernsehen produziert ein eigenes Programm (II. Programm).

Philips-Fernsehlehrgänge in München

Nach Beendigung der Fernsehlehrgänge in Hamburg wird die Fernsehschulung des Fachhandels durch die Deutsche Philips GmbH in München fortgesetzt. In der Zeit vom 31. Januar-16. März 1962 sind acht viertägige Lehrgänge vorgesehen (23. 1. bis 26. 1.; 30. 1.-2. 2.; 6. 2.-9. 2.; 13. 2.-16. 2.; 20. 2.-23. 2.; 27. 2. bis 2. 3.; 6. 3.-9. 3.; 13. 3.-16. 3.). Anmeldeformulare für diese Kurse sind bei allen Philips-Filialbüros zu erhalten.

AEG-Umsatz 1960/61

Der Gesamtumsatz der AEG einschließlich ihrer maßgeblichen Beteiligungsgesellschaften, jedoch unter Abzug der gegenseitigen Lieferungen, betrug 2817 Mill. DM im Geschäftsjahr 1960/61 und lag damit um 13 Prozent über dem vergleichbaren Vorjahresum-

satz von 2487 Mill. DM. Die Gesamtbelegschaft stieg von rund 119 000 auf rund 125 000 Beschäftigte.

Kapitalerhöhung bei Körting

Die Körting Radio Werke GmbH in Grassau/Obb. haben die Erhöhung des Stammkapitals von 3 Mill. DM auf 5 Mill. DM beschlossen. Damit wurde das Stammkapital in ein angemessenes Verhältnis zum Eigenkapital gebracht.

Körting, dessen Geschäftsjahr jeweils vom 1. 7. bis 30. 6. läuft, teilt ergänzend hierzu mit, daß gegenüber dem Vorjahr eine weitere Umsatzsteigerung von rund 15% eingetreten ist. Körting führt seine Umsatzsteigerung zum Großteil auf seine Verbindung mit der Neckermann Versand KG zurück, die ihr gesamtes Sortiment an Rundfunk-, Fernseh- und Tonbandgeräten sowie einen Teil der Transistor-Koffer bei Körting bezieht und damit den Alleinvertrieb von Körting-Geräten in der Bundesrepublik übernommen hat.

IRM Deutschland erhöht Stammkapital

Die Gesellschafterversammlung der IRM Deutschland hat am 18. Dezember 1961 beschlossen, das Stammkapital der IRM Deutschland um 56 Mill. DM auf 126 Mill. DM zu erhöhen. Die Kapitalerhöhung dient in erster Linie der Finanzierung der Geschäftsausweitung, insbesondere auf dem Gebiet der elektronischen Datenverarbeitungssysteme.

Tonband-Kompaß für „TK 45“

Moderne Tonbandgeräte bieten mit ihren vielfältigen Möglichkeiten der Aufnahme, Überspielung und Wiedergabe auf den ersten Blick oft eine geradezu verwirrende Fülle von Betriebsarten, so daß der technische Laie nur zu leicht den Überblick verliert. Zur Unterstützung des Fachhandels hält Grundig für das Tonbandgerät „TK 45“ den „Tonband-Kompaß“ bereit, der auf einen Blick die wichtigsten 18 Betriebsarten und jeweiligen erforderlichen Bedienungshandgriffe erken-

nen läßt. Der in Form einer Drehscheibe ausgeführte „Tonband-Kompaß“ ist aber darüber hinaus auch für den Tonbandamateurl ein wichtiges Hilfsmittel, um bei seltener benutzten Aufnahmearten die jeweils zu betätigenden Bedienungshandgriffe mit einem Blick erkennen zu können.

Braun wird Aktiengesellschaft

Die OHG Max Braun wird im Januar 1962 zur Braun Aktiengesellschaft umgewandelt. Die neue Rechtsform soll die Heranziehung von zusätzlichem Kapital erleichtern, um in Zukunft jede weitere gesunde Marktchance wahrnehmen zu können.

Die AG entsteht im wesentlichen durch Umwandlung (Sachgründung) der OHG Max Braun. Das Vermögen der OHG wird zum Buchwert in Höhe von 20 Millionen DM in die AG eingebracht. Das Grundkapital besteht aus zwölf Millionen DM, acht Millionen DM werden als Rücklage ausgewiesen. Die seitherigen Gesellschafter werden den Vorsitz im Aufsichtsrat (Erwin Braun) und im Vorstand (Artur Braun) übernehmen. Der Umsatz der OHG Max Braun im Jahre 1960 betrug 114 Millionen DM. 1961 konnte die Marktstellung weiter gefestigt werden.

Breitband- oder Kanalgruppen-Antennen für Bereich IV/V?

Im Dezemberheft 1961 der Hauszeitschrift „Die Brücke zum Kunden“ äußert die Firma Hirschmann die Ansicht, daß die Mehrkosten für eine große Bandbreite (ganzer Bereich IV/V) bei kleineren Antennen noch vertretbar sind. Bei großen und teuren Yagi-Antennen mit vielen Elementen in Breitbandausführung für den ganzen Bereich IV/V stehen jedoch die Kosten nicht einmal zum nur vermuteten Nutzen in einem vernünftigen Verhältnis. Vergleichstabellen stützen die Ansicht, daß bei größeren Antennen Kanalgruppen-Ausführungen sehr wirtschaftlich sind. In bezug auf ein späteres drittes Programm heißt es: „Eine Anlage mit einer Kanalgruppen-Antenne, die für den heutigen Sendekanal im Bereich IV am günstigsten ist, könnte zudem später für den Empfang eines dritten Programms mit einem Kostenaufwand erweitert werden, der voraussichtlich nicht größer ist als die Mehrkosten einer übermäßig großen Breitband-Yagi-Antenne für Bereich IV/V. Warum soll man dann das Geld schon heute ausgeben? Es ist ja nicht einmal sicher, daß die leere Anlage nicht geändert werden muß, wenn uns das dritte Programm wirklich beschert wird.“

FT-Kurznachrichten	34
Auslandsnachrichten	35
Zukunftsreiche Digital-Technik	37
Der Einfluß der Katodenimpedanz auf die Stabilität von Röhrenverstärkerstufen	38
Persönliches	39
»Oplacard 412« - Universell verwendbares Tonbandgerät	40
Geregelte NF-Verstärker	42
Anwendungen der Digital-Technik	45
FT-Bastel-Ecke	
Transistor-RC-Generator	46
FT-SAMMLUNG	
Impulstechnik	
Impulschaltungen unter der Lupe	47
Für den KW-Amateur	
Moderner leistungsfähiger KW-Sender für die Amateurbänder 80, 40, 20, 15 und 10 m	51
Zwölfkanal-Transistormischpult	52
Hochwertiges Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit direktanzeigendem Ohmmeter	53
Antennenverstärker und Umsetzer in der Dipolanschlusdose?	56
Transistorverstärker	57
FT-Zeitschriftendienst	
Die gleichstrommäßige Reihenschaltung von Empfängeröhren	60

Unser Titelbild: Gas-Chromatograph für die fortlaufende Analyse von Gasgemischen mit Digital-Auswertgerät und Meßwertdrucker Aufnahme: Siemens & Halske AG

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen Zeichnungen vom FT-Labor (Burgleid, Kuch, Neubauer, Schmal, Straube) nach Angaben der Verfasser, Seiten 36, 55, 63 und 64 ohne redaktionellen Text

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352 fachverlage bin, Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Rodke, sämtlich Berlin, Chefkorrespondent: Werner W. Dielenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu, Anzeigenleitung: Walter Barisch, Chefgraphiker: 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: Elnerdruck, Berlin



Dr.-Ing. Ernst Heinrich 25 Jahre bei Siemens

Am 1. Januar 1962 konnte Dr.-Ing. Ernst Heinrich, Leiter des Technischen Pressedienstes im Hause Siemens, sein 25jähriges Dienstjubiläum begangen. In E. Heinrich vereinigen sich in seltener Harmonie die Liebe zu seinem Beruf als Ingenieur mit der Neigung und Aufgeschlossenheit zu technisch-literarischen Arbeiten. Dieser glücklichen Synthese zweier nur selten gleichzeitig anzutreffender Begabungen ist es zuzuschreiben, daß er die Zusammenarbeit mit der internationalen Fachpresse in so musterwürdiger Weise aufbauen und pflegen konnte und daß er sich überall im In- und Ausland größter Beliebtheit erfreut.

Dr. E. Heinrich war nach seinem Eintritt in das Haus Siemens zunächst im Technischen Büro Leipzig tätig. Aber schon vor dem Kriege führte ihn der Weg nach Berlin in die Abteilung Zentralen. Nach dem Kriege trat er zur Hauptverbelegung in Erlangen über, und als 1952 der Technische Pressedienst des Hauses Siemens geschaffen wurde, übertrug man ihm die Leitung dieses verantwortungsvollen Ressorts. Mögen dem Jubilär noch viele Jahre erfolgreicher Arbeit im Dienste des Hauses Siemens und der Pflege des technischen Fachschrifttums beschieden sein.

Auslandsnachrichten

Ilmac 1962

Vom 15. bis 20. 10. 1962 findet in Basel die 2. Ilmac, Internationale Fachmesse und Fachtagung für Laboratoriumstechnik, Meßtechnik und Automatik in der Chemie statt. Nach den bereits jetzt vorliegenden Anmeldungen ist zu erkennen, daß diese Veranstaltung im Vergleich zur 1. Ilmac im Jahre 1959 schon heute eine erheblich höhere Ausstellerszahl hat und eine wesentlich größere Ausstellungsfläche benötigt. An der 1. Ilmac 1959 beteiligten sich 292 Aussteller, davon 134 ausländische Firmen aus 10 Ländern. Der Schweizerische Chemiker-Verband und die Schweizerische Gesellschaft für Automatik werden in Verbindung mit der Fachmesse wiederum internationale Vortragsveranstaltungen veranstalten.

Das neue Nachrichten-Weitverkehrsnetz in Argentinien

Die von der Siemens & Halske AG im Auftrag der argentinischen Postverwaltung geplante und ausgeführte Koaxialkabelverbindung für den Nachrichtenverkehr hat jetzt eine Gesamtlänge von fast 1200 km erreicht. Zwei der sechs Koaxialpaare des mit Druckgas gefüllten und 1,2 m tief verlegten Kabels dienen zur gleichzeitigen Übertragung von 960 Ferngesprächen, 2 Koaxialpaare zur Fernsehprogramm-Übertragung in beiden Richtungen, die restlichen beiden als Reserve.

SEL baut Richtfunknetz in Mexiko

Die Telefonos de Mexico SA erteilte der SEL den Auftrag zur Lieferung und zum Aufbau eines Richtfunknetzes in Mexiko. Die vorgesehenen Anlagen sind Weitverkehrssysteme, die im 4-GHz-Bereich arbeiten und eine Übertragung von 960 Trägerfrequenz gebündelten Fernsprechkabeln oder von einem Fernsehkanal zulassen. Das Projekt setzt sich aus mehreren Streckenabschnitten zusammen, der endgültige Ausbau wird in etwa 2 bis 3 Jahren abgeschlossen sein.

Transistor-Radios in USA immer wichtiger

Von 21 Millionen Radiogeräten, die im letzten Jahr in den USA verkauft wurden, sind 9 Millionen (das sind 43 Prozent) Transistorgeräte. Insgesamt sind jetzt fast 180 Millionen Radiogeräte in den USA in Betrieb. Die NBC veröffentlichte diese Zahlen, um zu zeigen, daß Hörrundfunk auch weiterhin im Fernsehzeitalter modern ist und daß sich der Schwerpunkt im Laufe der letzten Jahre nur vom Tischgerät auf das tragbare Transistorgerät verlagert hat.

Halbleiter in Baugruppenform

P. R. Mallory & Co. Inc. (Du Quoin, Illinois, USA) bietet jetzt Baugruppen an, die jeweils mit mehreren Silizium-Dioden ausgestattet sind und als komplette Gleichrichterstufen eingesetzt werden sollen. Die Gruppen sind mit einem Plastikwerkstoff gekapselt und eignen sich insbesondere für die Verwendung in gedruckten Schaltungen, bei denen es auf einfache Fertigung und gute Raumaussnutzung ankommt. Weitere Zusammenstellungen von Halbleitern sind von dieser Firma entwickelt worden.

Die Herstellung von Gruppen an Stelle von einzelnen Bauteilen wird in den USA immer häufiger. Die Anwendung der Halbleiter-Baugruppen liegt zunächst nach fast ausschließlich im kommerziellen Bereich, während Heimgeräte (Radios, Fernsehempfänger usw.) durchweg weiterhin in der hergebrachten Art gefertigt werden. Die einzusparenden Arbeitskosten (durch Einsparung von Montagezeit bei Verwendung fertiger Gruppen) werden zur Zeit noch weitgehend durch hohe Listenpreise für die gekapselten Baugruppen ausgeglichen.

Empfindlicher Film für Oszillogramme

Die Polaroid Corp. (Cambridge 39, Mass., USA) hat einen neuen äußerst empfindlichen Film herausgebracht, der sich insbesondere auch zur Bildschirm-Fotografie äußerst kurzer und einmaliger Vorgänge eignet. Der Film trägt die Bezeichnung „Palascope-Land 410“; er ist doppelt so empfindlich wie der bisher erhältliche. Mit dem neuen Film sind Impulse von 10 ns Dauer bei einer reziproken Schreibgeschwindigkeit von 2 ns/cm fotografiert worden. Der Film muß in einer Polaroid-Land-Kamera benutzt werden, wird im Innern der Kamera entwickelt und fixiert und kann nach 10 Sekunden betrachtet werden.



Gibt es Sicherheits-Ersatz?

Beim Einsatz von Mikrofonen helfen ganz gewiß keine Sicherheitsnadeln! Wer Wert auf Betriebssicherheit und Klangtreue legt, muß sich schon ein Qualitätsmikrofon auswählen. Tauchspulen-Mikrofone von Sennheiser – millionenfach bewährt – funktionieren immer, sind robust, bei jedem Wetter einsatzbereit und garantieren hohe Übertragungsgüte.

Damit Sie sicher gehen, Qualität zu finden, legt Sennheiser jedem seiner neuen klangobjektiven Richtmikrofone das Original-Meßprotokoll der Endkontrolle bei. Es borgt Ihnen unbestechlich für eine beispielhafte Frequenzkurve in dem weiten Bereich von 30 bis 17.000 Hz.



Alles spricht für das Studio-Richtmikrofon MD 421

Außerdem ist die sehr wirkungsvolle Rückwärtsdämpfung in den entscheidenden Bereichen weitgehend gleichmäßig ausgeprägt. Das ist der Grund, weshalb dieses Mikrofon auch unter schwierigen Aufnahmebedingungen seinen so anerkannt natürlichen Klang behält.

SENNHEISER
electronic

BISSENDORF/HANNOVER



SZ 201

ein neuartiger Betriebsstundenzähler



16/04 1

Auf einfachste Weise kann mit diesem neuen Bauelement jetzt die tatsächliche Betriebszeit der verschiedensten elektrischen Geräte kontrolliert werden.

Der Siemens-Betriebsstundenzähler ist eine elektrolytische Zelle, bei der die Kupferabscheidung in einem Meßzylinder das Maß für die Betriebszeit ist. Durch einen entsprechenden Vorwiderstand können Zeiten bis zu 8000 Stunden erfaßt werden.

Da sich der Zähler nach Ablauf der Betriebszeit automatisch abschaltet, kann er weiterhin im Gerät verbleiben.

Technische Daten

Speisespannung:
Gleich- oder pulsierende
Gleichspannung

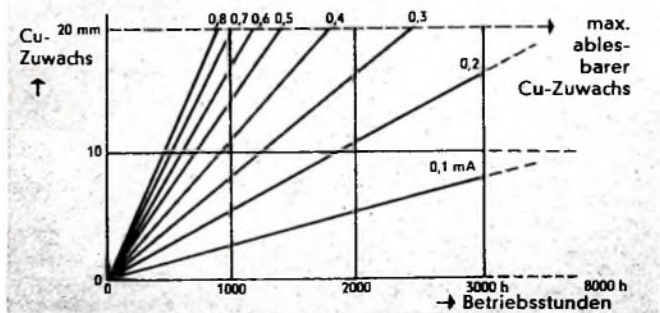
Anzeigebereich:
max. bis 8000 Stunden

Betriebsstrom:
0,1 bis 0,8 mA

Gewicht: 4,8 g

Zu Ihrer Information schicken wir Ihnen gern ausführliche Druckschriften. Bitte wenden Sie sich an unsere nächste Zweigniederlassung

Meßgenauigkeit 20%, durch Längenmessung der abgeschiedenen Kupfersäule:



Eine Meßgenauigkeit von 5% läßt sich durch Auslegen der abgeschiedenen Kupfermenge erreichen.



Zukunftsreiche Digital-Technik

Was man in Zahlen, also digital, ausdrücken kann, wird einer numerischen mathematischen Behandlung zugänglich. Damit erschließen sich neue Aspekte für Aufgaben, die sonst kaum zu überblicken sind. Der Betrieb eines Hochofens läßt sich – um ein Beispiel zu nennen – in Gleichungen und Formeln ausdrücken, und diese können in Regelungen und Steuerungen umgesetzt werden, sobald die einzugebenden Größen als Zahlen vorliegen. Ein Energieversorgungsnetz mit seinen Kraftwerken und Übergabestationen wirft fortlaufend mathematische Aufgaben auf, in die etwa die Wirtschaftlichkeit des einzelnen Werkes, seine Lage zu den Schwerpunkten des Verbrauchs und die Verluste auf den Leitungen eingehen. Die bisherige Entwicklung hat zunächst dahin geführt, daß man alle in Betracht kommenden Meßgrößen, ob es sich um Verbrauchswerte, Temperaturen, Drücke usw. handelt, digital ausdrücken kann. Die Umsetzer arbeiten so schnell, daß auch Änderungen in kleinsten Zeiträumen erfaßt und damit der mathematischen Bearbeitung in Rechnern zugänglich werden. Meist ist die zeitliche Leistungsfähigkeit der Umsetzer größer als sie in der Praxis wegen der Trägheit der Betriebssysteme auszunutzen ist. Durch Zeitwerke kann man dann die Werte in beliebigen Abständen abfragen und in die Rechenwerke eingeben lassen. Wenn es nötig scheint, können sie hier auch für spätere Zugriffe gespeichert werden.

Die Arbeitsgeschwindigkeit auf anderen Gebieten ist durch die Digital-Technik weit gesteigert worden. Hat die angewandte Mathematik schon durch die Rechner ganz neue Möglichkeiten erhalten, so schlägt die Digital-Technik gleichsam die Brücke zum praktischen Betrieb. Hier steht man am Anfang einer Entwicklung, deren Ende erst in einer fernen Zukunft erreicht sein wird. Die Rechner sind gegenwärtig schon genügend leistungsfähig, um auch die Aufgaben der Digital-Technik miterledigen zu können. Dabei werden die Entfernungen zwischen den Objekten der Digital-Technik und dem Rechner keine Rolle spielen, denn ihre Impulse können jede praktisch notwendige Entfernung mit jeder Frequenz überbrücken. Die Verbindungswege können dabei überwiegend dem allgemeinen Nachrichtennetz entnommen werden, das sich aus Kabel- und Funkstrecken zusammensetzt. Es wird ständig im Hinblick auf die höheren Frequenzbereiche ausgebaut und kommt damit den Bedürfnissen der regelnden, steuernden und auswertenden Digital-Technik immer mehr entgegen. Man vermag auch die in Rechnern ermittelten Ergebnisse schon auf anderem Wege den Stellen zugänglich zu machen, die sie unmittelbar etwa im Dienste der Automatisierung verwenden wollen. Hilfsmittel dazu sind entweder der Lochstreifen oder das Magnetband. Ohne weiteres ist eine Entwicklung denkbar, die schließlich dahin führt, daß Lochstreifen für die verschiedensten Regel- und Steuerungsvorgänge vorrätig gehalten werden, die von Rechnern hergestellt worden sind. Gleichheit der Betriebseinrichtungen vorausgesetzt, können sie dann von einer Zentrale bezogen und am Betriebsort eingelegt werden.

Zur Schnelligkeit des Erfassens und Übertragens kommt noch die außerordentliche Genauigkeit der Digital-Technik. Prak-

tisch kann man sie beliebig weit treiben und etwa ohne weiteres Bruchteile von Millimetern oder Temperaturgraden erfassen, wenn das nötig sein sollte. Meistens brauchen die höchsten Genauigkeiten gar nicht ausgenutzt zu werden, denn die Betriebseinrichtungen oder die Eigenschaften des Erzeugnisses verlangen nur wesentlich geringere Toleranzen. Wichtig ist aber, daß die Genauigkeit der Messungen im Laufe der mathematischen Verarbeitung nicht verlorengeht. Das Ergebnis einer mathematischen Verarbeitung ist also genauso zuverlässig, wie die Digital-Umsetzer ihre Zahlenwerte an den Rechner liefern. Oft ist es schon die Zuverlässigkeit allein, die für digitale Meßverfahren spricht. Das Schätzen von Zwischenwerten einer Skala fällt fort, ein angeschlossener Meßwertdrucker liefert einwandfreie Protokolle bis zu jeder verlangten Dezimale genau, auch nach Farbe unterschieden, um das Überschreiten von Grenzwerten deutlich zu machen. Auch hier wieder ist man nicht an den Ort gebunden; so läßt sich etwa die Qualitätskontrolle in einer Zentrale zusammenfassen.

Bei einem fortlaufenden Fluß von Medien durch einen Verarbeitungsgang, wie er der Verfahrenstechnik und der Energieerzeugung eigentümlich ist, lassen sich Zwischenanalysen in digitaler Form vornehmen. Man kann sie in digitaler Form in das Programm zurückgeben und dieses fortlaufend korrigieren lassen. Dabei ergibt sich der beachtliche Vorteil, daß die Ungleichmäßigkeit von Ausgangsstoffen nicht in das Endprodukt eingeht, dieses vielmehr immer in gleicher Güte erhalten wird.

Die Digital-Technik schlägt ferner die Brücke zwischen dem betrieblichen Geschehen und dem wirtschaftlichen Gebaren des Betriebes. Durch Multiplikation von Preisen für die Einheiten der Ausgangsstoffe, die Energie sowie die Hilfsstoffe und durch den Vergleich dieser Ergebnisse mit den erzielbaren Erlösen erhält man eine betriebliche Bilanz. Eine Anpassung an Veränderungen kann jederzeit laut Programm oder automatisch durchgeführt werden. Die Schnelligkeit, die im Erstellen von Tagesbilanzen im kaufmännischen Bereich gipfelt, läßt sich mit Hilfe der Digital-Technik auch im betrieblichen Geschehen erreichen. Daraus sind wichtige Schlüsse auf den Wirkungsgrad sowie den Betriebszustand der Anlagen zu ziehen.

Naturgemäß läßt sich die Digital-Technik in hoher Vollendung nicht ohne weiteres jedem vorhandenen Betrieb sozusagen aufpropfen. Meistens kann nur nach und nach ein Übergang geschaffen werden. Wenn dagegen eine Anlage neu erstellt wird, sollte man von vornherein die Möglichkeiten der Digital-Technik ins Auge fassen. Daß wirtschaftliche Gesichtspunkte dabei ständig zu überlegen sind, versteht sich wohl von selbst. Vielfach ist die Wirtschaftlichkeit bereits dadurch gewährleistet, daß Digital-Rechner schon mit Rücksicht auf die Automatisierung im Büro beschafft werden müssen. Wählt man sie entsprechend „flexibel“, dann können sie die Aufgaben der Digital-Technik in den Bereichen der Fertigung – der Begriff im weitesten Sinne gebraucht – miterledigen.

W. Jaekel

Der Einfluß der Katodenimpedanz auf die Stabilität von Röhrenverstärkerstufen

DK 621.375.2

Im Schrifttum über Röhrenverstärker für hohe Frequenzen wird häufig erwähnt, daß die selbst bei kürzester Katodenleitung unvermeidbare Induktivität zu einer Erniedrigung des zwischen Gitter und Masse liegenden Eingangswiderstandes der Stufe führt. Weniger bekannt ist dagegen der entgegengesetzte Fall, bei dem eine kapazitive Komponente der Katodenimpedanz eine Entdämpfung des Eingangs hervorruft. Der Eingangsleitwert wird dabei negativ und kann in Verbindung mit einer hochohmigen Signalquelle zur Selbsterregung führen.

Besonders anfällig für diese Erscheinung sind ZF-Verstärkerstufen, die mit Katodenwiderstand betrieben werden, und Anodenbasisstufen, die als Impedanzwandler hinter sehr hochohmigen Quellen arbeiten. Im folgenden sei vereinfachend angenommen, daß von der Anode der Röhre keine Rückwirkung auf das Gitter erfolgt (was exakt jedoch nur für die Anodenbasisstufe gilt) und daß alle Hilfselektroden auch für hohe Frequenzen ideal (das heißt über die Impedanz Null mit Masse verbunden sind).

