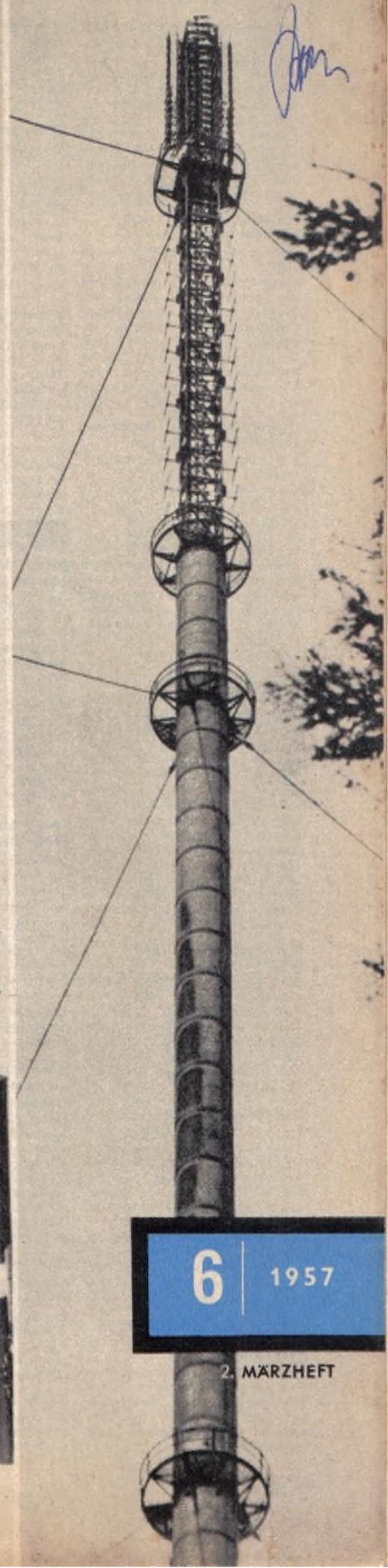
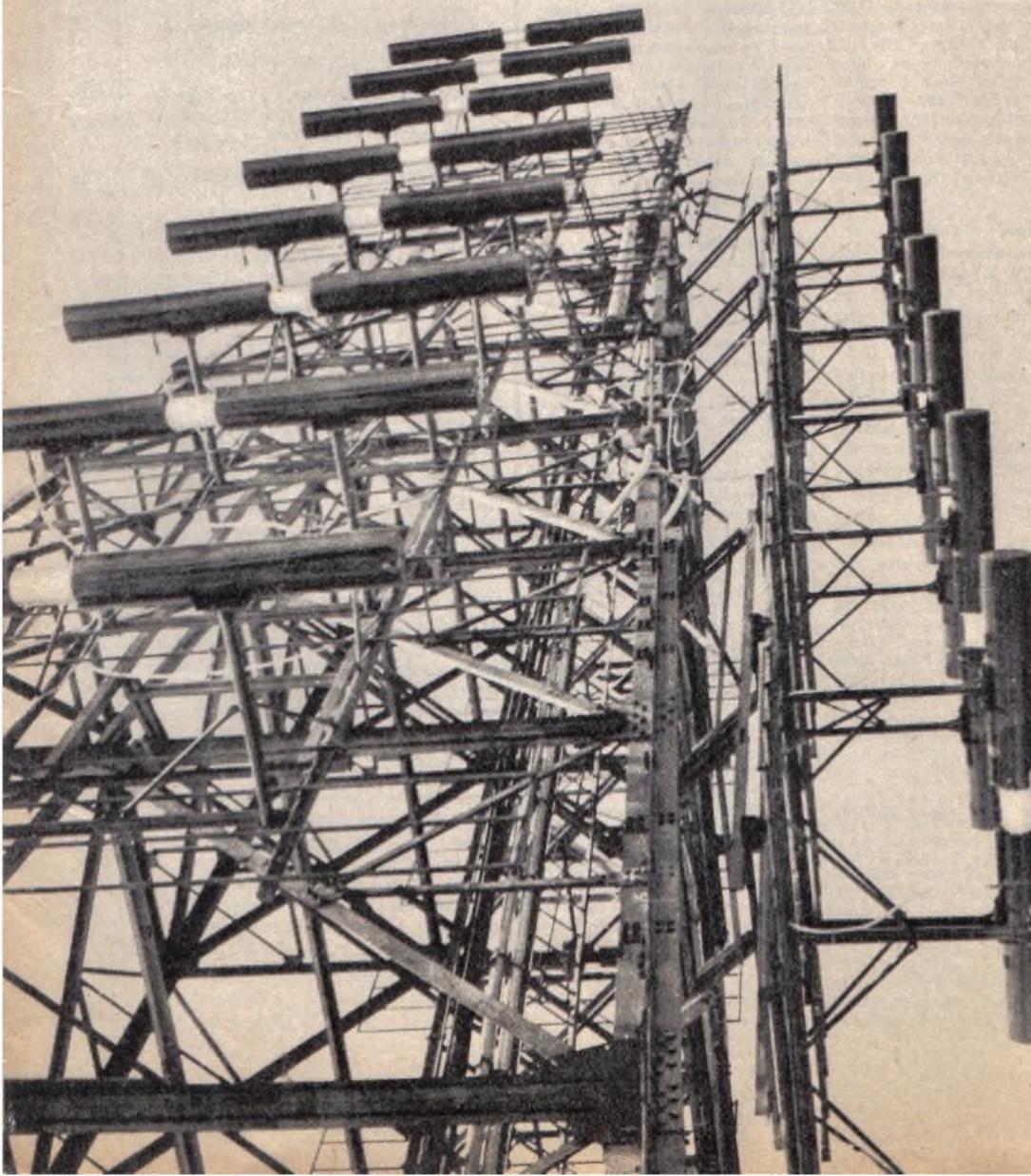


BERLIN

# FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



6 | 1957

2. MÄRZHEFT

**Professoren-Konferenz des FTZ**  
In Verbindung mit der Heinrich-Hertz-Feier fand am 21. und 22. Februar 1957 unter Leitung des Präsidenten Dr.-Ing. E. h. Dipl.-Ing. Hertz in den Räumen der OPD Karlsruhe die diesjährige Professore-Konferenz des FTZ statt, an der etwa 45 Professoren und Dozenten westdeutscher Technischer Hochschulen teilnahmen.

**Nordmende-Fernsehwerk im Robbau fertig**  
Der Robbau der 200 x 60 m großen Halle des neuen Nordmende-Fernsehwerkes, mit dessen Bau in unmittelbarer Nähe des Stammwerkes in Bremen-Hemelingen vor fünf Monaten begonnen wurde, konnte jetzt fertiggestellt werden, so daß die Produktion wahrscheinlich wie vorgesehen im Juni anlaufen wird.

**Grundig-Werk VII nimmt am 15. Juli Produktion auf**  
Auf einer Pressekonferenz gab Direktor P. Mittlerer bekannt, daß das Grundig-Werk VII auf dem Industriegelände St. Georgen bei Bayreuth am 15. Juli die Produktion aufnehmen wird. Das Drei-Millionen-Projekt entsteht auf einem rund 44 000 m<sup>2</sup> großen Industriegelände. Die Gesamtkapazität reicht für rund 800 Arbeitsplätze. Spätere Erweiterungsbauten können diese Kapazität bis auf 1300 Arbeitsplätze vergrößern.

**Akkord-Radio**  
Die Akkord-Radio GmbH hat ihren Sitz von Offenbach nach Hershelm bei Landau (Pfalz) verlegt. Der dort schon seit einigen Jahren befindliche Zweigbetrieb wurde erheblich vergrößert, und mit der Fertigstellung eines großzügig angelegten und modernsten Fertigungserfordernissen entsprechenden Fabrik- und Verwaltungsgebäudes erfolgte jetzt die Verlegung des Sitzes der Firma nach dort. Die bisherige Fertigung im Offenbacher Werk läuft nach wie vor weiter.

**Störstrahlungs-Zertifikat für „Weekend 57 U“**  
Als erster deutscher Kofferempfänger erhielt der neue Schaub-Lorenz-Koffler „Weekend 57 U“ mit Datum vom 20. Februar 1957 das Prüfprotokoll des FTZ auf Einhaltung der Bedingungen für die Störstrahlungsicherheit.

**Blaupunkt-Autoradio-Service**  
Für den Service an Blaupunkt-Autoradio-Empfängern stehen in Deutschland über 800, im europäischen Ausland rund 150 Werkstätten zur Verfügung. Gleichzeitig wird in Überssee der Service aufgebaut. An Autoradio-Zubehör bringt die Firma neben der Standard-Ausführung für Pkw und Lkw und der Universal-Ausführung Zubehör für 61 verschiedene Autotypen auf den Markt.

**Mischverstärker mit Transistoren**  
Für Studio- und Reportage-Aufnahmen stellt Siemens einen Mischverstärker mit Transistoren vor, der nur 6 kg wiegt. Die beiden Mikrofoneingänge sind für den Anschluß dynamischer

Mikrofone ausgelegt. Die technischen Daten entsprechen hinsichtlich Verstärkung, Frequenzgang, Klirrfaktor usw. den Forderungen der deutschen Rundfunkanstalten.

**Netzanschlußgerät „NA 101“**  
Das Netzanschlußgerät „NA 101“ von Blaupunkt ist jetzt wieder lieferbar. Es ist zur Vorführung und zur Verwendung bei der Reparatur mit Speisung aus dem Netz (110 oder 220 V~) bestimmt. Außer dem Netzanschlußgerät enthält es eine Lautsprecher-Endstufe (EL 84) und einen Tonausgangstrafó.

**Vollkontaktstecker**  
Ein neuer Vollkontaktstecker mit 4-mm-Stift von Hirschmann hat eine von hinten aufsteckbare Hülse aus unzerbrechlichem, trittlestem, biegsamem Material; das Kabel wird nicht scharf abgeknickt. Der Stecker ist in den Farben Gelb, Rot, Schwarz, Blau oder Grün in zwei Ausführungen („Vg 20“, Drahtanschluß durch Seitenschraube; „Vg 30“, Drahtanschluß durch Löten) lieferbar.

**Druckschriften**

**Blaupunkt „Der blaue Punkt“**  
Die Ausgabe vom Februar 1957 (Heft 10) bringt neben einigen wirtschaftlichen und historischen Betrachtungen leserwürdige Ausführungen über „Das Geheimnis des echten Kluges (Hi-Fi)“, über „Schwierigkeiten beim Fernsehen“ und einen Überblick über die Technik der Umschaltung im deutschen Fernsehnetz beim Wechsel des Programms. Weiterhin enthält dieses Heft nützliche Hinweise für die Entstörung.

**Loewe Opta**  
**Loewe Opta-Kurier Nr. 2**  
Das soeben erschienene Heft 2 (20 Seiten, DIN A 4) stellt die neuen Fernsehgeräte mit stetig regelbarem Scharfzeichner vor und erklärt in technischen Referaten die Schaltung und Funktion des störungsgetasteten Amplitudensiebes, die Bedeutung und Eigenschaften von RC-Gliedern, die Auswertung von Testbildern und gibt Hinweise zur Behebung der Störstrahlung älterer UKW-Rundfunkgeräte.

**Nordmende Am Mikrofon: Nordmende**  
Das sehr reichhaltige Heft Nr. 5 (24 S., DIN A 4) der beliebten Hauszeitschrift bringt für den Techniker unter anderem die Fortsetzungen der Beitragsreihen „Praktischer Umgang mit Fernseh-Meßgeräten“ und „Kleine Fernseh-Reparatur-Kunde“ sowie manchen nützlichen Tip für Werkstatt und Service.

**Telefunken Nachrichten aus der Elektroakustik**  
Die Folgen Nr. 22 und 23 der „Nachrichten aus der Elektroakustik“ behandeln Regie- und Abspielische sowie Theateranlagen.

**Ela-Tip Nr. 3**  
Die neue Ausgabe (Februar 1957) bringt Ausführungen über Simultan-Dolmetscheranlagen und be-

handelt daneben u. a. „Akustische Rückkopplung“ sowie „Leistungsfragen bei Ela-Anlagen“.

**Ausland**

**Fernsehen in aller Welt**  
Einer kürzlich veröffentlichten Zusammenstellung ist zu entnehmen, daß zum Jahresbeginn 1957 insgesamt 843 Fernsehsender und 56 Millionen Empfangsgeräte in Betrieb waren.

**Fernsehen in Finnland**  
Im Frühjahr sollen in Finnland vier Fernsehsender errichtet werden, nämlich in Turko, Tampere und Lahti mit einer Relaisstation in Forssa.

**Fernsehen in Japan**  
Die Zahl der Fernsehempfänger in Japan wird auf etwa 445 000 geschätzt.

**Fernsehen auf hoher See**  
An Bord des italienischen Transatlantik-Passagierschiffes „Cristoforo Colombo“ ist eine Fernseh-anlage installiert, die es den Passagieren ermöglicht, von den Aufenthaltsräumen aus die auf dem Schiff veranstalteten Vorführungen, Konzerte usw zu verfolgen.

**Japan bereitet Farbfernsehen vor**  
Die offizielle japanische Sendegesellschaft NHK führt neuerdings Farbfernsehversuche durch und hat bereits einige öffentliche Vorführungen veranstaltet. Das technische Forschungsinstitut der NHK arbeitet gemeinsam mit dem Farbfernseh-Forschungskomitee des Unterrichtsministeriums, einer größeren Industriefirma und einer Grammophon-Gesellschaft.

**Neuer Fernsehender Wien-Kahlenberg**  
Im Zuge des Aufbaus des österreichischen Fernsehernetzes liefert Siemens & Halske als eine der modernsten Großanlagen den Fernsehender Wien-Kahlenberg mit einer HF-Ausgangsleistung von 10 kW. Die Fernsehantenne besteht aus Antennenfeldern mit Ganzwellendipolen, von denen jeweils vier übereinander an den vier Seiten des sich nach oben verjüngenden Trägermastes angeordnet sind. Der Leistungsgewinn ist etwa 12, so daß sich unter Berücksichtigung der Kabeldämpfung eine effektive Strahlungsleistung von etwa 100 kW ergibt.

Unterhalb der Fernsehantenne befinden sich in etwa 95 m Höhe innerhalb des 129 m hohen Trägermastes die einzelnen Strahler der als Würfelantenne ausgebildeten UKW-Antenne.

**Elektronengehirn im Dienst des Verkehrs**  
Die drittgrößte Stadt der USA, Philadelphia, beabsichtigt, den Ablauf des Straßenverkehrs im Stadtzentrum nach modernsten Methoden zu beschleunigen. Es ist geplant, einem Elektronengehirn von den verschiedensten Brennpunkten des Verkehrs Meldungen über die Verkehrsdichte zuzuleiten und nach Auswertung die Verkehrssignalanlagen automatisch steuern zu lassen.

FT-Kurznachrichten ..... 162

Eine transatlantische Fernseh-Verbindung  
Das NARCOM-Projekt ..... 163

Niederfrequenz-Gegentaktverstärker mit Transistoren ..... 165

Moderne Schaltungstechnik im Nordmende »Diplomat 1958« ..... 168

Der Frequenzgang in logarithmischer Darstellung ..... 170

Ablenkeinheit und Hochspannungsaggregat für die elektrostatisch fokussierten Bildröhren AW 43-80 und AW 53-80 .. 171

Verstärker- und Senderöhren der Höchsfrequenztechnik ..... 173

**Beilagen**

**Bausteine der Elektronik**

Kapazitive Erwärmung (20a) ..... 175

Schaltungen zur kapazitiven Erwärmung (20b) ..... 175

**Impulstechnik**

Einführung in die Impulstechnik ④ ..... 177

Für den KW-Amateur

KW-Amateursender »KWS 200« ③ .. 179

Tongenerator »Wiratone« ..... 182

So arbeitet mein Fernsehempfänger ⑩ .. 186

Neue Empfänger ..... 188

Aus Zeitschriften und Büchern

Batteriegespeistes Hochspannungsgerät für Kathodenstrahlröhren ..... 189

Unser Titelbild: Rohr- und Gittermaste als Träger von Fernseh- und UKW-Sendeantennen sind vielfach schon dominierende Punkte im Landschaftsbild geworden. Unser Bild zeigt die Fernsehantenne des Senders Grünten (links) sowie die Fernseh- und UKW-Antenne des Senders Torfhaus (rechts) (Werkaufnahmen Rohde & Schwarz)

Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Beumelburg, Kurtus Schmidke, Ulrich) nach Angaben der Verfasser. Seiten 181, 183, 185, 191 und 192 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH.  
Berlin-Borsigwalda, Eichborndamm 141-147. Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31. Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Chefredaktion: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 6402, Postfach 229. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postscheckamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin. Die FUNK-TECHNIK ist der IVW angeschlossen





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-  
TECHNIK**  
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

## Eine transatlantische Fernsehverbindung

### Das NARCOM-Projekt

Breitband-Übertragungssysteme, wie sie die Fernsichttechnik und die modernen Vielkanal-Nachrichtenverbindungen fordern, lassen sich nur mit sehr hohen Trägerfrequenzen aufbauen. Nach den bisherigen Anschauungen bleibt deshalb für Richtverbindungen die Übertragung im allgemeinen auf Entfernungen innerhalb der optischen Sicht beschränkt, da für die Überbrückung großer Entfernungen im wesentlichen nur Trägerfrequenzen bis etwa 30 MHz in Betracht kommen. Hinzu kommt, daß infolge der stark schwankenden Ausbreitungsbedingungen der Kurzwellen ein hohen Qualitätsansprüchen genügender Funkdienst kaum durchführbar ist; tiefe Fadings, Selektivschwund und Verzerrungen infolge Mehrfachwegausbreitung lassen auch diese Frequenzen für Breitbandmodulation unbrauchbar sein. Nach dem heutigen Stand der Technik scheint es deshalb unmöglich zu sein, im Frequenzbereich bis 30 MHz Breitbandverbindungen für Fernsehen, Faksimile-Übertragungen und Vielkanal-Fernsprechverbindungen zu erstellen.

Das kürzlich in Betrieb genommene transatlantische Fernsprechkabel zwischen den USA und Europa ist zwar eine von den mehr oder weniger großen Zufälligkeiten der Funk-Übertragungsbedingungen unabhängige Verbindung zwischen zwei großen Kontinenten, jedoch sind auch dieser Verbindung hinsichtlich der übertragbaren Bandbreite gewisse Grenzen gesetzt, die den Einsatz dieses Kabels auf die Übertragung von Sprach-, Telegrafie- oder Bildtelegrafiezahlen in maximal 30 Kanälen beschränkt. Die gegenwärtig verfügbaren unterseeischen Kabelverbindungen sind also für Breitbandverbindungen ebenfalls ungeeignet.

Vor wenigen Jahren fand man nun eine neue Art der Ausbreitung elektromagnetischer Schwingungen, das „scattering“. Nach Ansicht führender Fachleute kann dieses Verfahren die langgesuchte Lösung zum Aufbau von Breitband-Relaisystemen über große Entfernungen sein. Mit einer einzigen derartigen Verbindung sind auf einem Träger im UHF-Band über 300 MHz mehr Nachrichteninformationen zu übertragen als auf allen transatlantischen Kabel- und Funkverbindungen zusammen. Da die oberen Bereiche des UHF-Bandes über 500 MHz besonders geeignet zu sein scheinen, bietet eine solche Verbindung nicht nur die Möglichkeit, gleichzeitig eine Fernsehsendung und mehrere Rundfunksendungen zu übertragen, sondern es stehen daneben noch viele Kanäle für zusätzliche internationale Nachrichtenverbindungen zur Verfügung.

Im Gegensatz zu der Wellenausbreitung bei den konventionellen Funkdiensten im Lang- und Kurzwellenbereich erfolgt die Ausbreitung zwischen den mehrere hundert Kilometer entfernten Relaisstellen beim scattering über die Atmosphäre. Vorzugsweise Unstetigkeiten, die durch Turbulenz in den oberen Schichten der Atmosphäre entstehen und einen Teil der ausgesandten Energie jenseits des Horizonts wieder zur Erde zurückkehren lassen, sind für das troposphärische scattering maßgebend. Scattering-Stationen benutzen als Antennen extrem scharf bündelnde Parabolspiegel großen Durchmessers, die auf ein bis zwei Grad bündeln und mit denen sich Leistungsgewinne von über 1000 bei Frequenzen von etwa 500 MHz erreichen lassen. Arbeitet man mit Sendern von 50 kW Dauerstrichleistung, was durchaus schon möglich ist, dann erhält man in Verbindung mit einer solchen Antenne effektive Strahlungsleistungen von 50000 kW!

Das Wesen des scattering läßt sich grob an einem Beispiel aus der Optik klarmachen. Stellt man auf einem erhöhten Punkt einen scharf bündelnden Scheinwerfer auf, dessen Lichtbündel horizontal ausgestrahlt wird, dann befindet sich ein auf dem Erdboden stehender Beobachter unterhalb des Lichtbündels; er wird nicht direkt vom Licht getroffen. Trotzdem

kann er beim Blick nach oben das Lichtbündel wahrnehmen, und zwar um so besser, je dunstiger die Luft ist, je mehr streuende Teilchen in Form von Wassertröpfchen oder Staub also vorhanden sind. Etwas ganz Ähnliches tritt nun auch beim Durchgang elektromagnetischer Schwingungen durch die Atmosphäre auf, indem an den Unstetigkeitsstellen in der Atmosphäre als Folge von Turbulenzen ein winziger Bruchteil der ausgesandten Energie nach unten und damit nach vorwärts gestreut wird. Arbeitet man auf der Empfangsseite mit höchstempfindlichen Empfängern und Antennen hohen Gewinns, dann ist es durchaus möglich, einen zwar schwachen, aber doch erstaunlich konstanten Empfang zu erreichen.

Aus dem Ausland liegen bereits zahlreiche Erfahrungen über das Betriebsverhalten von scattering-Strecken vor. Derartige Strecken sind dort für spezielle Nachrichtendienste planmäßig eingesetzt und haben gezeigt, daß über Entfernungen von 460 km ein betriebssicherer 24-Stunden-Dienst mit Vielkanal-Fernsprechsystemen möglich ist. Die Firma Bell hat z. B. 1954 während eines fünfmonatigen Probebetriebs eine absolut betriebssichere Breitbandverbindung über fast 550 km aufrechterhalten können und ebenfalls über Entfernungen von über 360 km Fernsehsignale erfolgreich übertragen. Dabei zeigte sich immer wieder, daß die Verbindungen relativ frei von Schwunderscheinungen und Interferenzen waren und auch zu Zelten, in denen alle Kurzwellenverbindungen ausfielen (vor allem in arktischen Regionen), mit scattering-Strecken ein Funkbetrieb möglich war.

Bei diesem Stand der Technik liegt es durchaus nahe, die Möglichkeiten einer transatlantischen Breitband-Relaiskette unter neuen Aspekten zu untersuchen. Die Inselkette zwischen Amerika und Europa bietet ja natürliche Stützpunkte für die Relaisstationen geradezu an. Bedenkt man weiterhin, daß die größte Entfernung zwischen zwei Inseln, zwischen Island und den Färöer-Inseln, etwas über 500 km ist, dann rückt ein solches Relaisystem durchaus in den Bereich des technisch Realisierbaren.

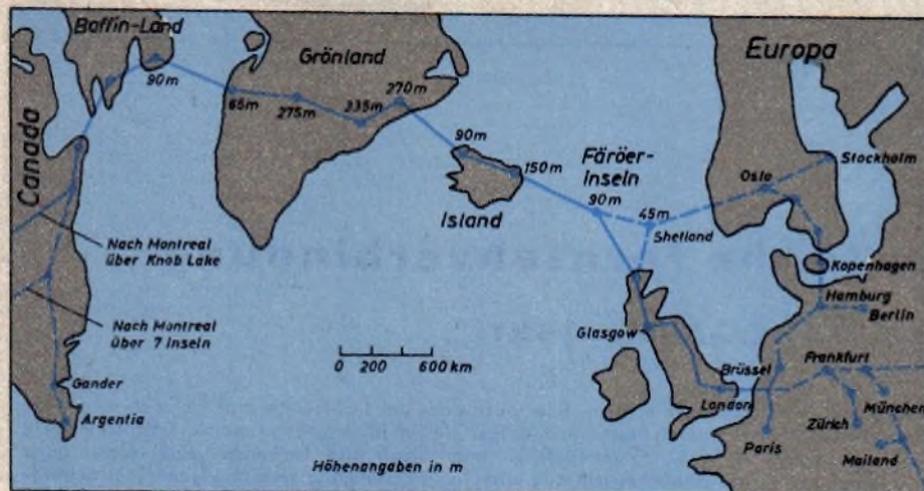
Kürzlich wurde nun ein Plan für ein derartiges System als „North Atlantic Relay Communication System“ (NARCOM) bekannt. Nach den mit den interkontinentalen Strecken in Nordamerika gesammelten Erfahrungen und bei Ausnutzung aller geographischen Vorteile, die Berge auf den Inseln bieten, läßt sich ohne allzu großes Risiko voraussagen, daß der Aufbau eines betriebssicheren Breitband-Relaisystems möglich ist. Die Stationen dieser nordatlantischen Relaiskette liegen etwa auf einem Größtkreis zwischen dem Nordosten der Vereinigten Staaten und Grönland. Von dort aus folgen sie wieder angenähert einem Größtkreis in ostwärtiger Richtung nach Europa, wobei sich von den Färöer-Inseln aus ein südlicher Abzweig über Großbritannien und ein ostwärtiger über die skandinavischen Länder zum Anschluß der mitteleuropäischen Länder über das Eurovisions-Netz einrichten läßt. Der NARCOM-Plan sieht die Errichtung mindestens einer Station auf dem grönländischen Binneneis, etwa in der Mitte zwischen den beiden an der Küste gelegenen Stationen, vor. Diese Station könnte, ebenso wie einige andere dieser Relaiskette, von größter Bedeutung für Wettermeldungen und Sturmwarnungen für die europäischen Länder sowie eine wichtige Relaisstelle für Vielkanalverbindungen im Dienste der internationalen Luft- und Schifffahrt und der Navigationsdienste werden. Man schätzt, daß für die rund 6000 km lange Strecke mindestens 15 UHF-Stationen von 25...50 kW Leistung erforderlich sind. Die mittlere Funkfeldlänge wäre dann etwa 435 km.

Erfahrene Nachrichten-Ingenieure sehen keine grundsätzlichen Probleme und unüberwindbaren Schwierigkeiten für den Bau und den Betrieb der

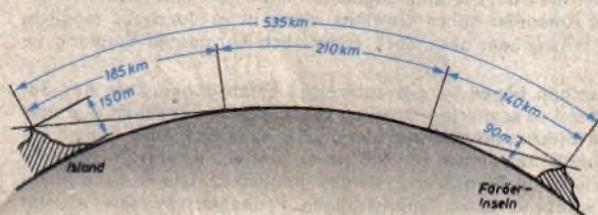
Stationen, auch nicht an geographisch nur schwer zugänglichen Punkten, da hinreichende Erfahrungen im Einsatz von Flugzeugen und Hubschraubern beim Bau und Betrieb ähnlicher Stationen in Nordkanada vorliegen.

Man schätzt die Kosten für den Bau der Breitbandstrecke auf 35 bis 50 Millionen Dollar. Das scheint auf den ersten Blick eine große Summe, sie liegt aber immer noch unter den Kosten eines modernen großen Ozeandampfers. Unabhängig aber von allen technischen Betrachtungen und der großen Bedeutung einer solchen Relaiskette erhebt sich verständlicherweise sofort die Frage der Wirtschaftlichkeit. Soll dieses Übertragungssystem auf rationeller Grundlage arbeiten, dann müssen genügend Interessenten vorhanden sein, die sich seiner laufend bedienen.

an einem besonders aktuellen Ereignis, das sich in Übersee am Abend abspielt, unmittelbar teilzunehmen. Das sind aber nur Ausnahmefälle. Im allgemeinen wird es notwendig sein, den Zeitunterschied durch Speicherung von Bild und Ton zu überbrücken. Die Speicherung kann prinzipiell auf jeder Relaisstation erfolgen. Die Praxis muß zeigen, ob es im Interesse maximaler Ausnutzung der Relaisstrecke zweckmäßiger ist, das Programm bei einer der Endstellen oder bei einer Zwischenstelle zu speichern. Grundsätzliche technische Schwierigkeiten für die Speicherung von Videosignalen bestehen heute nicht mehr, denn die magnetischen Bildspeicherverfahren sind ohne Frage bis zur Fertigstellung dieser Relaiskette so weit durchentwickelt, daß sie sich in den Rahmen der üblichen Betriebsdiensttechnik einpassen.



Linienführung der transatlantischen Breitband-Relaisstrecke zwischen Amerika und Europa



Profil des längsten Funkfeldes zwischen Island und den Färöer-Inseln

Es kann unterstellt werden, daß europäische und amerikanische Rundfunk- und Fernsehgesellschaften ständige Benutzer sein werden. Aus den Erfahrungen bei der Übertragung wichtiger internationaler Ereignisse weiß man, daß die amerikanischen Gesellschaften bereit sein werden, einen großen Teil der Kosten für den transatlantischen Fernsehprogrammienst zu tragen. Höchstwahrscheinlich dürften aber die Einnahmen aus der Benutzung durch Rundfunk- und Fernsehgesellschaften nicht die wichtigsten sein, denn auch bei ausgedehnten Richtfunknetzen und Koaxialstrecken, die ursprünglich für die Verbindung von Rundfunksendern untereinander und mit den Studios errichtet wurden, hat sich gezeigt, daß die Haupteinnahmen aus der Benutzung durch Fernsprech-, Fernschreib-, Bild- und Faksimile-Dienste stammen. Man kann annehmen, daß mit dem weiteren Ausbau der internationalen Handelsbeziehungen, mit dem Anstieg des Reiseverkehrs und mit dem schnellen Ausbau der internationalen Luft- und Schifffahrtswege die Möglichkeit, nun plötzlich Hunderte und vielleicht sogar Tausende von Nachrichtenkanälen zur Verfügung zu haben, den routinemäßigen Nachrichtenverkehr zwischen zwei hochindustrialisierten Kontinenten erheblich ansteigen lassen wird. Dieser zu erwartende starke Anstieg könnte eine der wichtigsten Stützen für die Wirtschaftlichkeit des NARCOM-Planes sein. Die Einnahmen aus den internationalen Rundfunk- und Fernsehdiensten werden deshalb in erster Linie zusätzliche sein.

Ein interkontinentaler Programmaustausch läßt aber auch noch andere Fragen auftreten. Da ist zunächst die Frage der Norm-Umwandlung: Es muß z. B. das 525-Zeilen-Bild mit 60 Halbbildern je Sekunde aus den USA in ein 625-Zeilen-Bild mit 50 Halbbildern je Sekunde umgewandelt werden. Dieses Problem ist prinzipiell gelöst, denn es tritt auch bei den Übertragungen der Eurovision auf. Daß bezüglich der Bildqualität bei der Norm-Umwandlung noch einige Wünsche offen sind, ist nicht von primärer Bedeutung, denn erfahrungsgemäß ist der Fernsehteilnehmer meistens gern bereit, zugunsten der Aktualität gewisse Abstriche an der Bildqualität zuzugestehen.

Ein anderes Problem ist die Überbrückung des Zeitunterschiedes zwischen Europa und Amerika. Sind technisch einwandfreie Übertragungsbedingungen gewährleistet, dann sind die europäischen Hörer vielleicht bereit, in den frühen Morgenstunden vor dem Empfänger zu sitzen, um

Eine letzte Frage berührt schließlich das Gebiet der internationalen Politik. Da die Relaiskette das Territorium einer ganzen Anzahl selbständiger Staaten berührt, sind zwischenstaatliche Vereinbarungen notwendig, um die Kontinuität der Nachrichtenverbindung zu garantieren. Dabei dürften sich aber voraussichtlich keine grundsätzlichen Schwierigkeiten ergeben, zumal sich diese Relaiskette in den Rahmen der bestehenden internationalen Fernmeldeverträge einordnen läßt.

Heute noch ist der NARCOM-Plan nur ein Projekt, das z. B. im E.B.U. Bulletin, Januar/Februar 1957, diskutiert wird. Seine technische Durchführbarkeit ist aber durchaus gegeben. Es bleibt zu hoffen, daß auch die Wirtschaftlichkeitsuntersuchungen ein positives Ergebnis haben werden.

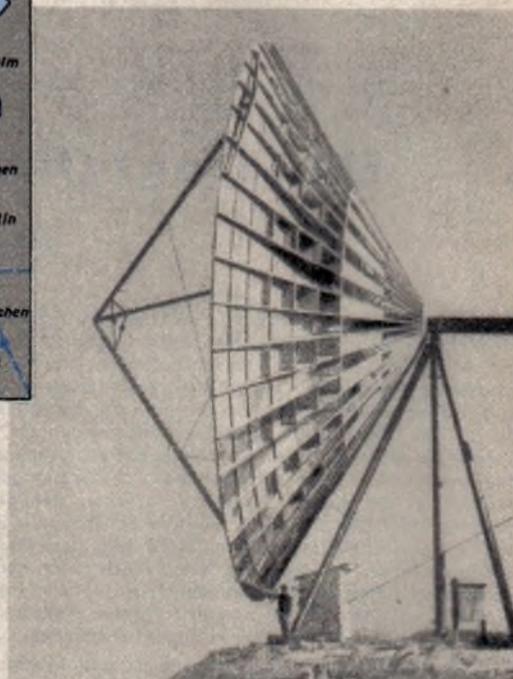
—th

### Britische „scattering“- Strecken

Die Vorwärts-Streuung von Radiowellen wird auch in Europa schon für kommerzielle Nachrichtenverbindungen benutzt. Nach Meldungen aus Großbritannien haben amtliche Stellen Marconi einen Auftrag auf Lieferung einiger Sende- und Empfangsanlagen (20 kW, 35 ... 55 MHz) erteilt, die für Verbindungen zwischen Malta und dem Vereinigten Königreich (mit später geplanten Erweiterungen nach Zypern und dem Mittleren Osten) eingesetzt werden sollen. Im Auftrag der britischen Admiralität entstand ebenfalls bei Marconi der Prototyp eines Senders für den Verkehr zwischen Gibraltar und Großbritannien. Es handelt sich um einen abgeänderten 30 ... 35-kW-Fernsehsender.

Unter Ausnutzung der troposphärischen Streuung nahmen vor einiger Zeit britische Behörden die erste Versuchsstrecke über etwa 320 km Entfernung zwischen dem Norden und Süden Englands mit geplantem Anschluß einer weiteren rund 300 km langen Strecke nach Schottland in Betrieb. Die Erfahrungen während des sechsmonatigen Probsbetriebes haben die Brauchbarkeit dieser Strecke für kommerzielle Verbindungen gezeigt. Die weiteren Pläne sehen jetzt eine Verbindung für 36 Fernsprechanäle zwischen Newcastle und London (435 km) vor.

Der für Versuchszwecke in Holmdel (New Jersey) aufgebaute Richtstrahler (Parabolantenne) von Bell



# NF-Gegentaktverstärker mit Transistoren

Sprechleistung 530 mW bei einer Betriebsspannung von 6,5 V

DK 621.375.127.029.4:621.314.7

## 1. Schaltung und Eigenschaften

Der mit Transistoren bestückte NF-Verstärker (Bild 1) arbeitet mit einer Gegentakt-Endstufe ( $2 \times OC 604$  spez.) und einer vorgesetzten Treiberstufe (OC 604). Er benötigt Betriebsspannungen zwischen 4,5 und 6,5 V und zeichnet sich durch hohen Wirkungsgrad sowie eine sehr gute Tonwiedergabe aus.

Für eine vollausgesteuerte Ausgangsleistung von 530 mW ( $9,5 V_{eff}$  an 170 Ohm bei  $k = 10\%$ ) ist am Eingangswiderstand des Verstärkers von 10 kOhm eine Eingangsspannung von 84 mV<sub>eff</sub> notwendig (Eingangsleistung etwa 0,7 µW). Eine Gegenkopplung

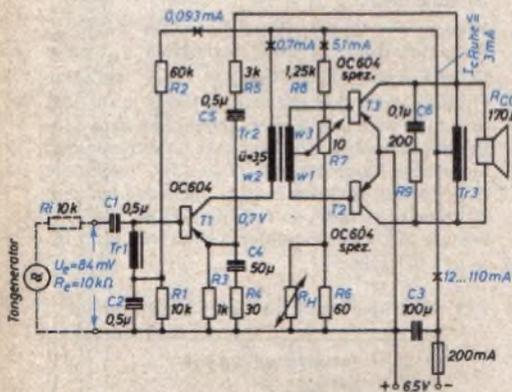


Bild 1. Schaltung der Gegentakt-Endstufe mit Transistoren

(Gegenkopplungsfaktor 3) führt vom Ausgangsrafo Tr 3 (Ausgangsdrossel) über R 5, C 5 zum Emitter des Treiber-Transistors. Am Ausgang des Treibers (Primärseite Tr 2) werden 1,7 V<sub>eff</sub> an 4,5 kOhm (650 µW) gebraucht. Der Eingangstrafo Tr 1 ist als Drossel ausgeführt, läßt sich aber auch (um den Eingang des Verstärkers an den Innenwiderstand der

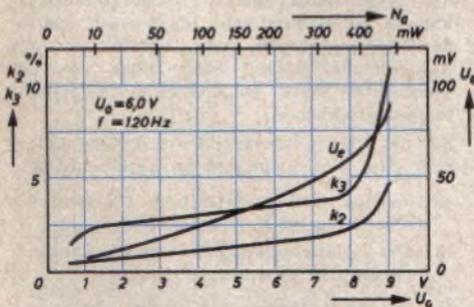


Bild 2. Erforderliche Eingangsspannung  $U_e$  sowie Klirrkoeffizienten  $k_2$  und  $k_3$  in Abhängigkeit von der Verstärker-Ausgangsspannung  $U_a$ ;  $f = 120$  Hz

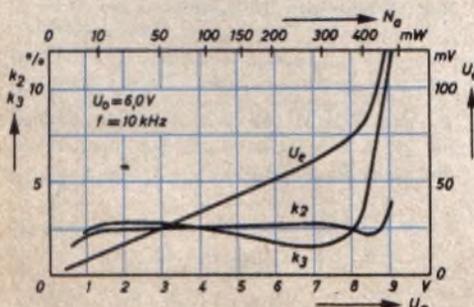


Bild 3. Wie Bild 2, jedoch bei  $f = 10$  kHz

speisenden Signalquelle besser anpassen zu können) als Autotransformator schalten.

Alle Transistoren sind temperaturkompensiert, d. h., bei Umgebungstemperaturen unter 45° C ist mit unzulässigen Arbeitspunktwanderungen der Transistoren nicht zu rechnen. Gegen Spannungsschwankungen ist lediglich die End-

### Daten der Übertrager und Drosseln

Tr 1 (Eingangsdrossel)	Kernbleche M 20, Blechsorte „M 1040“ (Vacuumschmelze AG, Hannover), $\mu_{20} \approx 20\,000$ , 0,1 mm stark; wechselseitig geschichtet; 2000 Wdg. 0,06 CuL; Isolation nicht erforderlich
Tr 2 (Übertrager der Treiberstufe)	Kernbleche EJ 30, Blechsorte „3601 K 1“ (Vacuumschmelze AG, Hannover), $\mu_{30} \approx 2000$ , 0,35 mm stark; wechselseitig geschichtet; primär: $w_2 = 1700$ Wdg. 0,07 CuL; sekundär: $w_1$ und $w_3 = je 243$ Wdg. 0,2 CuL; Wicklungsisolation: $1 \times 0,06$ Öl-papier; Lagenisolation: $w_2$ jede 5. Lage $1 \times 0,03$ Öl-papier
Tr 3 (Ausgangsdrossel)	Kernbleche EJ 30, Blechsorte „3601 K 1“ (Vacuumschmelze AG, Hannover), $\mu_{30} \approx 2000$ , 0,35 mm stark; wechselseitig geschichtet; 280 Wdg. 0,35 CuL, Anzapf. bei 140 Wdg.; Isolation nicht erforderlich

stufe empfindlich. Der Ruhestrom der Transistoren muß bei der höchsten im Betrieb vorkommenden Batteriespannung (6,5 V) eingestellt werden.

Die Bilder 2 und 3 zeigen für eine mittlere Betriebsspannung  $U_0$  von 6 V bei zwei verschiedenen Frequenzen die erforderliche Eingangsspannung  $U_e$  sowie die gemessenen Klirrkoeffizienten  $k_2$  und  $k_3$  in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung  $U_a$  oder der Ausgangsleistung  $N_a$ . Da die höheren Harmonischen vernachlässigbar sind, ergibt sich der Gesamtklirrfaktor zu

$$k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2}$$

$k_2$  entsteht durch die exponentielle Kennlinie des Treibertransistors T1 bei großer Aussteuerung und durch Endstufen-Transistoren, die eine unterschiedliche Stromverstärkung aufweisen (besonders groß bei ungepaarten Transistoren). Durch Vertauschen der beiden Endstufen-Transistoren läßt sich unter Umständen der Klirrkoeffizient  $k_2$  des Treibertransistors wenigstens teilweise kompensieren.

$k_3$  tritt unter anderem bei der Durchsteuerung symmetrisch zum Arbeitspunkt gekrümmter Kennlinien auf, und zwar besonders stark bei einer Übersteuerung des vorliegenden B-Verstärkers bis ins Restspannungsgebiet. Ohne Gegenkopplung bleibt  $k_3$  beim B-Betrieb bis kurz vor der Übersteuerung stets unter 6%.

Bei sinkenden Betriebsspannungen steigt der Klirrfaktor bei kleinen Aussteuerungen. Verzerrungen machen sich jedoch auch dann erst unterhalb von 5 V Betriebsspannung störend bemerkbar (Bild 4). Eine Besserung ist dadurch zu erreichen, daß man die Basisvorspannung der Endstufen-Transistoren unab-



Ansicht des Verstärkers

hängig von der Batteriespannung macht. Schon das Einschalten eines Glühlämpchens oder auch der Heizfäden von Batterieröhren an Stelle von R 8 bringt eine gewisse Abhilfe.

Die Gesamtstromaufnahme  $I_{ges}$  und der Wirkungsgrad  $\eta$  des Verstärkers gehen aus Bild 5 hervor. Bild 6 zeigt die Wirkung der Temperaturstabilisierung des Kollektorruehestromes durch den verwendeten Heißleiter  $R_{H1}$ .

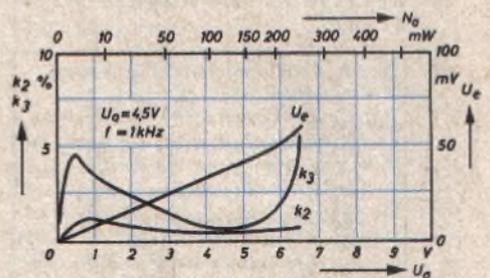


Bild 4. Erforderliche Eingangsspannung  $U_e$  sowie Klirrkoeffizienten  $k_2$  und  $k_3$  in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung  $U_a$ ;  $f = 1$  kHz, Betriebsspannung  $U_0$  des Gegentaktverstärkers = 4,5 V

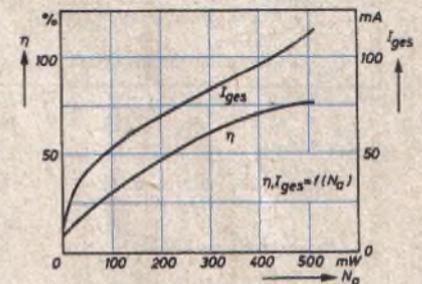


Bild 5. Wirkungsgrad  $\eta$  und Gesamtstromaufnahme  $I_{ges}$  in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung  $N_a$

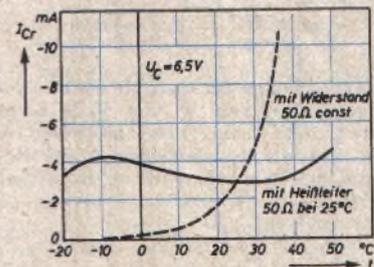


Bild 6. Wirkung der Temperaturstabilisierung des Kollektorruehestroms  $I_{Cr}$  ( $U_C =$  Kollektorspannung)

## 2. Dimensionierung

Ausgehend von der Transistor-Endstufe, soll etwas näher auf die Dimensionierung der Schaltung nach Bild 1 eingegangen werden.

### 2.1 Gegentakt-Endstufe

Für die Berechnung einer betriebssicheren Transistor-Endstufe ist die Kenntnis der maximal auftretenden Betriebsspannung  $U_0$  und der höchsten Umgebungstemperatur  $t_{max}$ , bei der das Gerät noch arbeiten soll, erforderlich.

Aus Bild 7 folgt für den OC 604 spez. bei einer maximalen Umgebungstemperatur  $t_{max} = 45^\circ\text{C}$  eine maximale Kollektorverlustleistung  $N_v$  von etwa 100 mW. Weiterhin sei die Rechnung auf den ungünstigsten Fall einer Sinusaussteuerung mit etwa  $2/3$  der maximalen Aussteuerung, bei der im B-Verstärker die Kollektorverlustleistung am größten ist, abgestellt.

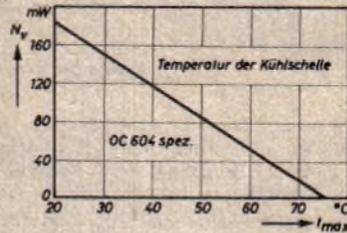


Bild 7. Zulässige Kollektor-Verlustleistung  $N_v$  des OC 604 spez. in Abhängigkeit von der Temperatur  $t$

2.11 Belastung und Ausgangsleistung

- $I_C$  = Kollektorgleichstrom je Transistor
- $I_{Cs max}$  = maximaler Kollektorspitzenstrom
- $N_a$  = Ausgangsleistung für beide Transistoren in B-Schaltung
- $N_v$  = Kollektorverlustleistung
- $R_C$  = Kollektorausßenwiderstand je Transistor
- $R_{CC}$  = Außenwiderstand zwischen den Kollektoren beider Transistoren
- $U_0$  = Betriebsspannung
- $U_{a eff}$  = Effektivspannung zwischen den Kollektoren
- $U_{a ss}$  = Spitzenspannung zwischen den Kollektoren
- $U_r$  = Kollektorrestspannung bei  $I_{Cs max}$
- $t_{max}$  = maximale Umgebungstemperatur

Für  $t_{max} = 45^\circ\text{C}$ ,  $N_v = 100\text{ mW}$  und  $U_0 = -6,5\text{ V}$  gilt

$$R_C = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_0^2}{N_v} = 42\ \Omega \quad (1)$$

$$R_{CC} = 4 R_C \approx 170\ \Omega \quad (2)$$

$$I_{Cs max} = \frac{U_0 - U_r}{R_C} = -147\text{ mA} \quad (3)$$

(mit  $U_r = -0,3\text{ V}$ )

$$N_a = \frac{(U_0 - U_r)^2}{2 R_C} = 460\text{ mW} \quad (4)$$

Durch Aussteuerung der Endstufe bis zu einem zulässigen Klirrfaktor  $k$  von 10% lassen sich etwa 20% mehr Ausgangsleistung erreichen. Um die Nutzleistung zu erhalten, sind noch die Übertragerverluste abzuziehen. Ferner folgt

$$I_C = \frac{I_{Cs max}}{\pi} = -47\text{ mA} \quad (5)$$

$$U_{a ss} = 4 |U_0 - U_r| = 25\text{ V} \quad (6)$$

$$U_{a eff} = \sqrt{2} |U_0 - U_r| = 8,8\text{ V} \quad (7)$$

$$R_0 \approx R_{CC} = 170\ \Omega \quad (8)$$

$$C_0 \approx \frac{20 \cdot 10^{-4}\text{ s}}{R_0} = 0,1\ \mu\text{F} \quad (9)$$

Gleichung (8) liefert nur die Größenordnung von  $R_0$ , da der Frequenzgang des verwendeten Lautsprechers mitbestimmend ist.

1) Die Restspannung  $U_r$  hängt nur wenig vom Kollektorstrom  $I_C$  ab; ihre Größe kann aus Bild 8 entnommen werden.

2.12 Eingangswiderstand

- $R_0$  = Eingangswiderstand je Transistor
- $I_B$  = Basisstrom
- $U_{BE}$  = Spannung zwischen Basis und Emitter
- $U_C$  = Kollektorspannung
- übrige Bezeichnungen wie bei 2.11

Für  $I_{Cs max} = -147\text{ mA}$  und  $U_C \approx -0,3\text{ V}$  wird nach Bild 9 die Spannung  $U_{BE 2}$  zwischen Basis und Emitter etwa  $-0,35\text{ V}$ ; bei dieser Spannung fließt (ebenfalls nach Bild 9) ein Basisstrom  $I_{B 2} = -3,5\text{ mA}$ . Für  $I_{Cr} = -3\text{ mA}$  und  $U_C = U_0 = -6,5\text{ V}$  läßt sich  $U_{BE 1}$  mit  $-0,15\text{ V}$  und  $I_{B 1}$  mit  $-0,1\text{ mA}$  ablesen.

Damit wird

$$\Delta U_{BE} = U_{BE 2} - U_{BE 1} = -0,2\text{ V} \quad (10)$$

$$\Delta I_{BE} = I_{B 2} - I_{B 1} \approx I_{B 2} = -3,5\text{ mA} \quad (11)$$

und der Eingangswiderstand  $R_0$  je Transistor

$$R_0 = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_{BE}} = 57\ \Omega \quad (12)$$

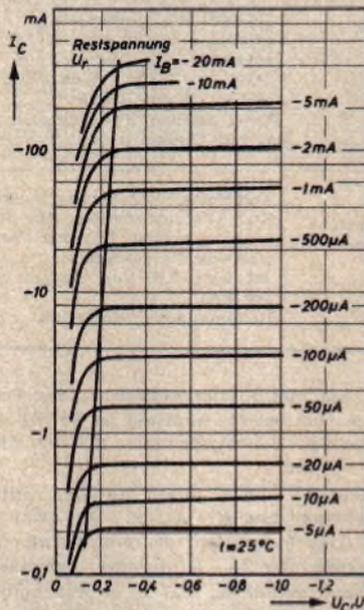


Bild 8. Kollektorstrom  $i_C$  in Abhängigkeit von der Kollektorspannung  $U_C$  (Parameter: Basisstrom  $I_B$ ) sowie Restspannung  $U_r$  in Abhängigkeit vom Kollektorstrom  $I_C$  der Transistoren OC 604 spez.

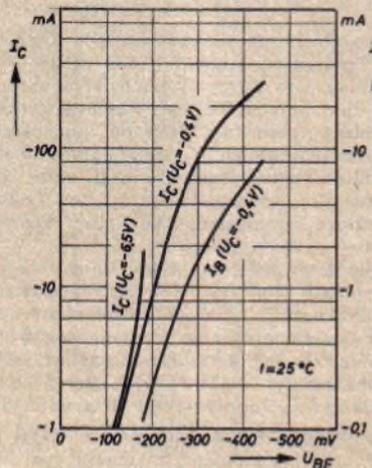


Bild 9. Kollektorstrom  $I_C$  und Basisstrom  $I_B$  bei geringer ( $U_C = U_{Cr}$ ) und bei größerer ( $U_C = U_0$ ) Kollektorspannung in Abhängigkeit von der Spannung  $U_{BE}$  zwischen der Basis und dem Emitter

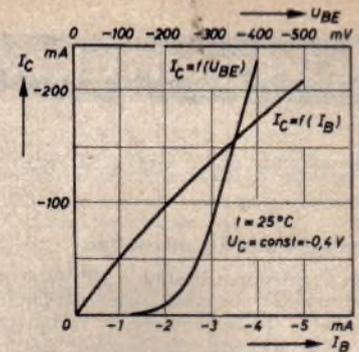


Bild 10. Kollektorstrom  $I_C$  in Abhängigkeit vom Basisstrom  $I_B$  und von der Spannung  $U_{BE}$  zwischen Basis und Emitter des OC 604 spez.

Der Eingangswiderstand  $R_0$  hängt stark von der jeweiligen Aussteuerung und von dem Basiswiderstand des Transistors ab, der beim OC 604 spez. in der Größenordnung von 50 Ohm liegt.

Wegen der guten Proportionalität zwischen Kollektorstrom  $I_C$  und Basisstrom  $I_B$  beim OC 604 spez. (Bild 10;  $I_C = f(I_B)$ ) sei eine stromlineare Aussteuerung gewählt, d. h., die Endstufe wird mit einem gegenüber dem Eingangswiderstand des Transistors hochohmigen Generator angesteuert. Das hat außerdem den Vorteil, daß die B-Stufe in bezug auf den Arbeitspunkt nicht so empfindlich ist wie eine B-Stufe mit niederohmigen Generator (Bild 10;  $I_C = f(U_{BE})$ ).

2.13 Temperaturstabilisierung

- $D_T$  = Temperaturdurchgriff
- $= \left( \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta t} \right) I_C = \text{const}$
- $I_T$  = Teilerstrom
- $R_H, R_p, R_r$  und  $R_v$  s. Bild 11
- TK = Temperaturkoeffizient
- übrige Bezeichnungen wie 2.11 und 2.12

Bei der außerordentlich starken Abhängigkeit des Kollektorruhestromes  $I_{Cr}$  von der Umgebungstemperatur (Bild 6) ist es jedoch notwendig, den Kollektorruhestrom und damit den Arbeitspunkt gegen Temperaturschwankungen zu stabilisieren. Man macht hierfür den Spannungsteiler zur Einstellung des B-Arbeitspunktes mit Hilfe eines von der Temperatur stark abhängigen Widerstandes temperaturabhängig.

Für die Dimensionierung des Spannungsteilers sind zwei Gesichtspunkte zu berücksichtigen:

- a) Niedrige Teilerwiderstände belasten die Batterie zu sehr;
- b) hohe Teilerwiderstände setzen die Empfindlichkeit des Verstärkers herab.

Ein günstiger Kompromiß ergibt sich, wenn man den Teilerstrom  $I_T$  ein- bis dreimal so groß wie  $I_{B 2}$  wählt.

Der temperaturabhängige Spannungsteiler nach Bild 11 führt den Teilerstrom

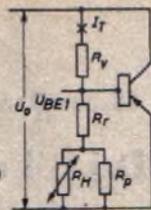
$$I_T = \frac{U_0 - U_{BE 1}}{R_v} \quad (13)$$

$R_H$  nach Bild 11 soll  $\leq R_0$  sein, also 50 Ohm bei  $25^\circ\text{C}$ . Es wird dann mit dem Temperaturdurchgriff  $D_T = 2,7\text{ mV}/^\circ\text{C}$

$$\frac{1}{R_p} = \sqrt{\frac{0,9 \cdot \text{TK} \cdot I_T}{R_H \cdot D_T}} - \frac{1}{R_H} \quad (14)$$

$$R_r = \frac{U_{BE 1}}{I_T} - \frac{R_p \cdot R_H}{R_p + R_H} \quad (15)$$

Bild 11. Schaltung des temperaturabhängigen Spannungsteilers



$$R_v = \frac{U_0 - U_{BE1}}{I_T} \quad (16)$$

Die Gleichungen (14) bis (16) gelten unter der Voraussetzung, daß der Heißleiter nur durch Temperatureinflüsse, nicht aber durch den ihn durchfließenden Strom seinen Wert ändert. Diese Bedingung ist wegen der niedrigen den Heißleiter durchfließenden Ströme leicht zu erfüllen.

Für einen gewählten Tellerstrom  $I_T$  von rd. 5 mA und einen handelsüblichen Widerstand  $R_v = 1,25 \text{ k}\Omega$  folgt aus (13) der genaue Wert von  $I_T$  mit 5,1 mA.

Dann wird mit einem Heißleiter, der bei 25°C einen Widerstand von 50 Ohm und der einen Temperaturkoeffizienten  $TK = -3,8 \text{ } \%/^\circ\text{C}$  hat,  $1/R_p$  nach (14)

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{50 \Omega} \sqrt{\frac{0,9 (-0,038/^\circ\text{C}) (-5,1 \text{ mA})}{50 \Omega \cdot 2,7 \text{ mV}/^\circ\text{C}}} = \frac{1}{50 \Omega}$$

und daraus

$$R_p = 60 \Omega$$

Ferner wird nach (15)

$$R_r = \frac{-0,15 \text{ V}}{-5,1 \text{ mA}} = 27,3 \Omega = 2,2 \Omega$$

Für den speziellen Fall  $R_r = 0$  (Einsparung eines Widerstandes) ist

$$R_p = \frac{R_H \cdot DT}{0,9 \cdot TK \cdot U_{BE1} - DT} \quad (17)$$

und ferner

$$I_T = \frac{(R_p + R_H) U_{BE1}}{R_p \cdot R_H} \quad (18)$$

$$R_v = \frac{U_0 - U_{BE1}}{I_T} \quad (19)$$

( $I_{B1}$  ist gegen den gewählten Tellerstrom  $I_T$  vernachlässigbar.)