Für diesen Fall läßt sich nach Uijtens [1] der zwischen Gitter und Katode vorhandene Leitwert Y_{gk} in den zwischen

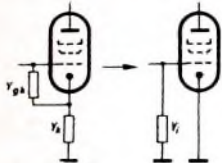


Bild 1. Darstellung von Y_{gk} als Eingangswert Y_i

den Eingangsklemmen (Gitter und Masse) liegenden Leitwert Y_i umwandeln (Bild 1)

$$Y_i = \frac{Y_{gk} \cdot Y_k}{Y_{gk} + Y_k + S} \quad (1)$$

Hierin ist S die Katodensteilheit, wenn alle Abblöckungen an Masse führen. Wird Y_{gk} in

$$Y_{gk} = g_{e1} + j \omega \cdot C_{gk} \quad (2)$$

und Y_k in

$$Y_k = g_k + j b_k \quad (3)$$

aufgeteilt, dann ergeben sich für den Blind- und Wirkanteil von Y_i die schon recht umfangreichen Ausdrücke

$$g_i = \omega \cdot C_{gk} \frac{\omega \cdot C_{gk} \cdot g_k - b_k \cdot S}{(g_k + g_{e1} + S)^2 + (\omega \cdot C_{gk} + b_k)^2} + g_{e1} \frac{g_k^2 + b_k^2 + g_k (S + g_{e1})}{(g_k + g_{e1} + S)^2 + (\omega \cdot C_{gk} + b_k)^2} \quad (4)$$

und

$$b_i = \omega \cdot C_i = \omega \cdot C_{gk} \times \frac{g_k (g_k + S) + b_k [b_k + \omega \cdot C_{gk} + (g_{e1} + S) \frac{g_{e1}}{\omega \cdot C_{gk}}]}{(g_k + g_{e1} + S)^2 + (\omega \cdot C_{gk} + b_k)^2} \quad (5)$$

Da die Forderungen für ZF- und Anodenbasisstufen unterschiedlich sind, empfiehlt sich für die weiteren Überlegungen eine getrennte Behandlung

1. ZF-Stufen

Die ZF-Stufen in Rundfunk- und Fernsehempfängern sollen nur ein begrenztes Frequenzband übertragen. Für ω läßt sich daher in Gl. (4) und Gl. (5) ein definierter Wert einsetzen. Da die Quellenimpedanz meistens durch einen Resonanzkreis oder ein Bandfilter gebildet wird, sollen b_i beziehungsweise C_i und möglichst auch g_i bei Regelung der Röhre, also Änderung der Steilheit S , konstant bleiben. Dabei ist der absolute Wert von C_i meistens unwichtig, da man ihn in den Gitterkreis einstimmt.

Zur Kompensation der C_i -Änderungen wird in Serie mit der üblichen Katoden-RC-Kombination ein sogenannter „nicht überbrückter“ Widerstand geschaltet, so

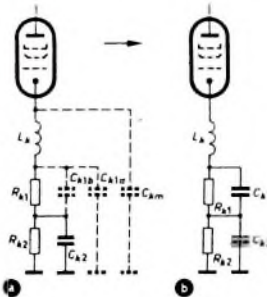


Bild 2. a) Katodenimpedanz einer ZF-Röhre, b) vereinfachtes Ersatzbild zu a)

daß die Schaltung nach Bild 2a entsteht. Dieses Bild enthält auch die wichtigsten Schalt- und Röhrenkapazitäten, wobei C_{km} die Kapazität der Katode gegen alle an Masse liegenden Elektroden einschließlich des Heizfadens darstellt. Die Bezeichnung „nicht überbrückter“ Widerstand für R_{k1} ist also nur mit Vorbehalt anwendbar.

$$g_i \approx \omega \cdot C_{gk} \frac{\omega \cdot C_{gk} \cdot g_k - \omega \cdot C_{k1} \cdot S - \frac{g_{k1}^2 \cdot S}{\omega \cdot C_{k2}} + \omega \cdot L_k \cdot g_{k1}^2 \cdot S + g_{e1} \cdot g_{k1} (g_{k1} + g_{e1} + S)}{(g_k + g_{e1} + S)^2 + \left(\omega \cdot C_{gk} + \omega \cdot C_{k1} - \omega \cdot L_k \cdot g_{k1}^2 + \frac{g_{k1}^2}{\omega \cdot C_{k2}} \right)^2} \quad (11)$$

In der der folgenden Rechnung zugrunde liegenden Ersatzschaltung Bild 2b sind C_{k1a} , C_{k1b} und C_{km} zu C_{k1} zusammengefaßt. Dann gilt

$$Z_k = j \omega \cdot L_k + \frac{1}{\frac{1}{R_{k1}} + j \omega \cdot C_{k1}} + \frac{1}{\frac{1}{R_{k2}} + j \omega \cdot C_{k2}} \quad (6)$$

Um diesen Ausdruck auf die allgemeine Form der Gl. (3) zu bringen, wird vorausgesetzt, daß $\omega \cdot C_{k1} \cdot R_{k1} \ll 1$ und $\omega \cdot C_{k2} \cdot R_{k2} \gg 1$ ist. Damit ergibt sich aus Gl. (6)

$$Z_k \approx R_{k1} \left[\left(1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{k2}^2 \cdot R_{k1} \cdot R_{k2}} \right) + j \left(\frac{\omega \cdot L_k}{R_{k1}} - \frac{1}{\omega \cdot C_{k2} \cdot R_{k1}} - \omega \cdot C_{k1} \cdot R_{k1} \right) \right] \quad (7)$$

Vernachlässigt man nun $\frac{1}{\omega^2 \cdot C_{k2}^2 \cdot R_{k1} \cdot R_{k2}}$ gegen 1 und setzt neben $\frac{1}{\omega \cdot C_{k1} \cdot R_{k1}}$ auch $\frac{1}{\omega \cdot L_k}$ und $\frac{1}{\omega \cdot C_{k2} \cdot R_{k1}}$ als klein gegen 1 an, dann wird

$$Y_k \approx \frac{1}{R_{k1}} + j \left(\omega \cdot C_{k1} + \frac{1}{\omega \cdot C_{k2} \cdot R_{k1}^2} - \frac{\omega \cdot L_k}{R_{k1}^2} \right) = g_k + j b_k \quad (8)$$

Der Wert für R_{k1} ist bei neueren Röhren bereits im Datenblatt angegeben, für ältere Typen läßt er sich mit hinreichender Genauigkeit aus Gl. (5) ermitteln, wenn man jeweils den zweiten Summanden in Zähler und Nenner sowie g_{e1} vernachlässigt und für g_k entsprechend Gl. (8) $1/R_{k1}$ einsetzt. Die Werte C_{k1} und C_{k2} entsprechen zwei verschiedenen Regelspannungen (bei denen die Röhre die Steilheit S beziehungsweise S'' hat), für die konstantes C_i gefordert wird.

$$C_i = C_{gk}'' \frac{1}{1 + S'' \cdot R_{k1}} = C_{gk}'' \frac{1}{1 + S'' \cdot R_{k1}} = \text{const} \quad (9)$$

Daraus ergibt sich durch Auflösen nach R_{k1} die Gleichung

$$R_{k1} = \frac{C_{gk}'' - C_{gk}'''}{S'' \cdot C_{gk}'' - S'' \cdot C_{gk}'''} \quad (10)$$

Im allgemeinen wählt man bei der Berechnung $S'' = \frac{1}{S}$. Der Verlauf $C_{kk} = f(S)$ muß bekannt sein oder gemessen werden.

Nachdem damit R_{k1} bestimmt ist, wird Gl. (8) in Gl. (4) eingesetzt. Dann erhält man mit $b_k < g_k$ und $\omega \cdot C_{gk} < g_k$ sowie g_{k1} an Stelle von $1/R_{k1}$

Zur Kontrolle dieser Beziehung wurde bei einer EF 80 die Differenz der Eingangswertwerte zwischen dem Betrieb mit Katodenkombination nach Bild 3 und an Masse liegender Katode bei verschiedenen Frequenzen gemessen und außerdem nach

$$\Delta g_i = g_i - g_{e1}$$

(mit g_i aus Gl. (11)) berechnet. Dabei war $S_k = 9 \text{ mA/V}$, $C_{gk} = 8 \text{ pF}$, $C_{k1} = 44 \text{ pF}$, $L_k \approx 10 \text{ nH}$ und $g_{e1} = 3,1 \mu\text{S}$ bei 10,7 MHz. Die Übereinstimmung der beiden Kurven im Bild 4 reicht aus, um trotz der bisherigen Vernachlässigungen Gl. (11) den weiteren Überlegungen zugrunde zu legen. Bei üblicher Dimensionierung kann wegen des Quadrates das zweite Glied des Nenners ebenfalls vernachlässigt werden. Außerdem fällt der letzte Summand des Zählers erst bei hohen Frequenzen (g_{e1} wächst mit f^2) ins Gewicht.

Für normale Zwischenfrequenzen gilt also mit ausreichender Genauigkeit

$$g_i \approx \omega \cdot C_{gk} \frac{\omega \cdot C_{gk} \cdot g_{k1} + \omega \cdot L_k \cdot g_{k1}^2 \cdot S - \omega \cdot C_{k1} \cdot S - \frac{g_{k1}^2 \cdot S}{\omega \cdot C_{k2}}}{(\omega_{k1} + S)^2} \quad (11a)$$

Das zweite Glied entspricht der bereits erwähnten Dämpfungszunahme durch die Katodeninduktivität L_k . Liegt der Katodenanschluß an Masse, so geht g_{k1} gegen ∞ , und es bleibt die Beziehung [2]

$$(g_i)_{R_{k1} = 0} = \omega^2 \cdot C_{gk} \cdot L_k \cdot S \quad (11b)$$

$$\left(\text{gültig für } \omega < \frac{1}{\sqrt{C_{gk} \cdot L_k}} \right)$$

Bei endlichen Werten von g_{k1} tritt eine zusätzliche, nur von C_{gk} und g_{k1} abhängige Dämpfung auf, der zwei entdämpfende, von C_{k1} und C_{k2} abhängige Glieder entgegenwirken. Die Mindestgröße von C_{k1} wird durch die Schalt- und Röhrenkapazitäten C_{k1a} , C_{k1b} und C_{k1m} (Bild 2a) bestimmt, der Katodenkondensator C_{k2} ist jedoch frei wählbar. Bei seiner Bemessung muß man aber bedenken, daß ein etwas zu kleiner Wert keineswegs die erwartete Verstärkungsminde rung infolge Stromgegenkopplung zur Folge hat (das ist erst bei weiterer Verkleinerung der Fall), sondern entdämpfend auf den Gitterkreis wirkt.

Die Entdämpfung durch C_{k2} kann vernachlässigt werden, wenn

$$\frac{\omega \cdot C_{gk} \cdot g_{k1}^2 \cdot S}{\omega \cdot C_{k2} \cdot (\omega_{k1} + S)^2} \leq 0,2 G_{K1}$$

bleibt (G_{K1} ist der Kreisleitwert am Gitter). Als Richtwert für die Größe von C_{k2} möge bei Vernachlässigung von S gegen g_{k1} im Nenner gelten

$$C_{k2} \geq 10 \frac{C_{gk} \cdot S}{g_{k1}} \quad (12)$$

Wird Gl. (12) erfüllt, dann bleiben in Gl. (11a) drei Glieder übrig, die man nicht mehr frei verändern kann. Daraus läßt sich der resultierende Resonanzwiderstand G_{K1} des Gitterkreises ermitteln

$$G_{K1}' = G_{K1} + g_i$$

Selbsterregung kann eintreten, wenn b_i in den Kreis eingestimmt ist (was Voraussetzung für Resonanzverstärker ist) und $G_{K1}' = 0$ wird, das heißt

$$G_{K1} = -g_i$$

Als notwendige Sicherheit sollte man bei Einzelkreisen $-g_i = 0,25 G_{K1}$ und bei Bandfiltern $-g_i = 0,5 G_{K1}$ einhalten.

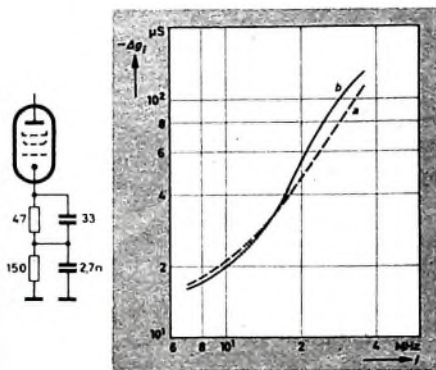


Bild 3 (links) Katodenkombination der Meßschaltung zur Rechenkontrolle nach Bild 4. Bild 4 (rechts), errechnete Kurve a und gemessene Kurve b für Z_k entsprechend den Werten in Schaltung nach Bild 3

Wie ebenfalls aus Gl. (11a) hervorgeht, wächst die Dämpfung durch g_i bei Regelung der Röhre, weil dann sowohl C_{gk} als auch S kleiner werden. Bei AM-ZF-Verstärkern läßt sich auf diese Weise eine feldstärkeabhängige Bandbreiteregulierung erreichen, wenn im unregelten Zustand durch einen kleinen Wert C_{k2} eine Entdämpfung erzeugt wird.

FM-ZF-Stufen werden im allgemeinen nicht geregelt, dagegen kann bei Begrenzern in hochwertigen Geräten eine Kompensation von ΔC_i durch R_{k1} erwünscht sein. Ist das Gerät dabei außerdem durch gestaffelte Kopplung der Bandfilter auf minimalen Klirrfaktor der FM ausgelegt [3], dann stört die bei der Begrenzung entstehende Schwankung von g_i . Durch künstliche Vergrößerung einzelner Faktoren in Gl. (11a) läßt sich zusätzlich erreichen, daß g_i auch bei Änderungen von C_{gk} und S etwa konstant bleibt. Bei Fernseh-ZF-Verstärkern fällt dieser letzte Punkt wegen der großen Kreis dämpfung praktisch nicht ins Gewicht.

2. Anodenbasisstufe

Anodenbasisstufen oder Katodenverstärker setzt man meistens als Impedanzwandler zwischen einer großen Quellenimpedanz und einer niederohmigen Belastung ein. Bei der Verwendung in Tastköpfen ist außerdem die Quellenimpedanz stets verschieden und kann beträchtliche Blindanteile haben.

Beschränkt man sich auf niedrige Frequenzen, dann gilt die Ersatzschaltung Bild 5. In Gl. (3) wird dann also

$$g_k = \frac{1}{R_k} \quad \text{und} \quad b_k = \omega \cdot C_k$$

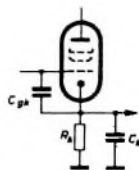


Bild 5. Ersatzbild für Anodenbasisstufen bei niedrigen Frequenzen

Der Realteil der Eingangsimpedanz ergibt sich nach Gl. (4) zu

$$g_i = \omega \cdot C_{gk} \frac{\omega \cdot C_{gk} \cdot g_k - \omega \cdot C_k \cdot S}{(\omega_k + S)^2 + (\omega \cdot C_{gk} + \omega \cdot C_k)^2} \quad (13)$$

Selbsterregung tritt auch hier ein, wenn b_i bei irgendeiner Frequenz weggestimmt wird (was bei Verwendung der Anodenbasisstufe als Breitbandastkopf und Anschluß an einen Resonanzkreis der Fall sein kann) und $g_i = -G_{K1}$ wird. Da G_{K1} unbekannt ist, setzt man ihn sicherheits halber mit Null an, woraus sich die Forderung $g_i \geq 0$ ergibt. Damit gilt für Gl. (13) die Bedingung

$$C_k \cdot S \leq C_{gk} \cdot g_k \quad (14)$$

Da im Interesse einer dem Wert 1 möglichst nahekommenen Verstärkung g_k erheblich kleiner als S sein muß, läßt sich zur Erhaltung der Stabilität eine künstliche Vergrößerung von C_{gk} nicht umgehen. Der Grenzwert

$$C_k \cdot S = C_{gk} \cdot g_k \quad (14a)$$

von Gl. (14) deckt sich etwa mit der Di-

mensionierungsbedingung für einen Katodenverstärker, der auch bei hohen Frequenzen phasen- und amplitudenstarr arbeitet. Dabei nimmt die Schaltung mit wachsender Frequenz die Eigenschaften eines kapazitiven Spannungsteilers an. Hierfür wird angegeben [4]

$$S \cdot C_k = C_{gk} (g_k + S \cdot D) = C_{gk} (g_k + g_a) \quad (15)$$

wobei g_a den Innenleitwert der Röhre darstellt. Für $g_a \ll g_k$ geht Gl. (15) in Gl. (14a) über. Die Stabilitätsbedingung läßt sich also auch bei dieser speziell für große Bandbreite ausgelegten Schaltung einhalten.

Schrifttum

- [1] Uijtjens, G. G. W.: Fernseh-Empfangstechnik, ZF-Stufen, Philips Techn. Bibliothek 1953, Bd. VIII A
- [2] Strutt, M. J. O., u. v. d. Ziel, A.: Die Ursachen für die Zunahme der Admittanz moderner Hochfrequenz-Verstärker-Röhren im Kurzwellengebiet. Elektr. Nachr.-Technik Bd. 14 (1937) Nr. 9, S. 281
- [3] Woschni, E. G.: Möglichkeiten zur Kompensation der quasistatischen und dynamischen Verzerrungen im ZF-Teil von FM-Empfängern. Nachr.-Techn. Bd. 6 (1956) Nr. 11, S. 488
- [4] Buschbeck, W.: Phasentarrer Katodenverstärker, insbesondere für hohe Frequenzen. Deutsche Auslegeschrift 1078742 v. 3. 3. 60, Akt. Z. T. 15 646 VIIIa/21a?

PERSÖNLICHES

Ehrenpromotion Dr. phil. K. Steimel

Der Senat der Technischen Hochschule Aachen hat Dr. phil. Karl Steimel, Leiter der AEG-Forschung, auf Antrag der Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik am 9. Dezember 1961 die Würde eines Doktor-Ingenieurs ehrenhalber für seine hervorragenden Ingenieurleistungen auf dem Gebiet der Elektronenröhren verliehen.

W. Wiegand †

Am 12. Dezember 1961 starb Direktor Wilhelm Wiegand, Mitglied des Verwaltungsrates der Max Braun OHG, nach kurzer schwerer Krankheit im Alter von 57 Jahren.

Konsul Bruno Piper als Vorsitzender der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI widmete dem Verstorbenen eine Nachruf, in dem er dessen Verdienste um die Rundfunk- und Fernsehindustrie besonders hervorhob. Lange Zeit hatte Direktor Wiegand auch im Beirat der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI an der Lösung der allgemeinen Probleme der Industrie mitgearbeitet und in den letzten Jahren der Delegiertenversammlung des ZVEI angehört. Die große Wertschätzung, der sich Direktor Wiegand weit über den Kreis der Rundfunk- und Fernsehindustrie hinaus erfreute, sein liebenswürdiges, humorvolles Wesen, besonders aber sein offener und unbeschränkter Charakter, sichern ihm bei allen, die ihn kannten, ein ehrendes Andenken.

P. Scholz †

Im 71. Lebensjahr starb unerwartet am 24. 12. 1961 Paul Scholz. Raslos bis zur letzten Stunde hat der Verstorbene als Alleinhaber einer der ältesten deutschen Rundfunk-, Fernseh-, Elektro- und Musikwaren-Großhandlungen mit Stammhaus in Berlin und Niederlassungen in Bielefeld und Duisburg zusammen mit seinen Söhnen Günter und Dieter an dem Ausbau seines im Kriege schwer getroffenen Unternehmens gearbeitet. Seine Liebe galt dabei vor allem auch der Schallplatte; oft wurde er als Nestor des Schallplattenhandels bezeichnet.

Bei allen seinen Geschäftsfreunden und in den Organisationen des Fachhandels, die auf seine hilfsbereite Mitarbeit stets rechnen konnten, galt sein Rat sehr viel.

»Optacord 412«

Universell verwendbares Tonbandgerät

DK 681 84.083 8

Technische Daten

Spurlage: Internationale Doppelspur

Bandgeschwindigkeit:
9,5 cm/sTonhöhenchwankungen (gemessen mit
EMT „J 60 b“, Meßbereich $\pm 5\%$,
gehörlich bewertet gemäß „J 60 b“):
 $\leq \pm 0,3\%$ Frequenzbereich:
50 Hz...12 kHz ± 3 dB,
100 Hz...10 kHz $\pm 1,5$ dB,
bezogen auf 1 kHzMax. Spulendurchmesser:
11 cmMax. Spieldauer mit 270 m Duo-Band:
2 x 45 minMax. Spieldauer mit 360 m Tripel-Band:
2 x 60 minUmspulggeschwindigkeit:
30fachDynamikumfang:
> 46 dBAusgangsleistung der Gegentakt-
Endstufe bei 8 V Batteriespannung und
 $k_{em} < 10\%$: 1 WHF-Lösch- und Vormagnetisierungs-
frequenz: 55 kHz $\pm 10\%$ Aussteuerungsanzeige:
Magischer Strich DM 71Stromversorgung:
Netz: 40...60 Hz, 110/220 V
Batterie: 5 Hochleistungs-
Monozellen, zum Beispiel
Perrix Nr. 222, oder Auto-
batterie 6 V und über Vor-
schaltvaristor „LR 412“
auch Autobatterie 12 V

Strombedarf: etwa 225 mA

Lebensdauer für einen Batteriesatz
bei intermittierendem Betrieb:
 ≥ 20 Stunden

Mit dem neuen Tonbandgerät „Optacord 412“ von Loewe Opta wurde die Lücke zwischen Netz- und Batteriegeräten geschlossen. Dieses Tonbandgerät hat ein fest eingebautes Netzteil, ein Batteriefach und eine Anschlußbuchse für die Speisung aus der Autobatterie. Bild 1 zeigt die ansprechende, elegante, flache Form des Gerätes. Deckel und Boden aus widerstandsfähigem Plastikmaterial lassen sich ohne Hilfsmittel leicht abnehmen oder aufsetzen. Besonders für den Betrieb im Auto ist als Zubehör ein glasklarer Schutzdeckel erhältlich, der nur die Spulen abdeckt, Lautsprecher und Bedienungsteile jedoch freiläßt. Das Auflegen der Spulen wird durch den aufgespreizten Kunststoffdorn sehr erleichtert; ein Verdrehungsschutz fehlt. Gleichzeitig werden die Spulen in jeder Lage festgehalten; das ist notwendig, um das „Optacord 412“ lageunabhängig betreiben zu können. Zum Beispiel sind Aufnahmen im Gehen ohne Verschlechterung der Aufnahmequalität möglich.

Ein weiterer Vorzug ist die einfache und übersichtliche Anordnung der Bedienelemente. Zur Vermeidung von Fehlbedienungen sind die Tasten untereinander so gesperrt, daß man jede Funktion durch Drücken der „Halt“-Taste beenden muß. Sie schaltet das Gerät aus, bremst die Schwungscheibe und hebt die Antriebswelle des Motors ab. Dadurch wird vermieden, daß der Gummibelag der Schwungscheibe nach längerer Ruhepause Eindruckstellen erhält, die den Gleichlauf beeinträchtigen würden.

Seine mechanische Stabilität erhält das Gerät durch ein verwindungsarmes Druckguß-Chassis aus Leichtmetall, das umlaufend einen 35 mm breiten Rahmen hat (Bild 2). An ihm ist der abknöpfbare Tragegriff befestigt, der sich gegen einen Schulterriemen auswechseln läßt. Auf dem Chassis sind alle elektrischen und mechanischen Bauteile, die überwiegend in Baugruppen zusammengefaßt sind, gut zugänglich angeordnet (Bild 3). Diese Baugruppen lassen sich rationell vorfertigen und prüfen und beim Service leicht austauschen.

Das Laufwerk wurde besonders kraftsparend konstruiert, was bei Batteriebetrieb der Lebensdauer der eingebauten Batterien zugute kommt. Im wesentlichen werden alle Bewegungsvorgänge durch zwei Längs- und einen Querschieber gesteuert. Drückt man zum Beispiel die Taste „Schneller Vorlauf“, so wird über den Längsschieber der Querschieber nach links bewegt. Er hebt dabei die Bremsen und die Spannrolle ab, gibt das Reibrad und das linke Kupplungsunterteil frei und schaltet die Motorregelung aus. Das Reibrad stellt die Verbindung zwischen Schwungscheibe und rechter Kupplung her. Der Flachriemen zur rechten Kupplung rutscht durch, und die linke Kupplung verbindet sich mit ihrem Unterteil. Die erhöhte Drehzahl des unregelmotors und die Kräfteinsparung in den Kupplungen ermöglicht eine große Umspulggeschwindigkeit.

Eine sorgfältig ausgewuchtete Schwungscheibe und die schlagfreie Tonwelle mit

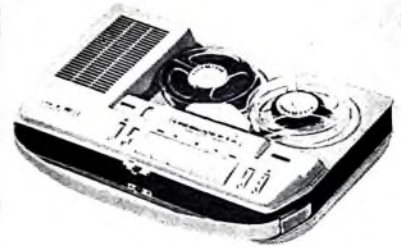


Bild 1 „Optacord 412“: Deckel abgenommen

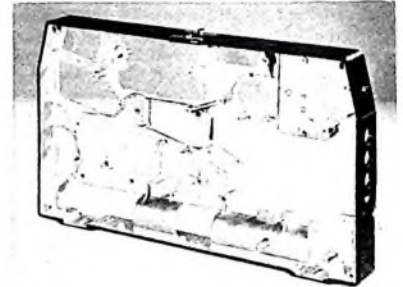


Bild 2: Das verwindungsfreie Druckguß-Chassis aus Leichtmetall, gleichzeitig ein Teil des Gehäuses, verleiht dem Tonbandgerät seine besondere Stabilität

einer Drehzahl von etwa 520 U/min sorgen für guten Gleichlauf in jeder Lage des Gerätes. Zur Einstellung der Bandgeschwindigkeit trägt die Schwungscheibe eine Stroboskopscheibe (Bild 4). Um eine günstigere Lagerung zu erreichen wurde die Tonwelle oberhalb der Gummi-Andruckrolle gelagert. Ihr Höhenspiel ist einstellbar.