Für das Beispiel würde sich demnach mit (17) ergeben

$$R_p = \frac{50 \Omega \cdot 2,7 \text{ mV}}{0,9 \cdot 0,038 \cdot 150 \text{ mV} - 2,7 \text{ mV}} = 55 \Omega$$

Nach (18) und (19) wird

$$I_T = \frac{(55 \Omega + 50 \Omega) (-150 \text{ mV})}{55 \Omega \cdot 50 \Omega} = 5,75 \text{ mA}$$

$$R_v = \frac{(-6,5 \text{ V}) - (-0,15 \text{ V})}{-5,75 \text{ mA}} = 1,1 \text{ k}\Omega$$

Um den Kollektorruhestrom genauer einstellen zu können, muß in diesem Fall  $R_v$  veränderbar sein. Die Einstellung des Kollektorruhestromes durch  $R_v$  hat jedoch den Nachteil, daß die Regelcharakteristik des Spannungsteilers je nach dem erforderlichen Tellerstrom verschieden ausfällt.

### 2.14 Steuerleistung

Bei einem Spitzenwert des Steuerstromes

$$I_{st s} = 1,1 \cdot I_{B2} \approx -4 \text{ mA} \quad (20)$$

ist der Spitzenwert der Steuerspannung

$$U_{st s} = \Delta U_{BE} = I_{st s} \cdot \left( R_r + \frac{R_{H0} \cdot R_p}{R_{H0} + R_p} \right) \quad (21)$$

$$= -0,38 \text{ V} \approx -0,4 \text{ V}$$

Hierbei wurde der Widerstand  $R_{H0}$  des Heißleiters bei 0°C mit 140 Ohm eingesetzt. Die

Endstufe braucht eine um so größere Basisspannung für Vollaussteuerung, je niedriger die Umgebungstemperatur ist. Durch Einsetzen von  $R_{H0}$  in (21) ist gewährleistet, daß der Verstärker bei 0°C noch voll angesteuert ist.

Mit den Werten aus (20) und (21) errechnet sich die Steuerleistung  $N_{st}$  zu

$$N_{st} = \frac{I_{st s} \cdot U_{st s}}{2} = 0,8 \text{ mW} \quad (22)$$

Diese Steuerleistung wird also bei 0°C benötigt. Bei 25°C würde sich mit dem Widerstand  $R_H$  des Heißleiters bei 25°C von 50 Ohm an Stelle von  $R_{H0}$  in (21) schließlich eine Steuerleistung  $N_{st}$  von 0,65 mW ergeben.

### 2.2 Treiberstufe

- $I_{Bs}$  = Basisspitzenstrom
- $I_{Cs}$  = Kollektorspitzenstrom
- $I_{st s}$  = Spitzenwert des Steuerstromes
- $R_B$  = Basiswiderstand
- $R_e$  = Eingangswiderstand
- $R_{eo}$  = Eingangswiderstand ohne Gegenkopplung
- $R_{sek}$  = Belastungswiderstand der Sekundärseite des Transformators  $Tr 2$  je Wicklungshälfte
- $U_{as}$  = Spitzenspannung, die auf der Primärseite von  $Tr 2$  zur Verfügung steht
- $U_{eff}$  = Effektivspannung zwischen den Kollektoren
- $U_{esk}$  = Spitzenwert der Eingangsspannung bei Gegenkopplung
- $U_{eso}$  = Spitzenwert der Eingangsspannung ohne Gegenkopplung
- $U_{ks}$  = Spitzenwert der Gegenkopplungsspannung
- $U_{stab}$  = Stabilisierungsspannung am Emitterwiderstand  $R_3$
- $U_{st s}$  = Spitzenwert der Steuerspannung
- $U_T$  = Temperaturspannung  $= kT/e$   
 $= 26 \text{ mV}$  bei  $t = 25^\circ\text{C} = 298^\circ\text{K}$ ,  
 $k$  = Boltzmannsche Konstante,  
 $T$  = absolute Temperatur,  $e$  = Elementarladung
- $\bar{u}$  = Übersetzungsverhältnis von  $Tr 2$
- $\alpha_E$  = Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung
- $\Delta U_{Trafo}$  = Spannungsabfall durch den Kollektorruhestrom im Übertrager  $Tr 2$
- $p$  = Gegenkopplungsgrad

Übrige Bezeichnungen wie in den vorhergehenden Abschnitten

### 2.21 Übertrager

Die Sekundärseite des Transformators  $Tr 2$  ist je Wicklungshälfte mit dem Widerstand  $R_{sek}$  belastet.

$$R_{sek} = \frac{U_{st s}}{I_{st s}} = \frac{-0,4 \text{ V}}{-4 \text{ mA}} = 100 \Omega \quad (23)$$

Die Größe dieses Widerstandes und die erforderliche Induktivität für die gewünschte untere Grenzfrequenz bestimmen die Windungszahlen  $w_1$  und  $w_2$  der Sekundärwicklung von  $Tr 2$ . Außerdem wird man den Gleichstromwiderstand  $R$  jeder Wicklungshälfte auf  $R = 0,1 \cdot R_{sek}$  beschränken, um die Übertragerverluste klein zu halten. Das Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Übertragers richtet sich nach der auf der Primärseite zur Verfügung stehenden Wechselspannung  $U_{as}$  und der auf der Sekundärseite benötigten Wechselspannung  $U_{st s}$ . Mit  $U_{stab} = 0,3 \text{ V} \dots 1 \text{ V}$ ,  $U_r$  (Kollektorruhestspannung)

$= -1 \text{ V}$  einschließlich eventueller Arbeitspunktverschiebungen und mit  $\Delta U_{Trafo} = 1 \text{ V}$  ist

$$U_{as} = |U_0| - |U_{stab}| - |U_r| - \Delta U_{Trafo} = 3,5 \text{ V} \quad (24)$$

Daraus ergibt sich mit den Windungen  $w_1 \dots w_2$  (siehe Bild 1) und  $U_{st s}$  aus (21) das Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Transformators  $Tr 2$  zu

$$\bar{u} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{w_2}{w_1} = 0,8 \cdot \frac{U_{as}}{U_{st s}} = 7 \quad (25)$$

Der Kollektorspitzenstrom  $I_{Cs}$  der Treiberstufe wird mit den Werten aus (20) und (25) dann

$$I_{Cs} = \frac{|I_{st s}|}{\bar{u}} = 0,57 \text{ mA} \quad (26)$$

Der Kollektorstrom  $I_C$  ist

$$I_C \geq 1,1 \cdot I_{Cs} \quad (27)$$

Er ist mit  $R_3$  einzustellen, dessen Größe sich bei z. B.  $I_C = -0,7 \text{ mA}$  und  $U_{stab} = -0,7 \text{ V}$  ergibt aus

$$R_3 = \frac{U_{stab}}{I_C \approx I_B} = \frac{-0,7 \text{ V}}{-0,7 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (28)$$

Der auf die Primärseite übersetzte Widerstand ( $R_{sek} \cdot \bar{u}^2 = 5 \text{ k}\Omega$ ) ist klein gegenüber dem Innenwiderstand des Transistors, der bei einem Kollektorstrom von 0,7 mA bei etwa 50 kOhm liegt. Die stromlineare Aussteuerung wäre damit erfüllt.

### 2.22 Treiberstufe ohne Gegenkopplung ( $R_3 = \infty$ )

Mit  $R_B = 200 \text{ Ohm}$  und  $\alpha_E = 50$  für den OC 604 sowie mit  $U_T = 26 \text{ mV}$  bei 25°C und  $R_4 = 30 \text{ Ohm}$  läßt sich der Eingangswiderstand  $R_{eo}$  der Treiberstufe ohne Gegenkopplung wie folgt berechnen:

$$R_{eo} = R_B + \left( \frac{U_T}{-I_C} + R_4 \right) \cdot \alpha_E = 3,5 \text{ k}\Omega \quad (29)$$

Der Basisspitzenstrom  $I_{Bs}$  des Transistors  $T 1$  wird ferner mit  $I_{Cs}$  aus (26)

$$I_{Bs} = \frac{I_{Cs}}{\alpha_E} = 11,5 \mu\text{A} \quad (30)$$

Daraus errechnet sich die Eingangsspannung  $U_{eso}$  zu

$$U_{eso} = I_{Bs} \cdot R_{eo} = 40 \text{ mV} \quad (31)$$

### 2.23 Treiberstufe mit Gegenkopplung ( $R_3 \neq \infty$ )

Bei einem gewünschten Gegenkopplungsgrad  $p = 3$  ist der Spitzenwert  $U_{esk}$  der Eingangsspannung mit Gegenkopplung

$$U_{esk} = p \cdot U_{eso} = 120 \text{ mV} \quad (32)$$

Die Gegenkopplungsspannung  $U_{ks}$  (Spitzenwert), die vom Kollektor des Transistors  $T 3$  abgenommen wird, ist mit der Betriebsspannung  $U_0 = -6,5 \text{ V}$  und einer Kollektorruhestspannung  $U_r = -0,3 \text{ V}$

$$U_{ks} = |U_0 - U_r| = 6,2 \text{ V} \quad (33)$$

$R_3$  ist dann mit den Werten aus (26), (31), (32) und (33) zu berechnen.

$$R_3 = \frac{U_{ks} \cdot R_4}{U_{esk} \cdot U_{eso} \cdot R_4 \cdot I_{Cs}} \approx 3 \text{ k}\Omega \quad (34)$$

In allen Fällen, in denen  $R_4$  nicht sehr viel kleiner als  $R_3$  ist oder in denen  $R_3$  auf einen handelsüblichen Wert aufgerundet wird, empfiehlt es sich, nochmals eine Überprüfung der Eingangsspitzenspannung  $U_{esk}$  bei Gegenkopplung nach (35) vorzunehmen

G. HENTSCHEL

# Moderne Schaltungstechnik im Nordmende »Diplomat 58«

$$U_{esk} = U_{eso} + \left( I_{Cs} + \frac{U_{ks}}{R_0} \right) \cdot \left( \frac{R_4 \cdot R_0}{R_4 + R_0} \right) \quad (35)$$

$$= 118 \text{ mV}$$

Im durchgerechneten Beispiel stimmen die Werte nach (32) und (35) etwa überein.

## 2.24 Eingangswerte

Der Effektivwert  $U_{esk\text{ eff}}$  der Eingangsspitzenspannung ist

$$U_{esk\text{ eff}} = \frac{U_{esk}}{\sqrt{2}} = 85 \text{ mV} \quad (36)$$

Mit dem Basisspitzenstrom  $I_{Bs} = 11,5 \mu\text{A}$  nach (30) folgt der Eingangswiderstand  $R_0$  der Treiberstufe zu

$$R_0 = \frac{U_{esk}}{I_{Bs}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (37)$$

und die Eingangsleistung  $N_0$  der Treiberstufe

$$N_0 = \frac{U_{esk} \cdot I_{Bs}}{2} = 0,68 \mu\text{W} \quad (38)$$

Ferner sollen für eine untere Grenzfrequenz  $f_u = 100 \text{ Hz}$  die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  sein

$$C_1 \approx C_2 \geq \frac{2}{\omega R_0} = 0,32 \mu\text{F} \quad (39)$$

In der Schaltung nach Bild 1 wurden sie mit  $0,5 \mu\text{F}$  gewählt. Für die gleiche untere Grenzfrequenz gilt für  $C_4$  und  $C_5$

$$C_4 = \frac{1}{\omega R_4} = 50 \mu\text{F} \quad (40a)$$

$$C_5 = \frac{1}{\omega R_5} = 0,5 \mu\text{F} \quad (40b)$$

## 2.25 Temperaturstabilisierung

Der Emitterstrom möge sich bei einer Temperaturänderung  $\Delta t = 25^\circ\text{C}$  ( $t_1 = 20^\circ\text{C}$ ,  $t_2 = 45^\circ\text{C}$ ) um  $0,2 \text{ mA}$  ändern dürfen. Da die Kollektorspannung an  $R_3 + R_{Trafo}$  abfällt ( $R_{Trafo}$  sei mit dem 0,1fachen Wert des auf die Primärseite übersetzten Wertes von  $R_{sek}$  angenommen), entspricht der Emitterstromänderung  $\Delta I_E = 0,2 \text{ mA}$  eine Kollektorspannungsänderung  $\Delta U_C$  von  $0,3 \text{ V}$ . Die Basisstromänderung  $\Delta I_B$  betrage dabei  $10 \mu\text{A}$ . Für den Tellerwiderstand  $R_1 \parallel R_2 \approx R_1$  findet man dann

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{R_3 \cdot \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} - D_T}{\frac{\Delta I_B}{\Delta U_C}} = 13 \text{ k}\Omega \quad (41)$$

Der Wert von  $R_1$  wurde auf  $10 \text{ k}\Omega$  abgerundet.

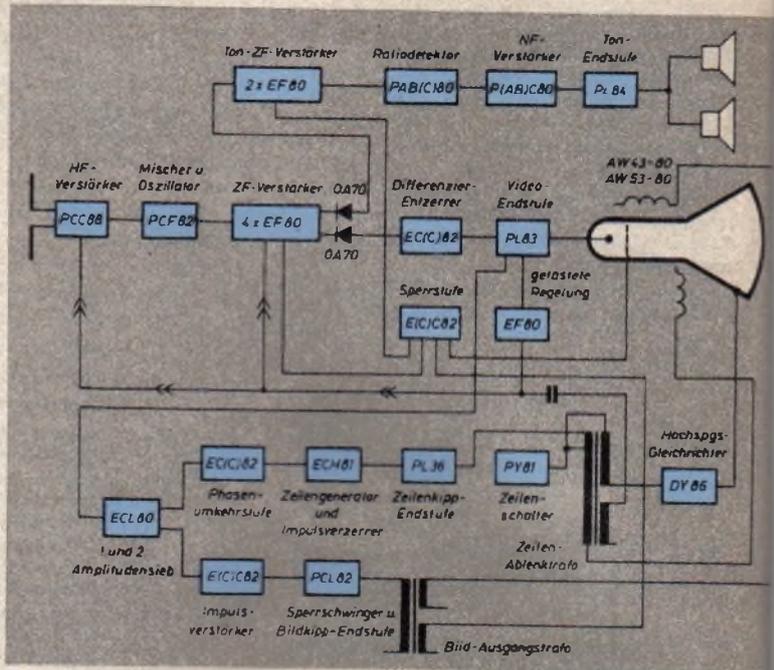
$R_2$  ergibt sich aus

$$R_2 = \frac{U_0 - U_B}{\frac{U_B}{R_1} + I_B} = 60 \text{ k}\Omega \quad (42)$$

Die Basisspannung wurde dabei mit  $U_B = U_{stab} + U_{BE} = 0,85 \text{ V}$  und der Basisstrom  $I_B$  mit  $10 \mu\text{A}$  eingesetzt.

Soll eine bestmögliche Anpassung an den gesamten Eingangswiderstand des Transistors erreicht werden, dann muß man die Basisgleichspannung über eine Drossel zuführen. Eine mit Anzapfungen versehene Drossel (Autotransformator) transformiert den Eingangswiderstand quadratisch, die Eingangsspannung jedoch nur linear mit dem Übersetzungsverhältnis herauf. Durch geeignete Wahl der Anzapfung läßt sich z. B. der Verstärker dann auch unmittelbar an einen hochohmigen Tonabnehmer anschließen.

(Nach Telefunken-Röhrenmittellungen für die Industrie Nr. 56 11 15)



Blockschaltbild des „Diplomat 58“ mit Differenzier-Entzerrer und Sperrstufe

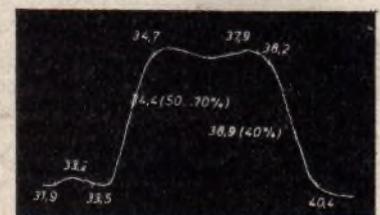
Obwohl die grundsätzliche Schaltungstechnik von Fernsehempfängern heute beinahe schon standardisiert ist, gibt es doch viele Feinheiten und Besonderheiten, die ein modernes Spitzengerät auszeichnen. Mit der neuen Röhre PCC 88, die eine fernsehempfangergerechte Abwandlung der E 88 CC darstellt und über die bereits im Heft 4, S. 100—101, berichtet wurde, lassen sich Rauschzahlen erreichen, die an der Grenze des physikalisch Möglichen liegen. Eine weitere Verbesserung der  $KT_0$ -Werte dürfte wohl kaum noch möglich sein. Es macht schon Mühe, das geringe Rauschen der Eingangsstufe durch den weiteren Verstärkerzug nicht zu verschlechtern, und aus diesem Grunde muß auch die Schaltungstechnik der nachfolgenden Verstärkerstufen, insbesondere des ZF-Verstärkers, u. a. auch nach den Gesichtspunkten der Rauschmutter ausgelegt sein.

## ZF-Verstärker

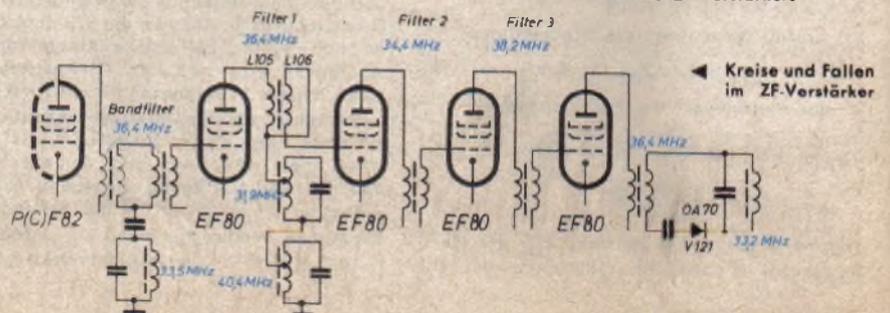
Hohe Verstärkung, einwandfreier Phasenverlauf, Rauschmutter und Trennschärfe sind die wesentlichsten Forderungen, die an einen guten ZF-Verstärker zu stellen sind. Um zunächst das Rauschen gering zu halten, muß zwischen Mischstufe und 1. ZF-Stufe eine Filteranordnung vorhanden sein, die möglichst das gesamte Frequenzband gleichmäßig gut überträgt. Hierzu eignet sich im besonderen Maße eine Bandfilterschaltung. Mittels eines leicht überkritisch gekoppelten Bandfilters wird die in der Mischröhre PCF 82 entstandene ZF in

der vollen Bandbreite kräftig verstärkt zum Gitter der 1. ZF-Röhre EF 80 übertragen. Innerhalb des Übertragungskanals gibt es keine Stellen, an denen die Verstärkung, wie z. B. bei Verwendung versetzter Kreise, so weit abfallen könnte, daß das Rauschen der 1. ZF-Stufe eine Rolle spielen könnte. Lediglich an der Tontreppe erfolgt eine Absenkung durch eine Falle, die den Sinn hat, den Tonträger bereits vor dem Eingang des Verstärkers so weit abzusenken, daß bei einem sehr starken Signal keine Kreuzmodulation zwischen Ton- und Bildinhalt eintreten kann.

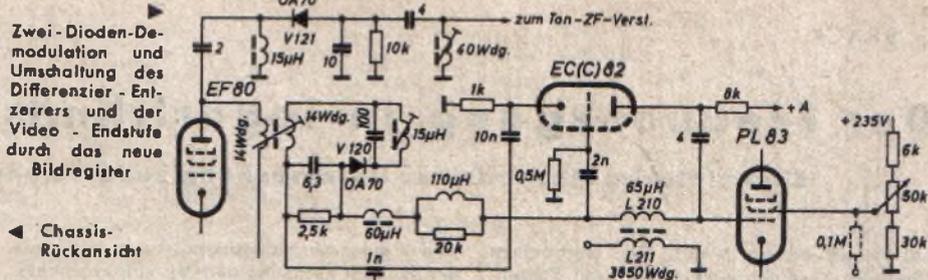
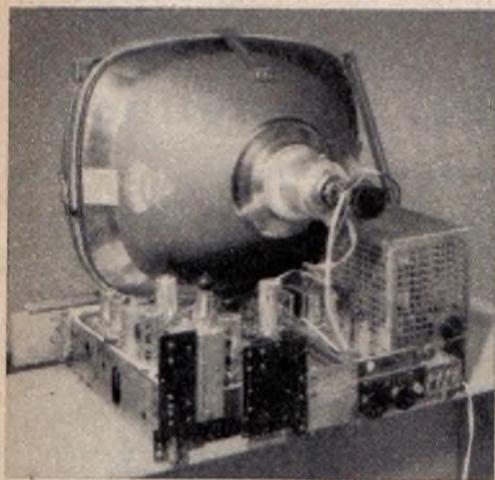
Nachdem vor der 1. ZF-Stufe praktisch die volle ZF-Bandbreite verstärkt worden ist, erfolgt zwischen 1. und 2. ZF-Stufe eine wirkungsvolle Beschränkung der Frequenzbandränder. Hierfür wird eine Filteranordnung angewendet, die man in der Farbfernsehtechnik mit „bifilare T-Falle“ bezeichnet. Zwei bifilar gewickelte Spulen  $L_{105}$  und  $L_{106}$  bilden einen



Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers



◀ Kreise und Fallen im ZF-Verstärker



Einschalten des Gerätes der gesamte Bild- und Ton-ZF-Verstärker seine volle Verstärkung hat und beim Einfall eines starken Senders Röhrenschäden durch Überlastung der letzten ZF-Stufen entstehen. Erst wenn die Zeilen-Endstufe ordnungsgemäß in Betrieb ist, also die Boosterspannung liefert, gibt die Sperrstufe die Betriebsspannung für die 4. Bild- und die 2. Ton-ZF-Röhre sowie den Wehneltzylinder frei. Inzwischen arbeitet aber auch die getastete Regelung, und die Verstärker werden deshalb nicht überlastet. Beim Ausschalten des Gerätes übernimmt die Sperrstufe die Leuchtpunktunterdrückung.

**Differenzier-Entzerrer**

Zum Nachregeln der Video-Übertragungskurve wird eine Zweikanal-Differenzierstufe angewendet, deren Wirkung mittels einer magnetisch gesteuerten Ferritdrossel variiert wird. Der Ferritkern der Spule L210 liegt im Magnetfeld der Wicklung L211, die durch einen vom „Bildregister“ gesteuerten Vormagnetisierungsstrom die wirksame Induktivität der Spule L210 zu ändern gestattet. Auf diese einfache Weise wurde das bei Tastensätzen schwierige Problem der erforderlichen niederohmigen Zuleitungen verblüffend einfach gelöst. Der Vormagnetisierungsstrom wird dem Katodenkreis der Ton-Endröhre PL84 entnommen und über die drei Tasten des Bildregisters („Studio“, „Film“ und „Brillanz“) gesteuert. Die Taste „Brillanz“ ist eine Nachdrücktaste, die sich wahlweise zur Grundstellung „Studio“ oder „Film“ zuschalten läßt. Durch eine sinnvolle Verkopplung wird gleichzeitig mit der Entzerrung auch der Kontrast umgeschaltet, so daß für den Zuschauer die Notwendigkeit entfällt, nach Verstellen der Konturen-Entzerrung den Kontrastregler zu betätigen.

**Kipp- und Ablenkleit**

Als Amplitudensieb dient eine ECL 80, die an ihrem Ausgang einen symmetrischen Phasendetektor zum Steuern des Sinusschwingers für die Zeilenablenkung und ein zweites Amplitudensieb für die Speisung des Bildkippes aussteuert. In der Zeilen-Erdstufe wird eine PL 36 als Schalterröhre verwendet, die eine

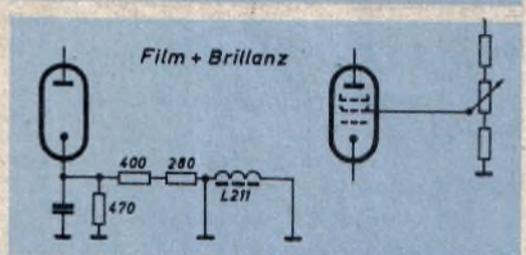
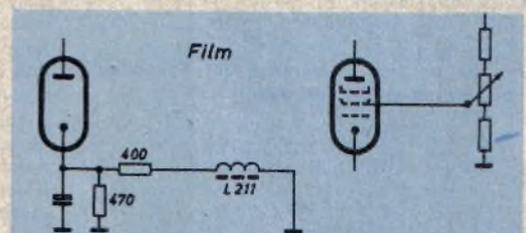
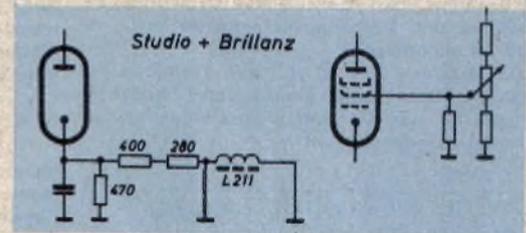
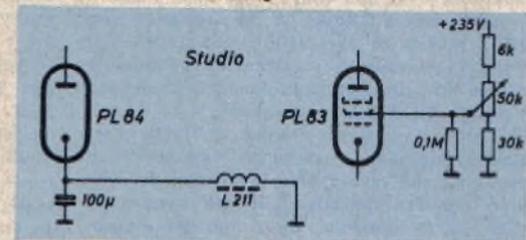
Kopplungsstrafo, an dessen Fußpunkt zwei Nachbarkanalfallen für die beiden Nachbarträger angeschlossen sind. Durch eine derartige Anordnung ist es möglich, im Bereich der Nachbarträger eine sehr scharfe Absenkung der Gesamtübertragungskurve zu erreichen, ohne daß im genutzten Frequenzbereich der Phasengang wesentlich beeinflusst wird. Bandfilter und bifilare T-Falle stellen zusammen also im Eingang des ZF-Verstärkers eine außerordentlich wirkungsvolle Kombination dar, die für größtmögliche Trennschärfe und besonders sauberen Phasenverlauf sorgt. Weitere Selektionsmittel besonderer Art sind dann nicht mehr nötig, und die weiteren Kopplungsglieder zwischen den folgenden Stufen können nach den bisher üblichen Prinzipien (versetzte Kreise) aufgebaut werden. Die Anordnung ist so getroffen, daß das Filter 2 zwischen 2. und 3. ZF-Stufe im wesentlichen auf der Seite der Tontreppe abgestimmt ist, während das Filter 3 am oberen Ende der Nyquistflanke liegt. Der die Diodenschaltung einschließende Kreis liegt im wesentlichen in der Mitte der ZF-Übertragungskurve.

**Zwei-Dioden-De-modulation**

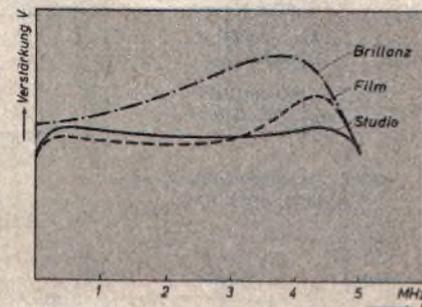
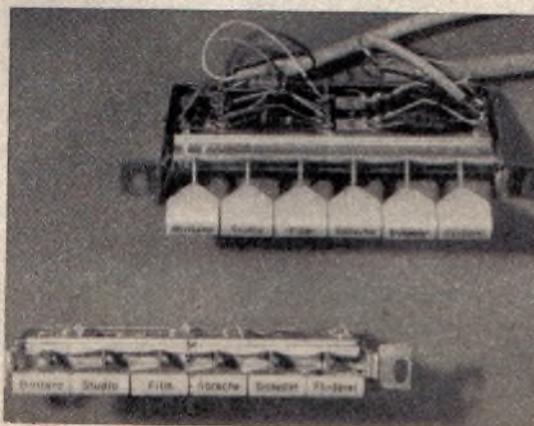
Bisher war es üblich, am Ausgang des ZF-Verstärkers nur eine Diode anzuordnen, die der Video-De-modulation und der Gewinnung des 5,5-MHz-Tonträgers diente. Bei dem neuen „Diplomat 58“ sind zwei getrennte Dioden vorhanden, die Bild- und Tonträger getrennt demodulieren. Vor der Video-Diode V 120 (OA 70) liegt ein Sperrkreis, der auf den Tonträger scharf abgestimmt ist. Dadurch wird jedes 5,5-MHz-Moiré auf dem Bildschirm stark unterdrückt. Das Bild erscheint vollkommen ruhig und ohne das störende Kribbeln des sonst mitunter nicht zu unterdrückenden 5,5-MHz-Moirés. Durch den Fortfall des Tonträgers in der Video-Diode wird außerdem eine Rauschverminderung beim Empfang schwacher Signale erreicht. Die Diode V 121 (OA 70), die den Tonträger liefert, liegt an der Anode der letzten ZF-Stufe und erhält eine so hohe Spannung, daß in Verbindung mit den nachfolgenden zwei Ton-ZF-Stufen eine radikale Unterdrückung jeglicher Amplitudenmodulation stattfindet. Intercarriergeschwächung ist daher nahezu ausgeschlossen. Der Effekt der Zwei-Dioden-De-modulation ist also: „Kein Bild im Ton, kein Ton im Bild.“

**Sperrstufe**

Eine besondere Sperrstufe (1/2 ECC 82) sorgt für einen geordneten Einschalt- und Ausschaltverlauf, wenn das Gerät ein- oder ausgeschaltet wird. Durch die Sperrstufe werden Ton-ZF und Bild-ZF erst geöffnet, wenn der Zeilenablenkteil in Funktion gekommen ist und die getastete Regelung einwandfrei arbeitet. Dadurch verhindert man, daß durch das Fehlen der getasteten Regelung kurz nach dem



ausreichende Leistung für die 90°-Ablenkung der statischen Bildröhre AW 43-80 liefert. Die Zeilenablenkspulen liegen symmetrisch gegen Erde, wodurch die Zeilenstrahlstrahlung unter den von der Bundespost empfohlenen Richtwerten liegt. Eine Abschirmung der Rückwand und ein Metallbelag auf der Bildmaske dienen zur weiteren Herabsetzung der Zeilenstrahlstrahlung.



Frequenzgang der Verstärkung für die Stellungen „Studio“, „Film“ und „Brillanz“

Kombiniertes Bild- und Klangregister der neuen Nordmende-Fernsehempfänger

# Der Frequenzgang in logarithmischer Darstellung

Eine einfache Methode zur Untersuchung zusammengesetzter Schaltungen

Oft ist es wünschenswert, sich rasch einen Überblick über den Amplituden- und Phasenverlauf einer Schaltung in Abhängigkeit von der Frequenz zu verschaffen, ohne etwa den Verlauf punktweise berechnen zu müssen. Hierzu läßt sich das nachfolgend beschriebene Verfahren mit Erfolg verwenden.

Soll der Verlauf im Bereich größerer Frequenzänderungen untersucht werden, so empfiehlt sich immer eine logarithmische Teilung der Frequenzachse. Ebenso erweist es sich als zweckmäßig, auch auf der Amplitudenachse eine logarithmische Darstellung zu wählen und Spannungsverhältnisse etwa in dB [1] aufzutragen.

Ein einfaches Beispiel soll das Verfahren erläutern. Bild 1 zeigt eine einfache RC-Schaltung; für das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung gilt

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + j 2 \pi f RC} = \frac{1}{1 + j f/f_0} \quad (1)$$

$$\text{mit } f_0 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Für Betrag und Phasenlage der Spannungsübersetzung ergibt sich damit

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}} \quad (2)$$

$$\varphi = \arctan(-f/f_0) \quad (3)$$

Bei logarithmischem Amplitudenmaßstab gilt

$$20 \lg \left| \frac{U_2}{U_1} \right| = -20 \cdot \frac{1}{2} \lg [1 + (f/f_0)^2] \\ = -10 \lg [1 + (f/f_0)^2] = a \text{ dB} \quad (4)$$

Für  $f \ll f_0$  ist

$$a \approx -10 \lg 1 = 0$$

Für  $f \gg f_0$  wird

$$a \approx -10 \lg (f/f_0)^2 = -20 \lg (f/f_0) \text{ dB}$$

Für ein Frequenzverhältnis  $f/f_0 = 10:1$  (eine Dekade) ergibt sich wegen  $\lg 10 = 1$  ein Amplitudenverlauf von  $a = -20$  dB/Dekade.

Der Amplitudenverlauf der Schaltung nach Bild 1 läßt sich also im doppeltlogarithmischen Maßstab durch zwei Geradenstücke annähern, und zwar im Frequenzbereich  $f < f_0$  durch eine Horizontale ( $a = 0$ ), im Bereich  $f > f_0$  durch eine geneigte Gerade mit der Steigung  $-20$  dB/Dekade. Naturgemäß tritt bei dieser Annäherung ein gewisser Fehler auf. Im

Bild 2 sind die Näherungskurve und die aus der exakten Rechnung nach (4) sich ergebende Kurve miteinander verglichen; der Fehler ist bei  $f = f_0$  am größten, nämlich  $10 \lg(1+1) = 3$  dB.

Der Phasenverlauf der Schaltung läßt sich nach (3) sofort zeichnen und ist im Bild 3 dargestellt. Es ist zu erkennen, daß an der Stelle  $f = f_0$  der Phasenwinkel gerade  $45^\circ$  ist. Diese Annäherung des tatsächlichen Amplitudenverlaufs durch Geradenstücke, die hier an Hand eines Beispiels gezeigt wurde, läßt sich nun bei fast allen praktisch vorkommenden Schaltungen durchführen.

Betrachtet man als zweites Beispiel eine Schaltung mit

$$\frac{U_2}{U_1} = 1 + j f/f_0 \quad (5)$$

so ergibt sich nach einer ähnlichen Rechnung, daß man den Amplitudenverlauf auch dieser Schaltung durch zwei Geradenstücke annähernd darstellen kann, wobei dann wiederum bei  $f = f_0$  eine Knickstelle auftritt. Den Amplitudenverlauf dieser Schaltung zeigt Bild 4. Hier ist die Steigung der Geraden für  $f > f_0$  positiv. Der Betrag der Steigung ist wieder 20 dB/Dekade. Vergleicht man nun (5) mit (1), so ist festzustellen, daß der gleiche Ausdruck einmal im Zähler, zum anderen im Nenner eines Bruches steht. In der Amplitudenkurve ergibt sich also einmal ein Ansteigen, zum anderen ein Abfallen der Geraden. Für die Phasenwinkelkurve des Frequenzganges (5) erhält man die Beziehung

$$\varphi = \arctan(f/f_0) \quad (6)$$

d. h., der grundsätzliche Verlauf der Phasenwinkelkurven bleibt gleich, und es tritt nur eine Vorzeichenumkehr ein.

In realen Schaltungen können außer den beiden bis jetzt behandelten Gleichungstypen noch Glieder der Form  $j/f_0$  oder (seltener)  $-j/f_0$  auftreten.

Der Amplitudenverlauf solcher Glieder ergibt in der doppeltlogarithmischen Darstellung Geraden, die mit einer konstanten Steigung von ebenfalls 20 dB/Dekade ansteigen (beziehungsweise abfallen) und die durch den Punkt  $f = f_0$  hindurchgehen. Die Phasendrehung solcher Glieder ist konstant und beträgt  $+90^\circ$  beziehungsweise  $-90^\circ$ .

Im Bild 5 sind alle bisher behandelten Grundglieder einer Frequenzganggleichung mit ihren

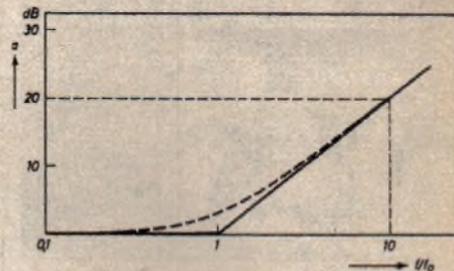


Bild 4. Amplitudenverlauf der Funktion  $a = 1 + j f/f_0$

Amplituden- und Phasenverläufen zusammengestellt.

Bei einer praktisch zu untersuchenden Schaltung, deren Frequenzgang gezeichnet werden soll, werden in der Formel für den Frequenzgang im allgemeinen mehrere der im Bild 5 zusammengestellten Ausdrücke in Produkt-

$\frac{U_2}{U_1}$	Amplitude	Phase
const	—	$0^\circ$ —
$1 + j f/f_0$	—	$+90^\circ$ —
$\frac{1}{1 + j f/f_0}$	—	$-90^\circ$ —
$j/f_0$	—	$+90^\circ$ —
$-j/f_0$	—	$-90^\circ$ —

Bild 5. Amplituden- und Phasenverläufe der Grundglieder von Frequenzganggleichungen

form auftreten. Dann werden in der logarithmischen Darstellung einfach die von den einzelnen Ausdrücken herrührenden Amplituden- und Phasenverläufe addiert. Der Gesamtverlauf wird also ohne große Mühe gefunden, wenn erst einmal die Einzelverläufe gezeichnet sind. Dies macht bei den Amplitudenkurven keine Schwierigkeiten, da immer nur Geradenstücke auftreten. Bei den Phasenkurven ergibt sich aus Bild 5, daß immer nur Kurven von der Form  $\arctan f/f_0$  auftreten. Es empfiehlt sich daher, nach dem Muster von Bild 3 eine Zeichenschablone anzufertigen.

An einem Beispiel sei noch einmal eine zusammengesetzte Schaltung behandelt. Für die im Bild 6 gezeigte Schaltung ergibt die Rech-

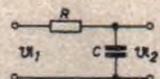


Bild 1. Schaltung eines einfachen RC-Gliedes

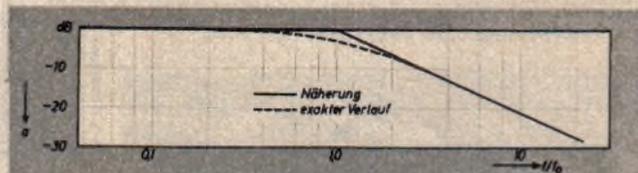


Bild 2. Amplitudenverlauf der Schaltung nach Bild 1

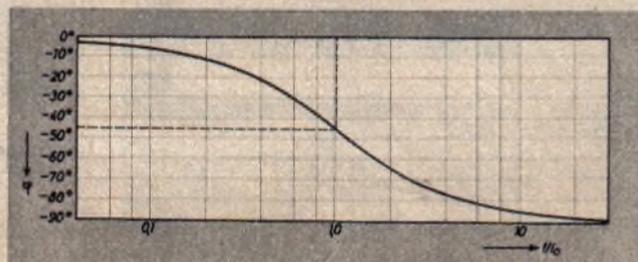


Bild 3. Phasenverlauf der Schaltung nach Bild 1

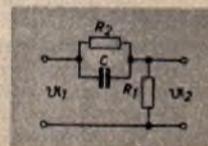


Bild 6. Schaltung eines zusammengesetzten RC-Gliedes

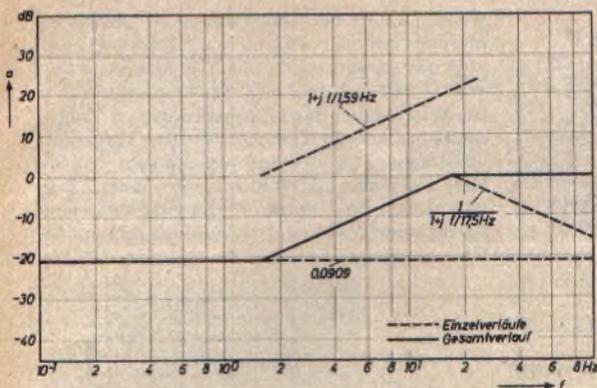


Bild 7a. Amplitudenverlauf des zusammengesetzten RC-Gliedes

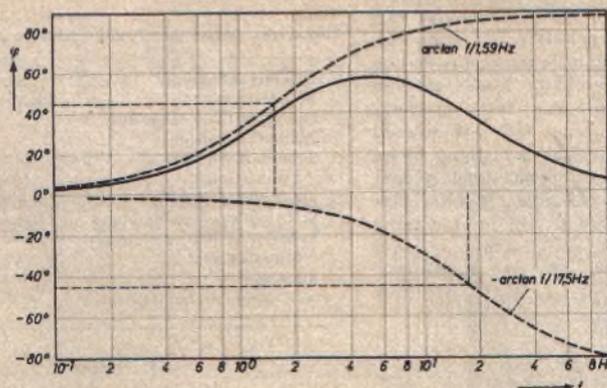


Bild 7b. Phasenverlauf des zusammengesetzten RC-Gliedes



Bild 8. Röhre mit RC-Glied in der Kathodenleitung

nung für den Frequenzgang

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + j 2\pi f R_2 C}{1 + j 2\pi f \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2}} \quad (7)$$

Die Werte der Schaltung seien  $C = 0,1 \mu\text{F}$ ,  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ . Daraus folgt

$$\frac{U_2}{U_1} = 0,0909 \frac{1 + j \pi 2f \cdot 0,1 \text{ s}}{1 + j 2\pi f \cdot 0,00909 \text{ s}} \quad (8)$$

Setzt man zur Abkürzung

$$2\pi \cdot 0,1 \text{ s} = 1/f_1 = 1/1,59 \text{ Hz}$$

und

$$2\pi \cdot 0,00909 \text{ s} = 1/f_2 = 1/17,5 \text{ Hz}$$

dann läßt sich (8) in der Form schreiben

$$\frac{U_2}{U_1} = 0,0909 \frac{1 + j f/f_1}{1 + j f/f_2} \quad (9)$$

Hier treten im Zähler wie im Nenner die im Bild 5 dargestellten Ausdrücke auf. Da die Knickstellen der Amplitudenverläufe bekannt sind, lassen sich sofort der Gesamtamplitudenverlauf sowie der Phasenverlauf durch Überlagerung gewinnen. Die Konstruktion ist in den Bildern 7a und 7b durchgeführt.

Das Verfahren ist auch auf Schaltungen, die Röhren enthalten, anwendbar. Für eine Röhre mit Kathodenkondensator nach Bild 8 gilt für die Verstärkung bei tiefen Frequenzen [2]

$$\frac{v}{v_0} = \frac{1}{1 + \frac{SR_k}{1 + j 2\pi f C_k R_k}} \quad (10)$$

Diese Gleichung muß zunächst umgeformt werden

$$\frac{v}{v_0} = \frac{1}{1 + SR_k} \frac{1 + j f/f_0}{1 + j \frac{f}{f_0(1 + SR_k)}} \quad (11)$$

$$\text{mit } f_0 = \frac{1}{2\pi C_k R_k}$$

Ein Vergleich mit (9) zeigt, daß diese Röhrenschaltung ebenfalls den in den Bildern 7a und 7b dargestellten Amplituden- und Phasenverlauf haben muß.

Das geschilderte Verfahren hat noch einen weiteren Vorteil. Für einige Anwendungsgebiete, insbesondere in der Meßtechnik, ist es wichtig, von einem vorliegenden Verstärker sowohl Amplituden- als auch Phasenverlauf zu kennen, wobei aber die Errechnung zuviel Mühe bereiten würde. Die Messung des Amplitudenverlaufs ist meistens ohne große Schwierigkeiten möglich, die des Phasenverlaufs verlangt jedoch schon einen wesentlich größeren Aufwand. In solchen Fällen ist es nun möglich, den gemessenen Amplitudenverlauf in der doppellogarithmischen

Darstellung stückweise durch Geraden zu ersetzen, die eine konstante Neigung von  $\pm n \cdot 20 \text{ dB/Dekade}$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) haben, und danach durch Vergleich mit Bild 5 auch die Phasenkurven zu ermitteln. Auf diese Weise läßt sich auch oft die Frequenzganggleichung eines vorgegebenen Systems aus der Messung des Amplitudenverlaufs ermit-

tein, wenn auf ihre Bestimmung Wert gelegt werden sollte.

**Schrifttum**

- [1] • Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. I, S. 201. Berlin 1949, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
- [2] • desgl., Bd. II, S. 311

## Ablenkeinheit und Hochspannungsaggregat

für die elektrostatisch fokussierten Bildröhren AW 43-80 und AW 53-80

Es war im Heft 4, S. 102, bereits darauf hingewiesen worden, daß die neuen Bildröhren mit elektrostatischer Fokussierung neue Ablenkmittel erforderlich machen. Auch *Teletanken* stellt für diese Röhren eine Ablenkeinheit und ein Hochspannungsaggregat zur Verfügung.

**Ablenkeinheit**

Die ohne und mit Abschirmtopf lieferbare Ablenkeinheit „AE 57“ (Bild 1) enthält die Horizontal- und die Vertikalspule sowie die Kissenentzerrungsmagnete. Sie ist für symmetrische Ankopplung der Horizontalspulen

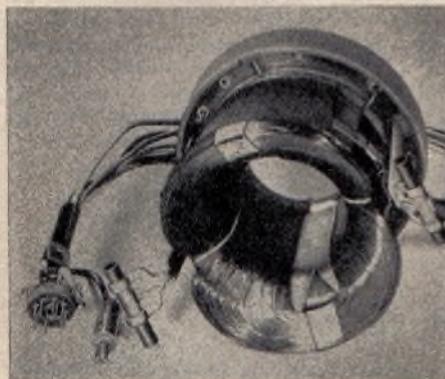


Bild 1. Ablenkeinheit „AE 57“ ohne Abschirmtopf

ausgelegt, infolge der gegenphasigen Spannung in den beiden Wicklungshälften wird die Zeilenstrahlstrahlung so weitgehend unterdrückt, daß in vielen Fällen ein Abschirmtopf überflüssig ist. (Es ist zwar möglich, die Horizontalspulen auch unsymmetrisch zu betreiben, jedoch ist zu beachten, daß der Trafo des „HA 57“ nur für symmetrischen Spulenschluß geeignet ist.) Um die Ablenkefehler so klein wie möglich zu halten, wurden die Spulen als Cosinus-Wicklungen ausgeführt. Die Vertikalablenkspulen sind sehr niederohmige Toroide, die wegen ihrer großen

Tab. I. Vorläufige technische Daten der Ablenkeinheit „AE 57“

Horizontal-Ablenkspule	( $U_a$ stets in kV)
Induktivität:	$L \approx 12 \text{ mH}$
Widerstand:	$R \approx 16 \text{ Ohm}$
Empfindlichkeit für den ganzen Ablenkbub:	$H = 2h = 250 \cdot \sqrt{U_a} \text{ [mA]}$
Ablenkeenergie:	$\frac{L \cdot I^2}{2} = 0,09 \cdot 10^{-4} \cdot U_a \text{ [Ws]}$
Vertikal-Ablenkspule	
Induktivität:	$L \approx 14 \text{ mH}$
Widerstand:	$R \approx 4 \text{ Ohm}$
Empfindlichkeit für den ganzen Hub (ohne Abschirmtopf):	$H = 2h = 245 \cdot \sqrt{U_a} \text{ [mA]}$
Ablenkleistung:	$R \cdot I^2 = 0,06 \cdot U_a \text{ [W]}$
max. Betriebstemperatur:	$85^\circ \text{C}$

Güte nur geringe Ablenkleistungen erfordern. Die an der Ablenkeinheit direkt befestigten Kissenentzerrungsmagnete sind kleine, durch ein Messingband gehaltene Ferritstäbchen, die sich leicht in die entsprechende Lage biegen lassen.

Die Spulen sind ohne jede Änderung auch für Röhren mit  $70^\circ$ -Ablenkwinkel zu verwenden, wobei sich dann die Werte für Empfindlichkeit, Ablenkeenergie beziehungsweise Ablenkleistung entsprechend ändern. Die technischen Daten der Ablenkeinheit sind Tab. I zu entnehmen.

**Hochspannungsaggregat**

Der Zeilentransformator als Hauptbestandteil des Hochspannungsaggregats „HA 57“ (Bild 2) ist in Sparschaltung ausgeführt und hat über dem gemeinsamen Ferritkern eine getrennte Hochspannungswicklung. Man erreicht dadurch eine bessere Kühlung der Arbeitswicklung. In Verbindung mit der bereits fest angebauten Parallelschaltung läßt sich mittels des Amplitudenumschalters die benötigte Amplitude einstellen. Als Hochspannungsgleichrichteröhre wird eine DY 86 benutzt, deren Fassung zum

Schutz vor Feuchtigkeit mit Gießharz vergossen ist. Der Linearitätsregler, die Parallelschaltung und einige zum Betrieb notwendige Dämpfungswiderstände und Kondensatoren sind am Zeilentransformator fest angebaut. Das Hochspannungsaggregat läßt sich sowohl horizontal als auch vertikal befestigen. Beim Einbau sollte ein Sicherheitsabstand gegenüber anderen Teilen von etwa 25 mm eingehalten werden. Befinden sich in der Nähe spitze Teile, dann ist zur Vermeidung von Spitzenentladungen der Abstand zu vergrößern. Die technischen Daten der Zeilen-Endstufe enthält Tab. II.

Tab. II. Technische Daten der Zeilen-Endstufe „HA 57“

Batteriespannung:	$U_B = 230 \text{ V}$
Boosterspannung:	$U_{Bo} = 430 \text{ V}$
Hochspannung (Leerlauf):	17 kV
Zellen-Endröhre:	PL 36
Anodenstrom (bei 100 $\mu\text{A}$ Strahlstrom):	$I_a = 110 \text{ mA}$
Schirmgitterstrom:	$I_{g2} \approx 20 \text{ mA}$
Schirmgittervorwiderstand:	$R_{g2} = 3 \text{ k}\Omega$
Schalterstellung des Amplitudenreglers:	Abgriff 2
Rücklauf:	$\approx 17,5 \%$
max. Umgebungstemperatur:	$\approx 60^\circ \text{C}$

wenden, der bei entsprechender Dimensionierung mit der PCL 82 als Endröhre noch eine gute Reserve hat. Das Triodensystem der PCL 82 arbeitet dann als Sperrschwinger. Die Wickeldaten des Bildsperrschwinger-Transformators enthält Tab. IV. Für den Ausgangsübertrager Tr 3 lassen sich sowohl EJ 66-Kerne als auch EJ 60-Kerne verwenden. Der EJ 66-Kern hat einen Kernquerschnitt von  $22 \times 22 \text{ mm}$ ; Wicklung I: 3600 Wdg.,  $0,11 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$ , Wicklung II: 165 Wdg.,  $0,65 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$ .

Bild 3. Schaltbeispiel für eine Horizontal-Ablenkstufe

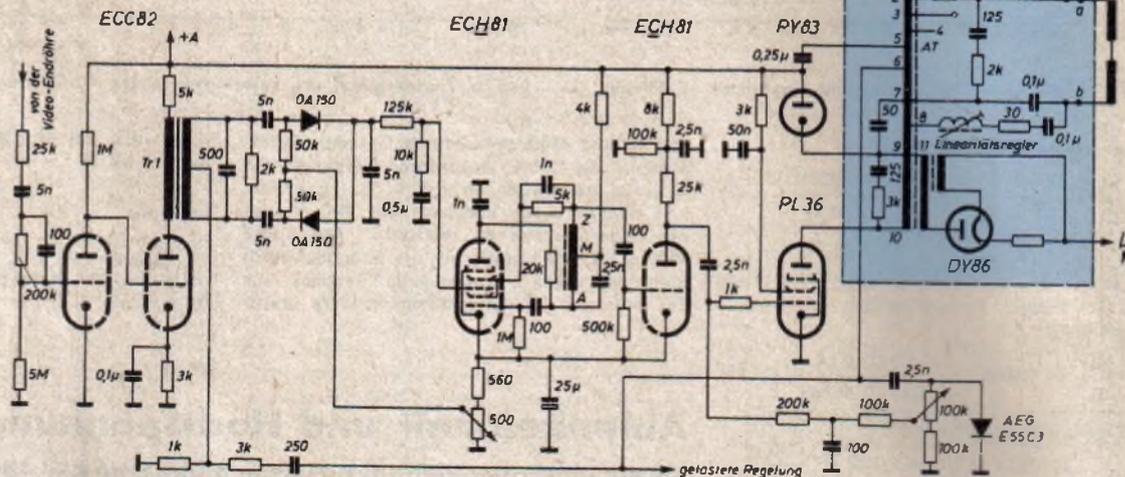
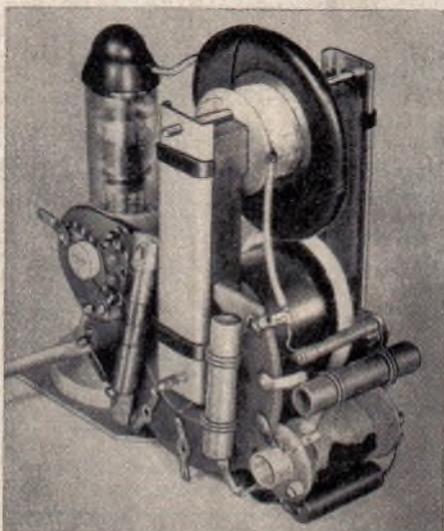


Bild 2. Hochspannungsaggregat „HA 57“ mit Gleichrichterröhre DY86 und umschaltbarer Amplitudenregelung (links)



Schaltungsbeispiele

Horizontalablenkung

Ein Schaltbeispiel für die Dimensionierung der Horizontal-Ablenkstufe mit Sinusoszillator (ECC 81) zeigt Bild 3. Die Oszillatordiode hat auf einem Spulenkörper (von 8,5 mm  $\varnothing$ ) 3400 Wdg.,  $0,1 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$  (Lagenwicklung) mit Anzapfung bei 2000 Wdg. Der Kern ist ein HF-Eisen-Gewindekern „GW 7/18 spez.“, Form A-F. K. Die Wickeldaten des Diskriminator-Übertragers Tr 1 sind in Tab. III aufgeführt. An Stelle des im Schaltbild angegebenen Gleichrichters E 55 C 3 kann auch eine freie Röhrendiode, z. B. die AM-Diode der PABC 80, verwendet werden.

Vertikalablenkung

Wegen der mit der Ablenkeinheit erreichbaren hohen Ablenkempfindlichkeit ist es möglich, für die Vertikal-Ablenkstufe (Schaltbeispiel s. Bild 4), einen Ausgangsübertrager mit relativ kleinem Kernquerschnitt zu ver-

Tab. IV. Bildsperrschwinger-Tralo Tr 2

Wicklung I:	2500 Wdg., $0,09 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$
Wicklung II:	1500 Wdg., $0,09 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$
Kern:	EJ 42, wechselseitig geschichtet, $14 \times 14,8 \text{ mm}$ , Dynamoblech IV $\times 0,35$

Die Wicklungen sind durch eine Zwischenlage von 0,06 mm gegeneinander isoliert. Als Kernmaterial findet Dynamoblech III  $\times 0,5$  Verwendung. Mit diesem Ausgangsübertrager hat man eine Reserve von etwa 20%. Die PCL 82 wird bei 17 kV mit einem maximalen Spitzenstrom von etwa 80 mA, entsprechend einem mittleren Strom von etwa 48 mA, belastet.

Für den Ausgangsübertrager mit EJ 60-Kern ist der Kernquerschnitt ebenfalls  $22 \times 22 \text{ mm}$ . Wicklung I hat 3600 Wdg.,  $0,1 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$ , und Wicklung II 125 Wdg.,  $0,65 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$ . Beide Wicklungen sind durch eine Zwischenlage 0,1 mm getrennt. Als Kernmaterial dient wiederum Dynamoblech III  $\times 0,5$ . Für diese Dimensionierung liegt der maximale Spitzenstrom der PCL 82 bei etwa 83 mA, der mittlere Strom bei etwa 48 mA, gemessen bei 17 kV. Die Reserve der Bildamplitude ist in diesem Fall geringer (etwa 10%).