Die Kupplungen sind als gewichtsunabhängige Reibungskupplungen mit einstellbarem Drehmoment ausgeführt. Die Bremsen arbeiten richtungsabhängig und lassen sich nachstellen. Sie sind so eingestellt, daß keine Bandschlaufen entstehen können. Der entstörte drehzahleregelte Gleichstrommotor hat einen hohen Wirkungsgrad und ist zur Geräuschminderung in einem besonderen Gehäuse untergebracht. Die Drehzahl wird durch seinen Fliehkraftschalter und eine Transistor-Regelschaltung auf 3000 U/min $\pm 1\%$ bei Betriebsspannungen zwischen 5,5 und 9,5 V konstantgehalten. Erwähnt sei auch

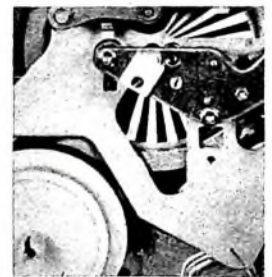


Bild 4: Der gespreizte Aufnahme-dorn für die Bandspulen hält diese in jeder Lage fest; die Spule kann beim schnellen Umspulen oder Bremsen darauf etwas rutschen. Auf der Schwungscheibe sind Segmente zur einfachen Messung der Bandaufgeschwindigkeit mittels Blitzlicht-Glimmlampe angebracht

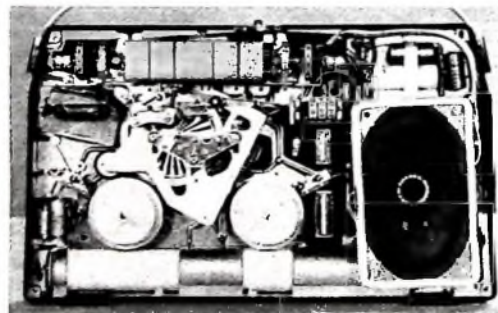


Bild 3: Nach Abnehmen der Abdeckplatte sind alle Bauteile zugänglich. Neben dem Lautsprecher ist das Bandsählwerk sichtbar, auf gleicher Höhe links außen die Aussteuerungsanzeigebühre

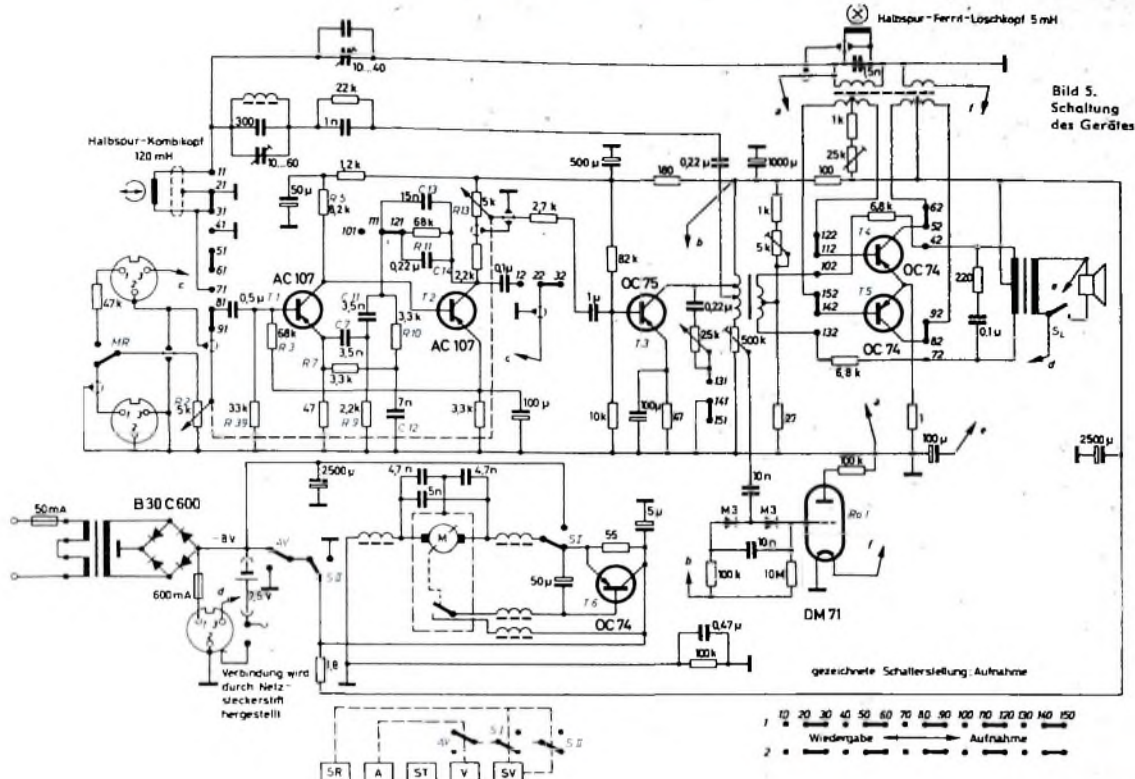


Bild 5. Schaltung des Gerätes

noch der mechanische Schnellstop, der keine Knackgeräusche auf dem Band ergibt und nur bei gedrückter „Start“-Taste wirksam ist. Bei „Halt“ springt er selbsttätig aus seiner Raststellung heraus.

Der Verstärker ist in gedruckter Schaltungstechnik aufgebaut. Alle Netzspannung führenden Teile sind gegen Berührung geschützt. Nach Entfernen weniger Schrauben läßt sich die Druckplatte heraus-schwenken: Drähte brauchen dabei nicht abgelötet zu werden, und das Gerät bleibt funktionsfähig. Zur Aufnahme der Batterien und zur Halterung der Netz-schnur dient ein Batterie-Rohr. Beim Betrieb mit eingebauten Batterien ist der Netzstecker in die dazu bestimmten Schaltbuchsen zu stecken, mit denen das Gerät von Netz- auf Batteriebetrieb umgeschaltet wird.

Der Schnittbandkern-Netztransformator hat eine Leerlauf-Leistungsaufnahme von $< 0,4 \text{ W}$. Das Gerät kann daher beliebig lange auch unbetätigt am Netz angeschlossen bleiben, ohne daß ein nennenswerter Stromverbrauch oder eine Erwärmung auftritt. Das magnetische Störfeld wird durch den Schnittbandkern sehr klein gehalten, wodurch sich auch bei Netzbetrieb ein sehr guter Störspannungsabstand ergibt. Verwendet man wiederaufladbare Zellen, zum Beispiel fünf Deac-Zellen „BD 2,5 S“, so können diese mit dem eingebauten Netzgerät unter Verwendung des zum Zubehör gehörenden Ladesteckers „LS 412“ im Gerät in etwa 14 Stunden wieder aufgeladen werden. Das Tonbandgerät ist auch während der Ladung der Batterien betriebsbereit. Die Spieldauer beträgt bei Verwendung von Hochleistungs-Monozellen bei intermittierendem Betrieb etwa 20 Stunden.

Der kombinierte Aufnahme-Wiedergabeverstärker enthält in den Eingangsstufen zwei galvanisch gekoppelte Transistoren

AC 107 (Bild 5), die die vom 120-mH-Halbspur-Kombikopf abgetastete Bandaufzeichnung auf den Rundfunkausgangspegel entsprechend DIN 41 524 verstärken. Durch besondere Schaltmaßnahmen zur automatischen Stabilisierung der Transistorarbeitspunkte erreicht man, daß Verstärkung und Frequenzgang des Gerätes in dem weiten Temperaturbereich von $-15 \dots +55^\circ \text{C}$ praktisch konstantgehalten werden. Am Emitter von T2 wird eine negative Gleichspannung abgegriffen, die über die Spannungsteilerwiderstände R3 und R39 zur Basis von T1 gelangt. Steigt nun zum Beispiel infolge erhöhter Außentemperatur oder Betriebsspannungsänderung der Kollektorstrom von T2, so wird seine Emitterspannung negativer. Damit wird aber auch über den Widerstand R3 die Basis von T1 negativer. Der Kollektorstrom von T1 steigt daher, und der Spannungsabfall an R5 erhöht sich, wodurch die Basisvorspannung von T2 und damit auch der Kollektorstrom von T2 niedriger werden. Der ursprüngliche Stromanstieg wird dadurch kompensiert.

Zur normgerechten Entzerrung der Magnetkopf-Charakteristik dient eine je nach Betriebsfall (Aufnahme oder Wiedergabe) umschaltbare frequenzabhängige Gegenkopplung. Bei Wiedergabe erfolgt die notwendige Tiefenanhebung durch C13 in Verbindung mit den beiden Widerständen R10 und R7. Zur Höhenanhebung bilden die Widerstände R10, R7 und R9 mit den Kondensatoren C11, C7 und C12 ein Doppel-T-Glied, das Spereigenschaften ähnlich wie ein Parallelresonanzkreis hat. Bei Aufnahme liegen parallel zu C13 über die Schaltkontakte 111 und 121 der Kondensator C14 und der Widerstand R11. Dadurch wird die Tiefenanhebung so weit reduziert, daß nur der Tiefenabfall im Koppelkondensator der dritten Stufe und im Treiberübertrager kompensiert wird. Die

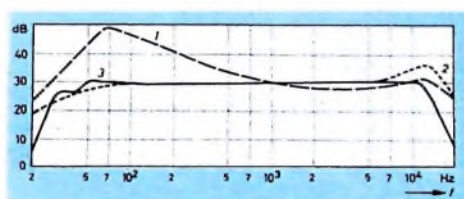


Bild 6. Frequenzgänge bei Wiedergabe (1) Aufnahme (2) und „über alles“ (3)

Höhenanhebung bleibt dabei unverändert. R11 hat die Aufgabe, die Tiefenanhebung unterhalb des Hörbereichs so zu begrenzen, daß es zu keiner Instabilität des Verstärkers kommen kann. Die Frequenzgänge bei Wiedergabe (1) und Aufnahme (2) sowie der „Frequenzgang über alles“ (3), gemessen am Rundfunkausgang, sind Bild 6 zu entnehmen. Die Spannung am Rundfunkausgang wird nicht durch die Stellung der Regler für Lautstärke und Klangfarbe beeinträchtigt.

Bei Aufnahme arbeitet die Endstufe als HF-Generator und liefert den Vormagnetisierungs- und Löschkstrom sowie die Stromversorgung für die Aussteuerungsanzeigeröhre R61. Die Aussteuerungsregelung erfolgt zur Verbesserung des Störgeräuschabstandes durch das Tandempotentiometer R2/R13. Das am Eingang liegende Potentiometer R2 hat negativ-logarithmischen Verlauf, während das Potentiometer R13 hinter der zweiten Stufe positiv-logarithmisch ist. Dadurch erreicht man, daß bei zu großem Eingangssignal die Verstärkungsherabregelung vornehmlich erst nach der zweiten Stufe erfolgt und deshalb, auf den Eingang bezogen, das Nutz/Störpegel-Verhältnis groß bleibt. Zur Vollaussteuerung des Bandes ist eine Eingangsspannung von 0,2 mV an 5 kOhm erforderlich.

Geregelte NF-Verstärker

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd 17 (1962) Nr. 1, S. 12

DK 621 375: 621.396.64

Anforderungen an den Verstärker

Der Verstärker soll folgenden Anforderungen genügen:

- 1) Frequenzbereich 50 Hz bis etwa 17 kHz oder mehr, Verstärkungsabfall an den Grenzen höchstens 0,9 (0,8) dB, geringe nichtlineare Verzerrungen;
- 2) getrennte Regelung der Frequenzgebiete unter und über 450 Hz mit möglichst linearem Frequenzgang, begrenzte automatische Regelung beider Gebiete und Anpassung von Hand;
- 3) einfacher, übersichtlicher Aufbau, möglichst ohne jede Rückkopplung, um die Gefahr der Selbsterregung bei mitunter stark überschwingungshaltigen Rundfunkstörungen im Mittel- und Kurzwellenbereich zu vermeiden.

Diese Forderungen betreffen im wesentlichen den Vorverstärker und die Anpassung an ein Rundfunkgerät. Versuche haben gezeigt, daß der Aufbau des Endverstärkers bezüglich der Klangwiedergabe weniger kritisch ist.

Zu 1) Der genannte Übertragungsbereich läßt sich ohne Schwierigkeiten erreichen, wenn die Eingangsimpedanz klein gehalten wird. Das erfordert wie bei Meßverstärkern eine Katodenverstärkerstufe im Eingang. Größere nichtlineare Verzerrungen werden vermieden, wenn jede Verstärkerstufe nur wenig angesteuert wird.

Zu 2) Die getrennte Frequenzregelung läßt sich mit Frequenzweichen durchführen. Um den Anstieg beziehungsweise den Abfall des Frequenzganges von maximal 3 dB/Oktave im Bereich der Trennfrequenz zu gewährleisten, wird je eine eingliedrige RC-Integration beziehungsweise -Differentiation vorgesehen. Obwohl sich die Trennfrequenz bei der Anhebung der Tiefen und der Höhen nach oben beziehungsweise nach unten verschiebt, soll sie sich durch andere Einflüsse nicht ändern können. Beide Netzwerke sollen, um zusätzliche Verzerrungen zu vermeiden, unbelastet und unabhängig arbeiten, was getrennte Verstärkungswege erfordert. Auch hierfür ist der niederohmige Katodenverstärker-Eingang zweckmäßig. Die automatische Regelung kann mit den üblichen Mitteln erfolgen, jedoch darf dadurch die Übertragungsgüte des Verstärkers nicht verschlechtert werden.

Zu 3). Der einfache Aufbau ist durch die unter 2) genannten Maßnahmen gegeben, da sich dadurch ein stabiler Aufbau ergibt.

Anpassung und Eingang

Da im Ausgang eines Empfängers reelle und imaginäre Widerstände liegen, würde die direkte Ankoppelung eines weiteren frequenzabhängigen Netzwerkes zu Schwierigkeiten führen. Bei einem Katodenverstärker kann man erreichen, daß sein Eingangswiderstand Z_i größer als der Ausgangswiderstand Z_o des Empfängers wird. Der Ausgangswiderstand Z_o des Katoden-

verstärkers ergibt sich zu $Z_o \approx \frac{1}{S} \approx R_i' (R_i'$ ist der Innenwiderstand der gegengekoppelten Röhre), da $R_k \gg R_i'$ ist. Die nicht-

linearen Verzerrungen sind bedeutungslos, wenn der Arbeitspunkt der Röhre im Gitterstrom-Einsatzpunkt liegt.

Die Wahl fällt auf die Pentode EF 86 in Triodenschaltung (Bild 5) mit $R_k = 560 \text{ Ohm} + 82 \text{ kOhm}$ und $R_g = 2,2 \text{ MOhm}$ bei

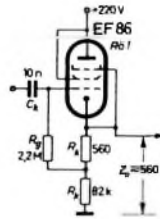


Bild 5 Katodenverstärker als Eingangstufe

$C_k = 10 \text{ nF}$. Für $I_k \approx 1,7 \text{ mA}$ wird $\mu' = V' = \frac{\mu}{1 + \mu} \approx 0,97$, also noch größer als bei Trioden. Der Ausgangswiderstand ergibt sich zu $Z_o \approx R_i' \approx 560 \text{ Ohm}$, der Arbeitspunkt liegt bei $-U_{gk} = 1 \text{ V}$.

Frequenzweiche

Wenn beide Frequenzgebiete mit gleicher Verstärkung V übertragen werden und im Bereich der Trennfrequenz bei etwa 450 Hz keine Verringerung der Verstärkung auftritt, so erhält man bei nachfolgender Mischung der beiden Wege eine Gesamtverstärkung von $V = \sqrt{2}$, denn es gilt

$$V_{\text{ges}} = \sqrt{V_T^2 + V_H^2} \quad (1)$$

Darin bedeutet V_T die Verstärkung der Tiefen und V_H die der Höhen. Für $V_{\text{ges}} = 1$ muß $V_T = V_H = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,71$ sein.

Hierdurch und durch die Grenzen des gesamten zu übertragenden Frequenzbereichs wird der Frequenzgang der beiden Netzwerke bestimmt. Entsprechend den gestellten Forderungen, verläuft das Gebiet der Tiefen von $f_{T0} = 50 \text{ Hz} - 1 \text{ dB}$ (größte Abweichung) bis $f_{T0} = 450 \text{ Hz} - 3 \text{ dB}$ und das der Höhen ab $f_{H0} = 450 \text{ Hz} - 3 \text{ dB}$. Für die Verstärkung der unteren Frequenz gilt allgemein

$$V_{T0} = V_m \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \cdot C_k \cdot R)^2}}} \quad (2)$$

Darin stellt V_m die Verstärkung im mittleren Frequenzbereich

$$V_m = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

dar. C_k ist der Koppelkondensator und R die Summe des Eingangswiderstandes R_i und des Gitterwiderstandes R_g . R_i wird in diesem Fall durch den Eingangswiderstand Z_o des Katodenverstärkers gebildet und kann vernachlässigt werden, wenn $R_k \gg R_i$ ist.

Bei bekanntem Verhältnis V_m/V_{T0} erhält man aus Gl. (2) das Produkt

$$\omega \cdot C_k \cdot R = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{V_m}{V_{T0}}\right)^2 - 1}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_m}{V_{T0}}\right)^2 - 1}} \quad (4)$$

Für einen Abfall von 3 dB muß $\omega \cdot C_k \cdot R = 1$ sein. Bei $V_{T0}/V_m = 0,99$ wird $\omega \cdot C_k \cdot R \approx 0,7 = \frac{1}{\sqrt{0,02}}$ ($f_{T0} = 50 \text{ Hz}$, $\omega = 314 \text{ s}^{-1}$).

Daraus ergibt sich mit $R_k = 0,1 \text{ MOhm}$, $C_k = \frac{7}{\omega \cdot R} = 220 \text{ nF}$. Für $f_{H0} = 450 \text{ Hz}$, $\omega = 2,8 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1}$, wird $C_k' = \frac{1}{\omega \cdot R} = 3,6 \text{ nF}$ ($R_g' = 0,1 \text{ MOhm}$).

Die Verstärkung im oberen Frequenzbereich berechnet man nach der Formel

$$V_{T0} = V_m \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot C \cdot R)^2}} \quad (5)$$

In Gl (5) ist C die Summe der Röhren- und Schaltkapazitäten sowie eines eventuell zusätzlich angeordneten Kondensators zum Abschneiden der hohen Frequenzen und R die Parallelschaltung von R_i und R_g , wobei $R_k \gg R_i$ vernachlässigt werden kann.

Aus Gl (5) ergibt sich das Produkt

$$\omega \cdot C \cdot R = \sqrt{\left(\frac{V_m}{V_{T0}}\right)^2 - 1} \quad (6)$$

das für 3 dB Abfall wieder den Wert 1 hat. Für $V_{T0}/V_m = 0,99$ wird $\omega \cdot C \cdot R = \sqrt{0,02} = 0,141$.

Zum Abschneiden der höheren Frequenzen verwendet man zweckmäßigerweise einen Integrationswiderstand R_{in} (Bild 6).

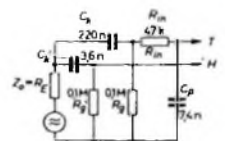


Bild 6 Schaltung der Frequenzweiche

Da bei dem hier nur verhältnismäßig kleinen Frequenzverhältnis $f_{T0}/f_{T0} = 1:9$ die Wirkung von C_k , der bei 450 Hz einen kapazitiven Widerstand von etwa 1,6 kOhm hat, nicht mehr vernachlässigt werden darf, wird $R_{in} \gg R_i + j\omega \cdot C_k$ gewählt. Mit $R_{in} = 47 \text{ kOhm}$ ergibt sich die Integrationskapazität für $f_{T0} = 450 \text{ Hz}$ zu $C_D = \frac{1}{\omega \cdot R_{in}} = 7,6 \text{ nF}$. Bei genauer Berücksichtigung von R_i , $j\omega \cdot C_k$ und R_g erhält man etwa 7,2 nF. Im Bild 6 wurde als Mittelwert $C_D = 7,4 \text{ nF}$ gewählt. Die obere Frequenzgrenze läßt sich aus Gl (6) mit $V_{T0}/V_m = 0,99$ ermitteln

$$f_{H0} = \frac{\sqrt{0,02}}{2 \pi \cdot C \cdot R} \quad (7)$$

Hierin ist C die Summe der Röhren- und

Schaltkapazitäten mit etwa 30 pF und $R = R_E || R_K$. R_K und C_K können vernachlässigt werden. Man erreicht am Eingang des Höhenverstärkers den theoretischen Wert $f_{H0} \approx 1.3 \text{ MHz}$! Eine so hohe Grenz-

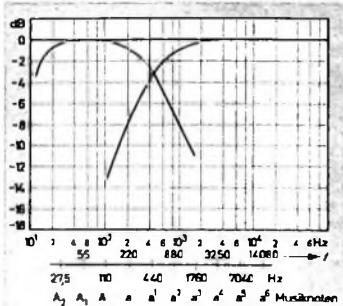


Bild 7. Frequenzgänge der Schaltung Bild 6; gestrichelt: Resultierende bei späterer Mischung

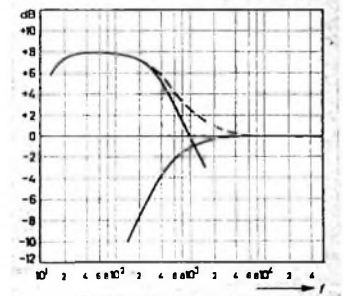


Bild 8. Anhebung der Tiefen

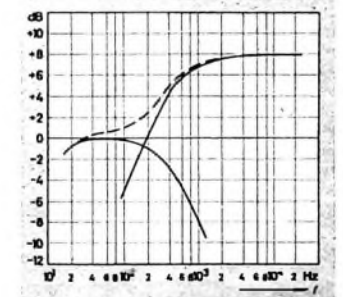


Bild 9. Anhebung der Höhen

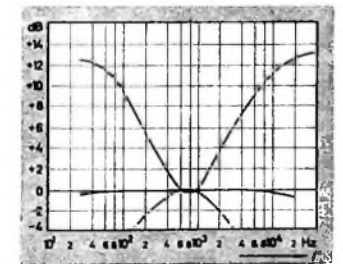


Bild 10. Regelkurven eines üblichen NF-Verstärkers

frequenz kann jedoch zu Störungen führen. In der Praxis ist dieser Wert aber meistens erheblich kleiner, da auch die Frequenzweiche für die Tiefen parallel zu R_K liegt. 100 kHz lassen sich jedoch ohne Schwierigkeiten erreichen. Im Bedarfs-

falle genügt ein Parallelkondensator von 50... 80 pF, um die Grenzfrequenz unter 100 kHz abzusenken.

Im mittleren Bereich ergibt sich nach der getrennten Verstärkung der beiden Frequenzgebiete und anschließenden Zusammenführung ein gegenseitiger Ausgleich der Frequenzgänge nach Gl. (1). Danach hat die gemeinsame Kennlinie zwischen 60 Hz und 2 kHz wieder einen geraden Verlauf. Gleichzeitig heben sich die linearen Verzerrungen auf, wenn die Verstärkung in beiden Gebieten gleich ist. Bild 7 zeigt die Frequenzgänge beider Kanäle; die Resultierende ist gestrichelt dargestellt. Aus der Einteilung der f-Achse in Musiknoten, von denen a^3 und a^4 bereits zu den Klavier-Obertönen gehören, läßt sich der eigentliche Tonbereich entnehmen. Sollen nun zum Beispiel die Bässe geregelt werden, so genügt die Beachtung des Gebietes 40... 60 Hz als Bezugspunkt. Wird es beispielsweise um 8 dB angehoben, dann fällt die Resultierende zwischen 50 und 500 Hz um weniger als 3 dB ab (Bild 8). Obwohl sich die Trennfrequenz dabei in das Gebiet 4... 6 kHz verschiebt, erhält man trotz der geringen Baßanhebung eine sehr klangvolle Tiefenverstärkung. Daß der mittlere Bereich ebenfalls angehoben wird, ist für die Tiefen vorteilhaft, denn mit größerer Lautstärke wiedergegebene Töne empfindet man als tiefer. Der flache Verlauf der Höhen bleibt bestehen, und diese werden durch die Baßregelung nicht gedämpft.

Bild 8 zeigt den Frequenzgang bei einer Baßanhebung von 8 dB; der resultierende Verlauf ist gestrichelt. Wenn man eine Differenz von etwa 1 dB noch als linear akzeptiert, ist der gesamte Bereich von 20... 300 Hz, also etwa vier Oktaven, gleichmäßig angehoben. Der Abfall von rund 7 dB zwischen 0,3 und 6 kHz umfaßt mehr als vier Oktaven. Ähnliches gilt für die Höhenanhebung (Bild 9). Bei Berücksichtigung einer Differenz von 1 dB erfolgt die lineare Anhebung ab etwa 1 kHz. Bis zur gehörmäßigen Mitte ist der Abfall < 3 dB. Der steilste Abfall zwischen 900 und 200 Hz beträgt weniger als 5 dB über einen Tonumfang von etwa zwei Oktaven. In beiden Fällen (Baßanhebung und Höhenanhebung) ist der steilste Abfall beziehungsweise Anstieg < 3 dB/Oktave. Außerdem fällt dieses Gebiet stets in den mittleren Hörbereich, in dem man die konkrete Trennung beider Klanggebiete empfindet.

Lediglich bei extremer Einstellung, zum Beispiel gleichzeitiger Höhenanhebung und Tiefenabsenkung um je 8 dB, tritt ein steiler Abfall von 6 dB/Oktave zwischen 110 und 220 Hz auf. Mit diesen Werten kann die Begrenzung des Regelbereichs der automatischen Regelung bestimmt werden. Zum Vergleich zeigt Bild 10 den Regelbereich eines üblichen NF-Verstärkers.

Vorverstärker und Regler

Wie bereits erwähnt, werden beide Frequenzbereiche getrennt verstärkt, nach der Baß- und Höhenregelung gemischt und dann dem Lautstärkereglern zugeführt. Wenn man den Aufwand beliebig groß machen könnte, würde man zwei Regler einsetzen, um unabhängig von der Reglereinstellung ihre Eingangsimpedanzen über den gesamten Regel- und Frequenzbereich konstant zu halten. Außerdem könnten dann T- oder H-Regler verwendet werden.