Soll an Stelle der PCL 82 eine PL 82 Verwendung finden, dann ist eine Schaltung nach Bild 5 zu empfehlen. Für den Übertrager Tr 4 mit EJ 66-Kern aus Dynamoblech III  $\times 0,5$  mit Kernquerschnitt  $22 \times 28 \text{ mm}$  hat Wicklung I 3300 Wdg.,  $0,12 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$ , Wicklung II 140 Wdg.,  $0,65 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$ . (Nach Teletunken. Röhrenmitteilungen für die Industrie 561015)

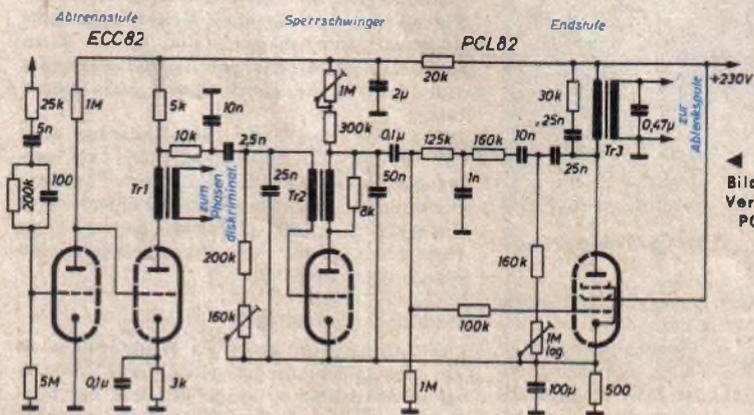
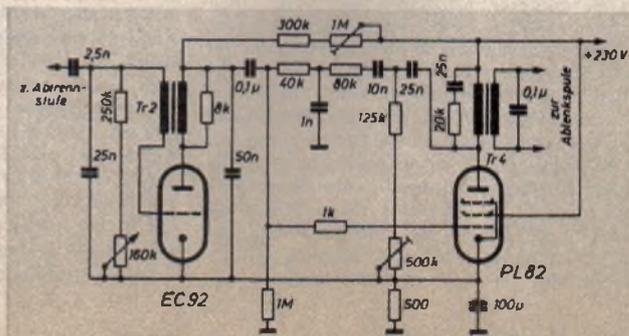


Bild 4. Schaltung einer Vertikal-Ablenkstufe mit PCL 82 als Endröhre

Tab. III. Diskriminator-Übertrager Tr 1

Wicklung I:	$2 \times 300 \text{ Wdg.}, 0,1 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$
Wicklung II:	$800 \text{ Wdg.}, 0,1 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$
Kern:	EJ 30, $10 \times 10,5 \text{ mm}$ , Dynamoblech IV $\times 0,35$

Bild 5. Vertikal-Ablenkstufe mit PL 82



# Verstärker- und Senderöhren der Höchsthfrequenztechnik

Die Höchsthfrequenztechnik umfaßt den Frequenzbereich oberhalb 300 MHz, also das Gebiet der Dezimeter-, Zentimeter- und Millimeterwellen. Für diese hohen Frequenzen mußten neuartige Verstärker- und Senderöhren entwickelt werden, die sich von denjenigen für längere Wellen in charakteristischen Merkmalen unterscheiden.

Eine Besonderheit der Höchsthfrequenz-Elektronik ist der Laufzeiteffekt: Die Zeit, die ein Elektron beziehungsweise ein Strahl von Elektronen zum Durchtritt durch ein Höchsthfrequenzfeld benötigt, wird vergleichbar mit der Schwingungsdauer dieses Feldes. Dieser Effekt hat energetische und kinematische Eigentümlichkeiten der Elektronenströmungen bei hohen Frequenzen zur Folge, die die Anwendbarkeit üblicher gittergesteuerter Röhren bei hohen Frequenzen einschränken, aber auch bewußt zur Verstärkung von Höchsthfrequenzen herangezogen werden können. Konsequenz ausgenutzt wird der Laufzeiteffekt in Laufzeitröhren, deren wichtigste Vertreter Magnetrons, Klystrons und Wanderfeldröhren sind.

## Scheibentrioden

Der Anwendung gittergesteuerter Trioden stehen bei hohen Frequenzen im wesentlichen zwei Schwierigkeiten entgegen: der Laufzeiteffekt und der Einfluß der Zuleitungsinduktivitäten. Wenn eine gittergesteuerte Röhre im Gebiet hoher Frequenzen noch hinreichend zufriedenstellend arbeiten soll, darf die Elektronenlaufzeit nicht größer als etwa  $\frac{1}{4}$  der Periodendauer des Hochfrequenzfeldes des verstärkenden Signales werden. Besonders wichtig ist die Laufzeit zwischen Gitter und Katode. Obwohl diese Wegstrecke sehr viel kürzer als der Abstand zwischen Gitter und Anode ist, spielt sie die wesentlichere Rolle, weil die Geschwindigkeit der Elektronen hier kleiner ist. Die Elektronenlaufzeit  $\tau_{gk}$  zwischen Gitter und Katode läßt sich berechnen, und zwar nach der Gleichung

$$\tau_{gk} = 6,7 \cdot 10^{-10} \left( \frac{d}{i} \right)^{1/2} \quad (1)$$

( $d$  = Abstand Katode-Steurgitter in cm,  $i$  = Stromergiebigkeit der Katode in A/cm<sup>2</sup>). Diese Gleichung zeigt, daß eine Herabsetzung der Elektronenlaufzeit einerseits durch Reduktion des Gitter-Katodenabstandes, andererseits durch Verwendung besonders ergiebiger Katoden möglich ist. Beide Wege werden von den Röhrenherstellern beschritten. Durch Anwendung besonderer Katoden, z. B. L-Katoden (Bild 1), konnte die Stromergiebigkeit im Vergleich zu bisherigen Trioden erheblich

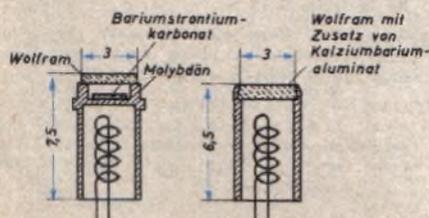


Bild 1. Grundsätzlicher Aufbau von L-Katoden

gesteigert werden (beispielsweise 2 A/cm<sup>2</sup> bei einer Katodentemperatur von etwa 1000° C und 10 A/cm<sup>2</sup> bei 1150° C).

Der Laufzeiteffekt wirkt sich grundsätzlich in einer Herabsetzung des Eingangs-Wirkleitwertes

werts zwischen Gitter und Katode und damit in einer Bedämpfung des Eingangskreises aus. Ursache hierfür ist die schwankende Elektronenraumladung, wodurch im Gitterkreis eine Stromkomponente induziert wird, die mit der steuernden Hochfrequenzspannung in Phase ist. Für eine raumladungsbegrenzte Elektronenströmung und für Laufzeitwinkel  $\omega\tau \ll \pi$  ist der durch den Laufzeiteffekt verursachte elektronische Wirkleitwert  $G_{el}$  zwischen Gitter und Katode

$$G_{el} = \frac{S_0}{20} (\omega\tau_{gk})^2 \quad (2)$$

( $S_0$  = statische Röhrensteilheit,  $\omega = 2\pi f$  = Kreisfrequenz der hochfrequenten Steuerspannung)

In ähnlicher Weise wie die Elektronenlaufzeit macht sich der Einfluß der Zuleitungsinduktivitäten der Röhrenelektroden bemerkbar. Im Falle der bei niedrigen Frequenzen üblichen Katodenbasisschaltung (KB-Schaltung, Bild 2a) ist für den schaltungsmäßig bedingten Wirk-

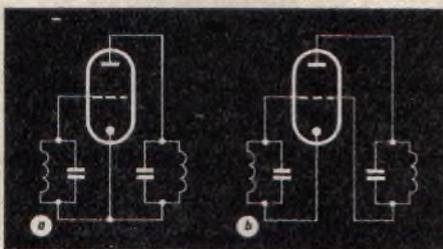


Bild 2. a = Katodenbasisschaltung, b = Gitterbasisschaltung

leitwert zwischen Gitter und Katode hauptsächlich die Induktivität  $L_k$  der Katodenleitung maßgebend. Dieser Eingangsleitwert  $G_L$  berechnet sich zu

$$G_L = \omega^2 L_k C_{kg} S \quad (3)$$

und addiert sich zum elektronischen Leitwert  $G_{el}$ , vergrößert also den Steuerleistungsbedarf beziehungsweise setzt den Leistungsgewinn der Röhre weiter herab.

Die angeführten Gesichtspunkte wurden bei der Konstruktion der Scheibentrioden (Bild 3)

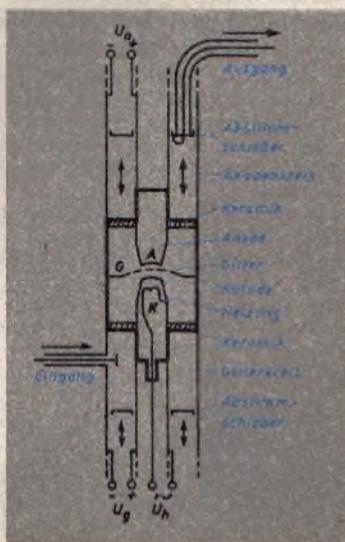


Bild 3. Scheibentriode mit Koaxialkreisen

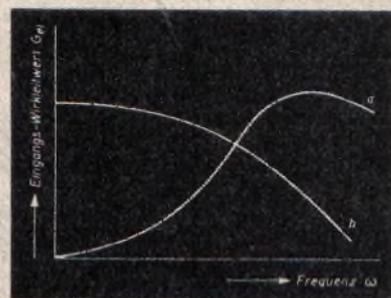


Bild 4. Frequenzabhängigkeit des Eingangs-Wirkleitwertes einer Triode. a = KB-Schaltung, b = GB-Schaltung

berücksichtigt, bei denen die Elektroden über großflächige, ringförmige Einschmelzungen unmittelbar in die äußeren Schaltelemente (Koaxialleitungen, Hohlraumresonatoren) übergehen. Im Gegensatz zu Trioden zum Verstärken niedriger Frequenzen wird bei Höchsthfrequenzen ausnahmslos die Gitterbasisschaltung (GB-Schaltung, Bild 2b) verwendet. Gegenüber der KB-Schaltung weist die GB-Schaltung den Vorteil auf, daß der Eingangs-Wirkleitwert der Röhre mit zunehmender Frequenz abnimmt, während er bei der KB-Schaltung im wesentlichen steigt (Bild 4). Außerdem ermöglicht die GB-Schaltung eine wirksame Entkopplung zwischen Ausgangs- und Eingangskreis.

Mit Scheibentrioden lassen sich Frequenzen bis in den Bereich der Zentimeterwellen herstellen. Mit der 416 A/B der *Westerh Electric* erhält man zum Beispiel bei einer Frequenz von 4000 MHz noch einen Leistungsgewinn von etwa 10 dB bei etwa 100 MHz Bandbreite. Mit Scheibentrioden extrem kleiner Abmessungen [1] wurden bei Selbsterregung noch Frequenzen bis zu 10 000 MHz erzeugt (Typ L 31 der *General Electric*); Nutzleistung und Wirkungsgrad sind hierbei jedoch sehr klein.

## Klystrons

Während bei gittergesteuerten Röhren (Trioden, Tetroden) die Dichte der durch das Steurgitter hindurchtretenden Elektronen gesteuert wird, läßt sich bei Höchsthfrequenzen mit besonderem Vorteil die Geschwindigkeitssteuerung von Elektronenströmen für Verstärkungszwecke ausnutzen. Hierauf beruhen die Laufzeitröhren. Das Prinzip geschwindigkeitsgesteuerter Laufzeitröhren läßt sich am Beispiel eines Zweikreis-Klystrons darlegen

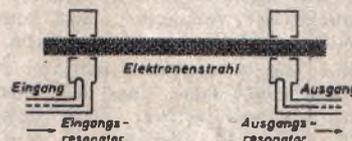


Bild 5. Schematische Darstellung eines Zweikreis-Klystrons

(Bild 5). Ein Elektronenstrahl tritt mit zeitlich konstanter Geschwindigkeit  $v$  in das HF-Feld des Eingangskreises (Hohlraumresonators) zur Zeit  $t_0$  ein. Durch die HF-Spannung in diesem Kreis erhalten die Elektronen eine Wechselkomponente  $v_0$  der Geschwindigkeit. Die Austrittsgeschwindigkeit der Elektronen ist dann

$$v = v + v_0 = v + v_0 \sin \omega t_0 \quad (4)$$

Der Weg  $z$ , den die Elektronen im anschlie-

benden feldfreien Laufrum zurücklegen, ist zur Zeit  $t$

$$z = (\bar{v} + \bar{v}_0 \sin \omega t_0) \cdot (t - t_0) \quad (5)$$

Der hierdurch gegebene Zusammenhang zwischen Weg und Zeit ist im Bild 6 dargestellt. In einer bestimmten Entfernung vom Eingangskreis verdichten sich die Elektronen periodisch. Man bezeichnet diesen Vorgang als Phasenfokussierung. Ihm entspricht eine

Die Theorie [2] zeigt, daß bei der Geschwindigkeitssteuerung zwei miteinander interferierende Raumladungswellen zustande kommen, die zwar gleiche Frequenzen aber verschiedene Phasengeschwindigkeiten

$$v_{p1} = \frac{\bar{v}}{1 + \frac{\omega_p}{\omega}}; \quad v_{p2} = \frac{\bar{v}}{1 - \frac{\omega_p}{\omega}} \quad (6)$$

aufweisen, wobei die eine Raumladungswelle

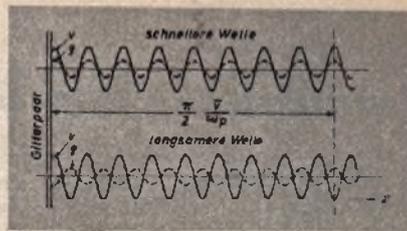


Bild 8. Raumladungswellen im Laufrum eines Klystrons

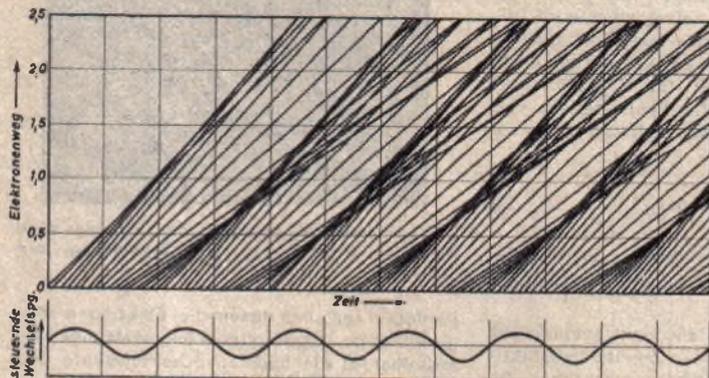


Bild 6. Weg-Zeit-Diagramm eines geschwindigkeitsmodulierten Elektronenstrahls

Amplitude  $i = i(z)$  des Elektronenwechselstromes (Bild 7, Kurve a). Ordnet man daher am Ort der Phasenfokussierung einen Ausgangskreis (Hohraumresonator) an, dann influenzieren die verdichteten Elektronen beim Durchlaufen dieses Kreises eine HF-Spannung, die den Elektronenstrahl bremst und dadurch dessen kinetische Energie in HF-Energie des Ausgangskreises umwandelt.

Der Mechanismus der Phasenfokussierung läßt sich auch als Wellenvorgang auffassen. Hierbei wird der Vorgang der Geschwindigkeitssteuerung als elektromagnetische Störung angesehen, die sich innerhalb des Elektronenstrahles in Form einer Raumladungswelle fortpflanzt. Die infolge der Geschwin-

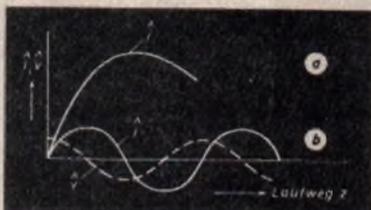


Bild 7. Amplitudenverlauf des Elektronenwechselstromes eines geschwindigkeitsgesteuerten Elektronenstrahles im Laufrum eines Klystrons. Kurve a: nach ballistischen Vorstellungen; Kurve b: nach der Raumladungswellentheorie

digkeitssteuerung einander sich nähernden Elektronen werden wegen der gleichzeitig zunehmenden elektrostatischen Abstoßkräfte relativ zueinander verlangsamt und kommen schließlich relativ zueinander zur Ruhe. Die Amplitude der Wechselgeschwindigkeit  $\bar{v}$  der Elektronen klingt daher längs der Strömung zunächst ab und erreicht eine Nullstelle (Bild 7, Kurven b). Hier hat sich also die kinetische Energie der Elektronen in potentielle Energie des Raumladungsfeldes verwandelt, derzufolge wieder eine Rückwandlung in kinetische Energie der Strömung stattfindet. Die Elektronen beginnen sich daher wieder voneinander zu entfernen, und die Amplitude der Wechselgeschwindigkeit der Elektronen steigt an. Der erste Abfall der Geschwindigkeitsamplitude ist deshalb von einem Elektronenwechselstrom  $i$  begleitet, dessen Amplitude gerade an der Nullstelle der Geschwindigkeit ihr Maximum erreicht und umgekehrt.

eine größere, die andere eine kleinere Geschwindigkeit als die Elektronen hat (Bild 8). Die Größe

$$\omega_p = \sqrt{\frac{e \cdot \rho_0}{m \cdot F}} \quad (7)$$

ist die „Plasmafrequenz“ ( $e$  und  $m$  Ladung und Masse des Elektrons,  $\rho_0$  Raumladungsdichte). An Stelle des Wertes  $\omega_p$  ist in den oben angegebenen Ausdrücken für die Phasengeschwindigkeit die wirksame Plasmafrequenz  $\omega_q = r \omega_p$  einzusetzen, deren Wert sich von  $\omega_p$  um einen Faktor  $r < 1$  unterscheidet, der seinerseits von der Geometrie der Elektronenströmung, der Signalfrequenz  $\omega$  sowie von der Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen im Strahl abhängt.

Klystrons verwendet man als Generatoren, Verstärker und Vervielfacher von Höchstfrequenzen. Neuzzeitliche Verstärker-Klystrons verwenden an Stelle von zwei Kreisen drei oder vier, wobei die zwischen Eingangs- und Ausgangskreis befindlichen Kreise durch die Elektronenströmung gekoppelt sind. Der Vor-

teil solcher Mehrkreis-Klystrons liegt in der größeren erreichbaren Bandbreite und höheren Leistungsverstärkung. Bild 9 zeigt den Schnitt durch ein Dreikreis-Hochleistungs-Klystron für 20-MW-Pulsendeleistung der Stanford-Universität [3] für den Frequenzbereich um 2850 MHz. Der von der Oxyd-katode  $F$  ausgehende Elektronenstrahl wird

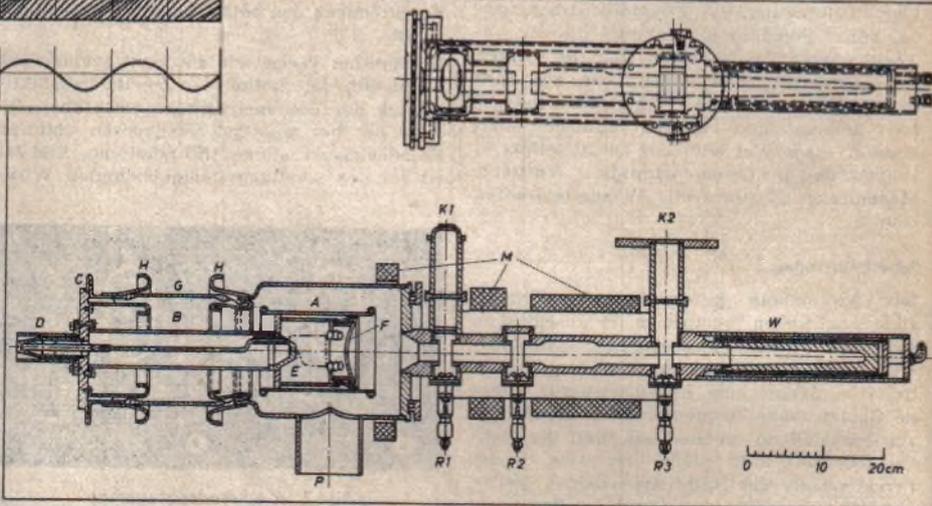


Bild 9. Vereinfachter Schnitt durch das Dreikreis-Hochleistungs-Klystron der Stanford-Universität für 20-MW-Pulsendeleistung. F = Katode, A = Wehneltzylinder, E = Heizer, D, B = Heizerzuführungen, C = Schweißring, H = Koronaringe, G = Schneidenanglasung, R1 = Steuerresonator, R2 = Hilfsresonator, R3 = Arbeitsresonator, K1 = HF-Eingang, K2 = HF-Ausgang, W = Fanganode, M = Bündelungsmagnet, P = Stützen für den Anschluß der Vakuumpumpe

mit Hilfe des Wehneltzylinders  $A$  und eines zusätzlichen Magnetfeldes  $M$  gebündelt, durch die als Hohraumresonatoren ausgebildeten Kreise  $R1, R2, R3$  gestrahlt und von der Fanganode  $W$  aufgenommen. Die zum Betrieb der Röhre erforderliche Pulsspannung ist 325 kV, der Pulsstrom 185 A und die Heizleistung der Katode 800 W. Der Betrieb der Röhre erfolgt bei angeschlossener Vakuumpumpe. Bild 10 zeigt den technischen Aufbau eines anderen Klystrons für den Bereich um 1000 MHz und etwa 20 kW Pulsendeleistung von Eimac. (Wird fortgesetzt)

**Schrifttum**

- [1] Beggs, J. E., u. Lavoie, N. T.: A triode useful to 10 000 Mc. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 43 (1955) S. 15
- [2] Ramo, S.: The electronic-wave theory of velocity modulation tubes. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 27 (1939) S. 757
- [3] Chodorow, M., Ginzton, E. L., Nelson, I. R., u. Sonkin, S.: Design and performance of a high-power pulse klystron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 41 (1953) S. 1584

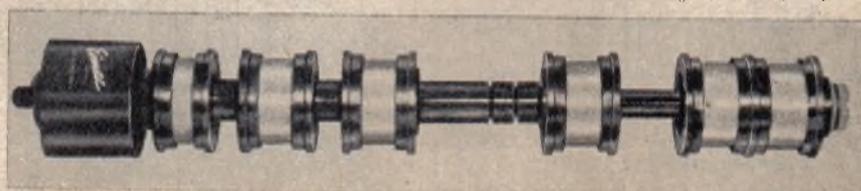
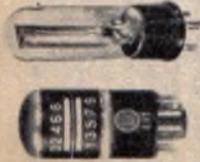


Bild 10. Eimac Verstärker-Klystron „X551“ für den Bereich um 1000 MHz und etwa 20 kW Pulsendeleistung

20 Ω

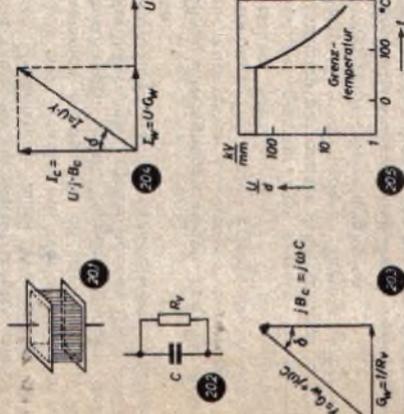


## Kapazitive Erwärmung

Bei der induktiven Erwärmung erzeugen die Wirbelstrom- und Ummagnetisierungsverluste in einem Werkstoff Wärme. Dazu muß das Material elektrisch leitend und möglichst auch ferromagnetisch sein.

Ähnlich liegen die Verhältnisse bei der kapazitiven Erwärmung, bei der jedoch nicht magnetische, sondern elektrische Felder verwendet werden. Das zu erwärmende Material wird als Dielektrikum zwischen die Platten eines Kondensators gebracht und infolge seiner dielektrischen Verluste durch das elektrische Feld erwärmt (Bild 20.1).

Da es sich bei den Verlusten um einen Energieanteil handelt, der in Wärmeenergie umgesetzt wird, kann man einen verlustbehafteten Kondensator durch einen verlustfreien Kondensator



Kondensator mit Dielektrikum (20.1); verlustfreier Kondensator C mit parallelgeschaltetem Widerstand  $R_v$  (20.2); Vektordiagramme der Leitwerte (20.3) und der Spannungen und Ströme für einen Kondensator mit parallelgeschaltetem Widerstand,  $\delta = \text{Verlustwinkel}$  (20.4); Durchschlagfestigkeit als Funktion der Temperatur (20.5)

mit einem parallelgeschalteten Widerstand  $R_v$  darstellen, dessen Größe ein Maß für die Verluste ist (Bild 20.2). Für die Parallelschaltung von Widerstand und kapazitivem Blindwert zeichnen (Bild 20.3). Der Wirkleitwert  $G_w$  ist gleich dem Kehrwert des Wirkwider-

standes ( $G_w = 1/R_v$ ) und der Blindleitwert  $j \cdot B_c$  gleich  $j \cdot \omega \cdot C$  ( $\omega = 2\pi f$ ,  $C = \text{Kapazität des Kondensators}$ ). Die Resultierende ist der Scheinleitwert  $Y$ . Der Faktor  $j$  gibt in der symbolischen Rechnung die Richtung des Vektors an.

Bild 20.4 zeigt das Vektordiagramm der Ströme. Der Wirkanteil  $I_w$  ist in Phase mit der angelegten Spannung  $U$ , der Blindanteil  $I_c = U \cdot j \cdot B_c = U \cdot j\omega C$  steht senkrecht dazu. Der resultierende Strom ist  $I = U \cdot Y$ . In dem Vektordreieck wird der Winkel  $\delta$  als der Verlustwinkel bezeichnet. Da dieser Winkel im allgemeinen sehr klein ist, gibt man besser den Tangens des Verlustwinkels,  $\tan \delta$ , als den „Verlustfaktor“ an.

$$\tan \delta = \frac{G_w}{B_c} = \frac{1}{R_v \cdot \omega \cdot C}$$

Ist umgekehrt der Verlustfaktor eines Materials bekannt, dann kann man den Wirkwiderstand aus der Formel

$$R_v = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot \tan \delta}$$

errechnen. Die in Wärme umgesetzte Leistung

ergibt sich aus der Gleichung  $N = \frac{U^2}{R_v}$  zu

$$N = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \tan \delta$$

Diese Gleichung zeigt, daß bei der Wärme-erzeugung in einem Isoliermaterial, das als Dielektrikum eines Kondensators darstellt, verschiedene Faktoren zu berücksichtigen sind. Wesentlich ist, daß die Leistung mit dem Quadrat der Spannung steigt. Man wird also stets bemüht sein, mit einer möglichst hohen Spannung zu arbeiten. Dem steht aber die Durchschlagfestigkeit des Materials entgegen, die als das Verhältnis von angelegter Spannung im Augenblick eines Durchschlages zur Materialstärke  $d$  angegeben wird. Abgesehen davon, daß die zu erwärmenden Werkstoffe sehr unterschiedliche Durchschlagfestigkeitswerte haben können, ist die Durchschlagfestigkeit auch von der Temperatur abhängig. Sie bleibt im allgemeinen bis zu einer bestimmten Grenztemperatur etwa konstant und fällt dann sehr rasch ab (Bild 20.5). Dieses Verhalten muß berücksichtigt werden, damit nicht während der Aufheizung des Materials ein unerwünschter Durchschlag erfolgt. Im allgemeinen bleibt man in der Praxis mit der „Feldstärke“, der Spannung je mm Materialstärke, unter 100 V/mm.

## Schaltungen zur kapazitiven Erwärmung

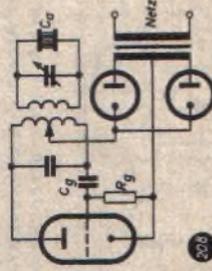
Da sich bei der kapazitiven Erwärmung eines Isoliermaterials weder mit Netz- noch mit Mittelfrequenz ausreichende Arbeitsgeschwindigkeiten erreichen lassen, kommen für dieses Erwärmlungsverfahren nur Anlagen, die mit Hochfrequenz arbeiten, in Frage. Man bevorzugt heute die Arbeitsfrequenz 27,12 MHz, entsprechend einer Wellenlänge von etwa 11 m. Im Gegensatz zur induktiven Erwärmung kann daher bei kapazitiver Erwärmung nur mit Röhrengeneratoren gearbeitet werden. Der Aufbau des Senders muß den Erfordernissen der verwendeten kurzen Wellen entsprechen. In jedem Falle ist auf kapazitätsarmen Aufbau zu achten. Störstrahlungen über Leitungen, Arbeitselektroden und über das Netz sind sorgfältig zu vermeiden. Die Arbeitsfrequenz muß innerhalb eines verhältnismäßig engen Toleranzbereiches konstant gehalten werden. Abschirmung der Generatoren und Zuleitungen sowie ausreichende Verdrosselung der Netzleitungen sind unerlässlich. Die bei kapazitiver Erwärmung verwendeten verhältnismäßig hohen Spannungen erfordern außerdem Schutzmaßnahmen, die das Bedienpersonal vor Unfällen schützen und die Anlage bei Überschlägen und Durchschlägen abschalten.