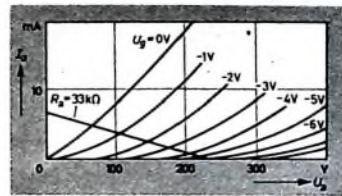


Bild 11. $U_g - I_a$ -Kennlinienfeld der ECC 81

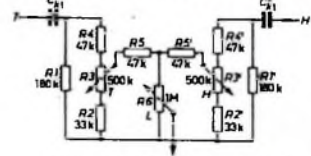


Bild 12. Schaltung der Mischregler

Trotz der vorgesehenen Dynamikregelung mit Kompressionswirkung kann hier auf Regelpotenzen verzichtet werden, da der Regelbereich nur maximal $\pm 8 \text{ dB}$ betragen soll. Die Wahl fiel auf die ECC 81, die mit $R_0 = 33 \text{ k}\Omega$ im Bereich $-U_g - 1.5... 4.5 \text{ V}$ eine Änderung der Arbeitssteilheit von 1,1 bis etwa 0,37 mA/V (das entspricht einer Änderung des Verstärkungsfaktors von 37 auf 12) ermöglicht (Bild 11). Die sich anschließenden Baß- und Höhenregler bestehen aus Widerstands-Netzwerken, die in der Schaltung nach Bild 12 keine besondere Frequenzabhängigkeit in bezug auf den jeweiligen Koppelkondensator C_{k1} beziehungsweise C_{k1}' haben. Der Parallelwiderstand R_1 (beziehungsweise R_1') verringert die Änderung des Eingangswiderstandes. Da der Wert der Längswiderstände R_5 und R_5' etwa $1/2... 1/3$ des Gesamtwiderstandeswertes, jedoch kleiner als R_3 beziehungsweise R_3' ist, bleiben die Spannungsabfälle an R_5 und R_5' verhältnismäßig niedrig. Die Widerstandsänderung am Eingang beträgt 70 k Ω , der Höchstwert ist 150 k Ω und der niedrigste Wert 80 k Ω , wenn der betreffende Regler in die rechte Endstellung gedreht wird. Eine gegenseitige Beeinflussung entsteht dabei kaum.

Wegen des niedrigen Gesamtwertes des Regelnetzwerkes wird der Vorverstärker stark belastet. Die Gesamtverstärkung ergibt sich aus Gl. (3) zu

$$V_{\text{ges}} = \mu \frac{R_0}{R_1 + R_0} \frac{R_0'}{R_1' + R_0'} \quad (8)$$

Im mittleren Regelbereich hat die ECC 81 eine Verstärkung von $V \approx 20$. Die Verstärkungsänderung infolge der Widerstandsänderung der Regler ist etwa 6%. Die niedrige Gesamtimpedanz hat jedoch den Vorteil, daß auch hier ohne Schwierigkeiten eine hohe Grenzfrequenz (> 50 kHz) erreicht wird. Auch für den Eingang der folgenden Stufe ist die obere Grenzfrequenz unkritisch, da der größte Widerstandswert am Schleifer des Lautstärkereglers R_6 0,5 M Ω nicht übersteigt und die gesamte Anordnung nur aus realen Widerständen besteht.

Wenn beide Koppelkondensatoren nach Gl. (4) für den niedrigsten Gesamtwert des Regelnetzwerkes ausgelegt werden, lassen sich zusätzliche Phasendrehungen vermeiden. Da aber bei der Höhenanhebung die Frequenz 400 Hz nur um 3 dB weniger als 10 kHz angehoben und gebörmäßig als verhältnismäßig tiefer Ton erfaßt wird, kann C_{k1}' auf den mittleren

Gesamtwiderstand bezogen werden. Bei der Anhebung der Höhen verschiebt sich dann das ansteigende Gebiet mit abnehmendem Gesamtwiderstand auf etwa 1 kHz. Bei richtiger Wahl von C_{L1} kann man die Bedingung für den Abfall des Frequenzganges (3 dB/Oktave) noch einhalten.

Nicht kapazitiv überbrückte Katodenwiderstände der beiden Triodensysteme ergeben eine bessere Linearität der Übertragung. Da sich aber die Induktivitäts- und Sättigungswerte des Ausgangsübertragers unter 200 Hz ändern, werden die tiefen Töne gedämpft und teilweise auch verzerrt. Daher ist es zweckmäßig, den Katodenwiderstand der Tiefenröhre kapazitiv zu überbrücken. Gleichzeitig wird damit die übliche Forderung nach Anhebung der tiefen Töne erfüllt.

Dynamikregelung

Bei jeder Dynamikregelung müssen die Eigenschaften des Ohres und die natürlichen Einschwingzeiten der Musik berücksichtigt werden. Innerhalb eines gespielten Stakkatos empfindet das Ohr keine Unterschiede zwischen den Einsatzgeschwindigkeiten der Töne. Außerdem bleibt der Schalleindruck eines sehr plötzlich beendigten Tones noch gewisse Zeit bestehen. Ein plötzlich einsetzender Ton des Stakkatos kann jedoch infolge falscher Dynamikregelgeschwindigkeit als Legato empfunden werden, und zu rascher Regelinsetzung kann den Gesamteindruck verfälschen. Als mittlere Zählzeit gelten 75 bis 80 Schläge je Minute für eine $\frac{1}{4}$ -Note im $\frac{2}{4}$ -Takt. Ein Takt dauert dann etwa 0,03 s. Als zweckmäßige Regelverzögerung haben sich zur Dämpfung etwa 0,1 s und zur Anhebung rund 0,5 s erwiesen. Nach diesen Werten sind die Zeitkonstanten der RC-Glieder zu wählen. Rasch auftretende Spitzen werden dann zwar verhältnismäßig rasch gedämpft, die Regelzeit ist aber noch größer als eine Periode der niedrigsten Frequenz und auch größer als ein Takt im $\frac{1}{4}$ -Tempo. Bild 13 zeigt die Regelcharakteristik. Da der Charakter der wiederzugebenden Musik (Kurve a) erhalten bleiben soll, muß die Dämpfung D bei ansteigender Lautstärke langsamer erfolgen als das übliche Crescendo bis zum Fortissimo, die Wiederanhebung jedoch erheblich langsamer als das übliche De-

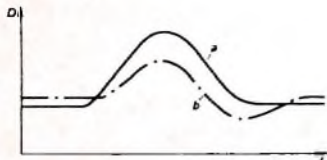


Bild 13. Regelcharakteristik der Dynamikregelung. a Originalverlauf, b anzustrebende Regelkennlinie.

crescendo bis zum Pianissimo. Die Kurve b stellt die anzustrebende Regelkennlinie dar. Obwohl in der Schaltung die RC-Glieder für die Tiefen und die Höhen gleich dimensioniert sind, ist die Regelzeit für die Tiefen größer, da die Wirkung des Ladekondensators bei den tiefen Frequenzen abnimmt.

Bei der Dynamikregelung soll eine Kompression bei beiden Gebieten erreicht werden. Theoretisch läßt sich die Regelspannung aus der Ausgangsspannung der Höhen- und Tiefenröhre erzeugen. Für die Höhenröhre ist das jedoch nicht zu-

lässig, da dann nichtlineare Verzerrungen bei den hohen Frequenzen auftreten und die obere Grenzfrequenz stark herabgesetzt wird. Daher greift man an dem nicht kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand die Wechselspannung ab, verstärkt sie zusätzlich und richtet sie mit einem Gleichrichter in Parallelschaltung gleich. Für die Tiefenröhre läßt sich Seriengleichrichtung anwenden, wenn man den Ladekondensator so wählt, daß nichtlineare Verzerrungen bei leitendem Gleichrichter über dem von dieser Röhre zu übertragenden Frequenzbereich liegen. Außerdem muß der Serienwiderstand sehr groß gegen R_s sein.

Klirrfaktoren von 3 beziehungsweise 3,5 % bei 6,5 beziehungsweise 11 W Ausgangsleistung. Bei Zimmerlautstärke ist mit $k \approx 1,5$ % zu rechnen.

Zusammenfassung

Die hier benutzte Frequenzaufteilung ist grundsätzlich nicht neu, sie wird aber kaum in der beschriebenen Art angewendet. Das Ziel tonabhängiger Rundfunkstörungen automatisch auszugleichen, wurde mit der angegebenen Schaltung erreicht. Obwohl sich eine Dynamikregelung nie an die tatsächlichen Verhältnisse anpassen läßt und auch alle Faktoren nicht gleichzeitig berücksichtigt werden können,

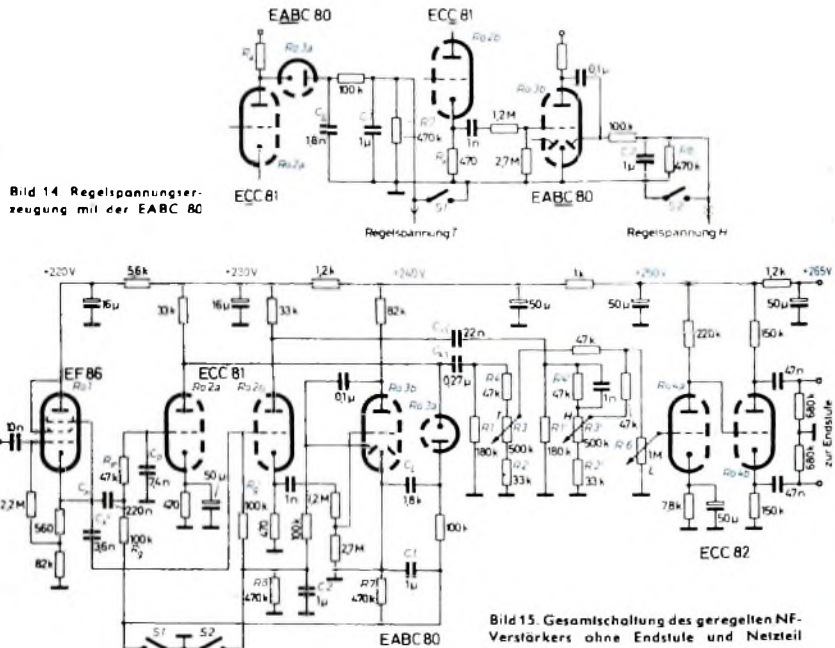


Bild 14. Regelspannungserzeugung mit der EABC 80

Bild 15. Gesamtschaltung des geregelten NF-Verstärkers ohne Endstufe und Netzteil

Bild 14 zeigt die Schaltung zur Erzeugung der Regelspannungen mit einer EABC 80. Man kann aber auch Halbleiter-Gleichrichter einsetzen. Die Gitterbleitwiderstände von $R_6 2a$ und $R_6 2b$ werden je um $470 \text{ k}\Omega$ ($R 7, R 8$) vergrößert, was jedoch auf die RC-Verhältnisse am Eingang der Röhren keinen Einfluß hat, weil $R 7$ und $R 8$ mit $C 1$ beziehungsweise $C 2$ überbrückt sind.

Mit je einem Zugschalter am Tiefen- und Höhenregler ($S 1, S 2$) läßt sich die Dynamikregelung abschalten. $R_6 2a$ und $R_6 2b$ arbeiten dann etwa mit 30facher Verstärkung.

Phasenumkehr- und Endstufe

Am Schleifer des Lautstärkereglers $R 6$ (Bild 15) liegt das Gitter der NF-Vorverstärkeröhre $R_4 6$, an die sich mit galvanischer Kopplung die Phasenumkehröhre $R_4 4b$ anschließt. Bei insgesamt 11facher Verstärkung und $15 V_{eff}$ Ausgangsspannung ist $k = 1$ %. Zum Betrieb einer Endstufe mit Zimmerlautstärke genügen etwa $4 \dots 7 V_{eff}$; dann fällt der Klirrfaktor k auf rund $0,4$ % ab.

In der Endstufe kann man $2 \times EL 95$ oder $2 \times EL 84$ in B- oder AB-Betrieb einsetzen. Bei 250 V Betriebsspannung und $8 \dots 9 V_{eff}$ Eingangsspannung ergeben sich dann

bedeutet die getrennte Baß- und Höhenregelung doch eine wesentliche Verbesserung gegenüber der sonst üblichen automatischen Lautstärkeregelung. Die Tatsache, daß zum Beispiel die Tiefenröhre mit voller Verstärkung arbeitet, wenn in der Übertragung nur höhere Frequenzen vorhanden sind, wirkt nicht störend. Außerdem beschränkt sich die Dynamikregelung auf etwa $\pm 5 \text{ dB}$. Die Handregelung hat einen Regelbereich von etwa $\pm 10 \text{ dB}$. Eine sehr gute Sprachwiedergabe wird erreicht, wenn man die Dynamikregelung der Höhen abschaltet. Für gute Übertragung von Tanzmusik kann die Baßregelung abgeschaltet werden.

Bei abgeschalteter Dynamikregelung und Mittelstellung der Tonregler ist der Übertragungsbereich von etwa $60 \text{ Hz} \dots 12 \text{ kHz} \pm 1 \text{ dB}$ linear. Wenn $R 4'$ im Bild 12 mit 1 nF überbrückt wird, erweitert sich der Bereich etwa bis 15 kHz . Die nichtlinearen Verzerrungen sind sehr klein, da alle verstärkenden Röhren unter $\frac{1}{3}$ ihrer Aussteuerbarkeit betrieben werden. Die Spannungsverstärkung ist am Ausgang von $R_6 4b$ bei Maximalstellung aller Regler und abgeschalteter Dynamikregelung etwa 230fach, mit Dynamikregelung und bei Mittelstellung der Handregler etwa 80fach.

Anwendungen der Digital-Technik

DK 621.317:681.14 — 523.8

Der Begriff Digital-Technik umfaßt eine ganze Reihe Anwendungen, die sich insbesondere in der Meßtechnik und in der Steuerungstechnik bereits erheblich ausgewirkt und dadurch zur Automatisierung beigetragen haben. Die Bezeichnung leitet sich vom englischen Wort digit = Ziffer, Stufe, Schritt ab, das aus dem lateinischen Wort digitus = Finger entstanden ist. In der Meßtechnik ist digital der Gegensatz zu analog, ein Digital-Instrument gibt also den Meßwert nicht durch eine analoge Größe, nämlich den Ausschlag eines Zeigers, sondern durch mechanisch oder elektronisch betätigte Zifferwerke an. Die digitale Anzeige ist zunächst wesentlich eindeutiger und damit genauer, da keine Zwischenwerte zu schätzen sind, sie ist auch für den Ungeübten leichter zu erfassen. Wesentlich wichtiger aber ist noch, daß die Meßwerte durch ihre digitale

„Aufbereitung“ einer Erfassung durch Druckwerke oder Lochstreifen zugänglich gemacht werden. Mit analogen Instrumenten geht das nur auf dem Umweg über einen Beobachter, der das Instrument abliest und entsprechende Aufzeichnungen macht. Der Unterschied zwischen analog und digital läßt sich aus dem alltäglichen Vorgang des Wägens leicht erklären, wobei allerdings zu bedenken ist, daß hier die digitale Erfassung das Ursprüngliche war. Die früher allgemein gebräuchliche zweiarmlige Waage arbeitet gleichsam digital, denn die auf der einen Schale aufgesetzten Gewichtstücke stellen das Gewicht in Einheiten dar. Demgegenüber wirken die modernen Neigungswaagen analog, denn der Ausschlag des Zeigers entspricht dem Gewicht. Ins Elektrische übertragen würde der Vergleich dem Unterschied einer Widerstandsmessung mit einem Rheostaten und einem Ohmmeter entsprechen. Beim Rheostaten gelten, um im Vergleich zu bleiben, die gezogenen Stöpsel als aufgelegte Gewichte, so daß die Addition der leeren Kontakte den gesuchten Widerstandswert ergibt. Dieses Beispiel läßt gleichzeitig auch noch eine bedeutsame Eigenart des digitalen Messens erkennen, nämlich die, daß man Meßwerte durch lauter Ja-Nein-Entscheidungen übertragen kann. Zwei Stellen mit den gleichen Widerstandskästen könnten sich dadurch über Widerstandswerte verständigen, daß sie sich zwei Arten von Impulsen übermitteln und damit angeben, ob der Stöpsel gezogen ist oder nicht. Das ist gleichsam der Grundgedanke der digitalen Fernmessung mit Impulsen.

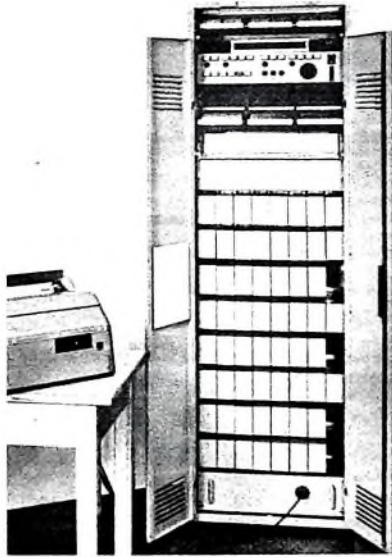
Ein Analog-Digital-Umsetzer arbeitet genau wie der Mann, der eine Tafelwaage bedient und beim Auflegen eines Gewichtstückes jedesmal nachsieht, ob sich die eine oder andere Schale senkt. Das entsprechende elektrische Gerät ist ursprünglich ein Nullgalvanometer, das je nach der Richtung des Ausschlags einzelne Widerstände ein- oder ausschaltet. Aus dem Nullgalvanometer sind selbstverständlich elektronische „Verschlüssler“ mit Transistoren geworden, die je nach der Anzahl der Stufen des Potentiometers — entsprechend der Unterteilung der Gewichte — bis zur praktisch sinnvollen Genauigkeit ausnutzbar sind.

Da es elektrische Meßumformer für sämtliche Meßgrößen gibt, von der Temperatur bis zur Gasanalyse, vom Durchfluß bis zum Druck, kann man auch alle diese betrieblichen Meßwerte digital erfassen. Man

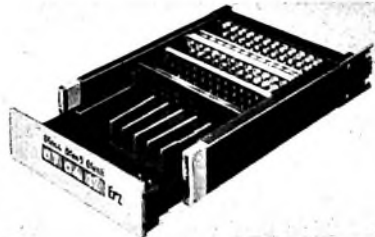


Meßwandrucker mit parallelschaltem Streifenlocher in einer Anlage für die Betriebskontrolle

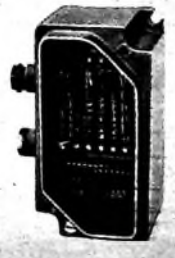
legt sie zum Beispiel durch einen selbsttätig weiterschaltenden Umschalter an einen Ferndrucker, der sie dann zusammen mit dem von einer Uhr eingegebenen Zeitvermerk und der Bezeichnung der Meßstelle als Tabelle niederschreibt. An den Gebern werden auch wohl Grenzkontakte angebracht, die beim Überschreiten einstellbarer Werte das Farbband auf Rot umschalten. Dann genügt ein Blick auf die Tabelle, um zu sehen, wo etwas nicht stimmt. Man kann auch auf die Aufzeichnung der normalen Werte ganz verzichten und die Meßgrößen in bestimmten Abständen selbsttätig auf Vergleichseinheiten schalten, so daß nur bei Abweichungen ein Signal eingeschaltet wird. Die Impulse der digitalen Meßtechnik sind einer mathematischen Behandlung in mehr oder weniger umfangreichen Rechnern ohne weiteres zugänglich, und davon macht man Gebrauch, um etwa in einer Kesselanlage fortlaufend den Wärmeverbrauch gemeldet zu erhalten. Ein anderes Beispiel ist die fortlaufende Meldung der Werte, die für die Qualität eines Zwischenproduktes oder eines fertigen Erzeugnisses in einer kontinuierlichen Fertigung bestimmend sind. Das können Zusammensetzungen von Gasen oder Flüssigkeiten, Abmessungen, Zähflüssigkeit, Oberflächengüte und vieles andere sein. Hier spricht man ganz allgemein von Führungszahlen, weil sie gleichsam Anweisung geben, wie der Fertigungsprozeß zu führen ist. Nun läßt sich die ganze Technik dieser Art gleichsam auch umkehren. Man stanz — kurz gesagt — die Idealwerte in einen Lochstreifen und läßt diesen jede einzelne Stufe des Prozesses steuern. Dabei können beliebige Toleranzen eingefügt werden, wie sie durch die Streuungen in der Beschaffen-



Digitale Meßanlage in gemischter Bauweise mit elektronischen und elektromechanischen Relais

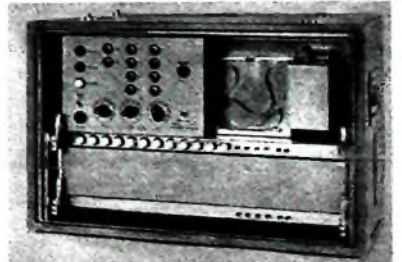


Leuchtschirmfeld, geöffnet



Aufnahmen: Siemens & Halske AG

Impulsgeber und Leuchtschirmfeld für die digitale Wegerfassung



Digitale Programmsteuerung mit Lochstreifen

heit der Ausgangsstoffe bedingt sind, so daß man sich dem Optimum mehr oder weniger nähert.

Durch die Entwicklung elektronisch und damit trägeheitslos arbeitender Steuerungssysteme hat die Digital-Technik weitere Anwendungsgebiete gefunden. Dazu gehört vor allem die fortlaufende Zählung von Umdrehungen und ihre Auswertung für Steuerungen. Ein Beispiel für diese Anwendung der Digital-Technik ist das Abschneiden von Walzprodukten auf bestimmte Längen. Dazu wird am Motor der Walze eine Lochscheibe angebracht, die bei jeder Umdrehung einen Lichtstrahl unterbricht und dadurch einen Impuls auslöst. Dieser gelangt in ein elektronisches Zählwerk, das beim Erreichen einer vorgegebenen Zahl die Schere einschaltet. Ein anderes Beispiel ist die sogenannte Anstellung von Walzen, also das gegenseitige Nähern oder Entfernen der Walzen. Der Abstand der Walzen läßt sich ohne weiteres durch die Anzahl der Umdrehungen ausdrücken, die die Anstellmotoren machen. Unter Zuhilfenahme der erwähnten kontaktlosen Steuerungen vermag man für jede einzelne Anstellung einen bestimmten Wert millimetergenau vorzugeben, in den dann die Walze einfährt. Beim Auswalzen von Blöcken sind weiterhin mehrere „Stiche“ notwendig, und diese können in einer Lochkarte oder einem Lochstreifen als Programm festgehalten sein. Der

Walzenführer hat nunmehr aus einer Reihe von Programmen das einzutasten, das dem zur Walze kommenden Block entspricht, damit der Block in einer optimalen Zahl von Stichen ausgewählt wird. Das Programm kann sich mit der Temperatur, der Werkstoffqualität und anderen Faktoren ändern. Eine weitere Entwicklung kann noch dahin gehen, daß die maßgebenden Werte digital in einen Elektronenrechner gegeben werden und dieser das Programm genau vorgibt. Die Umsteuerung der Walzen, die Bewegungen der Verschiebelineale und die Rollgänge in das Programm einzubeziehen, ist ebenfalls möglich, so daß der Weg zum automatischen Walzwerk gebahnt ist. Bei Werkzeugmaschinen ergeben sich weitere Anwendungsgebiete, und zwar dadurch, daß die Werkstücke und Werkzeuge durch digitale Steuerungen in der richtigen Reihenfolge mit größter Genauigkeit in ihre Stellungen gefahren werden. Auch hier wird das Programm durch Lochstreifen gesteuert.

Die industrielle Datenverarbeitung steht noch am Anfang ihrer Entwicklung. Zwar werden rasche Fortschritte erreicht, jedoch ist die ganze Technik so revolutionierend, daß noch umfassende Überlegungen notwendig sind. Mit Sicherheit läßt sich jedoch voraussagen, daß einmal die Betriebe am leistungsfähigsten sein werden, die sich auf die neue Technik einstellen werden. W. Jaekel

lediglich ein Vorwiderstand. Das Potentiometer P1 läßt eine stufenlose Regelung der Ausgangsamplitude zu. Es liegt direkt im Kollektorkreis und bildet daher den Arbeitswiderstand von T1. Die Auskopplung der Tonfrequenz erfolgt kapazitiv über den 30-µF-Kondensator C5.

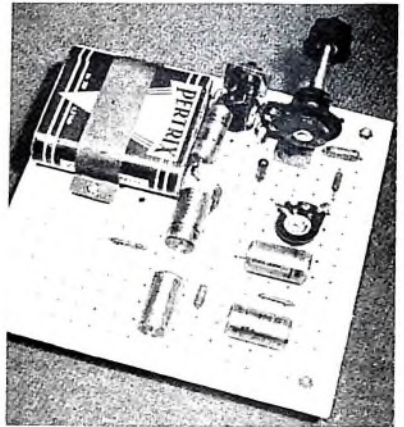


Bild 3. Ansicht des RC-Generators

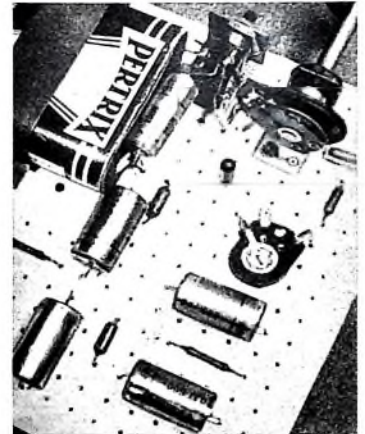


Bild 4. Teilansicht

Die Betriebsspannung von 4,5 V entnimmt man einer Taschenlampenbatterie. Der Ein- und Ausschalter S1 des RC-Generators ist ein üblicher Kippschalter.

Aufbau auf dem Experimentierchassis

Alle Bauteile werden auf dem Lochchassis montiert. Die Batterie liegt in der rechten oberen Ecke. Darunter sind der Schalter S1 und das Potentiometer P1 angeordnet. Die genaue Lage aller Bauteile geht aus den Bildern 2 bis 4 hervor.

Einzelteile

Ausschalter „Nr. 100“	(Marquardt)
Einstellregler, 100 kOhm lin.	(Draloid)
Potentiometer, 1 kOhm	(Draloid)
Widerstände	(Draloid)
Kondensatoren	(Wima)
4,5-V-Flachbatterie	(Pertron)
Transistor OC 604	(Telefunken)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

FT BASTEL-ECKE

Transistor-RC-Generator mit sinusförmiger Ausgangsspannung

Für verschiedene Meß- und Prüfw Zwecke eignet sich der im folgenden beschriebene Sinusgenerator mit Festfrequenz, der eine verzerrungsarme Tonfrequenzspannung liefert.

Schaltung

Da dieser RC-Generator nur mit einem Transistor OC 604 bestückt ist (Bild 1), muß zwischen Ein- und Ausgang ein

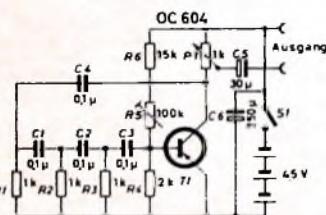


Bild 1. Schaltung des RC-Generators

mehrgliedriges Netzwerk aus Kondensatoren und Widerständen eingefügt werden, um die erforderliche Phasendrehung der Rückkopplungsspannung zu erreichen. Unabhängig von der zu erzeugenden Frequenz, die durch die Kondensatoren und Widerstände des Netzwerkes bestimmt wird, ist stets $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ und $R_1 = R_2 = R_3$ zu wählen. Die Frequenz steigt mit kleiner werdenden Kondensator- und Widerstandswerten an. Der Widerstand R4 muß etwas größer als die übrigen Widerstände des Netzwerkes sein.

Für eine Frequenz von 1 kHz sind die Kondensatoren C1, C2, C3 und C4 mit 0,1 µF und die Widerstände R1, R2 und R3 mit 1 kOhm zu bemessen. R4 hat einen Widerstand von 2 kOhm. Wenn man die Kapazität der frequenzbestimmenden Kondensatoren auf 0,2 µF erhöht und die Widerstände auf 1,5 kOhm vergrößert, dann schwingt der Generator mit einer Frequenz von etwa 400 Hz. Der Widerstand R4 behält dabei seinen Wert von 2 kOhm.

Mit dem Einstellregler R5 (100 kOhm) wird der Schwingungseinsatz geregelt. Die Ausgangsspannung darf keine Abweichungen von der Sinusform zeigen. R6 ist

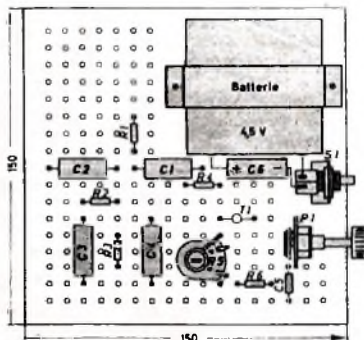


Bild 2. Maßskizze des Experimentierchassis mit Bauteilen

Moderner leistungsfähiger KW-Sender

für die Amateurbänder 80, 40, 20, 15 und 10 m

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd 17 (1962) Nr. 1, S. 26

Senderüberwachung

Zur Überwachung der Ansteuerung (Gitterstrom) und des Anodenstroms von R6 3 sowie zur Abstimmung der Anodenkreise der Treiberstufe und Sender-Endstufe dienen die Instrumente M 1 und M 2. Modulationsgrad und Modulationsqualität werden mit dem eingebauten Detektorempfänger im Kopfhörer überwacht. Zur Kontrolle der optimalen Abstimmung des Pi-Filters verwendet man das Meßinstrument M 3. Die Ankopplung des Detektorempfängers erfolgt kapazitiv mit einem Draht, der der HF-Senderausgangsleitung parallelgeführt wird. Auf der Achse des Drehkondensators C 4 wurde ein Schaltkontakt zur Umschaltung des Empfängers auf die Bereiche 80 und 40 m sowie 20, 15 und 10 m angebracht.

Stromversorgung

Die benötigten Spannungen und Ströme hängen von der verwendeten Endröhre ab. Der Innenwiderstand der Gitter- und Bremsgittervorspannungsquelle darf 10 kOhm nicht übersteigen. Die Schirmgitterspannung der Oszillatordröhre R6 1 wird mit R6 4 stabilisiert. Ebenso ist bei Schirmgittermodulation die Schirmgitterspannung der Endstufe zu stabilisieren und dazu an denselben Stabilisator anzuschließen. Für Röhren mit nur 100 V Schirmgitterspannung bei Schirmgittermodulation muß man zusätzlich einen 100-V-Stabilisator einbauen. Da die Anodenspannung der Endstufe bei Anoden-Schirmgittermodulation meistens nicht so hoch wie bei den anderen Modulationsarten sein darf, ist sie dann durch einen Vorwiderstand zu verringern, oder man muß den Hochspannungsgleichrichter an eine Anzapfung des Hochspannungstransformators mit einer niedrigeren Spannung legen.

Aufbau

Die Anordnung der Einzelteile des Senders für stationären Betrieb bei Gestelleinbau geht aus den Bildern 2, 3 und 4 hervor. Die eloxierte Alu-Frontplatte hat die Abmessungen 500 x 210 x 3 mm. Das aus 1 mm dickem Eisenblech bestehende Chassis, das nach dem Bohren verzinkt wird, ist 450 mm breit, 200 mm tief und 65 mm hoch. Der Drehkondensator des VFO und die Sender-Endröhre sind durch ein Abschirmblech getrennt. Zum Einbau eignet sich das Leistner-Gehäuse „Nr. 4“ (500 x 210 x 210 mm), zu dem ein Chassis mitgeliefert wird. Für eine Mobilstation mit geringerer Leistung wird man aber einen gedrängteren Aufbau, eine kleinere Skala und nur eine Modulationsart wählen. Bei geschickter Anordnung und Verwendung des Geloso-Pi-Filter-Ausgangskreises dürfte es möglich sein, den Sender auf einer Chassisfläche von 250 x 160 mm unterzubringen.

Abstimmung

Abschließend soll noch kurz auf die Abstimmung des Pi-Filters eingegangen werden. Zunächst schließt man die Antenne

an, schaltet den VFO und die Pi-Filter-Spule auf das gewünschte Band und stellt den Antennenkondensator bei niederohmigen Antennen bei 80 m auf etwa 1400 pF, bei 40 m auf rund 800 pF, bei 20 m auf 400 pF, bei 15 m auf 300 pF und bei 10 m auf 200 pF ein. Dann wird der Sender eingeschaltet und der Anodenkreis der

angegebene Anodenstrom fließt. Es ist aber unbedingt darauf zu achten, daß C 3 nur so weit verkleinert wird, daß sich noch ein gut sichtbarer Dip bei Abstimmung des Anodendrehkondensators C 2 ergibt. Mitunter läßt sich der vorgeschriebene Strom nicht erreichen (zum Beispiel bei nicht mehr voll leistungsfähiger End-

Bild 2. Frontansicht des Kurzwellensenders: 1 Einstellung Anodenkreis PA, 2 Kapazitätsschalter, 3 Einstellung Pi-Filter, 4 Einstellung Antennenkreis, 5 Anzeige Gitterstrom PA, 6 Abstimmung Kontrollempfänger, 7 Anzeige Anodenstrom PA, 8 HF-Anzeige, 9 Kopfhörerbuchsen, 10 Buchsen für Taste, 11 Schalter S 1 Modulationsstrala, 12 Ausschalter, 13 Modulationschalter, 14 Ansteuerung PA, 15 Abstimmung Treiber Anodenkreis, 16 Bandschalter VFO, 17 Abstimmung VFO

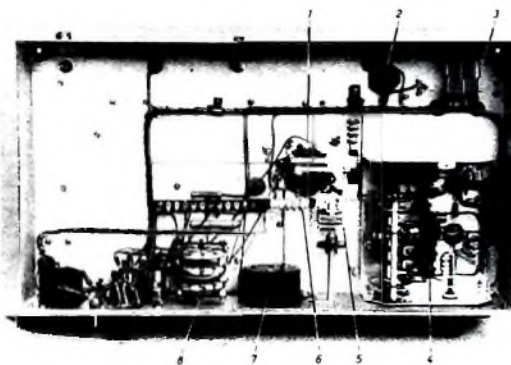
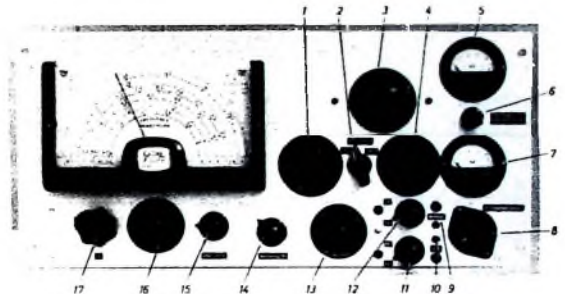
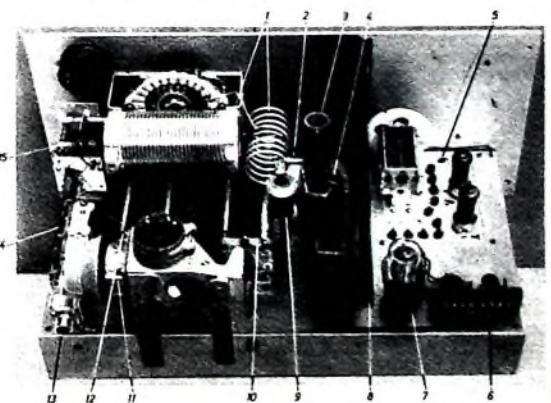


Bild 3. Blick in die Verdrahtung auf der Chassis-Unterseite: 1 Fassung PA-Röhre, 2 Fassung Stabilisator, 3 Schirmgitter-Relais, 4 VFO, 5 Drehkondensator Treiber Anodenkreis, 6 HF-Gitterdrossel PA, 7 Potentiometer für zweites Gitter des Treibers, 8 Modulationschalter

Bild 4. Blick in den Empfänger: 1 Pi-Filter, 2 UKW-Drossel, 3 Pi-Net-HF-Drossel, 4 Endröhre, 5 VFO, 6 Anschlußleiste, 7 Stabilisatorröhre, 8 Abschirmblech, 9 Kondensator 1 nF/5 kV, 10 Anodendrehkondensator, 11 Antennenrelais, 12 Antennendrehkondensator, 13 Antennenbuchse, 14 Spannungsteiler für Gittervorspannungen, 15 Kontrollempfänger



Endstufe auf Resonanz (Dip) sowie der des Treibers auf maximalen Ausschlag von M 1 abgestimmt. Dabei ist die Ansteuerspannung mit R 1 so einzustellen, daß der vorgeschriebene Gitterstrom fließt. Nun verändert man C 3 so lange, bis der in den Tabellen für die jeweilige Modulationsart

röhre), so daß man dann nur mit niedrigerem Anodenstrom arbeiten kann. Die Abstimmung von C 2 und C 3 muß wechselseitig erfolgen. Die optimale Abstimmung und die HF-Ausgangsspannung lassen sich auch mit dem HF-Anzeigegerät M 3 kontrollieren und überwachen.

Zum Selbstbau

Zwölfkanal-Transistormischpult

Das Mischpult gehört in das Studio jedes ernsthaften Tonbandamateurs. Man kann es ohne weiteres kaufen, denn der Markt bietet für jeden Verwendungszweck Röhren- und Transistormischpulte sowie für anspruchlosere Tonbandfreunde auch passive Mischpulte an, das heißt Geräte ohne eingebaute Verstärker, die nur Pegelregler in Verbindung mit Spannungsteilern und Entkopplungswiderständen enthalten. Das neueste Mischpult dürfte der Echomixer von Telefunken sein, ein dreikanaliges Mischpult mit stufenlos regelbarer Halleinrichtung für zwei Kanäle.

Alle industriell gefertigten Mischpulte haben sehr gute elektrische Eigenschaften, wie verhältnismäßig geradlinigen Frequenzgang, großen Frequenzumfang und einen Nutz-Störspannungsabstand von wenigstens 55 dB. Aber nach der Anschaffung eines derartigen Gerätes stellt man oft fest, daß zu wenig Eingänge vorhanden sind oder aber gerade kein Eingang mit der richtigen Anpassung frei ist. Soll das lästige Umstecken der Kabel vermieden werden, ist ein Mischpult mit mindestens acht Eingängen verschiedener Anpassung erforderlich.

Das im folgenden beschriebene Mischpult mit sechs aktiven und sechs passiven Eingängen sowie einem wahlweise nachzuschaltenden regelbaren Summenverstärker ist seit über einem Jahr in Betrieb. Es wurde bei (später prämierten) Wettbewerbsaufnahmen verwendet und sogar bei Aufnahmen, die der Rundfunk gesendet hat. Die verhältnismäßig einfache Schaltung (Bild 1) weist einige Anlehnungen an den Sabo-Regiemixer auf. Vorher wurden jedoch die Eigenschaften in- und ausländischer Transistoren untersucht. Dabei erwies sich der OC 603 (Telefunken) als rauschärmster Transistor, obwohl verstärkungsmäßig andere Typen geeigneter gewesen wären.

Die Eingänge Bu 1... Bu 5 haben die gleiche Schaltung. Über einen 100-µF-Elektrolytkondensator gelangt die Tonfrequenzspannung zur Basis des OC 603. Am Kollektor ist über einen 10-µF-Kondensator der Lautstärkereglern (50 kOhm) angeschlossen. Von seinem Schleifer wird die verstärkte Tonfrequenzspannung abgenommen und über einen 75-kOhm-Entkopplungswiderstand der Ausgangsleitung

zugeführt. Da die sechs aktiven Eingänge für niederohmige Tonspannungsquellen mit 0,1 200 mV ausgelegt und besonders für Mikrofone mit etwa 200 Ohm Quellwiderstand bestimmt sind, muß man die beiden hier üblichen Steckeranschlußarten berücksichtigen. Unsymmetrische Anschlüsse können ohne weiteres an jede Eingangsbuchse angeschlossen werden. Jedem Eingang ist ein besonderer Schalter (S 1... S 6) zugeordnet, mit dem sich der Kontakt 1 zusätzlich an Masse legen läßt. Dadurch wird bei symmetrischem Mikrofonausgang, bei dem die Kontakte 1 und 3 die NF-Spannung führen im Gerät auf unsymmetrischen Anschluß umgeschaltet. Der Eingang Bu 6 hat noch einen zweiten Schalter S 7, mit dem man den Kontakt 1 an den Eingangskondensator schalten kann, um hier gegebenenfalls mit einem üblichen Diodenkabel ein Rundfunkgerät anschließen zu können.

Die Eingänge Bu 7... Bu 12 sind hochohmige passive Eingänge und für Plattenspieler, Tonbandgeräteausgänge, RC-Verstärkerausgänge und sonstige Tonspannungsquellen, zum Beispiel „Microport“-Anlagen, ausgelegt. Sie eignen sich für Spannungen von 0,3 20 V (Bu 7, Bu 8, Bu 9) beziehungsweise 0,35 100 V (Bu 10, Bu 11, Bu 12). Da es sich hier lediglich um Spannungsteilerschaltungen handelt, brauchen sie nicht näher beschrieben zu werden. Die Widerstände zwischen den Schleiferanschlüssen der Pegelregler und der gemeinsamen Ausgangsleitung dienen wieder zur Entkopplung. Auf Pegelvorregler wurde bei diesem Mischpult verzichtet, da sie sich im praktischen Amateurbetrieb als unnötig erwiesen haben und manchmal sogar zu Fehlanpassungen führten.

Die Ausgangsspannung des Mischpultverstärkers kann mit dem zweipoligen Umschalter S 8 wahlweise direkt dem Kontakt 1 der Ausgangsbuchse Bu 13 oder aber über R 14 der Summenverstärkerstufe T 7 zugeführt werden. Dadurch ergibt sich eine etwa 15fache Spannungsverstärkung und außerdem steht ein Summenregler zur Verfügung, der bei Trickaufnahmen große Vorteile bietet.

Der Ausgang des Mischpultes ist an den 5-mV-Eingang aller Tonbandgerätetypen (Rundfunkeingang) angepaßt. Wenn man die Summenverstärkerstufe einschaltet, kann auch der Phonoeingang benutzt

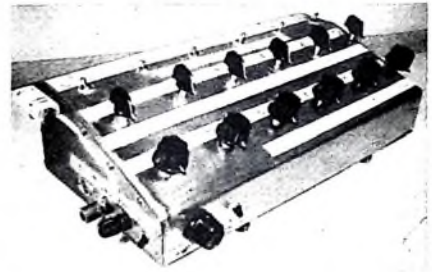


Bild 2. Ansicht des Mischpultes mit Bedienungplatte

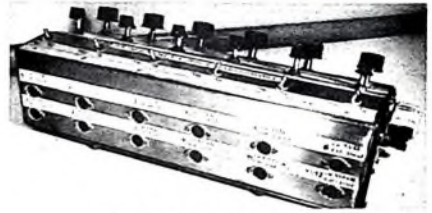


Bild 3. Rückwärtige Seite des Mischpultes mit Buchsenplatte

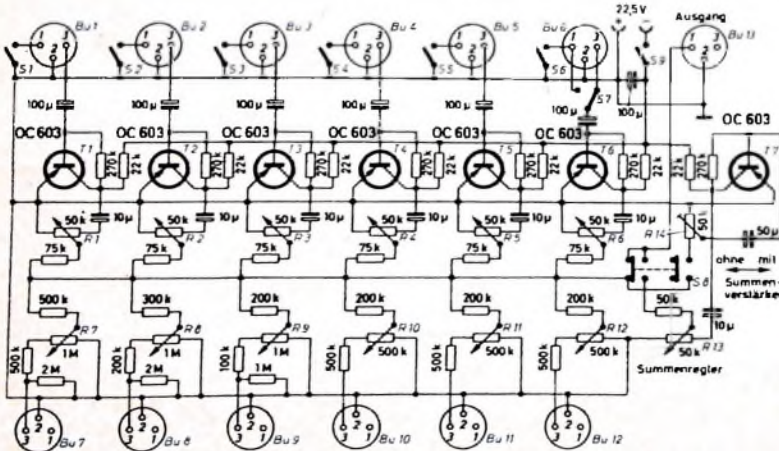
werden. Bei voll geöffneten Pegelreglern ist kein hörbares Rauschen vorhanden, falls der Summenverstärker abgeschaltet ist. Bei Hinzuschalten dieser Stufe liegt das Rauschen praktisch innerhalb des Störspannungspegels von Amateur-Tonbandgeräten und Tonbandern. Der Frequenzumfang von 20 20 000 Hz entspricht dem guter Tonbandgeräte und Verstärker. Alle 12 Kanäle lassen sich völlig rückwirkungsfrei regeln.

Die Bilder 2 und 3 zeigen die Vorder- und Rückansicht des Gerätes (noch mit provisorischer Beschriftung). Das pultförmige, niedrige Gehäuse wurde aus Messingblech gefertigt und nicht lackiert, sondern nach dem Polieren mit Zaponlack gestrichen. Die Verdrahtung (Bild 4) erfolgte ohne Lötösenleisten. Bei geschickter Ausführung ist sie ebenso stabil wie bei Verwendung von Stützpunkten. Man spart aber Gewicht, und die Verbindungen werden sehr kurz. Abgeschirmte Leitungen sind nicht erforderlich. Aus Ersparnisgründen wurden auch keine Schieberegler, sondern normale logarithmische Potentiometer eingebaut. Die 22,5-V-Batterie ist außen am Gehäuse befestigt und kann daher sehr schnell ausgewechselt



Bild 4. Blick in die Verdrahtung

Bild 1 (unten) Schaltung des Mischpultes



werden. Die isoliert verlegte Masseleitung wurde an der Ausgangsbuchse Bu 13 mit dem Gehäuse verbunden.

Für dieses Gerät ist noch eine Resopal-Abdeckplatte in Arbeit, die mit drei Schrauben auf der Pultplatte befestigt wird. Jeder Pegelregler erhält eine 12teilige Skala. Um Fehleinstellungen zu vermeiden, sollte man alle Regler, Schalter und Buchsen eindeutig und übersichtlich kennzeichnen.

Hochwertiges Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit direktanzeigendem Ohm-Meter

DK 621 317 725: 621 385

Technische Daten

10 Spannungs-Meßbereiche:

0 ... 30 mV	$R_e = 3 \text{ MOhm}$
0 ... 100 mV	$R_e = 10 \text{ MOhm}$
0 ... 300 mV	$R_e = 30 \text{ MOhm}$
0 ... 1 V	$R_e = 100 \text{ MOhm}$
0 ... 3 V	$R_e = 300 \text{ MOhm}$
0 ... 10 V	
0 ... 30 V	
0 ... 100 V	
0 ... 300 V	
0 ... 1 kV	

7 Widerstands-Meßbereiche¹⁾:

0 ... 10 Ohm
0 ... 100 Ohm
0 ... 1 kOhm
0 ... 10 kOhm
0 ... 100 kOhm
0 ... 1 MOhm
0 ... 10 MOhm

Netzanschluß: 220 V, 50 Hz

Leistungsaufnahme: 22 W

Bestückung: E 88 CC, 2 x E 80 F, 150 B 2, 1904

Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter haben sich in den letzten Jahren weitgehend in Werkstatt und Labor eingeführt. Die Möglichkeit, Spannungsmessungen auch an hochohmigen Meßobjekten praktisch unabhängig vom Innenwiderstand des Meßinstruments durchzuführen, macht sie für viele Zwecke unentbehrlich. Die üblicherweise angebotenen Geräte weisen einen Eingangswiderstand von etwa 30 MOhm auf und sind im empfindlichsten Meßbereich für etwa 1 bis 1,5 V Vollausschlag ausgelegt. Für manche Zwecke, beispielsweise in der Regelungstechnik oder bei der Entwicklung von Transistorschaltungen, sollen jedoch auch niedrigere Spannungen – etwa von der Größenordnung 100 mV und darunter – erfaßt werden; derartige Untersuchungen müssen dann mit wesentlich aufwendigeren Geräten durchgeführt werden. Für Messungen an sehr hochohmigen Objekten, zum Beispiel an RC-Filterketten für sehr niedrige Frequenzen u. ä., sind aber auch noch höhere Eingangswiderstände für die üblichen Meßbereiche > 1 V erwünscht.

Die vorliegende Bauanleitung beschreibt ein Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter (Bild 1), das diese Forderungen erfüllt. Im empfindlichsten Meßbereich werden 30 mV für Vollausschlag benötigt, so daß 1 mV noch gut ablesbar ist (im Mustergerät etwa 4 mm Skalenweg). Der Eingangswiderstand ist 3 MOhm für den 30-mV-Bereich und steigt proportional bis auf 300 MOhm für den 3-V-Bereich und höhere Bereiche. Eine direkte Messung von Widerständen zwischen 0 und 10 MOhm läßt sich in sieben Bereichen durchführen. Die für die Ohm-Messung erforderliche Spannungsquelle ist eingehaut.

¹⁾ Die angegebenen Werte gelten für Skalenmitte; jeder Bereich gestattet die Ablesung 5fach höherer Werte

1. Impedanzwandler

Entscheidend für die Eigenschaften eines jeden Röhrenvoltmeters ist die Auslegung des elektronischen Impedanzwandlers, der die Anpassung der möglichst hochohmigen Eingangsschaltung an das verhältnismäßig niederohmige Anzeigeelement bewirkt. Häufig wird dazu der symmetrische Katenodenverstärker verwendet, dessen Prinzipschaltung Bild 2 zeigt. Der Ausgangswiderstand dieser Schaltung ergibt sich zu

$$R_{iw} \approx \frac{2}{S}$$

wobei S die Steilheit der verwendeten Triodensysteme bedeutet. Bei einer wirksamen Steilheit von $S = 10 \text{ mA/V}$, die man mit modernen steilen Trioden erreichen kann, erhält man also $R_{iw} \approx 200 \text{ Ohm}$.

Die Spannungsverstärkung der Schaltung Bild 2 ist etwa 1 (genaugenommen etwas kleiner als 1), so daß die Empfindlichkeit des verwendeten Anzeigeelements dem empfindlichsten Meßbereich des Röhrenvoltmeters entsprechen muß. Als Innenwiderstand für das Anzeigeelement kann man einen Wert von etwa $R_{iv} = 1000 \text{ Ohm/V}$ annehmen, der elektrisch mit dem Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers in Serie liegt. Man sieht, daß für einen empfindlichsten Meßbereich von 1 V bereits ein erheblicher Teil des Gesamtlastwiderstandes $R_{iw} + R_{iv}$ von Ausgangswiderstand R_{iw} des Impedanzwandlers gebildet wird. Das ist aber unerwünscht, da nämlich R_{iw} von der Steilheit S der Röhren abhängt, diese aber wiederum von der Röhrenalterung, von den Betriebsspannungen usw., sollte R_{iw} gegenüber R_{iv} zu vernachlässigen sein, um diese Einflüsse auszuschalten.

Der Eingangswiderstand R_e im Bild 2 muß im Interesse einer geringeren Belastung des Meßobjekts möglichst hoch gewählt werden. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß R_e auch von dem – wenn auch sehr geringen – Gitterstrom I_g der entsprechenden Röhre durchflossen wird. Wählt man R_e zu hochohmig, dann tritt an ihm ein merklicher Spannungsabfall auf, der beim Kurzschließen von R_e durch einen äußeren Widerstand zusammenbricht und dadurch einen Meßfehler verursacht. Dieser kurzschließende Widerstand ist der Innenwiderstand R_i des Meßobjekts, der ja gerade erheblich kleiner sein soll als R_e . Die steilen Röhren, auf die man aus den angeführten Gründen gern zurückgreifen möchte, weisen aber recht erhebliche Gitterströme auf, so daß man Kompromisse schließen muß. Als Grenzen der Schaltung erweisen sich die bereits angegebenen Werte von $R_e \approx 30 \text{ MOhm}$ bei einem empfindlichsten Meßbereich von etwa 1 V.