An die Kurvenform der erzeugten Schwingung werden grundsätzlich keine sehr hohen Ansprüche gestellt; jedoch kann bei starker Abweichung von der Sinusform eine ungewollte Störung des Nachrichtenverkehrs durch Oberwellen aufreizen, die nicht von der Verdrosselung gesiebt werden.

Als Schaltung der Röhrengeneratoren sind alle Oszillator-Grundsaltungen möglich. Bei der induktiven Rückkopplung läßt sich der Arbeitskreis als dritter Kreis ankoppeln, wie es bei Nachrichtensendern üblich ist. Man verwendet aber vorzugsweise Dreipunktschaltungen, und zwar sowohl die induktive als auch die kapazitive Dreipunktschaltung. In diesen Fällen wird der Arbeitskreis ebenfalls über eine Koppelspule angeschlossen und ist daher gleichspannungsfrei (Bild 20.8). Die Anodenspannung der Röhre braucht nicht unbedingt gesiebt zu werden. Um eine stabile Arbeitsweise zu erhalten, erzeugt man die Gittervorspannung durch Gittergleichrichtung. Sinkt die erzeugte Wechselspannung, dann nimmt auch die Gittervorspannung ab, und die Röhre wird in einem Ar-

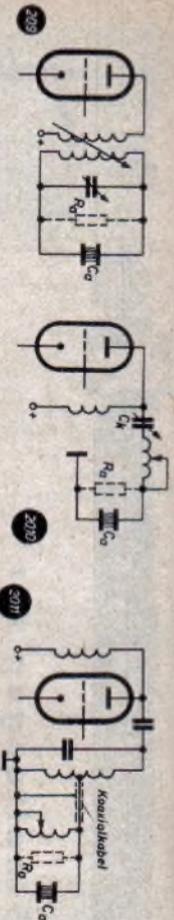
beitspunkt der Kennlinie betrieben, der im Bereich größerer Steilheit liegt. Umgekehrt verschiebt sich der Arbeitspunkt beim Ansteigen der Wechselspannung in den Bereich geringerer Verstärkung, so daß sich innerhalb gewisser Grenzen eine selbsttätige Regulierung der HF-Spannung ergibt.

Wegen der starken Abhängigkeit des Verlustfaktors von der Temperatur, der Frequenz und der Zusammensetzung des Dielektrikums sowie wegen der starken Veränderlichkeit der Kapazität ist in jedem Falle eine weitgehende Anpassungsfähigkeit der gesamten Anlage zu fordern. Man muß die abgegebene Leistung einstellen, die Arbeitsfrequenz nachregeln und auch die Zeitdauer genau begrenzen können. Die letzte Forderung läßt sich leicht durch einen Zeitschalter erfüllen.



Induktive Dreipunktschaltung mit Reihenspeisung. Betriebsspannung ungesiebt.  $C_g$  = Arbeitskondensator

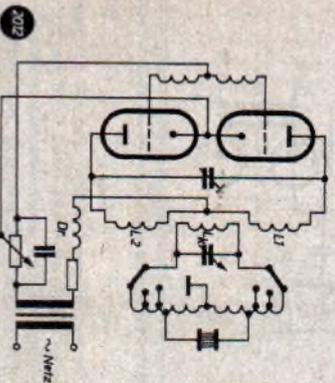
Zur Steuerung der Leistung und der Frequenz muß der Generator mit einer veränderbaren Kopplung und mit einer Nachstimm-Möglichkeit ausgerüstet werden. Da nur dann die maximale Leistung übertragen wird, wenn der Außenwiderstand gleich dem Innenwiderstand des Generators ist, muß der Arbeitskreis stets optimal angepaßt sein. In der Schaltung Bild 20.8 kann man den Mittelabgriff der Spule einstellen und den Arbeitskreis durch einen zusätzlichen Parallelkondensator abstimmen; Bild 20.9 zeigt eine veränderbare Ankopplung, die sich z. B. durch Schwenkspulen erreichen läßt. Der gestrichelt gezeichnete Widerstand  $R_a$  stellt den Verlustwiderstand des Werkstückes dar. Bild 20.10 gibt ein Beispiel für die kapazitive Ankopplung des Arbeitskreises über einen einstellbaren Koppelkondensator  $C_L$  wieder. Eine weitere Möglichkeit zur



Induktive Ankopplung des Arbeitskreises (20.9), kapazitive Ankopplung des Arbeitskreises (20.10) und Anpassung über koaxiale Transformationsleitung (20.11)

richtigen Anpassung ist durch die Wahl der passenden Anzapfung einer Spule mit Abgriffen gegeben (s. a. Bild 20.12). Bei hohen Arbeitsfrequenzen kann man auch eine Transformationsleitung verwenden (Koaxialkabel passender Länge), die als Transformationsglied wirkt und den Außenwiderstand an den Innenwiderstand des Generators anpaßt (Bild 20.11).

Ein stabileres Arbeiten und größere Leistung erreicht man, wenn zwei Senderöhren in einer Gegenakt-Oszillatorschaltung betrieben werden. Bild 20.12 zeigt dazu ein vereinfachtes Schaltbild, in dem die Röhren mit Wechselspannung arbeiten. Als Gittervorspannung dient ebenfalls eine Wechselspannung geeigneter Größe und Phaseanlage.  $L_1$  und  $L_2$  bilden die Abstimm-Induktivitäten,  $L_k$  ist die Koppelspule. Der Arbeitskreis ist kapazitiv abstimmbar und durch Abgriffe an der Spule einzustellen.



Gegenakt-HF-Generator mit Wechselstromspannung für kapazitive Erwärmung

Bei selbstregulierten Sendern besteht immer die Gefahr der Verstimmung durch die wechselnde Ankopplung und Belastung. Da die Forderungen an die Frequenzkonstanz im Interesse der Störfreiheit verhältnismäßig groß sind, wird man einen zuverlässigen Betrieb oft nur mit

einer getrennten Steuerstufe erreichen können. Die Endstufe ist dann lediglich eine Leistungsverstärkerstufe, die keine Rückwirkung auf die erzeugte Frequenz hat.

Ist eine Anlage zur kapazitiven Erwärmung nur für eine bestimmte Aufgabe mit bestimmter Materialmenge und -art vorgesehen, dann brauchen die Einstellmöglichkeiten nur einen kleinen Bereich zu erfassen. Bei Mehrzweckanlagen bereitet dagegen die Bedienung unter Umständen Schwierigkeiten. Man hat daher auch Geräte entwickelt, die selbsttätig den Oszillator nachstimmen und die richtige Anpassung herstellen. Die Nachstimmspannung wird über einen Stromwandler am Arbeitskreis abgegriffen und in einer Brückenschaltung mit der Sollfrequenz verglichen. Bei einer Verstimmung des Arbeitskreises entsteht an der Brücke eine Differenzspannung, die über Thyatronröhren einen Nachstimm-Motor für den Oszillatorkreis steuert. Trotz des erforderlichen großen Aufwandes dieser Schaltung weist die Methode der automatischen Nachstimmung in vielen Fällen so große Vorteile auf (z. B. Bedienung der Anlage durch angeleitetes Personal und Verhinderung einer Überlastung der Endstufe), daß man sie heute sehr oft verwendet.

Besonders weite Verbreitung haben Anlagen zur kapazitiven Erwärmung gefunden, seitdem zahlreiche Gebrauchsgegenstände aus Kunststoffen hergestellt werden. Die früheren Verfahren der Verteilung waren unzuverlässig und oft zeitraubend. Durch Kunststoff-Schweißanlagen wurde die Fertigungszeit herabgesetzt und die Qualität verbessert. Kunststoff-Tabletten heizt man vor dem Pressen durch kapazitive Erwärmung vor. Nahrungsmittel werden durch kapazitive Erwärmung getrocknet und sterilisiert. Im Kondensatorfeld erhitztes Glas läßt sich formen und sogar verschweißen. Ebenso wurden auch Back- und Bratvorrichtungen entwickelt, die jedoch mit Zentimeterwellen und Bündelung der Strahlung arbeiten und die Erwärmung im HF-Feld ausnutzen. G. Rose

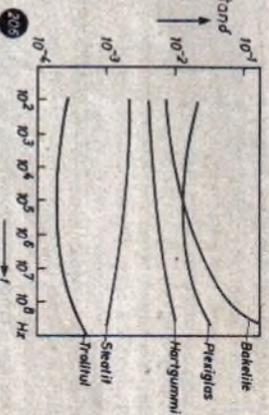
Das nächste Mal...

## Elektronische Diagnose- und Therapiegeräte

Die in Wärme umgesetzte Leistung läßt sich auch durch Erhöhen der Frequenz vergrößern. Von dieser Tatsache muß man in der Praxis weitgehend Gebrauch machen, um eine ausreichende Arbeitgeschwindigkeit zu erreichen. Während bei der induktiven Erwärmung bereits mit Frequenzen bis 1 MHz genügende Energiemengen in Wärme umgesetzt werden können, muß man bei der kapazitiven Erwärmung mit der Arbeitsfrequenz bis zu 40 MHz heraufgehen, weil der kapazitive Verlustwinkel viel kleiner als der Verlustwinkel der Spulen ist. Nach dem einheitlichen Frequenzverteilungsplan sind für industrielle Zwecke die Frequenzen  $13,56 \text{ MHz} \pm 0,05\%$ ,  $27,12 \text{ MHz} \pm 0,6\%$  und  $40,68 \text{ MHz} \pm 0,05\%$  freigegeben, die auch für Anlagen zur kapazitiven Erwärmung in erster Linie benutzt werden.

Die Erwärmlingleistung hängt weiterhin von der Kapazität des Arbeitskondensators ab, die um so größer ist, je größer die Plattenfläche und je kleiner der Plattenabstand ist. Dünne Platten oder Folien lassen sich daher leichter erwärmen als dicke Stücke. Außerdem ist aber die Kapazität auch noch von der relativen Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$  des Materials abhängig. Stoffe mit hoher Dielektrizitätskonstante sind also leichter zu erwärmen. Da die Werte jedoch sehr stark voneinander abweichen können, muß im allgemeinen eine sorgfältige Abstimmung auf die gegebenen Materialkonstanten erfolgen. Holz hat z. B. eine mittlere Dielektrizitätskonstante von 4, bei Lacken ist sie etwa 3. Lösungsmittel haben dagegen ein  $\epsilon$  von rund 30. Wenn also bei einer Trocknung das Lösungsmittel verdampft, ändert sich die Dielektrizitätskonstante des Werkstückes.

Schließlich ist für die in Wärme umgesetzte Energie noch der Verlustfaktor  $\tan \delta$  von ausschlaggebender Bedeutung, der jedoch nicht

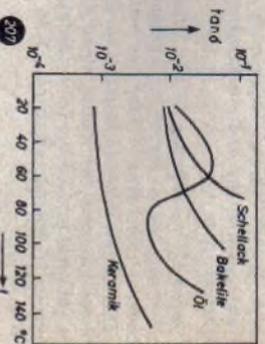


Verlustfaktor einiger Werkstoffe in Abhängigkeit von der Frequenz bei 20°C

Das nächste Mal...

## Medizinische Elektronik

konstant ist, sondern von den Betriebsbedingungen abhängt. Bild 20.6 zeigt für einige Werkstoffe die Abhängigkeit des Verlustfaktors von der Frequenz, die bei der Festlegung der Arbeitsfrequenz beachtet werden muß. Weiterhin kann der Verlustfaktor, wie Bild 20.7 zeigt, auch stark von der Temperatur abhängen und z. B. innerhalb eines Temperaturbereiches von 100°C auf den zehnfachen Betrag ansteigen. Es kommen aber auch Fälle vor, in denen  $\tan \delta$  zunächst fällt und dann wieder ansteigt.



Verlustfaktor in Abhängigkeit von der Temperatur für verschiedene Werkstoffe bei 1 MHz

Die Werte für die Dielektrizitätskonstante und den Verlustfaktor eines Werkstoffes dürfen nicht ohne weiteres aus Werkstofftabellen entnommen werden, da oft schon geringe Beimischungen oder Verunreinigungen starke Veränderungen ergeben können. Die Tabellenwerte sind daher nur als Mittelwerte zu betrachten.

Diese Überlegungen zeigen, daß eine Anlage zur kapazitiven Erwärmung anpassungsfähig sein muß. Die besten Erfolge lassen sich erreichen, wenn man sie für die Massenproduktion stets gleicher Teile einsetzt. Ein häufiges Umstellen auf andere Abmessungen, anderes Material und andere Temperaturbereiche macht gewisse Schwierigkeiten.

Die Vorteile des kapazitiven Erwärmungsverfahrens sind, ähnlich wie bei der induktiven Erwärmung von leitenden Werkstoffen, darin zu sehen, daß die Wärme sehr gut auf einen engen Arbeitsbereich konzentriert werden kann, daß das Verfahren sauber und schnell arbeitet und daß die Wärme im Material selbst entsteht und daher Verluste und Verzögerungen ausgeschlossen sind. Die Holzbearbeitungsindustrie hat bei der Leimtrocknung Arbeitszeiteinsparungen erreichen können, die mit anderen Verfahren unmöglich sind.

G. Rose

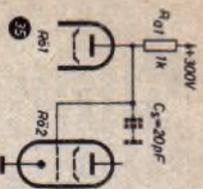


Bild 35. Eingangsauslösung des Impulsverstärkers nach Bild 30 mit schädlicher Kapazität  $C_0$

Anode von R01 das Potential + 298 V, und die Spannung über  $C_0$  ist ebenfalls 298 V. Wird R01 durch einen idealen Sprung am Steuer-gitter plötzlich idealen Spannung auf + 300 V steigen, wenn  $C_0$  nicht vorhanden wäre, jetzt besteht aber folgende Situation: Da die Elektrodenverbindung durch die Röhre aufgehört hat, ist  $C_0$  nur noch mit Masse und über  $R_{a1}$  mit + 300 V verbunden. Über  $C_0$  steht aber zunächst noch eine Spannung von 298 V, es muß aber weiter auf 300 V aufgeladen werden. Das erfolgt selbstverständlich wieder nach einer e-Kurve mit einer Zeitkonstante  $\tau_2$  von der Größe  $R_{a1} \cdot C_0$ . Dadurch kann das Potential der Anode praktisch erst nach Ablauf von 6 Zeitkonstanten, gerechnet vom Zeitpunkt des idealen Spannungssprungs am Steuergitter, den Wert von + 300 V erreichen.

Nach einer gewissen Zeit werde auf das Steuergitter von R01 ein positiver Spannungssprung gegeben, der wieder 2 mA Anodenstrom fließen läßt. Das Potential der Anode wird aber erst dann auf + 298 V liegen, wenn sich  $C_0$  wieder teilweise entladen hat. Für diesen Entladevorgang sind neben  $R_{a1}$  auch die von der Anode kommenden Elektronen von Bedeutung. Es ist ein Entladezustand von der Größe  $R_{a1} \parallel R_1$  wirksam (s. a. Abschnitt 1.1. Quellenwiderstände von Spannungsteilern). Daher wird  $\tau_2$  für diesen Anoden Spannungssprung auch theoretisch etwas kleiner sein. Praktisch ist es aber genauso groß wie vorher, weil in Videoschaltungen  $R_1$  wesentlich größer als  $R_{a1}$  ist und daher  $R_{a1}$  fast allein der die Zeitkonstante bestimmende Widerstand ist. Zu berücksichtigen ist  $R_1$  nur bei großem  $R_{a1}$  ( $R_{a1}$  größer als etwa

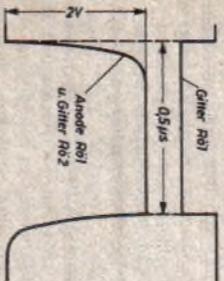


Bild 36. Impulsverzerrung durch die schädliche Kapazität  $C_0$  ( $\tau_2$  klein)

10 kOhm). Wäre die Röhre nicht ganz gesperrt worden, sondern hätte man sie wie eine normale Verstärkerröhre im Arbeitsgebiet aus-gesteuert, so würde  $R_1$  theoretisch stets parallel zu  $R_{a1}$  liegen. Aber auch hier wird man in der Praxis stets nur mit  $R_{a1}$  zu rechnen haben. Den Impuls des letzten Beispiels zeigt Bild 36. Er hat am Gitter von R01 ideale Flanken (Impulslänge 0,5µs). Die Zeitkonstante  $\tau_2 = R_{a1} \cdot C_0 = 0,02 \mu s$  verformt ihn in der im Bild dargestellten Weise. Ein Dachbalk ist wegen der großen Zeitkonstante des Koppel-gliedes nicht wahrnehmbar.

Würde man  $R_{a1}$  größer machen, um eine größere Verstärkung zu erreichen, so erhielte man eine zu große Zeitkonstante  $\tau_2$ . Bei  $R_{a1} = 10 \text{ kOhm}$  wäre das Anodenpotential an-fangs nicht + 298 V, sondern + 280 V und die Zeitkonstante  $\tau_2 = 10 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 0,2 \mu s$ . Beim Sprung steigt das Anodenpotential in der im Bild 37 gezeigten Form an. Ist der Impuls aber wieder bereits noch 0,5µs zu Ende, dann muß das Potential schon wieder absinken, bevor es + 300 V erreicht hat. Das wird noch deutlicher, wenn man den Gitterimpuls auf 0,2µs verkürzt. Dann hat der Anodenimpuls die gestrichelt gezeichnete Form.

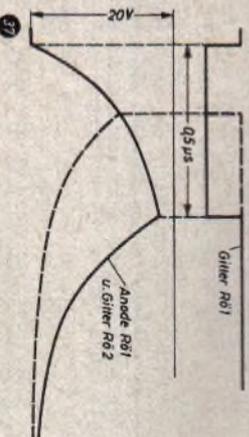


Bild 37. Impulsverzerrung durch die schädliche Kapazität  $C_0$  ( $\tau_2$  groß)

Man sieht, daß die Anstiegszeitkonstante immer so zu bemessen ist, daß auch bei der kürzesten Impulslänge das Dach mindestens gerade er-reicht wird ( $\tau_2 \leq 1/6 t_1$ ). Weil sich aber trotz bester Verdrängung  $C_0$  nicht beliebig klein-halten läßt, muß  $R_{a1}$  entsprechend bemessen werden. Deshalb findet man in Impulsschaltun-gen meistens Anodenwiderstände von nur einigen kOhm. Um  $C_0$  so klein wie möglich zu halten, benutzt man, wenn es möglich ist, Miniaturröhren, wählt die Belastung und die Abmessungen der Widerstände nur so groß, wie unbedingt notwendig, wählt die Koppel-kondensatoren nur so groß, daß die längsten zu erwartenden Impulse gerade den noch zu-lässigen Dachbalk erliden, und baut alle Schaltelemente, die „mitspringen“, möglichst weit entfernt vom Chassis ein.

(Wird fortgesetzt)

## Einführung in die Impulstechnik ①

Hinter dem Koppelliglied sind alle Impulsdächer und alle Basislinien zwischen den Impulsen Stücke von e-Kurven, die sich schließlich an die  $\pm 0$ -V-Linie anschliefen würden. Sie alle haben die gleiche Zeitkonstante und unterscheiden sich nur durch die verschiedene Anfangsspannung. Kleine Anfangsspannungen  $U$  ergeben kleine Anfangssteilheiten der Kurve, umgekehrt bedingen große Spannungen große Steilheiten (Tangenten im Bild 21). Deshalb fallen die Dächer/Bilder 28a und b) steiler ab, als die Basis-

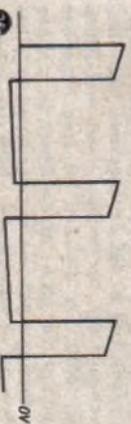


Bild 28a.

Übertragung einer Impulstorte über ein RC-Glied

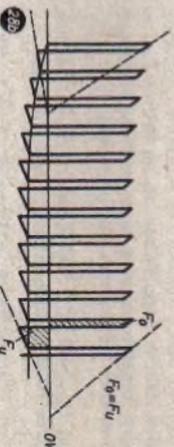


Bild 28b.

Bild 28b. Einpegeln einer Impulsfolge;  $F_0$  ist die Fläche des Impulses oberhalb der Nulllinie,  $F_0''$  die Fläche des Impulses unterhalb der Nulllinie (Linien ansteigen). Da zu Beginn des zweiten Impulses noch eine Restspannung vorhanden ist, wird die Spannung  $U$ , die für den Dachabfall dieses Impulses maßgebend ist, kleiner als die des ersten Impulses<sup>\*)</sup>. Das Dach des zweiten Impulses wird dadurch weniger steil als das des ersten. Folglich ist auch der Dachabfall, in Volt gemessen, kleiner. Andererseits hat sich die zweite Unterspannung vergrößert. So wird die zweite Basis steiler als die erste und damit auch die Spannung größer, um die sie von Anfang bis Ende wieder steigt. Schließlich, nach weiteren Impulsen, wird der Dachabfall gleich dem Basisanstieg sein. Dann ist Gleichgewicht eingetreten: Die Impulsfolge hat sich „eingepgelt“. Dann fließt während des Impulses genauso viel Ladung in der einen Richtung wie in der Zwischenpause in der anderen: Die Fläche oberhalb der Nulllinie ist gleich derjenigen unterhalb

Alle unteren Enden der vorderen Flanken aus Bild 28a liegen auf einer e-Kurve (Bild 28b). Für die Zeit, die noch dem Einschalten einer Impulsfolge benötigt wird, bis der Nullpegel in der richtigen Lage ist, gilt

$$t \approx 6 \tau_0 \quad (6)$$

$$\tau_0 = \frac{TV}{T} \ln \left( \frac{TV}{TV - \left( \frac{U_0}{R \cdot C} - e^{-\frac{U_0}{R \cdot C}} \right)} \right) \quad (7)$$

wobei  $\tau_0$  die Zeitkonstante der e-Kurve ist, während  $T$  = Periodendauer der Folgefrequenz,  $t_p$  = Zeit zwischen den Impulsen (= Impulspeise),  $R \cdot C$  = Zeitkonstante aus dem normalen Koppel-C und dem Gitterbleitwiderstand,  $TV = t_p/T$  = Tastverhältnis,  $t_1$  = Impulsdauer. Die Anwendung der Formel setzt voraus, daß R·C sehr groß ist (wie im Normalfall, wenn der Dachabfall verschwindend klein sein soll);  $f$  ist meistens so groß, daß man das Absinken beim Oszillografieren noch deutlich verfolgen kann. Der Nullpegel „schwimmt“ sofort in eine andere Lage, wenn das Tastverhältnis geändert wird (durch Ändern der Impulsbreite oder der Impulsfolgefrequenz). Die „eingeschwommenen“ Zustände für verschiedene Verhältnisse zeigt Bild 29. Die Zeitkonstante des Koppel-

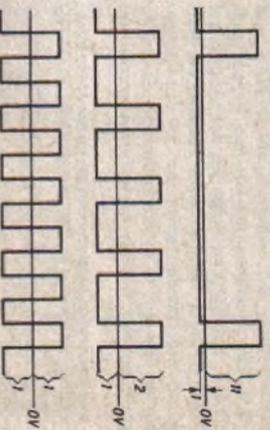


Bild 29. Lage der Nulllinie bei verschiedenen Tastverhältnissen ( $t_p/T = 1:12, 1:3, 1:2$ )

gliedres hat hier einen wesentlich größeren Wert als selbst die Zeit der Impulspause! Im Bild 29 verhält sich  $t_1/T = TV$  wie 1:12; 1:3; 1:2 (= Unterspannung; Gesamtspannung).

Aus der verschiedenen Lage der Nulllinien bei verschiedenen Tastverhältnissen im Bild 29 ergibt sich noch etwas Wichtiges für die Berechnung des Dachabfalls im eingepegelten Zu-

\*) Die Sprungspannungen  $U_{spr}$  aller Flanken sind jedoch gleich!



stand: Man darf dabei nicht als Anfangsentspannung  $U$  die Sprungspannung  $U_{gr}$  einsetzen, sondern nur das Stück oberhalb der Nulllinie. Der Dachball ändert sich also mit der Folgefrequenz trotz gleicher Impulslänge und gleichem Koppelglied. Wenn man die Folgefrequenz erhöht, die Impulse also dichter aufeinanderdrängt, nimmt der Dachball ab. Als Beispiel soll ein Verstärkereingang praktisch durchgerechnet werden, dessen Schaltung im Bild 30 dargestellt ist. Die Speisenspannungen (Batteriespannung + 300 V, Schirmgitterspannung + 150 V) sollen sich bei Belastungsschwankungen nicht ändern<sup>10)</sup>.

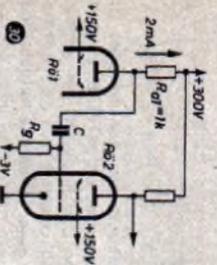


Bild 30. Eingangsschaltung eines Impulsverstärkers

Rö1 und  $R_{s1}$  liefern den Spannungssprung (Rö1 könnte z. B. die Röhre eines Multivibrators sein). Rö1 ist entweder völlig gesperrt oder führt 2 mA Anodenstrom. An  $R_{s1}$  (1 kOhm) entsteht dann eine Spannung von 2 V. Das Potential der Anode ist also entweder + 300 V oder + 298 V. Das Steuergitter von Rö2 hat eine Vorspannung von - 3 V.

Die beiden Platten des Koppelkondensators C liegen jetzt nicht, wie vorher im Anfangszustand, auf  $\pm 0$  V, sondern auf + 298 V und - 3 V. Der Kondensator ist also bereits aufgeladen. Springt das Potential der Anode auf + 300 V, dann beginnt eine zusätzliche Aufladung des Kondensators um 2 V, im umgekehrten Fall eine teilweise Entladung. Es wurde bereits gezeigt, daß für diese Fälle unverändert

<sup>10)</sup> Man kann das mit elektronisch geregelten Netzgeräten erreichen, die häufig in der Impulstechnik verwendet werden.

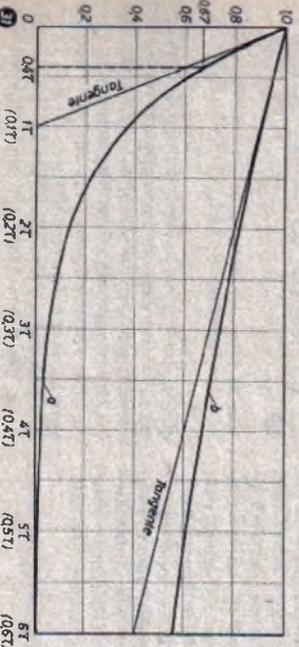


Bild 31. Diagramm zur Berechnung des Dachballens für die Kurve b gehen die eingezeichneten  $\tau$ -Werte

die Formel  $\Delta Q = \Delta U \cdot C$  gilt. Die Sprungspannung  $U_{gr}$  ist hier 2 V, gleichgültig, auf welchem Potential die linke Platte liegt. An die Stelle der  $\pm 0$ -V-Linie tritt jetzt aber die Potentiallinie für - 3 V, und für die Zeitkonstante sind C und  $R_g$  bestimmend. Beachtet man das, dann kann man ohne Bedenken auch hier alle vorher gebrachten Regeln anwenden. Strenggenommen gelten sie nur, wenn  $R_g$  wesentlich größer als  $R_{s1}$  ist. Das dürfte aber praktisch fast immer der Fall sein. Wenn diese Voraussetzung nicht zutrifft, gilt exakt

$$U_{gr} = I_a \cdot (R_{s1} \parallel R_g) \quad \text{und} \quad \tau = C \cdot (R_{s1} + R_g)$$

Es sollen drei verschiedene Fälle betrachtet werden, die die gleiche Impulsspannung (Sprungspannung  $U_{gr}$ ) von 2 V und eine Impulslänge von 0,4 ms (Millisekunden) haben. Im ersten Fall ist die Zeitkonstante klein. Dadurch erleidet der Impuls einen merklichen Dachball. Da die Zeit bis zum folgenden Impuls größer als 6  $\tau$  ist, hat dieser die gleichen Startbedingungen wie der vorhergehende Impuls.  $U_{gr}$  ist also immer gleich der Entladungsspannung  $U$ .

Im zweiten Fall wird der Koppelkondensator so vergrößert, daß die Zeitkonstante größer als die 10fache Impulslänge ist. Im dritten Fall ist die Folgefrequenz so hoch, daß der Nullpegel merklich nach unten gedrückt wird.

a)  $U_{gr} = 2$  V,  $I_a = 0,4$  ms,  $R_g = 1$  MOhm,  $C = 1000$  pF, Folgefrequenz  $f_f = 100$  Hz.

Die Zeitkonstante ist  $\tau = R_g \cdot C = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1$  ms. Da der Impuls 0,4 ms dauern, ist er  $0,4 \cdot \tau$  lang. Zur Berechnung der e-Kurven braucht man nicht die Gleichungen zu lösen, sondern man kann die Werte aus den Kurven im Bild 31 ablesen. Die Kurve a ist in größerem Maßstab dargestellt: für sie gelten die eingeklammerten  $\tau$ -Werte. Aus der Kurve im Bild 31 kann man entnehmen, daß die Impulshöhe nach  $0,4 \cdot \tau = 0,4$  ms auf das 0,67fache oder auf 67% des Anfangswertes abgefallen ist. Es ergibt sich also ein Dachball von 33%. Das entspricht bei 2 V einer Spannung von 0,66 V.

Auch die Unterspannung ist 0,66 V. Sie steigt innerhalb von  $6 \cdot \tau = 6 \text{ ms}$  auf die Vorspannungslinie auf, da die Impulspulse bei  $f_i = 100 \text{ Hz}$  genügend lange dauert. Die Zeitdauer einer Periode ist  $T = 1/f_i = 0,01 \text{ s} = 10 \text{ ms}$  (Bild 32).

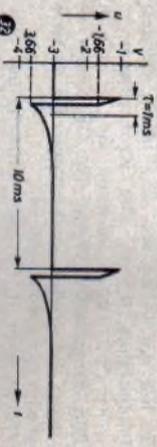


Bild 32. Impulsform bei  $U_{spr} = 2 \text{ V}$ ,  $f_i = 0,4 \text{ ms}$ ,  $R_g = 1 \text{ MOhm}$ ,  $C = 1000 \text{ pF}$ ,  $\tau = 1 \text{ ms}$ ,  $f_i = 100 \text{ Hz}$

b) Werte wie unter a), jedoch  $C = 0,1 \mu\text{F}$ .

Damit wird  $\tau = R_g \cdot C = 0,1 \text{ s}$ . Da der Impuls wieder  $0,4 \text{ ms}$  dauert, ist er jetzt  $0,004 \cdot \tau$  lang. Aus der Kurve b im Bild 31 ergibt sich ein Entladeabfall von etwa 5%.

Wenn der Impuls kürzer als  $0,1 \cdot \tau$  ist, fällt die Tangente mit der zugehörigen e-Kurve im Bild 31 fast zusammen, und man kann dann auch mit der Tangente rechnen. Sie fällt bei  $1 \cdot \tau$ , wenn der Impuls also 100% von  $\tau$  ist, um 100%, bei 10% Länge um 10% ab usw. Für  $0,004 = 0,4\%$  ist der Entladeabfall also  $0,4\%$ . Das ist sehr wenig, und man kann das Dach und die Basis zunächst einmal als waagrecht ansehen. Da die Flächen oberhalb und unterhalb der  $-3\text{-V}$ -Linie gleich sein müssen, gilt:  $0,4 \text{ ms} : 10 \text{ ms} = x \text{ V} : 2 \text{ V}$ ;  $x = 0,08 \text{ V}$ . Das ist die Spannung unter der  $-3\text{-V}$ -Linie. Darüber liegt die Entladespannung von  $2 \text{ V} - 0,08 \text{ V} = 1,92 \text{ V}$ . Der Dachabfall ist also  $0,004 \cdot 1,92 \approx 0,0077 \text{ V}$  (Bild 33).

c) Gleiche Werte wie unter b), aber mit einer Folgefrequenz  $f_i = 1,25 \text{ kHz}$ .

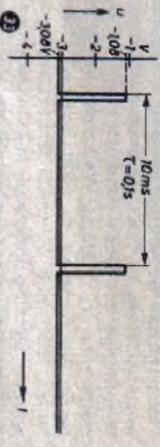


Bild 33. Impulsform bei  $U_{spr} = 2 \text{ V}$ ,  $f_i = 0,4 \text{ ms}$ ,  $R_g = 1 \text{ MOhm}$ ,  $C = 0,1 \mu\text{F}$ ,  $\tau = 0,1 \text{ s}$ ,  $f_i = 100 \text{ Hz}$

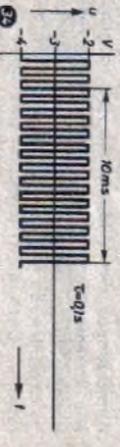


Bild 34. Impulsform bei  $U_{spr} = 2 \text{ V}$ ,  $f_i = 0,4 \text{ ms}$ ,  $R_g = 1 \text{ MOhm}$ ,  $C = 0,1 \mu\text{F}$ ,  $\tau = 0,1 \text{ s}$ ,  $f_i = 1,25 \text{ kHz}$

Dadurch wird die Peusenzzeit  $t_p$  gleich der Impulslänge  $t_i$ , und die Flanken überragen daher die  $-3\text{-V}$ -Linie nach oben und nach unten um fast genau  $1 \text{ V}$ . Der Entladeabfall muß wieder  $0,4\%$  werden. Da aber jetzt die Entladespannung  $U$  fast genau  $1 \text{ V}$  ist, ergibt sich ein Dachabfall von  $0,004 \cdot 1 = 0,004 \text{ V}$ , also von  $0,2\%$  der Flankengröße, d. h.  $0,2\%$  Dachabfall (Bild 34).

Auf diese Weise kann man also die Impulsverformung durch ein RC-Koppelglied berechnen. Es hat demnach zwar einen Einfluß auf das Dach, nicht aber auf die Flankengröße und Flankensteilheit. Der Nullpegel schwimmt in eine bestimmte Lage, die sich nach dem Verhältnis  $t_i/t_p$  richtet.

## 2.2 Die Anstiegszeit

Bisher war angenommen worden, daß die Anode der Vorröhre ( $Rö 1$  im Bild 30) den Sprung unendlich schnell ausführen kann (ideal Sprung). Das ist aber nur der Fall, wenn alle Punkte der Schaltung, die den Sprung mitmachen, keine Kapazität gegenüber Masse haben. Dabei ist vorausgesetzt, daß auch auf das Steuergitter von  $Rö 1$  ein idealer Sprung gegeben wird, so daß der Strom  $I_{a1}$  ruckartig einsetzt und auch ruckartig wieder aufhört. In Wirklichkeit haben aber alle Elemente der Schaltung eine räumliche Ausdehnung und bilden so gewissermaßen den einen Belag eines Kondensators, dessen zweiten Belag das Chassis und die Punkte der Schaltung darstellen, die ein festes Potential haben und noch Masse verflochten sind. Dabei handelt es sich um die Kapazitäten, die zwischen Anode und Schirmgitter von  $Rö 1$ , zwischen Steuergitter und Kathode sowie zwischen Steuergitter und Schirmgitter von  $Rö 2$  und zwischen Chassis und den Widerständen  $R_{a1}$ ,  $R_{g1}$ , der gesamten äußeren Fläche des Koppelkondensators  $C$  sowie den Verbindungsleitungen aufzählen. Obwohl die einzelnen Kapazitäten nur klein sind, ergibt ihre Summe doch etwa  $20 \text{ pF}$ . Sie liegen zwar vor verschiedenen Potentialen, machen aber alle einen gleich großen Spannungssprung mit und müssen sich deshalb mit gleicher Spannung umladen. Bei diesen Betrachtungen läßt man gern in den Schaltbildern den Koppelkondensator fort, da seine Kapazität so groß ist, daß bei der Hintereinanderschaltung mit der kleinen Eingangskapazität von  $Rö 2$  fast nur diese als Gesamtkapazität wirkt. Die gesamte „schädliche“ Kapazität stellt man meistens durch einen gestrichelt gezeichneten Kondensator  $C_s$  zwischen der Anode und Masse dar, in dem alle einzelnen schädlichen Kapazitäten konzentriert sind, und betrachtet die übrige Schaltung als kapazitätslos.

Eine derartige Schaltung zeigt Bild 35. Fließen durch  $R_{a1}$  eine Zeitlang  $2 \text{ mA}$ , dann hat die

# KW-Amateursender »KWS 200«

3

## Technische Daten des Modulationsverstärkers

- Eingang: Mikrofon, 3 mV an 10 MΩ, Anschluß für Mischpult
- Ausgangs impedanz: 8 kΩ
- Klirrfaktor: 4%
- Leistungsaufnahme: 75 W
- Eingebauter Tongenerator: Tonfrequenz 1 kHz
- Aussteuerungskontrolle: EM 85
- Drucklastenumschaltung: A 1, A 2, A 3, Leuchanzeige
- Röhren: EF 804, 2 x ECC 81, EM 85, 2 x EL 84, B 300 C 100
- Ausgangsleistung: max. 17 W

## 3. Modulationsverstärker mit Gegentaktendstufe

Der vierstufige Modulationsverstärker ist zur Schirmgittermodulation des bereits beschriebenen Gegentaktsenders bestimmt.

### Schaltungseinzelheiten

Als Eingangsröhre bewährte sich die kling- und brummarme Pentode EF 804. Auf die übliche Katodenkombination zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung wurde verzichtet. Die Gittervorspannung entsteht durch Spannungsabfall des Gitterlaufstromes an einem 10-MΩ-Widerstand (R 1). Anoden- und Schirmgitterwiderstände wurden der Standard-schaltungstechnik angepaßt. Die Verstärkung dieser Stufe ist etwa 190fach. Für gelegentliche Mikrofon- und Musiktests ist unter Umständen ein breiter Frequenzgang erwünscht. Der Kopplungskondensator zur folgenden Stufe (C 3) wurde daher mit 20 nF bemessen. In den sich anschließenden Stufen ist die Duo-triode ECC 81 verwendet worden. Das erste Triodensystem (a) arbeitet mit Gegenkopp-

lung und verzichtet auf den Katodenkondensator. Auch das Kopplungs-C zur zweiten NF-Triode (b) ist mit 20 nF bemessen (C 4). Vor den Gittern beider Trioden liegen HF-Schutzwiderstände R 5, R 9.

Der Arbeitswiderstand des Röhrensystems ECC 81 b ist in zwei Teilwiderstände aufgeteilt (R 12, R 11). Es wird die bewährte Katodenschaltung zur Phasenumkehr angewandt. Um eine gute Phasenreinheit und befriedigende Spannungsgleichheit zu erhalten, müssen beide Arbeits-Teilwiderstände gleich groß sein. Deshalb liegt in Serie zu R 11 das Potentiometer P 2 (5 kΩ). Die negative Gittervorspannung dieser Stufe wird durch den Widerstand R 10 (600 Ohm) erzeugt.

In dem folgenden Gegentaktendverstärker sind zwei Pentoden EL 84 verwendet. Sie arbeiten in AB-Betrieb und werden über die Kondensatoren C 5, C 6 an die Phasenumkehrrohre gekoppelt. Es wurden zwei Röhren mit gleichen elektrischen Daten ausgewählt. Der genaue Arbeitspunkt kann dann für beide Röhren gemeinsam mit Hilfe des Reglers P 3 eingestellt werden.

Für die Modulationskontrolle wurde aus wirtschaftlichen Gründen die Abstimmanzeigeröhre EM 85 gewählt. Sie ist über Kondensator C 8 (20 nF) an die Anode der Phasenumkehrrohre gekoppelt. Die Diode OA 81 richtet die NF-Spannung gleich und bewirkt einen scharf begrenzten Leuchtwinkel.

Außerdem ist der Modulator mit einem Tongenerator in Multivibratorschaltung ausgestattet.

Den Anoden der Trioden ECC 81 werden über die Widerstände R 27 und R 28 die Anodenspannungen zugeführt. Bei der angegebenen Dimensionierung, insbesondere der Kondensatoren C 12 und C 13, liefert der Generator eine Tonfrequenz von etwa 1000 Hz. Ein etwa störender HF-Anteil kann durch einen zusätzlichen, zwischen Anode und Masse der zweiten Triode angeordneten



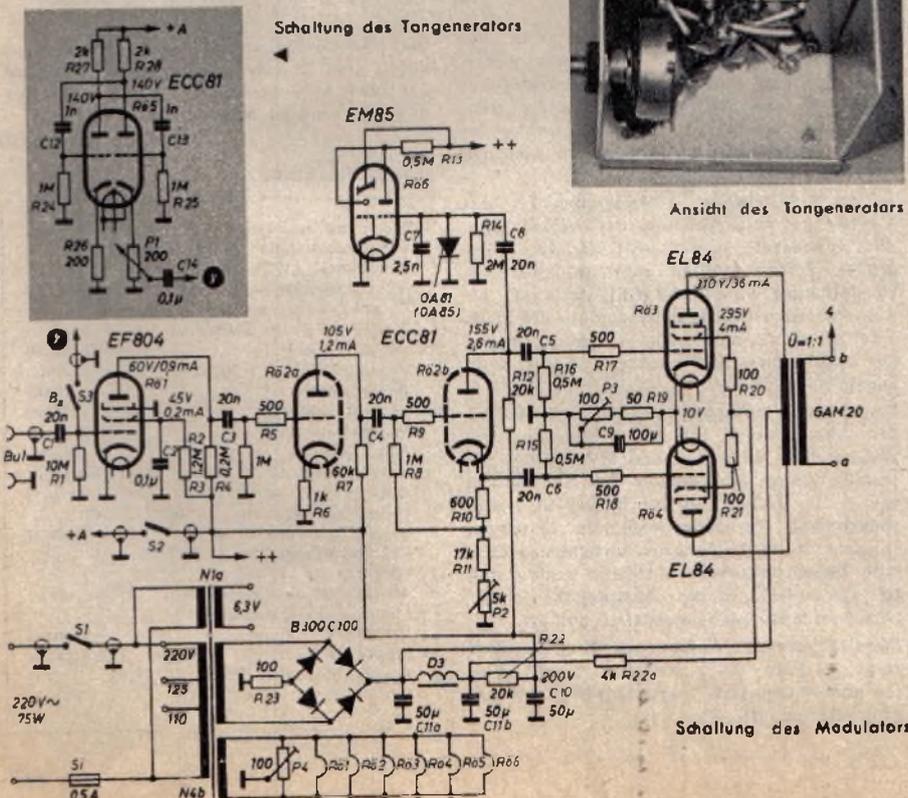
Gesamtansicht des Modulators

10-nF-Kondensator unwirksam gemacht werden. Die erzeugte Tonfrequenzspannung wird katodenseitig über P 1 und C 14 abgenommen. Mit dieser Ausgangsschaltung ist es möglich, die Generatorspannung bis auf Null herunterzulegen und jeden interessierenden Modulationsgrad einzustellen.

Um den Arbeitspunkt des Modulationsverstärkers betriebssicher festlegen zu können, ist ein eigener Netzteil mit zwei Netztransformatoren gewählt worden. Zur Erzeugung der Heiz- und Anodenspannungen dient der Netztransformator „N 4b“ (Engel), während der zweite Netztransformator, Typ „N 1a“ (Engel), für die Speisung der Anzeigelämpchen (Osram) im Drucktastenaggregat notwendig ist. Beide Netztransformatoren sind einpolig gesichert und einpolig abschaltbar. Aus Sicherheitsgründen wurde für den Fall eines etwaigen Kurzschlusses in der Minusleitung des Trockengleichrichters B 300 C 100 der Schutzwiderstand R 23 angeordnet. Die Anodenstromsiebkette besteht aus der Netzdrossel „D 3“ (Engel), dem Siebwiderstand R 22 und den Kondensatoren C 11 (a/b), C 10. Die Anodenspannung für die Endstufe wird vor der Netzdrossel und die Schirmgitterspannung der Endstufe hinter D 3 abgegriffen. Die zweite Siebkette C 10, R 22 sieht zusätzlich die Anoden- und Schirmgitterspannungen für die Vorröhren. Die Heizfäden sämtlicher Röhren sind parallelgeschaltet und werden mit Hilfe des Entbrummers P 4 symmetriert.

### Betriebsartschalter

Die Umschaltung der einzelnen Betriebsarten des Senders wird durch ein im Modulator eingebautes Drucktastenaggregat vorgenommen. Es dient gleichzeitig zum Ein- und Ausschalten des Modulators sowie zum An- und Abschalten des Tongenerators. Es wurde ein Drucktastenaggregat mit Miniaturlampchen gewählt. Die für die Betriebsartschaltung notwendigen Verbindungen zu anderen Stufen werden, soweit sie nicht zum Modulator geführt sind, über eine Steckkupplung zu den anderen Einschüben weitergeführt.

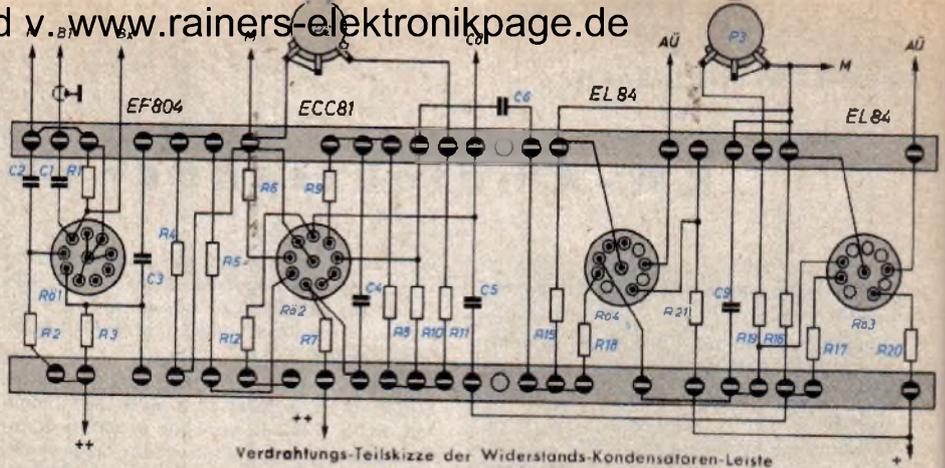


Wie aus dem Schema hervorgeht, hat das Aggregat insgesamt fünf Tasten. Davon sind vier Tasten mit 4x3 Kontakten ausgestattet, während die Austaste mit zwei Kontakten auskommt (Kippschalter). Die Tasten sind folgendermaßen bezeichnet:

- A1 = unmodulierte Telegrafie
- A2 = modulierte Telegrafie
- A2+ = Meßton 1 kHz
- A3 = Telefonie
- Aus = Netzspannung Verstärker

Beim Drücken der Tasten A1...A3 schaltet sich gleichzeitig der Modulationsverstärker ein. Ist eine Taste gedrückt, so wird sie gleichzeitig durch das eingebaute Miniatur-Skalenlämpchen (Osram) beleuchtet. Drückt man z. B. die Taste A1, so werden folgende Verbindungen ausgeführt: Die vom Netzteil über die Steckerleiste eingeführte Spannung gelangt über die geschlossenen Kontakte der Taste A1 zum Modulationstransformator (Punkt a). Vom Punkt b führt sie über das Stromverteilungskabel zum Schirmgitter der Senderendstufe. Da die Sperrspannung (-150 V) direkt zum VFO führt und infolge der nicht betätigten Tasten A2+, A3 nicht auf Masse liegt, kann der Sender nach Anschluß einer Morsetaste getastet werden. Betätigt man die Drucktaste A2, so wird der gleiche Schaltvorgang ausgelöst. Zusätzlich schaltet sich jedoch S2 ein. Der Tongenerator erhält dann Anodenspannung.

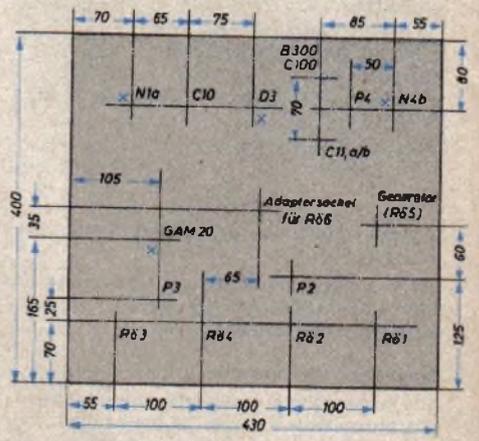
Durch Drücken der Taste A2+ werden drei Schaltvorgänge ausgelöst. Schalter S2 wird geschlossen. Ferner gelangt die vom Netzteil über Position 5 eingeschleuste Spannung (125 V) über den Modulationstransformator



zum Schirmgitter der Senderendstufe. Schließlich wird die Sperrspannung an Masse gelegt. Der Sender ist dann mit der Tonfrequenz 1 kHz moduliert. Drückt man die Taste A3, so sind die Schalter S2 und S3 geöffnet. Der Tongenerator ist dann abgeschaltet. Die Schirmgitterspannung von 125 V gelangt vom Netzteil zum Modulator (a) und zur Senderendstufe, während die Sperrspannung kurzgeschlossen wird. Der Sender ist damit für Telefonie betriebsbereit.

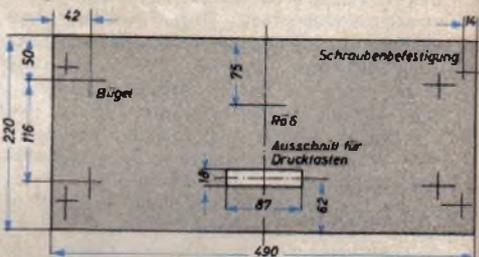
Dieser Bedienungskomfort erleichtert die Abwicklung des Funkbetriebs wesentlich. Soll auf Empfang geschaltet werden, so genügt es, die Taste A1 zu drücken. Es gelangt dann die Sperrspannung zum VFO, und die Senderstufen werden nicht mehr angesteuert.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß man an die Buchse Bu1 des Modulators ein Mischpult anschließen kann. Aus diesem Grunde sind im Modulator selbst keinerlei Mischeinrichtungen vorgesehen.



x Anschlußseite für Drosseln und Transformatoren

Positionsangaben für die Einzelteilanordnung auf dem Montagechassis



Bohrschema für die Frontplatte

Die Anschlußleitungen der Anzeigeröhre EM 85 sind in einem Kabel zusammengefaßt, das über eine Steckverbindung in die Verdrahtung eingeschleust wird.

(Wird fortgesetzt)

**Hinweise zu Aufbau und Verdrahtung**

Der Modulationsverstärker wurde auf einem Leistner-Gehäuse-Einstub von der Größe des HF-Teiles aufgebaut. Die Bilder zeigen konstruktive Einzelheiten. Das Drucktastenaggregat ist am Chassis befestigt; der Ausschnitt für die Tasten befindet sich jedoch an der Frontplatte.

An der Frontplatte ist auch die Blende für das Magische Auge EM 85 befestigt. Die Abstimmanzeigeröhre selbst kann bequem mit Hilfe einer Haltefeder oder auf einem kleinen Montagewinkel angebracht werden.

Unterhalb des Netztransformators „N 4b“ befinden sich auf einem 145x35x2 mm großen Montagewinkel die Buchse Bu 1, die Netzsicherung und die Steckkupplung für die wegführenden Anschlüsse. Der Tongenerator ist in einem 100x80x80 mm großen Gehäuse (Aluminium) völlig gekapselt.

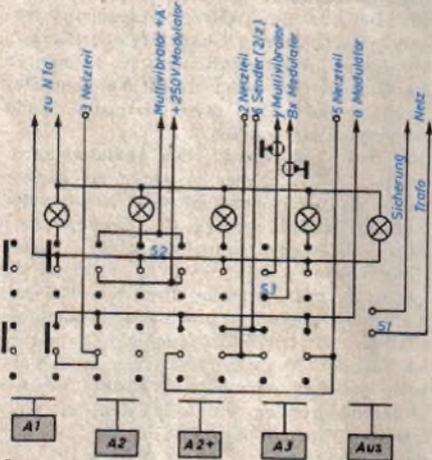
Es hat sich bewährt, einen großen Teil der Verdrahtung einschließlich der Widerstände und Kondensatoren auf zwei 360x15x1 mm großen Pertinaxstreifen unterzubringen. Die Heizleitungen wurden verdrillt. Unterhalb der Röhrenfassung für die Anzeigeröhre EM 85 ist eine 65x45x1 mm große Lötösenplatte für die zugehörigen Schaltelemente dieser Stufe angebracht.

Eine andere Montageplatte aus Pertinax mit den Abmessungen 125x16x1 mm trägt die Widerstände R 23, R 22 und R 22a. Die Anschlußleitungen der Schalter S 1, S 2 und S 3 sowie die Verbindung zur Buchse Bu 1 sind abgeschirmt. Zusammengehörige Leitungen wurden zu Kabelbündeln zusammengefaßt. Alle Massepunkte der einzelnen Stufen sind zu einem gemeinsamen Massepunkt in der Nähe der Speisespannungsleiste geführt.

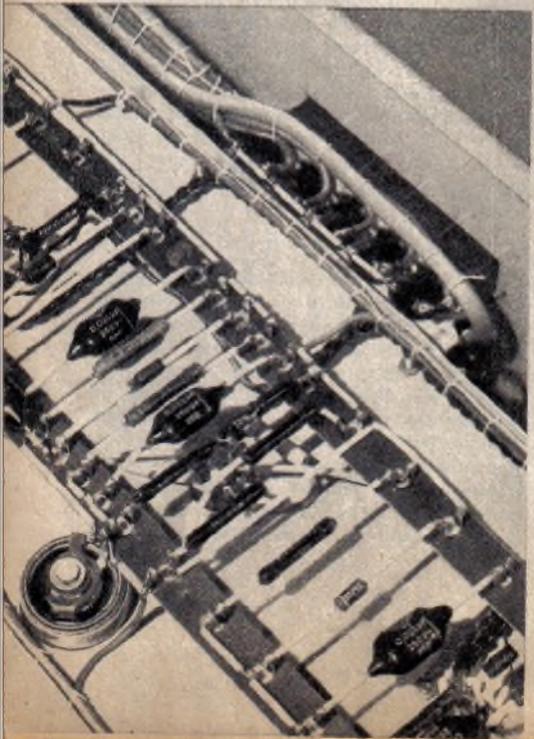
Einzelheiten vom Aufbau des Tongenerators zeigt das Foto. Die zugehörigen Kondensatoren und Widerstände trägt eine 75x75x1 mm große Isolierstoffplatte.

**Liste der Spezialteile**

Netztransformator „N 4b“	(Engel)
Netztransformator „N 1a“	(Engel)
Netzdrossel „D 3“	(Engel)
Ausgangsübertrager „GAM 20“	(Engel)
Elektrolytkondensatoren 2x50 µF, 350/385 V; 50 µF, 350/385 V	(NSF)
100 µF, 30/35 V	(AEG)
Selengleichrichter B 300 C 100	(Preh)
Potentiometer	(Preh)
Röhrenfassungen	(Preh)
Widerstände	(Dralowid)
Kondensatoren	(Wima)
Sicherungshalter „19 474“	(Wickmann)
Abgeschirmte Buchse „PK 1“	(Pelker)
Stecker-Buchsenleisten „T 2002“, „T 2001“ mit Abdeckkappe „T 1801“	(Tuchel)
Drucktastenaggregat „4xU 17,5 B schwarz/weiß 4u“ und „1xU 17,5 B schwarz/rot, Netz einpol. Aus“	(Schadow)
Miniatur-Skalenlämpchen 7 V, 0,1 A, „10-3370“	(Osram)
Röhre: EF 804	(Telefunken)
Röhren: 2xECC 81, 2xEL 84, EM 85	(Valvo)
Diode: OA 81	(Valvo)



Anschlußschema des Drucktastenaggregates. Unten: Blick in die übersichtliche Verdrahtung



„Magnetophon“ KL 65



das bewährte Tonbandgerät  
für Heim, Beruf und Reise

DM 449,-  
OHNE ZUBEHÖR

KOFFERGERÄT

DM 598,-  
OHNE ZUBEHÖR



TELEFUNKEN

*erweitert*

## sein Magnetophon-Programm

Das neue TELEFUNKEN-Magnetophon KL 35 erschließt Ihnen zusätzliche Käuferkreise. Mischpult, Tricktaste, zwei Bandgeschwindigkeiten, der besonders weite Frequenzumfang und die hohe Wiedergabequalität bieten unzählige Möglichkeiten für hochwertige Tonkombinationen. Mit dem neuen Magnetophon KL 35 und den bewährten Tisch- und Koffergeräten KL 65 bieten wir Ihnen ein Tonbandgeräteprogramm, mit dem Sie jeden speziellen Interessentenkreis ansprechen können. Bitte, fordern Sie für Ihre Kundenberatung die ausführlichen Spezialprospekte an.

Das Amateurstudiogerät im Koffer ...