Um die eingangs gestellten Forderungen erfüllen zu können, wurde deshalb auf eine abgeänderte, von Scroggie [1, 2] angegebene Impedanzwandlerschaltung zurückgegriffen (Bild 3). Diese Schaltung unterscheidet sich von der im Bild 2 durch die Verstärkerrohren, die in jedem der beiden Gegenkopplungswege eingeschalt

tet sind. Der Ausgangswiderstand dieser Schaltung hat etwa den Wert

$$R_{iw} \approx \frac{2}{a \cdot S}$$

wobei a die Spannungsverstärkung von $Rö1$ und $Rö3$, S die Steilheit von $Rö2$ und $Rö4$ bedeutet. Da für a ohne weitere Werte von 100 zu erreichen sind, erhält man also Ausgangswiderstände von nur



Bild 1. Frontansicht des Gleichspannungs-Röhrenvoltmeters. Unter dem Anzeigeelement ist das Drucklastenaggregat für die Betriebsartenwahl angeordnet, rechts oben sitzen die Einstellregler für den Nullpunkt und die Widerstandsmessung. Der Bereichsschalter befindet sich über den Meßbuchsen und dient zum Umschalten sowohl der Spannungs- als auch der Widerstandsmessbereiche des Röhrenvoltmeters.

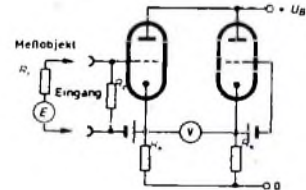


Bild 2. Schaltung des symmetrischen Katenodenverstärkers als Impedanzwandler; R_e = Eingangswiderstand, R_k = Katenodenwiderstände, V = Anzeigeelement

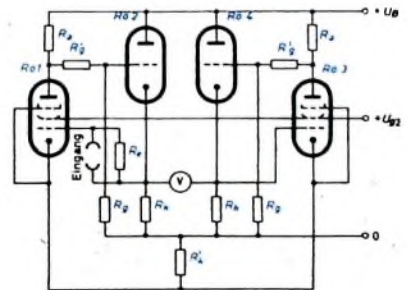


Bild 3. Impedanzwandler nach Scroggie

einigen Ohm. Außerdem hat man für die Wahl der Röhren $Rö1$ und $Rö3$ bezüglich des Gitterstroms noch weitgehend freie Hand und kann entsprechend günstige Typen benutzen.

Die vollständige Schaltung des in das Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter eingebauten Impedanzwandlers sowie des Stromversorgungsteils zeigt Bild 4. Der Impedanzwandler ist mit Spezialröhren

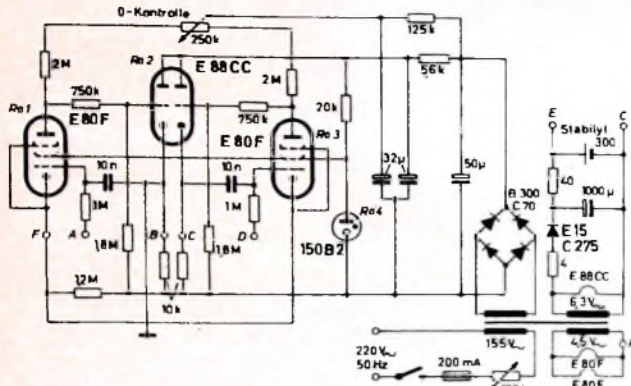


Bild 4. Vollständige Schaltung des Impedanzwandlers mit dem Stromversorgungssteil. Die Bezeichnungen A bis F entsprechen den Anschlüssen des Eingangs- und Ausgangsspannungsteilers im untenstehenden Bild 5

bestückt, die sich durch lange Lebensdauer, Zuverlässigkeit, Stoß- und Vibrationsfestigkeit sowie durch enge Toleranzen auszeichnen. Als symmetrischer Kathodenverstärker arbeitet die Doppeltriode E 88 CC mit einer Steilheit von etwa 10 mA/V im gewählten Arbeitspunkt. Als Verstärkerröhre in den Gegenkopplungs-zweigen wird die Pentode E 80 F benutzt; ihre Einstellung ist so gewählt, daß nur ein sehr geringer Steuergitterstrom $I_{g1} < 10^{-14} \text{ A}$ fließt [3]. Dazu wurde die Heizspannung auf $4,5 \text{ V}$ reduziert. Anoden- und Schirmgitterstrom sind mit je 40 V verhältnismäßig niedrig gehalten. Trotz des bei dieser Einstellung sehr geringen Anoden- und Schirmgitterstroms liefert die Röhre wegen der hohen Arbeitswiderstände gute Verstärkung; unter Berücksichtigung der Spannungsteilung an den Gittern der E 88 CC erhält man etwa den Faktor 100. Damit ergibt sich als Ausgangswiderstand des Impedanzwandlers $R_{iw} = 2 \text{ Ohm}$.

Die Anschlußpunkte A und B im Bild 4 bezeichnen die Verbindungen mit dem Eingangsspannungsteiler, C und D die mit der Ausgangsschaltung. Diese Aggregate sind zusammen mit dem Betriebsartenschalter im Bild 5 dargestellt.

Der eine Pol der im Eingangsspannungsteiler entsprechend reduzierten Meßspannung wird dem Steuergitter von Röhre 1 zugeführt (A), der andere der Kathode des entsprechenden Triodensystems von Röhre 2 (B). Um zu verhindern, daß die Meßspan-

nungsbüchsen M 1 und M 2 gegenüber dem Gehäuse, das an Masse liegen soll, Spannung führen, liegt der allgemeine Massepunkt an dieser Kathode, das hat aber auf die Arbeitsweise der Schaltung keinen weiteren Einfluß.

Vor den Steuergittern von Röhre 1 und Röhre 3 liegen Siebglieder (1 MOhm , 10 nF), die Wechselspannungen fernhalten. Es ist zu beachten, daß an dieser Stelle nur sehr hochwertige Kondensatoren verwendet werden dürfen, um nicht den Eingangsspannungsteiler mit ihrem Isolationswiderstand zu belasten. Die im Mustergerät verwendeten Folienkondensatoren „Erofol II“ haben sich sehr gut bewährt.

Um eine Nullpunktkorrektur durchführen zu können, sind die Anodenwiderstände in je einen festen 2 MOhm -Widerstand sowie ein gemeinsames Potentiometer von 250 kOhm unterteilt. Damit läßt sich das Brückengleichgewicht so weit verschieben, daß der Zeiger des Anzeigeelements auch auf Skalenmitte eingestellt werden kann. Spezialteilungen auf der Skala gestatten dann auch Ablesungen symmetrisch zum Nullpunkt.

Da die Kathodenwiderstände von Röhre 2 verhältnismäßig hoch belastet werden, empfiehlt sich hier die Verwendung von 6 W -Drahtwiderständen. Die Sockelstifte der Röhren E 80 F und E 88 CC sind, um geringe Übergangswiderstände zu gewährleisten, vergoldet. Da unsichere Kontakte zu störenden Schwankungen der Anzeige im empfindlichsten Meßbereich führen

können, sollten auch Fassungen mit vergoldeten Kontaktfedern verwendet werden.

Der vor die Primärseite des Netztransformators geschaltete Eisenwasserstoffwiderstand 1904 (100 mA) arbeitet im günstigsten Teil seiner Charakteristik und regelt Netzspannungsschwankungen weitgehend aus. Deshalb ist keine besondere Stabilisierung der Anoden- und Heizspannungen erforderlich. Nur die Schirmgitterspannungen werden mit einem Stabilisator 150 B 2 konstantgehalten, um einen niedrigen Quellwiderstand zu gewährleisten. Die Siebung der vom Brückengleichrichter $B 300 \text{ C 70}$ gelieferten Betriebsspannungen erfolgt für Röhre 1, Röhre 3 sowie Röhre 2 getrennt. Lade- und Siebkondensatoren sind mit 50 µF beziehungsweise 32 µF sehr reichlich bemessen.

Für die Röhrenheizung hat der Netztransformator zwei getrennte Wicklungen ($4,5 \text{ V}$ für Röhre 1 und Röhre 3 sowie $6,3 \text{ V}$, $1,1 \text{ A}$ für Röhre 2). Die Heizwicklungen sind, um Brummeinstreuungen zu vermeiden, mit den entsprechenden Kathoden verbunden (Anschlußpunkte C und F im Bild 4). Der $6,3 \text{ V}$ -Heizwicklung wird außerdem die Hilfsspannung für die Widerstandsmessung entnommen. Der Gleichrichter $E 15 \text{ C 275}$ speist über einen Schutzwiderstand von 4 Ohm den 1000 µF -Ladekondensator sowie über einen Vorwiderstand von 40 Ohm die Stabilisationszelle „Stabilyt 300 “ der man eine sehr konstante Spannung von $1,5 \text{ V}$ entnehmen kann. Eine besondere Siebung dieser Spannung ist nicht erforderlich, weil der sehr geringe Innenwiderstand der Zelle (40 mOhm) einer Siebkapazität von 80.000 µF entspricht.

Der Netzschalter ist mit dem Tastenaggregat für die Betriebsartenwahl gekuppelt. Das Einschalten erfolgt automatisch bei Wahl der Betriebsart; abgeschaltet wird durch Betätigen der Taste „Netz aus“. Eine 200 mA -Sicherung (mittelträge) schützt das Gerät im Falle eines Defekts. Die durch den Eisenwasserstoffwiderstand reduzierte Primärspannung wird an die 155 V -Anzapfung der Primärwicklung des Netztransformators gelegt.

2. Eingangs- und Ausgangsspannungsteiler

Unsymmetrische Meßspannungen werden den Buchsen M 1 und 0 zugeführt. Der Eingangsspannungsteiler (Bild 5, Schalterebenen I und II) hat zwei Aufgaben zu erfüllen: Bei den unteren Bereichen (30 mV , 100 mV , 300 mV , 1 V und 3 V) gewährleistet er, daß der im Gitterkreis liegende Widerstand die entsprechenden, durch den Gitterstrom bestimmten Grenzwerte nicht überschreitet. Außerdem wird die Meßspannung für alle über 300 mV liegenden Bereiche auf maximal 300 mV reduziert. Die Buchse 0 ist über B mit Masse verbunden.

Zur Messung symmetrischer Spannungen muß man die Meßspannungen an die Buchsen M 1 und M 2 legen. Der Spannungsteiler auf der Schalterebene III sorgt dafür, daß auch die Eingangswiderstände für jeden Meßbereich symmetrisch sind.

Um die Verwendung kostspieliger Meßwiderstände im Eingangsspannungsteiler zu vermeiden, wird das Anzeigeelement M über einstellbare Vorwiderstände ange-

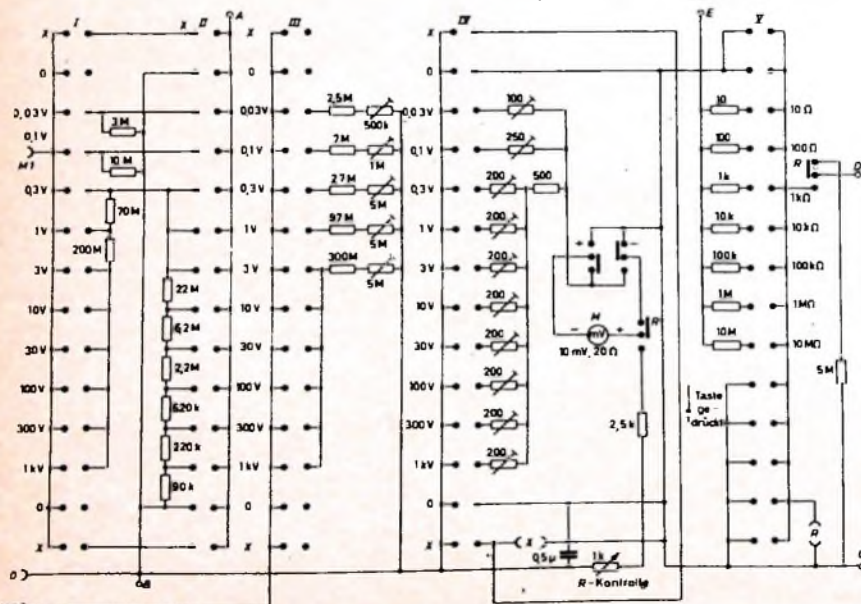


Bild 5. Schaltung des Eingangs- und Ausgangsspannungsteilers mit dem Betriebsartenschalter

LOEWE  OPTA

Verkaufsschlager

Gute Umsatzträger für Sie!

**Drahtlose
Ultraschall-
Fernsteuerung**

für Programmwahl I oder II
und Lautstärke



Spitzenfernsehgerät OPTALUX Type 695

LOEWE  OPTA

Fernsehbilder : Lupenscharf, kontrastreich und
augenschonend durch Selektiv-Telefilter

LOEWE  OPTA

Automatic : Ein Tastendruck genügt und blitz-
schnell wechseln Sie das 1. und 2. Programm

LOEWE  OPTA

Komfortsteigerung : Drahtlose Ultraschall-
Fernsteuerung erhöht Ihre Bequemlichkeit beim Fernsehen

LOEWE  OPTA

KRONACH Bayern

BERLIN West

DUSSELDORF

schlossen, die sich mit der Schalterebene IV umschalten lassen. Auf diese Weise ist jeder Bereich genau eichbar.

Beim Aufbau der Spannungsteiler muß auf sorgfältigste Isolation geachtet werden. Als Schalter findet die hochwertige keramische Ausführung „E7“ (Mayr) Verwendung, deren Frequenz-Isolation durch eine eingebraunte Silikonisierung auch gegen Wasseraufnahme geschützt ist. Der Isolationswiderstand zwischen je zwei Kontakten beträgt mehr als $5 \cdot 10^{12}$ Ohm. Außer den zehn Meßstellungen weist der Schalter noch je zwei Stellungen 0 und X auf. Bei 0 ist der Eingang offen, der Ausgang dagegen kurzgeschlossen. Diese Stellung empfiehlt sich während der Anheizzeit nach dem Einschalten des Geräts, um die während dieser Zeit zu beobachtenden erheblichen Unsymmetrien nicht auf das empfindliche Anzeigeinstrument zu übertragen. In Stellung X liegt die Eingangsbuchse M 1 direkt am Eingang des Impedanzwandlers und dessen Ausgang an dem Buchsenpaar X. Das Gerät kann dann für Sondermessungen als Impedanzwandler benutzt werden; es läßt sich bis etwa 20 V linear aussteuern.

3. Widerstandsmessungen

Mit der Schaltebene V werden die Meßwiderstände für die direktanzeigende Widerstandsmessung umgeschaltet. Das Prinzip dieser Meßeinrichtung ist aus Bild 6 zu ersehen. Eine konstante Span-

Bild 6: Prinzipielle Arbeitsweise der direktanzeigenden Widerstandsmessung

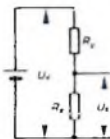
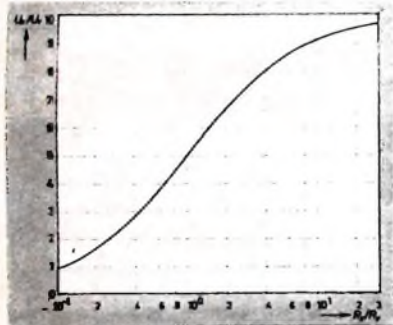


Bild 7 (unten): Verlauf der Funktion $U_x/U_v = f(R_x/R_v)$ zur Schaltung im Bild 6



nungsquelle liefert einen Strom durch den Spannungsteiler, der aus dem Meßwiderstand R_x und dem unbekanntem Widerstand R_v gebildet wird. Die Spannung an R_x stellt ein unmittelbares Maß für R_x dar, wenn R_v bekannt ist.

$$U_x = \frac{R_x}{R_v + R_x} U_v$$

Den Verlauf dieser Funktion, normiert auf die Größen R_x/R_v und U_x/U_v , zeigt Bild 7. Als Spannungsquelle U_v dient die bereits bei der Beschreibung des Stromversorgungsteils erwähnte Stabilisationszelle „Stabilyt 300“. Die Meßwiderstände sind dekadisch gestaffelt und haben Werte von 10 Ohm ... 10 M Ohm $\pm 1\%$. Da der Eingangswiderstand des Impedanzwandlers hochohmig gegenüber R_v ist, wird die Mes-

Verwendete Einzelteile

Drehspulinstrument „RD 171“, 10 mV, 20 Ohm	(Neuberger)
Keramischer Drehschalter „E7“, 5 Ebenen, je 14 Kontakte	(Mayr)
Schlebetastensatz „T 500/5“, 4 Tasten $2 \times U$, 1 Taste Netz aus, mit gegenseitiger Auslösung	(Mayr)
Stahlblechgehäuse „1 a“	(Leistner)
Netztransformator	(Schüler)
Potentiometer	(Ruwidol)
Gleichrichter R 300 C 70, E 15 C 275	(Siemens)
Elektrolytkondensatoren	(Valvo)
Stabilisationszelle „Stabilyt 300“	(Neumann)
Widerstände	(Resista)
Kondensatoren	(Roederstein)
HF-Büchelstecker „13/50“	(Schützinger)
HF-Buchsen „13/60“	(Schützinger)
Röhrenfassungen	(Valvo)
Telefonbuchsen	(Schützinger)
Röhren E 88 CC, 2 x E 80 F, 150 R 2, 1904	(Valvo)
Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel	

sung dadurch nicht beeinflusst. Das Anzeigeinstrument hat bei Widerstandsmessungen einen Vorwiderstand, so daß 1,5 V (das entspricht $R_x = \infty$) gerade Vollausschlag liefern. Der Meßwert $R_x = R_v$ liegt dann genau in der Mitte der Skala (s. Bild 7). Mit dem 1-kOhm-Regelwiderstand (Bild 5) läßt sich der Vollausschlag korrigieren.

4. Betriebsartenwahl

Mit dem unter dem Anzeigeinstrument angebrachten Drucktastenaggregat (Bild 1) läßt sich die gewünschte Betriebsart einschalten. Bei Betätigung der Taste „+“ werden Spannungen, deren Pluspol an der Buchse M 1 und deren Minuspol an den Buchsen 0 oder M 2 liegt, polrichtig angezeigt. Entsprechendes gilt bei der Wahl der Taste „-“ für Spannungen, deren Minuspol an M 1 liegt.

Die Taste „R“ schaltet das Gerät als direktanzeigenden Widerstandsmesser, während mit „Netz aus“ das Gerät abgeschaltet wird. Das Einschalten erfolgt automatisch bei der Wahl einer beliebigen Betriebsartentaste. Die fünfte Taste ist im Mustergerät nicht belegt. Sie kann zu einer etwaigen Ergänzung dienen, beispielsweise zu einem späteren Ausbau als Universal-Röhrenvoltmeter in Verbindung mit einem Gleichrichter-Tastkopf.

5. Anzeigeinstrument

Als Anzeigeinstrument wird ein hochwertiges Drehspulmeßwerk „RD 171“ für 10 mV Vollausschlag bei 20 Ohm Innenwiderstand verwendet. Die Flanschabmessungen sind mit 171×138 mm groß gewählt, um gute Übersichtlichkeit zu gewährleisten. Drei Doppelskalen mit den Einteilungen 0, 30, 0, 10, -15 ... 0 ... +15, -5 ... 0 ... 5, 0, 50 Ohm und 0 ... -20 dB gestalten eine genaue und bequeme Ablesung. (Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] Scroggie, M. G.: Valve voltmeter without calibration drift. Wireless World, Bd. 58 (1952) Nr. 1, S. 14-18
- [2] Eine neue Röhrenvoltmeterschaltung. Funk-Techn., Bd. 7 (1952) Nr. 24, S. 682 bis 683
- [3] Datenblatt E 80 F, Valvo GmbH, Hamburg

Antennenverstärker und Umsetzer in der Dipolanschlußdose?

Moderne elektronische Bauelemente (Transistoren, Tunnelioden usw.) machen es möglich, räumlich sehr kleine Geräte zu bauen. Ihre geringen Abmessungen legen den Gedanken sehr nahe, Antennenverstärker oder Umsetzer unmittelbar in die Dipolanschlußdose der Fernsehantennen einzubauen und die relativ niedrigen Betriebsspannungen über das Antennenkabel zuzuführen.

In den USA werden neuerdings solche Kombinationen von Empfangsantennen mit Festkörper-Schaltungen zur Mischung oder Verstärkung (mit „antennafree“ oder „antennaverter“ bezeichnet: Zusammensetzung aus antenna-amplifier beziehungsweise converter) angeboten. Man spart dabei gegenüber der bisher üblichen getrennten Anordnung die Verluste des zwischen Antenne und Verstärker beziehungsweise Umsetzer liegenden Antennenkabels ein und kann gewisse Anpassungsschwierigkeiten umgehen. Bei ganz bestimmten Anwendungsgebieten der kommerziellen Technik, wo es auf allergrößte Empfindlichkeit ankommt, kann auf diese Weise die Rauschzahl um einen gewissen Betrag verringert werden.

Für die praktische Verwendung solcher Anordnungen, zum Beispiel zum Fernsehempfang, ist es wichtig, die Größenordnung der dadurch erreichten Vorteile und die eventuell damit verbundenen Nachteile zu kennen. Antennenverstärker für Gemeinschaftsanlagen sollen die unvermeidbaren Verluste im Verteilersystem decken, die durch Kabeldämpfung, Einkopplungsdämpfungen usw. entstehen. Sie sollen also in erster Linie Leistungsverstärker, aber keine Empfindlichkeitsverstärker sein. Wenn sie aber trotzdem hohe Empfindlichkeit haben, dann verfallen sie, da die modernen rauscharmen Spangieröhren, die in den Bändern I und III Rauschzahlen erreichen lassen (≈ 5 dB), die dicht an der theoretisch möglichen Grenze und in den Bändern IV und V nur wenig mehr darüber (≈ 10 dB) liegen, eine wirklich noch luhlbare Verbesserung der Rauschzahl scheint kaum möglich.

Bei dem üblichen Aufbau einer Gemeinschaftsanlage ist zwischen der Fernsehantenne und dem unter dem Dach montierten Antennenverstärker im Durchschnitt eine Kabellänge von 5 ... 10 m notwendig. Die Dämpfung dieses Kabelstückes erhöht wohl zweifelslos den notwendigen Rauschabstand, jedoch nur so geringfügig, daß diese Änderung praktisch keine Rolle mehr spielt, auch nicht in schwierigsten Grenzfällen (≈ 1 dB im Band III und ≈ 2 dB in den Bändern IV und V). Die Beseitigung solcher geringen Unterschiede ergibt selbst bei „noch brauchbaren“ Fernsehbildern mit nur 20 dB Rauschabstand keine merkbare Verbesserung der Bildqualität. Das geht unter anderem ganz eindeutig aus umfangreichen Testversuchen hervor. Erst eine Veränderung der Rauschzahl um 3 dB konnte von etwa 90% der Versuchspersonen als bemerkbare Qualitätsverbesserung oder Verschlechterung erkannt werden.

Diesen praktisch bedeutungslosen Vorteilen steht nun eine ganze Reihe von Nachteilen gegenüber. Antennenverstärker und Umsetzer müssen wartungsfrei und (verglichen mit anderen elektronischen Geräten) unter erschwerten Bedingungen bei stark wechselnden Temperaturen arbeiten. Solange sie unter Dach montiert sind, haben sie immer noch einen gewissen Schutz, wenigstens gegen direkte Sonneneinstrahlung, Regen, Schnee, Eis und Wind. Werden aber diese empfindlichen Geräte unmittelbar der Witterung ausgesetzt, wie zum Beispiel in den Dipolanschlüssen der Fernsehantennen, dann bedarf es ganz besonders aufwendiger Maßnahmen, um sie zuverlässig zu schützen. Vor allem ist die Gefahr der Korrosion durch Bildung von Kondenswasser bei der über Dach nach mehr wechselnden Temperatur und Feuchtigkeit größer als unter Dach.

An sich sagt man den Transistoren, Tunnelioden und anderen Halbleiter-Bauelementen eine fast unbegrenzte Lebensdauer nach. Wenn nun aber doch einmal, trotz aller Vorsichtsmaßnahmen, ein Fehler an diesen oder anderen Schallelementen auftritt, dann ist ein Gerät unter Dach relativ leicht auszuwechseln und zu reparieren. Die Dipolanschlüsse der Fernsehantennen sind aber meistens sehr schwer zugänglich. Häufig muß dazu sogar der Mast umgelegt werden. Schließlich ist es auch denkbar, daß eine Blitzentladung (schon ein sogenannter Induktionsschlag, also nach lange kein direkter Einschlag) von dem Transistor besser getragen wird, wenn er unter Dach angebracht ist, als wenn er über Dach in der Dipoldose sitzt.

Allis in allem empfiehlt es sich daher, vorerst die Antennenverstärker und Umsetzer unter Dach zu belassen.

W. TAEGER | Transistorverstärker

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 1, S. 30

5.2 Emitterwiderstand und -kondensator

Bei der Transistorstufe Bild 9 ist der Emitterwiderstand R_E nicht überbrückt. Es tritt also eine kräftige Gegenkopplung auf. Das für Bild 9 maßgebende Ersatzschema zeigt Bild 10. Daraus ergibt sich für den Eingangswiderstand R_c der Schaltung

$$R_c = \frac{h_{be}}{h_{be}} = h_{11e} + R_E (1 + h_{21e}) \quad (11)$$

Interessanterweise tritt in Gl. (11) der Emitterwiderstand R_E multipliziert mit dem Faktor $(1 + h_{21e})$ auf. Das gilt selbstverständlich auch dann, wenn der Emitterwiderstand komplex ist, also

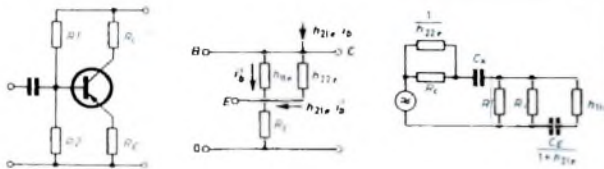


Bild 9 (links) Transistorstufe mit nichtüberbrücktem Emitterwiderstand. Bild 10 (Mitte) Ersatzschema der Schaltung nach Bild 9. Bild 11 (rechts) Ersatzschema einer RC-gekoppelten Transistorstufe mit Koppel- und Emitterkondensator

beispielsweise aus der Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes und eines Kondensators besteht. Ist der Kondensator C_E (Bild 2) sehr groß, so kann man den ohmschen Emitterwiderstand C_E gegen den kapazitiven Widerstand $1/j\omega C_E$ vernachlässigen. Der kapazitive Widerstand erscheint dann in Gl. (11) als

$$\frac{i}{j\omega \cdot C_E}$$

Das bedeutet aber eine Verkleinerung der Wirksamkeit von C_E um den Faktor $(1 + h_{21e})$.

Nach diesen Überlegungen läßt sich eine Beziehung zur Abschätzung des Einflusses des Emitterkondensators C_E auf die untere Grenzfrequenz aufstellen. Es gilt

$$f_u = \frac{1 + h_{21e}}{2\pi \cdot C_E \left(\frac{R_c \cdot R_2}{R_c + R_2} \right)} \quad (12)$$

Der Einfluß der Widerstände R_1 und $1/h_{22e}$ kann unter normalen Betriebsbedingungen vernachlässigt werden.

Abschließend wäre noch zu untersuchen, auf welche Weise die untere Grenzfrequenz f_u durch das Zusammenwirken des Koppelkondensators C_k und des Emitterkondensators C_E beeinflusst wird. Man kann beide Kondensatoren zusammenfassen und erhält dann für die resultierende Kapazität

$$C_{res} = \frac{C_k \cdot C_E}{C_k (1 + h_{21e}) + C_E} \quad (13)$$

C_k und die um den Faktor $(1 + h_{21e})$ verkleinerte Emitterkapazität C_E sind also in Reihe geschaltet. Die untere Grenzfrequenz f_u ergibt sich dann zu

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot C_{res} (R_c + h_{11e})} \quad (14)$$

wobei für C_{res} der Wert nach Gl. (13) einzusetzen ist.

Wie die Kondensatoren C_k und C_E der Reihenschaltung zu wählen sind, ist allerdings noch offen. Man könnte daran denken, beide gleich groß zu machen, also

$$C_k = \frac{C_E}{1 + h_{21e}} \quad (15)$$

Dann wird

$$C_k = 2 C_{res} \quad \text{und} \quad C_E = 2 C_{res} (1 + h_{21e}) \quad (16)$$

Bild 11 zeigt die Ersatzschaltung einer Transistorstufe mit Koppel- und Emitterkondensatoren, wobei allerdings der Einfluß der Widerstände R_1 und R_2 vernachlässigt wurde. Um eine mög-

VALVO



FERROXCUBE

Schalenkerne, E-Kerne, U-Kerne, Jochringe, Stift-, Rohr- und Gewindekerne aus **FERROXCUBE 3**

Schalenkerne, Antennenstäbe und Formteile aus **FERROXCUBE 4**

Platten und Stäbe für Anwendungen im Mikrowellengebiet aus **FERROXCUBE 5**

Ringkerne von 1,3 mm bis 25 mm Durchmesser für Speicher- und Schaltzwecke aus **FERROXCUBE 6**

Stäbe, Ringe, Rahmen für magnetostruktive Leistungsschwinger aus **FERROXCUBE 7**

VALVO GMBH  HAMBURG 1

EAC/1910

licht hohe Stufenverstärkung zu erreichen, wählt man im allgemeinen die Widerstände R_1 und R_2 sehr groß gegen h_{11e} , weil sonst ein großer Teil des steuernden Eingangsstroms über R_2 am Transistor vorbeifließt und für die Steuerung verlorengeht. Nur wenn eine besonders hohe Temperaturstabilität gefordert wird, müssen R_2 und R_1 klein sein.

6. Die Temperaturabhängigkeit des Transistorverstärkers

Siliziumtransistoren vertragen Temperaturen bis 150°C , Germaniumtransistoren bis etwa 75°C . Bei höheren Temperaturen nimmt die Eigenleitung, besonders des Germaniums, schnell zu; sie überwiegt dann unter Umständen gegenüber der für die eigentliche Funktion des Transistors wichtigen Störstellenleitung. Aber auch der Kollektorstrom sowie der Kollektorreststrom und im Zusammenhang damit die Stromverstärkung sind stark temperaturabhängig. Bild 12 zeigt, wie sich h_{21e} im Temperaturbereich von -60 ... $+70^\circ\text{C}$ ändert (steigende Tendenz). Die Ände-

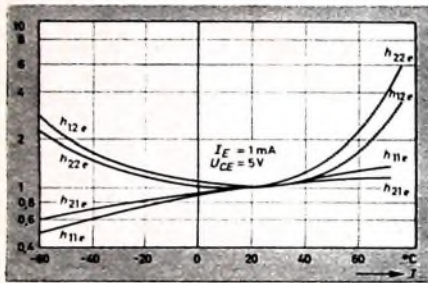


Bild 12 Mittlere Abhängigkeit der h_e -Parameter von der Temperatur

rung der Verstärkung macht sich bei der in NF-Verstärkern im allgemeinen angewendeten Emitterschaltung besonders unangenehm bemerkbar. Je größer bei einem Transistor die Stromverstärkung h_{21e} ist, um so stärker tritt die Temperaturabhängigkeit in Erscheinung. Nach einer Faustformel steigt der Kollektorstrom $-I_{C0}$ auf den doppelten Wert, wenn die Temperatur T um 10°C zunimmt.

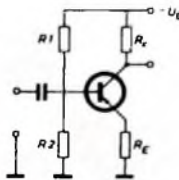
Für die relative Emittierstromänderung eines Transistors in der Schaltung nach Bild 13 gilt die Beziehung

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{\vartheta \cdot \Delta T + R_B \cdot I_{CB0}' \cdot \Delta F}{0,025 + R_E \cdot I_E} \quad (17)$$

Darin bedeutet ΔI_E die Emittierstromänderung in A, ϑ die Temperaturabhängigkeit der Spannung zwischen Basis und Emittier (etwa $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$), ΔT die Temperaturänderung in $^\circ\text{C}$, R_B den äußeren Basiswiderstand in Ohm, R_E den äußeren Emittierwiderstand in Ohm, I_{CB0}' den Wert des Kollektorreststromes I_{CB0} für die Temperatur, bei der der Temperaturfaktor $F = 1$ ist und ΔF die Änderung des Temperaturfaktors F (im Mittel ist $\Delta F = 0$). Der äußere Basiswiderstand R_B berechnet sich beispielsweise für die Schaltung Bild 13 aus der Parallelschaltung der Widerstände R_1 und R_2 zu

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (18)$$

Bild 13. Durch Basisspannungsteiler stabilisierte Transistorstufe



Für $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ erhält man zum Beispiel $R_B = 8,25 \text{ k}\Omega$. Der in der Schaltung benutzte Transistor habe folgende Daten: $I_E = 1 \text{ mA}$ bei 20°C und $I_{CB0}' = 8 \mu\text{A}$ bei 20°C . Der Temperaturbereich, in dem der Transistor betrieben werden soll, sei $+20$... $+40^\circ\text{C}$. Dann ist die Temperaturänderung $\Delta T = 20^\circ\text{C}$. Setzt man diese Werte und außerdem $\vartheta = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ V}/^\circ\text{C}$ in Gl. (17) ein, so erhält man für die relative Emittierstromänderung bei einer Temperaturerhöhung um $\Delta T = 20^\circ\text{C}$

$$\Delta I_E = 0,435 \cdot I_E$$

Bei der angegebenen Temperaturerhöhung steigt der Emittierstrom also um rund 44% an.

Bei einer ungestabilisierten Schaltung (Bild 14) haben Temperaturerhöhungen stets eine starke Kollektorstromzunahme zur Folge, besonders dann, wenn der Widerstand R im Basiskreis klein ist. In der Praxis kann man die automatische Arbeits-

punkteinstellung - also eine Stabilisierung - bei Temperatur- und Spannungsänderungen auf verschiedene Weise erreichen, und zwar durch Stabilisierungsschaltungen mit einem den Kollektorstrom stabilisierenden Emittierwiderstand oder mit NTC-

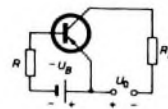


Bild 14. Unstabilisierte Transistorstufe

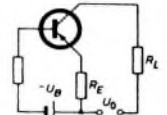


Bild 15. Durch Emittierwiderstand stabilisierte Transistorstufe

Widerständen parallel zur Basis-Emittierstrecke. Bild 15 zeigt den ersten Fall, eine durch einen Emittierwiderstand stabilisierte Transistorstufe. Hier bewirkt eine Temperaturerhöhung ein Ansteigen des Kollektorstroms (also auch des Emittierstromes entsprechend Gl. (17)). Der Spannungsabfall am Emittierwiderstand R_E steigt im gleichen Maße, und damit verringert sich die an der Basis-Emittierstrecke wirksame Spannung. Die Stabilisierung ist naturgemäß um so wirksamer, je größer der Emittierwiderstand gewählt wird. Wie bereits erwähnt, überbrückt man den Emittierwiderstand oder einen Teil davon kapazitiv, um Gegenkopplungen zu verhindern oder zu verkleinern. Man muß hier allerdings einen Verlust an wirksamer Batteriespannung in Kauf nehmen, da sie sich um den Spannungsabfall an R_E erniedrigt. Bei Verstärkern mit RC-Kopplung ist die Stabilität von vornherein gegeben, weil für verzerrungsfreie Aussteuerung der Arbeitspunkt so eingestellt wird, daß etwa die halbe Batteriespannung an der Kollektor-Emittierstrecke des Transistors abfällt.

In Stufen mit Übertragerkopplung liegt im Gegensatz zur RC-Kopplung bei fehlender Aussteuerung die volle Batteriespannung am Transistor. Man muß daher ein Ansteigen des Kollektorstroms mit der Temperatur verhindern, damit die thermische Stabilität gewährleistet bleibt. Es gibt mehrere Möglichkeiten zur Kompensation der Kollektorstromänderung. Diese Kompensation ist aber auch bei den thermisch stabilen Stufen mit RC-Kopplung notwendig, wenn sie voll durchgesteuert werden, also bei Transistor-Endstufen. Verschiebungen des Arbeitspunktes würden Verzerrungen der Tonfrequenzspannung zur Folge haben.

Die Kompensation mittels Heißleiters wurde bereits erwähnt. Der ohmsche Widerstand des Heißleiters sinkt bei steigender Temperatur. Die Größe dieser Änderung wird durch den TK-Wert als prozentuale Widerstandsänderung je Temperatureinheit an-

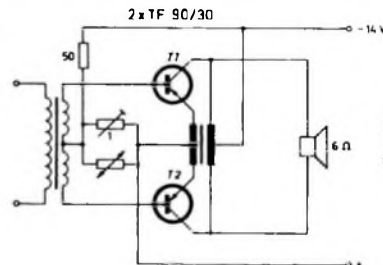


Bild 16. 50-W-Gegentakl-Endstufe mit Heißleiterstabilisierung (Siemens)

gegeben. Schaltet man einen Heißleiter in den positiven Zweig des Basisspannungsteilers eines pnp-Transistors, so wird die Basisspannung bei einer Temperaturerhöhung positiver. Der Basisstrom sinkt daher, und der Kollektorstrom kann trotz größer werdender Stromverstärkung nicht ansteigen. Auf diese Weise lassen sich auch Endstufen großer Leistung bis zu hohen Umgebungstemperaturen ausreichend stabilisieren (Bild 16).

7. Gegenkopplungen

7.1 Stromgegenkopplung

Ein Gegenkopplungswiderstand in der Emittierleitung in Verbindung mit einem verhältnismäßig niederohmigen Spannungsteiler (s. a. Bild 13), der die Basisspannung konstanthält, ergibt eine gute Kompensation der Kollektorstromänderungen. Als Regel kann hier gelten, daß der Spannungsabfall am Emittierwiderstand mindestens 1 V (besser über 1 V) betragen muß. Da das aber nur in Vorstufen und bei ausreichend hoher Batteriespannung zulässig ist, kommt dieses Verfahren bei Endstufen nicht zur Anwendung. Der Emittierwiderstand kann kapazitiv überbrückt werden, um eine dynamische Gegenkopplung und den damit verbundenen Verstärkungsverlust zu vermeiden.

Die Verstärkung einer Transistorstufe hängt stark vom eingestellten Arbeitspunkt ab. Der Arbeitspunkt verschiebt sich aber,

wenn sich der Kollektorstrom aus irgendwelchen Gründen (beispielsweise infolge von Temperatur- oder Spannungsschwankungen) ändert. Bei der hier behandelten Kleinsignalverstärkung ist im allgemeinen die Kristalltemperatur T_j gleich der Umgebungstemperatur $T_{\text{Umb}}.$ Die Kollektorstromänderung $\varrho_j = d(-I_c)/dT_j$ berechnet man aus der Beziehung (für die Schaltung Bild 17)

$$\varrho_j = \frac{\alpha_b \cdot c_c \cdot I_{E0}}{1 - \alpha_b} \frac{R_{bb'} + r_0 \left| 1 - \frac{\ln(I_B/I_{E0})}{c_c \cdot T_j} \right| + R_b}{R_{bb'} + \frac{r_0 \cdot I_{E0}}{(1 - \alpha_b) I_B} + R_b + \alpha_e \cdot R_L} \quad (19)$$

Hierbei ist $R_{bb'}$ der innere Basiswiderstand des Transistors und $r_0 = U_T/I_{E0}$ eine Abkürzung (Temperaturspannung $U_T \approx 25$ mV), für die im allgemeinen $r_0 = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_{E0}}$ eingesetzt werden kann. Die

Wärmewerte c_c und c_e liegen zwischen 0,07 und 0,09 $^{\circ}\text{C}.$ Man kann den Transistor mit Emittterwiderstand als eine Reihenschaltung zweier Vierpole auffassen. Bezeichnet man die Parameter der h -Matrix für den Transistor mit Emittterwiderstand R_E mit großen Buchstaben (H_{11}, H_{12} usw.), so ergeben sich folgende (im allgemeinen etwas vergrößerte) neue Parameter

$$\begin{aligned} H_{11} &= \frac{h_{11} + R_E(1 + h_{21})}{1 + h_{22} \cdot R_E} \\ H_{12} &= \frac{h_{12} + h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \\ H_{21} &= \frac{h_{21} - h_{22} \cdot R_E}{1 + h_{22} \cdot R_E} \\ H_{22} &= \frac{h_{22}}{1 + h_{22} \cdot R_E} \\ \Delta H &= R_E \cdot h_{22} + \frac{\Delta h + R_E \cdot h_{12} \cdot h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_E} \end{aligned} \quad (20)$$

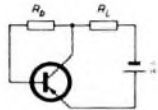


Bild 17. Einfache Parallelgegenkopplung

Diese Beziehungen gelten für alle Schaltungsarten, also für Basis-, Emittter- und Kollektorschaltung.

7.2 Spannungsgegenkopplung

In Transistorstufen mit ohmschen Arbeitswiderständen im Kollektorkreis kann der die Basisspannung festlegende Spannungsteiler auch an den Kollektor angeschlossen werden. Dann verringert ein Ansteigen des Kollektorstroms die Spannung am Spannungsteiler und damit auch an der Basis. Diese teilweise Kompensation reicht in vielen Fällen bereits aus, obwohl eine gewisse Arbeitspunktwanderung bleibt. Diese läßt sich aber zur Arbeitspunktstabilisierung einer nachfolgenden Stufe mit Übertragerkopplung (Treiber- oder Endstufe) verwenden. Für Endstufen mittlerer und größerer Leistung genügt die Kompensation der Kollektorstromänderung mittels Spannungsgegenkopplung jedoch nicht; dafür sind unbedingt Heißleiter erforderlich.

7.3 Gegenkopplungsschaltungen

Eine einfache Gegenkopplungsschaltung ist im Bild 18 wiedergegeben. Bei dem dreistufigen RC-Verstärker haben der erste und der dritte Transistor einen gemeinsamen Emittterwiderstand $R_E.$ Ein besonderer Vorzug dieser Schaltung ist, daß sowohl der

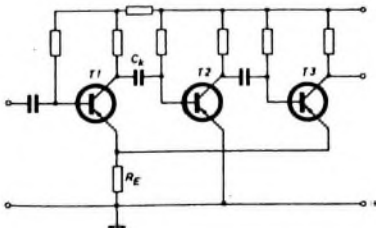
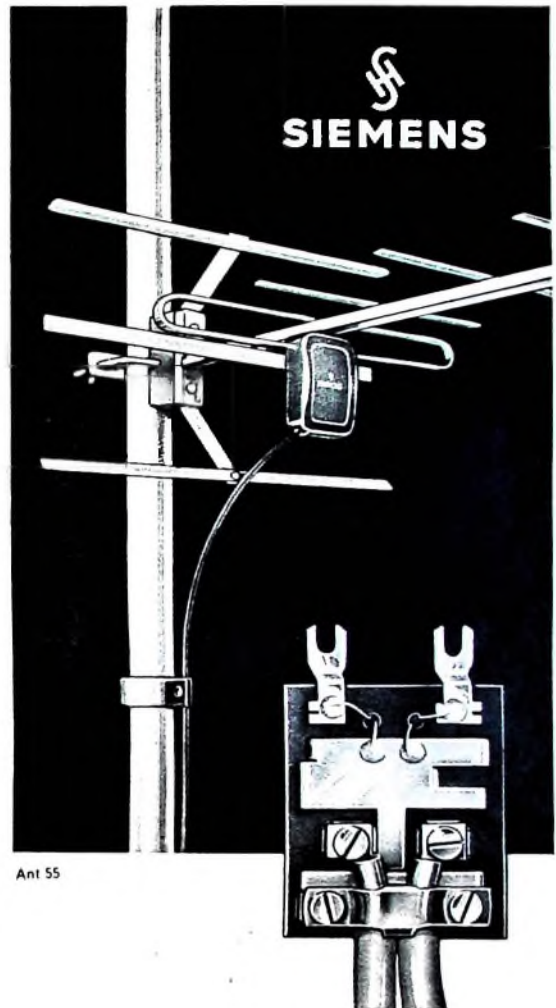


Bild 18. Gegenkopplung über drei Stufen durch gemeinsamen Emittterwiderstand in der ersten und letzten Verstärkerstufe

Eingangswiderstand als auch der Ausgangswiderstand des Verstärkers verhältnismäßig groß sind. Die Gegenkopplung ist dem Ausgangsstrom proportional. Diese Schaltung hat jedoch den Nachteil, daß die Gegenkopplung über drei Stufen zu Instabilitäten führen kann. Gegebenenfalls müssen phasendrehende Glieder eingebaut werden, um Phasengang und Verstärkung in



Ant 55

1. und 2. Fernsehprogramm auf einer Leitung

Unmittelbar am Dipol der neuen Band-IV/V-Antenne wird die Einbauweiche für die Zusammenschaltung mit der Band-I- oder Band-III-Antenne in das witterungsgeschützte Anschlußgehäuse eingesetzt.

Keine umständliche Montage am Standrohr – gemeinsame Niederführung sowohl in 60-Ω- wie in 240-Ω-Technik; das sind die wesentlichen Vorzüge der neu entwickelten Zusammenschalttechnik für Siemens-Einzelantennen.

Verlangen Sie ausführliche Unterlagen von unseren Geschäftsstellen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR WEITVERKEHRS- UND KABELTECHNIK

der Nähe der unteren und der oberen Grenzfrequenz des Verstärkers in geeigneter Weise zu beeinflussen.

Da man in Leistungs-Endstufen im allgemeinen keine nicht-überbrückten Emittterwiderstände zur Gegenkopplung anwenden kann, muß man hier nach anderen Möglichkeiten suchen. Eine oft benutzte Schaltung verwendet als gegenkoppelndes Element eine entsprechend gepolte zusätzliche Wicklung des Ausgangsübertragers, die zwischen Emittter und Masse (an Stelle eines ohmschen Emittterwiderstandes) geschaltet wird (Bild 19). Würde man die gesamte Primärwicklung des Ausgangsübertragers in die Emittterleitung legen, so würde die Stufe in Kollektorschaltung arbeiten; bei der aufgeteilten Wicklung liegt teilweise Emittterschaltung und teilweise Kollektorschaltung vor (Split-Load-Schaltung). Der Gegenkopplungsgrad hängt hauptsächlich vom Windungszahlenverhältnis n_1/n_2 ab; es spielen aber auch die Verhältnisse am Eingang und am Ausgang der Stufe eine Rolle. Bei starker Belastung oder bei Aussteuerung mit konstantem Strom nimmt die Wirkung der Gegenkopplung ab.

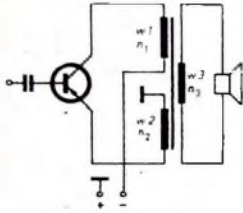


Bild 19. Gegengekoppelte Transistor-Endstufe (Split-Load)

8. Transistorverstärker mit hohem Eingangswiderstand

Der Eingangswiderstand einer normalen Transistorstufe in Emitterschaltung ist verhältnismäßig klein. Werden hohe Eingangswiderstände verlangt, so lassen sie sich zunächst durch eine Gegenkopplungsschaltung erreichen, die im extremen Fall in die Kollektorschaltung übergeht. Bei dieser nimmt der Emittterwiderstand aber einen so großen Wert an, daß unwirtschaftlich hohe Betriebsspannungen erforderlich werden. Praktisch erhält man durch Gegenkopplung Eingangswiderstände in der Größenordnung von 1 MΩ. Um mit kleinen Emittterwiderständen auszukommen, muß man versuchen, den hohen Eingangswiderstand durch Vergrößerung der Stromverstärkung zu erreichen. Die einfachste Schaltung dieser Art ist die Tandemschaltung von zwei

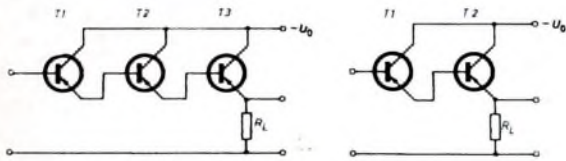


Bild 20 (links). Dreistufige Tandemschaltung
Bild 21 (rechts). Zweistufige Tandemschaltung

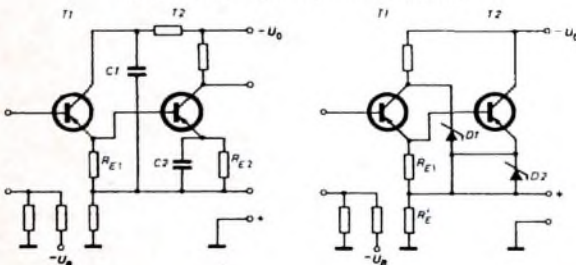


Bild 22 (links). Transistorverstärker mit hohem Eingangswiderstand
Bild 23 (rechts). Verstärker mit hohem Eingangswiderstand für niedrige Grenzfrequenz

oder mehr Transistoren (Bild 20). Die drei Transistoren werden dabei in Kollektorschaltung betrieben. Für die Praxis kann man bei einer zweistufigen Tandemschaltung nach Bild 21 mit dem Eingangswiderstand

$$R_E = \frac{(h_{11})_1 + [1 + (h_{21})_1][(h_{11})_2 + R_L(h_{21})_1]}{1 + R_L[(h_{21})_1 + (h_{21})_2]} \quad (21)$$

rechnen. Dabei bedeutet R_L den Lastwiderstand im Emittterkreis von T 2. $(h_{11})_1$, $(h_{11})_2$ usw. sind die Parameter der Transistoren T 1 und T 2.

Der durch Gl. (21) definierte Eingangswiderstand R_E liegt erheblich über dem mit einer normalen Kollektorstufe erreichbaren Wert. Wählt man den Lastwiderstand R_L sehr groß (was aber

wieder eine hohe Batteriespannung erfordert), so nähert sich der Eingangswiderstand dem Wert

$$|R_E|_{R_L \rightarrow \infty} \approx \frac{(h_{11})_1}{(h_{21})_1} \quad (22)$$

Eine praktische Schaltung mit hohem Eingangswiderstand zeigt Bild 22. Der Widerstand R_{E1} und die Kombination $R_{E2}, C 2$ stabilisieren den Arbeitspunkt des Transistors T 2. Wird außerdem noch eine niedrige untere Grenzfrequenz verlangt, so ist es zweckmäßig, die Kondensatoren C 1 und C 2 durch entsprechend gewählte Zenerdioden zu ersetzen. Es entsteht dann die Schaltung Bild 23. Die Anwendung dieser Schaltung ist jedoch dadurch etwas eingeschränkt, daß der vom ersten Transistor aufgenommene Basisruhestrom nicht in allen Fällen kompensiert werden kann. (Wird fortgesetzt)

FT-ZEITSCHRIFTENDIENST

Die gleichstrommäßige Reihenschaltung von Empfängerröhren

Oft arbeiten nicht alle Röhren in den verschiedenen Stufen eines Rundfunk- oder Fernsehempfängers mit der gleichen Anodengleichspannung, weil die günstigste Anodenspannung meistens von der Funktion, die die jeweilige Stufe zu erfüllen hat, abhängt. Die Gleichspannungsversorgung des Gerätes muß aber so eingerichtet sein, daß die gelieferte Spannung mindestens für die Röhre mit dem höchsten Spannungsbedarf ausreicht. Den übrigen Röhren, an denen eine niedrigere Anodenspannung liegen soll, muß dann die Spannung jeweils über Vorwiderstände zugeführt werden, deren Ohmwert von der benötigten Anodenspannung und dem Anodenstrom der jeweiligen Röhre abhängt.

Diese Vorwiderstände müssen also denjenigen Anteil der Gleichspannung aufnehmen, den die Röhren nicht benötigen. Praktisch bedeutet das die Vernichtung von elektrischer Energie, die dann von den Vorwiderständen als Wärme abgestrahlt wird. Das ist in mehrfacher Hinsicht eine wenig zweckmäßige und nicht sehr elegante Lösung. Abgesehen davon, daß die Vorwiderstände verhältnismäßig hoch belastbar sein müssen und daher teuer sind, ist die in ihnen vernichtete elektrische Energie nutzlos verthan, und die Gleichstromversorgung muß größer als unbedingt erforderlich dimensioniert sein. Außerdem erwärmen die Vorwiderstände durch ihre Abstrahlung die in der Nähe angeordneten Bauteile des Empfängers erheblich, so daß deren Lebensdauer verkürzt wird oder besondere Maßnahmen für die Wärmeabführung getroffen werden müssen.

Dieses Problem tritt vor allem bei Fernsehempfängern, die eine größere Anzahl von Röhren enthalten, unangenehm in Erscheinung. Der Stromversorgungssteil ist hier im allgemeinen so ausgelegt, daß er eine Gleichspannung von etwa 250 V oder mehr abgibt. Die Röhren der Video-ZF-Stufen und anderer Stufen arbeiten aber nur mit einer Anodenspannung von 125 V. Seit einiger Zeit ist man daher, vor allem auch in den USA, dazu übergegangen, die Anzahl der spannungsvernichtenden Vorwiderstände in den Fernsehempfängern möglichst zu verringern und die Empfängerröhren selbst als Vorwiderstände auszunutzen. Zwei Röhren, die beispielsweise eine Anodenspannung von je 125 V haben sollen, lassen sich nämlich gleichstrommäßig in Reihe schalten und dann unmittelbar, das heißt ohne Vorwiderstand, an die Versorgungsspannung von 250 V legen. Da aber durch die beiden hintereinandergeschalteten Röhren derselbe Anoden- beziehungsweise Katodenstrom fließen muß, kann man dieses Verfahren nur bei gleichen oder wenigstens ähnlichen Röhren anwenden, die gleichstrommäßig ungefähr unter den gleichen Bedingungen arbeiten. Für die Hintereinanderschaltung kommen also in erster Linie die Röhren zweier ähnlicher Stufen in Frage.

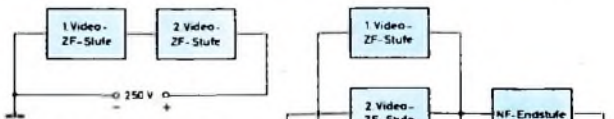
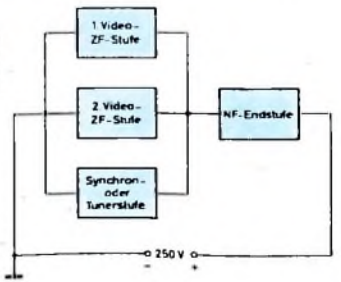


Bild 1. Zwei gleichartige Stufen des Fernsehempfängers lassen sich gleichstrommäßig in Reihe schalten

Bild 2. Eine Stufe größeren Strombedarfs läßt sich mit mehreren parallelen Stufen kleineren Strombedarfs gleichstrommäßig in Reihe schalten



Verhältnismäßig oft findet man daher die gleichstrommäßige Hintereinanderschaltung zweier Stufen des Video-ZF-Teils in Fernsehempfängern (Bild 1). Sind beide Stufen mit demselben Röhrentyp bestückt und auf den gleichen Arbeitspunkt eingestellt, so liegt an jeder Röhre die Hälfte der Versorgungsspannung. Die Bedingung,

daß durch beide Röhren ein Strom gleicher Höhe fließen muß, schränkt naturgemäß die Anwendungsmöglichkeit der gleichstrommäßigen Reihenschaltung erheblich ein. Diese Beschränkung läßt sich aber dadurch lockern, daß man zwei oder mehr Röhren geringen Strombedarfs in üblicher Weise parallel legt und dann mit einer Röhre entsprechend größeren Stromverbrauchs hintereinanderschaltet. Hierbei ergeben sich zahlreiche Kombinationsmöglichkeiten. So findet man beispielsweise gelegentlich in amerikanischen Fernsehempfängern die im Bild 2 dargestellte Anordnung, bei der zwei ZF-Stufen und eine oder auch zwei weitere Stufen des Videoteils, zum Beispiel eine Synchron- oder Tunerstufe, parallelgeschaltet sind und mit der NF-Endstufe in Reihe liegen. Die Summe der durch die Videostufen fließenden Gleichströme muß dann gleich dem Strom durch die NF-Stufe sein.

Bild 3a zeigt, wie die gleichstrommäßige Reihenschaltung zweier Video-ZF-Stufen, die im Bild 1 nur schematisch angedeutet war, praktisch ausgeführt werden kann. Die Pfeile am Leitungsverlauf sollen den durch die Gleichspannungsquelle (250 V) bedingten Stromfluß darstellen. Wenn beide Stufen gleich dimensioniert sind, liegen die Punkte A und B auf einem Gleichstrompotential von +125 V. Durch Auftrennen der Schaltung im Punkte X erhält man die übliche gleichstrommäßige Parallelschaltung beider Stufen (Bild 3b), die je mit 125 V gespeist werden müssen. Während hier der Punkt A, also das untere Ende des Katodenwiderstandes R_{k1} , an Masse liegt, ist das bei der Reihenschaltung nicht möglich.

Die galvanische Verbindung zwischen der Anode von $Rö1$ und der Katode von $Rö2$ macht Maßnahmen erforderlich, die verhindern, daß Wechselstromanteile über diese galvanische Verbindung vom Ausgang der ersten zum Eingang der zweiten Stufe gelangen, und die die beiden Stufen wechselstrommäßig unabhängig voneinander machen. Hierzu dient in erster Linie der Kondensator C3, der die Punkte A und B wechselstrommäßig an Masse legen soll und näher

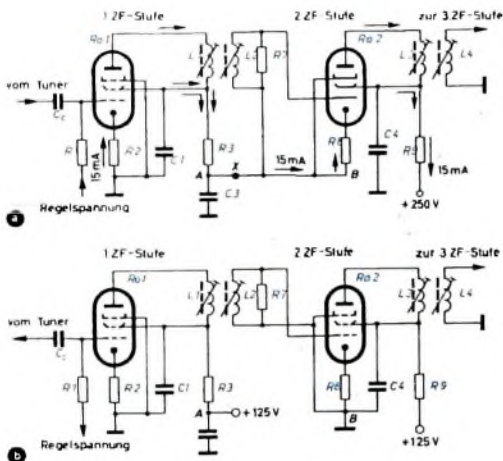
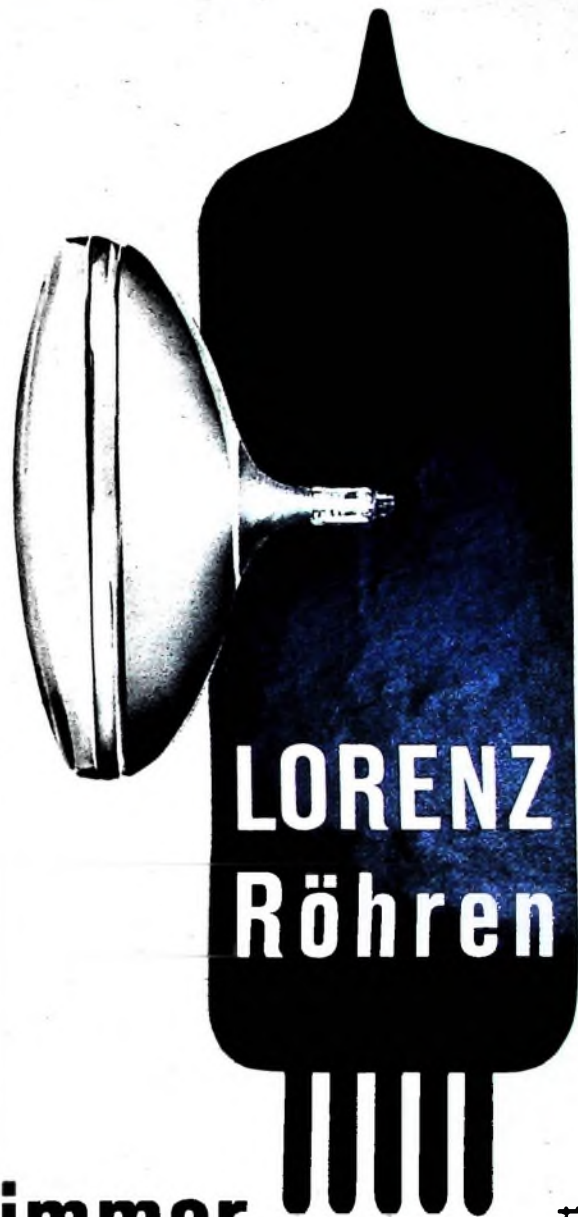


Bild 3. Zwei gleichstrommäßig hintereinandergeschaltete ZF-Videostufen (a) und die äquivalente übliche Parallelschaltung (b)

für alle in Frage kommenden Signalfrequenzen eine sehr kleine Impedanz haben muß. Dagegen kann C3 bei der Parallelschaltung nach Bild 3b fortgelassen werden. Außerdem ist es ratsam, die Entkopplungsglieder C1, R3 und C4, R9 einzubauen.

Die Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung wird im Bild 3a nur der ersten Stufe über R1 zugeführt. Tatsächlich werden aber dadurch gleichzeitig beide Stufen in demselben Maße geregelt, weil die Anodenströme beider Röhren und somit auch ihre Arbeitspunkte zwangsläufig immer übereinstimmen müssen. Diese Schaltung hat den Nachteil, daß $Rö1$ und $Rö2$ strom- und spannungsmäßig sehr stark voneinander abhängen und sich alle Störungen der ersten Stufe auch in der zweiten Stufe (und umgekehrt) bemerkbar machen und sich dort sozusagen wiederholen. Beispielsweise erniedrigt nachlassende Emission der ersten Röhre oder eine zu hohe Regelspannung die Anodenströme beider Röhren um denselben Betrag und setzt die Verstärkung in unerwünschter Weise herab.

Günstiger ist die Schaltung Bild 4, weil sie sowohl eine bessere Verstärkungsregelung als auch eine gewisse selbsttätige Kompensation etwaiger Emissionsdifferenzen beider Röhren aufweist. Die Regelspannung wird auch hier wieder nur der ersten Röhre $Rö1$ zugeführt, aber das Steuergitter von $Rö2$ hat im Gegensatz zu Bild 3a ein festes Potential, das parallel zur Gleichspannungsquelle liegende Spannungsteiler R5, R6 erzeugt. Wird zum Beispiel die Regelspannung negativer, so nimmt der Anodenstrom von $Rö1$ ab. Das hat zur Folge, daß die Spannung an der Anode von $Rö1$ und die Potentiale der Punkte A und B sowie der Katode von $Rö2$ positiver werden. Da aber das Steuergitterpotential $Rö2$ konstant



immer
zuverlässig

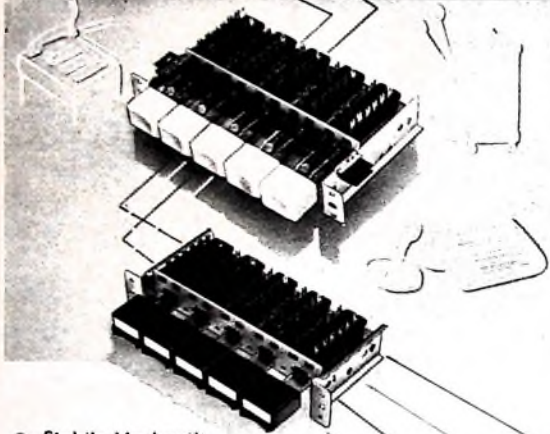


SEL

Standard Elektrik Lorenz AG · Stuttgart

SCHADOW

TASTENSCHALTER FÜR HOHE ANSPRÜCHE: UX



- Stabile Mechanik
- Verlustarm
- Sperrmiken zur Verhinderung von Fehlschaltungen
- Leuchttasten-Ausführungen



RUDOLF SCHADOW KG

BAUTEILE FÜR RADIO- UND FERNSEHTECHNIK · BERLIN BORSIGWALDE
 Telefon: (0311) 49 05 98/49 53 61 · Telegramme: Schadowlabor
 Berlin, Eichborndamm 103

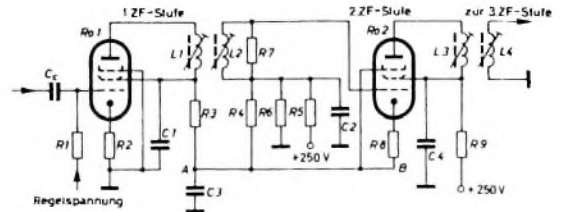


Bild 4. Zwei gleichstrommäßig hintereinandergeschaltete ZF-Stufen mit verbesserter Verstärkungsregelung

bleibt nimmt ihre negative Steuergittervorspannung zu, und der Anodenstrom von R02 (und selbstverständlich auch von R01) verringert sich erheblich stärker als bei der Schaltung nach Bild 3a, wo Steuergitterpotential und Katodenpotential R02 miteinander gekoppelt sind und die negative Steuergittervorspannung von R02 bei abnehmendem Anodenstrom sogar geringer wird.

Bei einer Verschlechterung der Emission von R02 erhöht sich der Spannungsabfall zwischen Kathode und Anode dieser Röhre, so daß ihr Katodenpotential absinkt und die wirksame negative Steuergittervorspannung niedriger wird. Dadurch kann der Anodenstrom von R02 wieder ansteigen und der Gleichstromwiderstand ihrer Anoden-Katodenstrecke wieder einigermaßen auf den ursprünglichen Wert zurückgebracht werden. Dieser Ausgleich erfolgt bei der Schaltung nach Bild 3a nicht (oder jedenfalls nicht in diesem Ausmaß), weil hier die Gittervorspannung von R02 nur durch den Spannungsabfall an R8 bestimmt wird.

Dieses Schaltungsprinzip wendet man zweckmäßigerweise auch dann an, wenn man nach Bild 2 ungleichartige Stufen gleichstrommäßig in Reihe schalten will. Bild 5 gibt als Beispiel die Schaltung einer NF-Endstufe wieder und läßt erkennen, wie sie gleichstrommäßig mit der ersten ZF-Stufe, der zweiten ZF-Stufe und einer oder mehreren weiteren Stufen des Videoteils zu verbinden ist. Das Steuergitter von R01 wird durch den Spannungsteiler R1, R2 auf einem festen Potential gehalten; C1 legt die Kathode von R01 wechselstrommäßig an Masse.

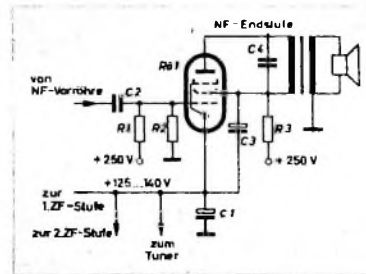


Bild 5. Die gleichstrommäßige Reihenschaltung der Tonfrequenz-Endstufe mit mehreren parallelen Stufen des Videoteiles

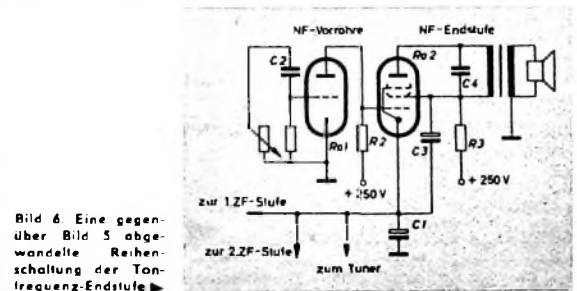



Bild 6. Eine gegenüber Bild 5 abgewandelte Reihenschaltung der Tonfrequenz-Endstufe

Eine interessante Abwandlung dieser Schaltung zeigt Bild 6. Hier ist der das Steuergitterpotential festlegende Spannungsteiler (R1, R2 im Bild 5) durch die Kathoden-Anodenstrecke der NF-Vorröhre R01 und ihren Anodenwiderstand R2 ersetzt, so daß das Steuergitter von R02 unmittelbar mit der Anode von R01 verbunden ist. Man spart auf diese Weise zwei Widerstände und den Koppelkondensator zwischen Vor- und Endröhre. Diese Methode hat aber den Nachteil, daß die Endröhre überlastet und möglicherweise zerstört wird, wenn die Vorröhre aus irgendeinem Grunde nicht emittiert, weil dann ein hohes positives Potential am Steuergitter von R02 liegt.

(Webster, H. D.: Series B + circuits. Electronics Wld. Bd 66 (1961) Nr. 2, S. 34-35, 87)



Das reichhaltige Sortiment von TESLA-Rundfunkbauteilen bildet eine hochwertige Kette, die das verlässliche Arbeiten elektronischer Kreise in Geräten und Einrichtungen bester Qualität gewährleistet.

TESLA

TESLA-WIDERSTÄNDE
 Miniatur- und Präzisions-Typen, Hochohm- und Hochspannungs-Widerstände, Potentiometer, emaillierte Drehwiderstände, Drahtpotentiometer

TESLA-KONDENSATOREN
 Normal- und Miniatur-Elektrolyt-Kondensatoren, luftfeste und frostsichere Kondensatoren, eingepreßte Papierkondensatoren und MP-Typen, Kondensatoren aus Plastfolien, Glimmer- und Keramik-Kondensatoren

ANDERE TESLA-ERZEUGNISSE
 Trimmer-Kondensatoren, Thermistoren, Glassicherungen, Rohrfassungen, Entstörungsmitel, Transistoren und Ge-Dioden, Röhren

EXPORTEUR **KOVO**
 Praha 7, ČSR, Trida Dukelských hrdinů 47

VERLANGEN SIE PROSPEKTE!



ING GERHARD WEITNER

Elektrische Antriebe elektronisch gesteuert und geregelt

AUS DEM INHALT

Grundprinzipien der elektronischen Motorsteuerung:

Steuerung von Gleichstrommaschinen · Steuerung von Drehstrommaschinen · Bauelemente der Elektronik und ihre Grundschaltungen · Schaltungen von elektronischen Motorsteuerungen

Regelungstechnik:

Einführung in die Theorie der selbsttätigen Regelung · Ausführung stetiger elektronischer Regler

Elektronisch geregelte Antriebe:

Der Gleichstromnebenschlußmotor als Regelstrecke · Grundschaltungen für die häufigsten Regelgrößen

So urteilt die Fachpresse

„... Ein Handbuch für jeden, der sich mit gesteuerten und geregelten Antrieben befaßt oder der sich dieses interessante Gebiet zu eigen machen will.“
elektro-Nachrichten, Nr. 9/1961

„... Das Buch wendet sich an die Theoretiker und an die Praktiker. Es hilft, auf dem Gebiet der elektronisch gesteuerten Antriebe, eine fühlbare Lücke zu schließen.“
Die Maschine, Nr. 9/1961

„... Das Buch ist für den Entwicklungsingenieur wie auch zum Studium für angehende Ingenieure gleichermaßen geeignet.“
Tanindustrie-Zeitung, Nr. 19-20/1961

179 Seiten · 236 Bilder · Ganzl. 19,50 DM



Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag · Spezialprospekt auf Anforderung

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde

Unterricht

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



Ihre eigene Funkstation

können Sie sich im Rahmen des anerkannt Fernlehrgangs „Amateurfunk“ bauen und sich dann mit Menschen in aller Welt per Funk unterhalten. Lizenzfreie Ausbildung! Sie brauchen keine Vorkenntnisse. Inf. Freilprospekt durch

Institut für Fernunterricht

Bremen 17, Postfach 7026 Abt. VB 35

METALLGEHÄUSE



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

Kaufgesuche

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

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

Tombardgerät, 38 cm Geschw., kauft Schiel, Nürnberg, Burgstr. 21

Sensationelle Preissenkung



für Transistoren

Verlangen Sie sofort die neuen Transistorlisten TR 13 mit den MIRA-Preisen.
 Fachhandels-Rabatt
 Großhandels-Rabatt

Mira-Garbie und Radiotechnischer Modellbau
K. SAUERBECK Nürnberg
 Beckschlagergasse 9 · Telefon 5 59 19



Isolierschlauchfabrik

Gewebehaltige, gewebelose und Glasseidensilicon-

Isolierschläuche

für die Elektro-

Radio- und Motorenindustrie

Werk Berlin NW 21, Huttenstr. 41-44

Zweigwerk

Gartenberg / Obb., Rübexahlstr. 663

SONDERANGEBOT

CRYSTAL-CALIBRATOR

(WAVEMETER CLASS D) Präzisionswellenmesser und Eichgenerator International bekannt und tausendfach bewährt in Labors, bei Funkst. und Amat.



Frequenzbereich 100 Kc-30 Mc. Doppelquarz 100 + 1000 Kc.; VFO: Regelbereich 100 Kc. Eichkontrolle des VFO's mittels 100 Kc. Quarz + Nullpunkt-korrektur. Ablesegenauigkeit in den Grundwellenbereichen besser als 1 Kc. Wählbar: Feste Eichmarken mit 100 oder 1000 Kc. Abstand bzw. variable Eichmarken mit 100 Kc. Abstand. Schwebung zwischen Fc₀₁ ± F₀ am NF-Ausg. d. Cal. abhörbar. Betr. Spg. 6 V-1A JCD bzw. ohne Änderung 6 V JAC. (Anoden-Spannung d. eingebauten Zerkhacker-Teil + Selbsteichr.)

Bestzustand, Versand nur einwandfrei geprüfter Geräte. Einschl. Transportbehälter, Kopfhörer, Ersatz-Zerkhacker, -Röhre (ECH 35) und Selenlampe, Bedienungsanleitung + Schaltbild DM 75,- ab Lager (Nachnahme-Versand)

RHEINFUNK · APPARATERAU · DÜSSELDORF, Fröbelstr. 32, Tel. 89 20 41

Neu...
CRAMOLIN-SPRAY

CRAMOLIN-R
 zur Reinigung u. Pflege

CRAMOLIN-B
 zum vorbeugenden Schutz

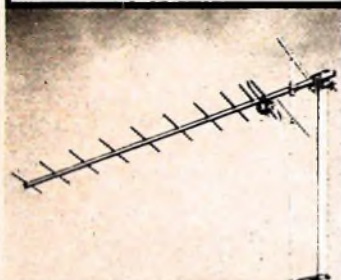
Kontaktschutzpräparate
R. SCHÄFER & CO. MÜHLACKER

Für schwierige Empfangsverhältnisse im Bereich IV

Unsere leistungsfähigen Kanalgruppen-Antennen sind bewußt für wenige Kanäle ausgelegt. Auf diese Weise lassen sich besonders gute Empfangseigenschaften bei günstigen Preisen erzielen. Wir liefern drei bewährte Ausführungen:

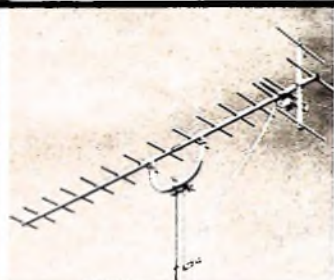
Fesa 12 P DM 39.-

12-Element-Antenne



Fesa 17 P DM 64.-

17-Element-Antenne



Fesa 27 P DM 90.-

27-Element-Hochleistungsantenne



Kanalgruppe	A	B	C	D	Kanalgruppe	A	B	C	D	Kanäle*	K 14-16 (K 21-23)	K 17-19 (K 24-26)	K 20-22 (K 27-29)	K 23-26 (K 30-33)	K 27-30 (K 34-37)
Gew.	12 dB	12 dB	12,5 dB	12,5 dB	Gew.	13 dB	13 dB	13,5 dB	13,5 dB	Gew.	15 dB	15 dB	15,5 dB	15,5 dB	15,5 dB
VR	27 dB				VR	27 dB				VR	28 dB	28 dB	30 dB	30 dB	30 dB
☆ h	38°				☆ h	35°				☆ h	29°	28°	28°	27°	26°
☆ v	48°				☆ v	44°				☆ v	38°	37°	36°	35°	34°
Länge m	1,6 und 1,5 2,4 und 2,5				Länge m	2,07 und 1,96 3,3 - 3,7				Länge m	3,23 5,2	3,23 5,5	3,23 5,7	3,23 6	3,23 6,3
Fußpunktwiderstand: 240/60 Ω. Schwenkbare Halterung für Mast-Ø bis 54 mm					Fußpunktwiderstand: 240/60 Ω. Schwenkb. Halterung f. Mast-Ø bis 54 mm. Zwillingsanordnung mit Träger Trag 40 und Koppelleitung Feko 44					Fußpunktwiderstand: 240/60 Ω. Schwenkbare Halterung für Mast-Ø bis 76 mm. Zwillingsanordnung mit Träger Trag 40 und Koppelleitung Feko 44					

Gruppe	A	B	C	D
Empfangskanäle*	14-20 (21-27)	18-24 (25-31)	21-27 (28-34)	24-30 (31-37)

* in Klammer neue Kanalbezeichnungen gemäß Stockholmer Abkommen vom Juni 1961. — Bei Bestellung bitte Kanalgruppen angeben!

Die Preisangaben sind unverbindliche Empfehlungen

Hirschmann



Auf Vertrauen gegründet - mit dem Fortschritt verbündet

Richard Hirschmann Radiotechnisches Werk Esslingen am Neckar ■ Lieferung nur durch den Fachgroßhandel