Einschl. Verstärker,  
2 Lautsprecher und Tonleitung

DM 998,-  
OHNE ZUBEHÖR



Durch das Mischpult werden Mikrofon-, Rundfunk- und Phoneeingang genau ausgereicht und miteinander gemischt.



Die Tricktaste gestattet nachträgliches Einblenden in bereits bespielte Bänder.



Zwei Bandgeschwindigkeiten: 9,5 sowie 19 cm/s mit weitem Frequenzumfang von 40-16000 Hz.

mit Mischpult und Tricktaste

„Magnetophon“ KL 35

# Tongenerator »Wiraton«

Ein klirrarmer Wide-Range-Generator mit konstanter Ausgangsspannung

## Technische Daten

Schaltprinzip: RC-Generator mit überbrücktem T-Glied

Frequenzbereiche: 20...200 Hz, 200...2000 Hz, 2...20 kHz, 20...200 kHz, 200...800 kHz (2 MHz)

Ausgangsspannung: 0,5 V ± 3%

Klirrfaktor (1000 Hz): 0,3%

Frequenzkonstanz (t = 30 min): 0,65% = 1,3 kHz bei 200 kHz

Ausgangswiderstand: 175 Ohm (Regler aufgedreht)

Röhren: 2 × EL 90, 1 × EF 94, 1 × EZ 80

Abmessungen: 210 × 150 × 150 mm

Stromverbrauch: 40 W

Zur Untersuchung von Hi-Fi-Anlagen reichen normale Tongeneratoren mit einem Frequenzbereich von beispielsweise 30...20000 Hz nicht mehr aus, da z. B. die Ausgangstransformatoren wegen der geforderten starken Gegenkopplung einen Frequenzbereich bis nahezu 100 kHz übertragen müssen. Beim Arbeiten auf dem Tonbandgebiet wird Hochfrequenz für die Vormagnetisierung benötigt, die zwischen etwa 40 und 80 kHz liegt. In dem Bereich 80...100 kHz liegt auch oft die zweite ZF von KW-Doppelsupern. Man wird daher einen modernen Tongenerator so auslegen, daß er auch diese Frequenzbereiche überstreicht, zumal sie von den üblichen Meß- und Prüfendern nicht erfaßt werden.

Die Arbeit mit Tongeneratoren wird sehr erleichtert, wenn die Ausgangsspannung über alle Bereiche konstant bleibt, so daß sich eine Messung der Ausgangsspannung (beispiels-

weise bei Frequenzgang-Untersuchungen) und damit der Einbau eines Ausgangsspannungsmessers erübrigt.

Wie aus den technischen Daten hervorgeht, entspricht der hier beschriebene Tongenerator diesen Forderungen recht gut; durch seinen Frequenzbereich (bis 800 kHz) kann er auch zum Abgleichen von AM-ZF-Stufen sowie zu LW-Gleichlaufarbeiten dienen. Wegen des niedrigen Klirrfaktors (0,3%) sind auch sichere Klirrfaktormessungen an Verstärkern usw. durchführbar. Der Klirrfaktor wurde mit einem Transistor-Klirrfaktormesser von TeKaDe gemessen.

Da sich die einzelnen Bereiche dekadisch überdecken, ist für den Generator nur eine einzige Skala zu zeichnen, und es sind nur vier Präzisionswiderstände erforderlich.

## Die Schaltung

Für die Schaltung wurde ein relativ einfaches, bewährtes Prinzip gewählt<sup>1)</sup>. Hauptkennzeichen ist ein überbrücktes T-Glied (im Bild 1 umrandet gezeichnet), das im Gegensatz zu anderen RC-Anordnungen ohne Schwierigkeiten den Frequenzbereich bis auf 2 MHz nach oben auszudehnen gestattet.

Die Schaltung besteht aus zwei Widerstandsverstärkerstufen, von denen die zweite aus einem Paar als Triode geschalteten Pentoden besteht, die nach Art einer eisenlosen End-

Die Dämpfung des T-Gliedes für eine bestimmte Frequenz ist um so höher, je größer das Verhältnis  $R_1/R_2$  ist; jede Änderung wirkt sich direkt in einer Änderung der Ausgangsspannung aus. Es ist also darauf zu achten, daß das  $R_1/R_2$ -Verhältnis im Interesse einer über alle Bereiche konstanten Ausgangsspannung in jedem Bereich das gleiche ist. Nachteilig ist, daß das Netzwerk im Bereich I wegen der hohen Widerstandswerte sehr empfindlich gegen Einstreuungen ist. Das wirkt sich in der Praxis so aus, daß (besonders beim Einstellen von 50 Hz) gewisse Schwebungen auftreten können, bis die Frequenz genau eingestellt ist. Das läßt sich mit Sicherheit nur vermeiden, indem man den Netzteil elektrisch und magnetisch gut abschirmt; dies war jedoch bei einem Kleingerät nicht durchführbar<sup>2)</sup>.

Tab. 1. Wertetabelle für  $R_1$  und  $R_2$

Bereich	Frequenz	$R_1$	$R_2$
I	20...200 Hz	30 MΩ	6,8 MΩ
II	200...2000 Hz	3 MΩ	680 kΩ
III	2...20 kHz	300 kΩ	68 kΩ
IV	20...200 kHz	30 kΩ	6,8 kΩ
V	0,2...0,8 (2) MHz	3 kΩ	680 Ω

Das Netzwerk ist mit handelsüblichen Widerständen (Dralwid Typ „B“) bestückt, die Präzisionswiderstände (in Tab. I angekreuzt) sind Präzisionswiderstände Typ „D“ derselben Firma. Besonders die Werte für den Bereich II sind wichtig, weil später beim Eichen der einzelnen Bereiche auf der Skala erst einmal die Grenzen eines Bereiches festlegen müssen. Die Widerstände der anderen Bereiche teilt man zweckmäßigerweise in einen relativ großen festen und einen kleinen veränderbaren auf; dann kann der Abgleich des Gesamtwertes in sehr feinen Grenzen vorgenommen werden. Die Bereichumschaltung wird mit einem hochwertigen Umschalter mit 2×5 Kontakten (Mayr „A 125“) vorgenommen.

Die beiden Lämpchen dienen vermöge der starken Stromabhängigkeit ihres Widerstandes zum Konstanthalten der Ausgangsspannung. (Zu bemerken ist, daß die Lampen nicht hell brennen; der Glühfaden wird dennoch stark erhitzt.)

Die Ausgangsspannung (etwa 0,5 V) wird am 150-Ohm-Katodenwiderstand der unteren Gegentaktröhre abgenommen. An der Anode der oberen Gegentaktröhre entstehen etwa 2,5 V<sub>eff</sub>, die man an einem getrennten Buchsenpaar über eine Kapazität abnehmen könnte. Es empfiehlt sich bei dem verwendeten T-Netzwerk nicht, die Spannung am Abzweigpunkt des Rück- und des Gegenkopplungszweiges abzunehmen. Beim Betätigen des Ausgangsreglers tritt sonst, besonders bei den oberen

<sup>2)</sup> Am einfachsten lassen sich die Schwebungen vermeiden, wenn man das Netzwerk an Stelle von  $R_1$  und  $R_2$  mit Längs- und Querkondensatoren versehen würde und den Doppeldrehko durch ein Doppelpotentiometer ersetzt (wie z. B. in FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 17, S. 509). Der Gleichlauf der auf dem Markt befindlichen Doppelpotentiometer reicht aber für gleichbleibende Dämpfung und damit für konstante Ausgangsspannung nicht aus.

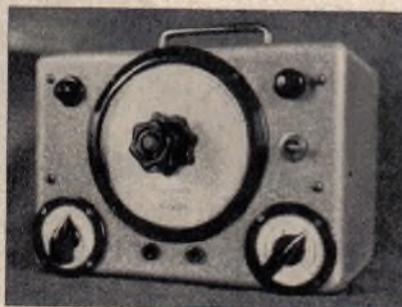


Bild 2. Gesamtansicht des Gerätes

stufe im Gegenteil arbeiten. Dadurch werden die geradzahigen Oberwellen kompensiert; das wirkt sich günstig auf den Gesamtklirrfaktor aus. Zwei Rückkopplungswege führen zur ersten Stufe (einer Pentode EF 94) zurück. Der eine Zweig stellt eine positive Rückkopplung dar und koppelt über zwei Metallfadenslampen zur Kathode der ersten Stufe, der andere bewirkt eine Gegenkopplung und führt über das T-Glied zum Gitter der EF 94. Das T-Glied hat für eine bestimmte Frequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot C \sqrt{R_1 \cdot R_2}} \quad [\text{Hz, F, Ohm}]$$

eine starke Dämpfung. Da die Anordnung im Gegenkopplungszweig liegt, wird für diese Frequenz die Gegenkopplung stark reduziert. Mit dem 500-Ohm-Entbrummer in der Katodenleitung der EF 94 kann der Grad der positiven Rückkopplung eingestellt werden; er wird um so höher, je größer der Widerstand ist. Bei einer bestimmten Einstellung wird die Rückkopplung etwas stärker als die Gegenkopplung, und die Schwingungen setzen ein.

<sup>1)</sup> Electronics Bd. 23 (1950) Nr. 9 und Bd. 28 (1955) Nr. 5; referiert in FUNK-TECHNIK Bd. 6 (1951) Nr. 6, S. 166. und Bd. 10 (1955) Nr. 17, S. 509

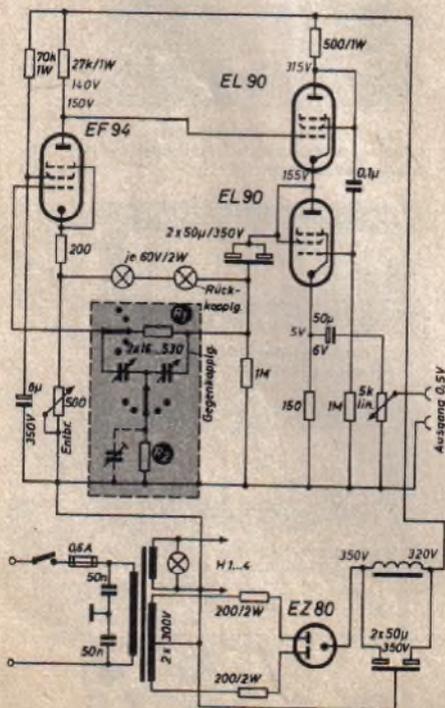


Bild 1. Schaltbild des Tongenerators



## Auch der rationelle Service spricht für Schaub-Lorenz!

SCHAUB-LORENZ hat den Service-Wunschtraum Ihrer Techniker verwirklicht: das gesamte Chassis läßt sich sekundenschnell ausbauen und steht – mit Bildröhre, Lautsprecher und Bedienungsknöpfen – im Nu betriebsfertig auf dem Tisch. Wie geht das vor sich? Das Chassis wird in zwei seitlichen Schiebeschienen geführt. Zum Ausbau brauchen nur zwei Halteschrauben gelöst, der Stecker für den Seitenlautsprecher gezogen und dann das komplette, betriebsfertige Chassis herausgeschoben zu werden. Noch einfacher hat's Ihr Techniker beim normalen Service: durch den großen Bodenausschnitt kommt er bequem an die Unterseite des Verstärker-Chassis und an die in der Service-Anleitung übersichtlich gekennzeichneten Kontroll- und Meßpunkte heran. In den meisten Fällen genügt sogar schon die Abnahme der Rückwand, um die hauptsächlichsten Service-Punkte mühelos zu erreichen. Sie sehen: bei SCHAUB-LORENZ hat man weiter gedacht!

**Bild rechts: ILLUSTRAPHON 743 - das interessante neue Standgerät zu DM 999.- mit 90° Ablenkung**



**SCHAUB  
LORENZ**

**Fernsehen mit dem  
Klarzeichner**

Frequenzbereichen, eine starke Frequenzverwerfung ein; bei der hier angewandten Art der Auskopplung ist jedoch keine Beeinflussung festzustellen. Ein Einpendeln der Amplitude bei Bereichswchsel oder beim Ändern der Frequenz konnte beim Mustergerät nicht festgestellt werden.

Der verwendete Doppeldrehko (NSF „355/2“) hat eine Kapazität von je 16...530 pF. Der Netzteil ist mit einer Drossel und  $2 \times 50 \mu\text{F}$  gut gesiebt. Als Gleichrichterröhre wird die EZ 80 verwendet; man kommt dann mit 350-V-Elkos aus. Die Gleichrichterröhre wird zusammen mit den anderen Röhren aus einer Wicklung geheizt. Primärseitig erwiesen sich eine Symmetrierung des Lichtnetzes und Verbindung des Gehäuses mit diesem Symmetrierpunkt als notwendig.

#### Der Aufbau

Das Gerät wurde in ein handelsübliches Stahlblechgehäuse eingebaut (Leistner „Nr. 15“). Zum Aufbau findet ein u-förmiges Chassis mit den Maßen  $195 \times 140 \times 40$  mm Verwendung

(Bild 3). Der Platz ist, besonders in der Höhe, sehr beengt; man halte sich daher möglichst genau an die Maß- und Lagepläne. Zweckmäßigerweise sind zuerst die Bohrungen in der Frontplatte anzubringen und danach die der Chassisvorderseite. Dann befestigt man die Seitenkonsolen am Chassis, legt es anschließend auf die Innenseite der Frontwand

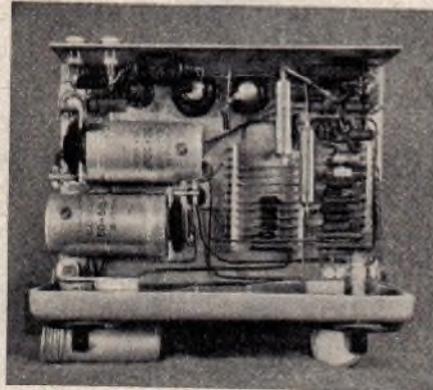


Bild 5. Blick in die Verdrahtung. Die drei keramischen Lötösenleisten für die Netzwerkwiderstände und die doppelpoligen keramischen Stützpunkte an den Elko-Winkeln sind deutlich zu erkennen



Bild 7. Rückansicht des Chassis. Hinten rechts ist die Netzdrossel zu erkennen, zwischen ihr und der Röhrengruppe ist eines der 60-V-Lämpchen sichtbar

(Loch auf Loch) und hat so die Stellen, an denen die Seitenkonsolen an der Frontplatte zu befestigen sind. Der Doppeldrehko ist gut isoliert auf einem Winkel zu montieren, da er schaltungsmäßig mit dem Rotor nicht an Masse liegt. Sehr praktisch sind hierfür die Isolier-Unterlegscheiben von Roka. Die Achse des Drehkos muß genau mit der Planetentrieb-achse fluchten; man wird daher das Loch für die Achse im Drehwinkel experimentell festlegen. Deshalb wurde auch von einer Maßzeichnung des Drehwinkels Abstand genommen.

Die 60-V-Lämpchen sitzen auf der Oberseite des Chassis in zwei Bakelite-Aufbaufassungen (Roka „Nr. 2226“) zwischen Netzdrossel und Röhrengruppe; ihre genaue Lage geht ebenso wie die der wichtigsten Teile aus Bild 3 hervor. Der Netztrafo hat frei herausgeführte Enden.

Die Widerstände des T-Gliedes sind zwischen drei keramischen, zwölfpoligen Lötösenleisten mit geringem Kontaktabstand befestigt (Klar & Beilschmidt „LL 12“). Die mittlere der drei parallel zueinander montierten Lötösenleisten (s. auch Bild 5) dient als Stützpunkt, so daß man die verschiedenen Werte (wie oben empfohlen) aus zwei Serienwiderständen zusammensetzen und einstellen kann. Die Schaltelemente an den Röhren sind freitragend über den Fassungen angeordnet. Der  $2 \times 50 \mu\text{F}$ -Netzko und der  $2 \times 50 \mu\text{F}$ -Koppelko für das T-Netzwerk (es genügen hierfür auch  $32 \mu\text{F}$ ) befinden sich unterhalb des Chassis an separaten Haltewinkeln (der mit dem Schraubstutzen nach außen weisende ist der Netzko). An den Ecken der Haltewinkel sind stabförmige, zweipolige Miniatur-Stützpunkte (Klar & Beilschmidt „Hg 2“) befestigt. Da ein besonderes Pegelregelungsnetzwerk nicht erforderlich ist, könnte man die hierdurch frei werdenden Bohrungen hinter dem Drehko (s. Bild 7) für die beiden Elkos verwenden. (Die beiden  $1000 \mu\text{F}$ -Kondensatoren für ein ursprünglich vorgesehenes Netzwerk sind auf dem Foto noch zu sehen.)

Die Ausgangsbuchsen sitzen direkt in der Frontplatte, während Umschalter und Ausgangstrafo im Chassis befestigt sind. Die Schaltung ist nach NF-Gesichtspunkten auszuführen. (Wird fortgesetzt)

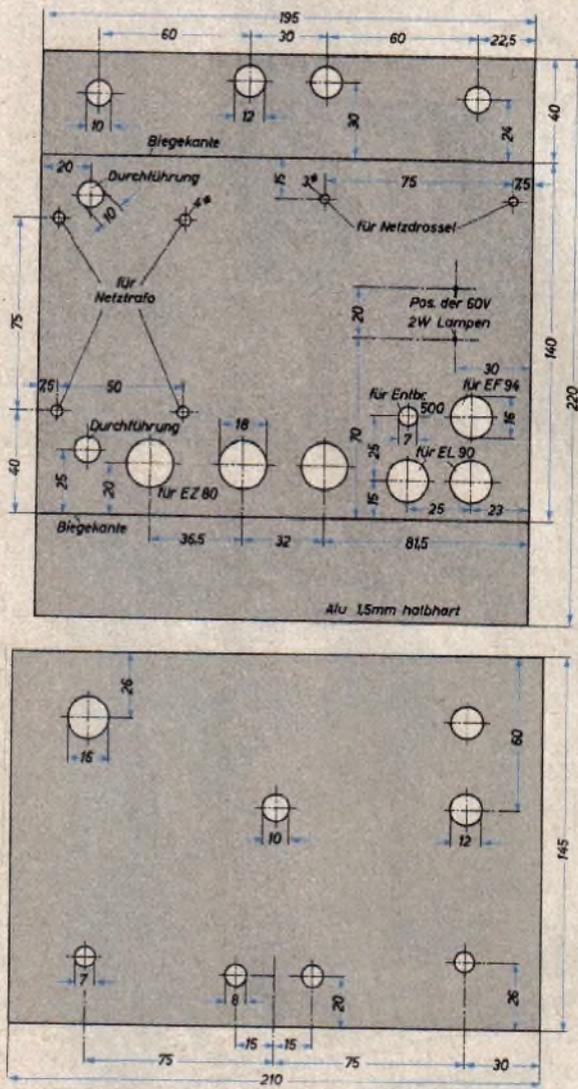


Bild 3. Maß- und Lageplan des Chassis

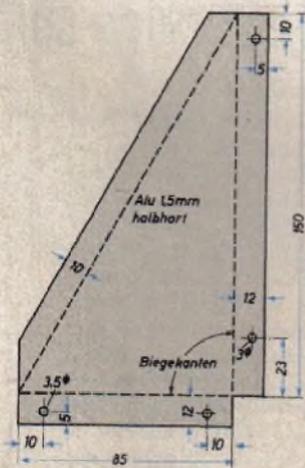


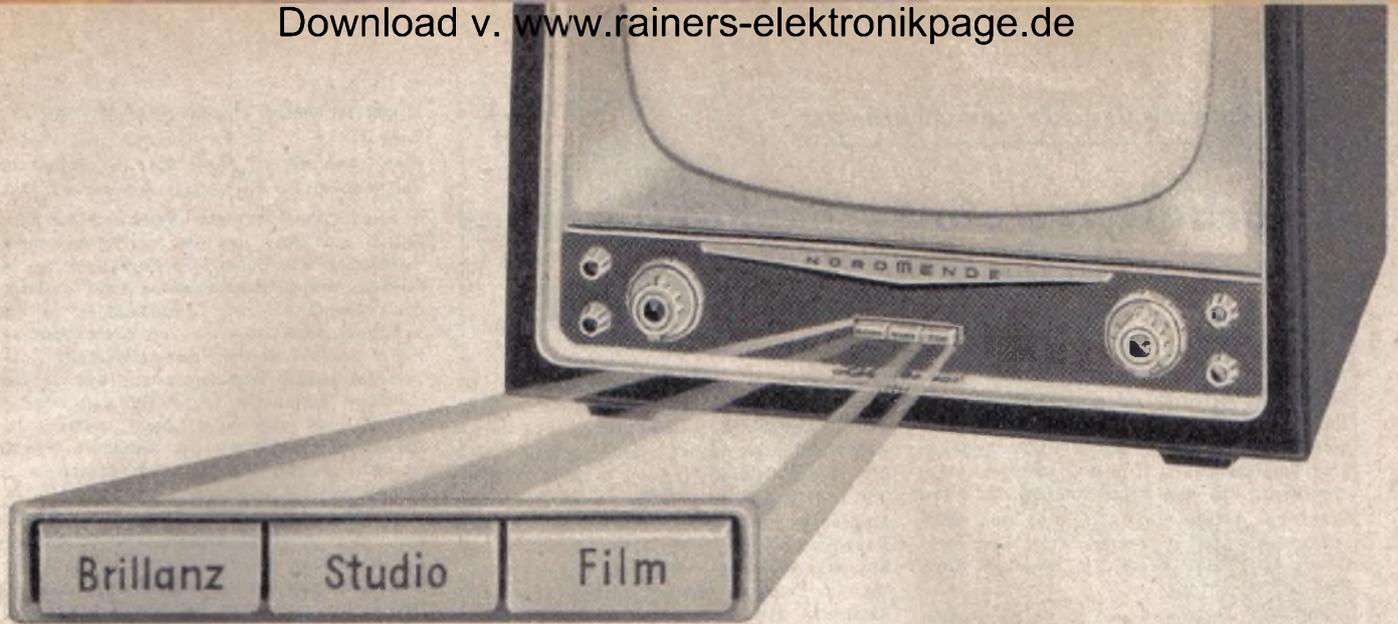
Bild 6. Abmessungen der Seitenkonsolen

Bild 4. Bohrplan für die Frontplatte

Wenn Gla: dann PHILIPS ELA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung



● **Brillantzeichner**

Durch Drücken der Taste „Brillanz“ wird auch dann noch ein klares, „brillant“ gezeichnetes Bild erzielt, wenn das Sendersignal durch langen Übertragungsweg an Qualität verliert.

● **Taste Studio**

Durch diese Taste wird ohne jede künstliche Anhebung der Bildhelligkeit und des Kontrastes das Bühnenbild unverfälscht wiedergegeben.

● **Taste Film**

Sie bringt eine wesentliche Verfeinerung und gleichzeitig eine Kontrasterhöhung. Durch den Ausgleich von Helligkeitsverlusten wird die gleiche Prägnanz wie bei einer Studio-Originalsendung erreicht.

● **Weitere Neuerungen:**

Tuner mit ultrasteiler Eingangsröhre mit vergoldetem Spanngitter. Die **Goldgitterröhre PCC 88** ist ein Wunder der Feinwerktechnik. Sie ist speziell für Weitempfang entwickelt. Das Neueste auf dem Gebiet der Höchsthäufigkeits-Eingangsröhren.

**Das Ultra-Selektiv-Filter** entspricht den letzten Erkenntnissen der Fernsehtechnik. Durch bifilare T-Fallen bisher unerreichte Trennschärfe bei größtmöglicher Bild-Qualität.

Getrennte Bild- und Ton-demodulation verhindert gegenseitige Störung von Ton und Bild. Durch 2 Ton-ZF-Stufen bestmögliche Begrenzung von Fremdstörungen im Tonteil.

# KOMFORT

*verkauft sich leichter*

**Sie wissen aus langjähriger Praxis, daß jeder echte und überzeugende Fortschritt ein gutes Verkaufsargument ist. Das NORDMENDE-Bildregister mit Brillantzeichner ist ein echter Fortschritt. Es ist eine epochemachende Neuerung, ein Meilenstein der modernen Fernsehtechnik.**

**Diese Chance sollten Sie nutzen.**

<b>Diplomat</b> Tischgerät mit 43 cm Bildrohr . . . . .	DM 868.-
<b>Präsident</b> Tischgerät mit 53 cm Bildrohr . . . . .	DM 1078.-
<b>Favorit</b> Standgerät mit 43 cm Bildrohr . . . . .	DM 1145.-
<b>Souverän</b> Standgerät mit 53 cm Bildrohr . . . . .	DM 1298.-
<b>Kommodore-Phono</b>	
Rundfunk-Fernseh-Phono-Kombination mit 43 cm Bildrohr . . . . .	DM 1558.-
ohne Phonoteil . . . . .	DM 1488.-
<b>Coppelia</b>	
Rundfunk-Fernseh-Phono-Kombination mit 10-Platten-Wechsler und 43 cm Bildrohr . . . . .	DM 1895.-
<b>Exquisit</b>	
Rundfunk-Fernseh-Phono-Kombination mit 10-Platten-Wechsler und 53 cm Bildrohr . . . . .	DM 2248.-

**NORDMENDE**

**BILDREGISTER**

*mit Brillantzeichner*

*Wir wiederholen für den Anfänger*

H. LENNARTZ

## So arbeitet mein Fernsehempfänger

### Die Rauschzahl

In engem Zusammenhang mit dem Rauschen steht die Rauschzahl, auch  $kT_0$ -Zahl eines Empfängers genannt. Diese  $kT_0$ -Zahl erlaubt eine eindeutige Kennzeichnung des Empfängereinganges und macht weitere Angaben über Empfindlichkeit (früher in  $\mu V$  gemessen) überflüssig, so daß heute die  $kT_0$ -Zahl fast ausschließlich für die Beurteilung von Empfängereingängen verwendet wird. Der Empfänger ist um so besser, je niedriger diese Zahl ist.

Bei der  $kT_0$ -Zahl bedeutet  $k$  die Boltzmannsche Konstante ( $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ ).  $T_0$  ist die absolute Temperatur (in  $^\circ$  Kelvin gemessen).  $0^\circ$  Kelvin entsprechen etwa  $-273^\circ$  C. Eine Temperatur von  $+20^\circ$  C entspricht also der absoluten Temperatur von  $293^\circ$  K. Diese beiden Bezeichnungen stammen aus der schon angegebenen, sehr einfachen Formel für die Berechnung der Rauschspannung eines Widerstandes  $R$ . Es ist nämlich

$$U_r^2 = 4 k T_0 R B$$

wobei  $B$  die übertragene Bandbreite ist (zum Beispiel bei einem AM-Rundfunkempfänger  $B$  etwa 20 kHz, bei einem Fernsehempfänger etwa 5 MHz).

Wenn wir nun annehmen, daß  $R$  der Antennenwiderstand und daß dieser die einzige vorhandene Rauschquelle ist, dann können

wir die Rauschformel auch schreiben

$$\frac{U_r^2}{4 R B} = k T_0$$

Die Tatsache, daß  $B$  (Bandbreite) auch mit in den Nenner genommen wurde, bedeutet, daß die Rauschleistung ( $U_r^2/R$  ist ja eine Leistung!) auf 1 Hz Bandbreite bezogen wird. Für einen Empfänger mit der Antenne als der einzigen Rauschquelle ist der obige Ausdruck die kleinste überhaupt mögliche Rauschleistung, die am Empfängereingang liegen kann. Das entspricht also einem „idealen“ Empfänger, der selbst keinerlei Rauschquellen hat (rauschfreie Röhren!).

Vergleichen wir nun den Idealempfänger mit einem tatsächlichen Empfänger, dann ist festzustellen, daß der obige Wert in der Praxis nicht erreicht wird. Bei Berücksichtigung der Leistung aller Rauschquellen wird sich ein Faktor ergeben, der um etliches höher ist als die Rauschleistung des Antennenwiderstandes. Letztere ist nach obiger Formel aber  $1 kT_0$ . In der Praxis ergibt sich beispielsweise ein drei-, vier- oder fünfmal so großer Wert, allgemein ausgedrückt  $F \cdot kT_0$ . Der Faktor  $F$ , der angibt, um wievielfach größer die Rauschleistung an einem untersuchten Empfänger im Vergleich zum Idealempfänger ist, wird Geräuschzahl, Rauschzahl, Rauschfaktor oder  $kT_0$ -Zahl genannt. Demnach hat der Idealempfänger die  $kT_0$ -Zahl  $F = 1$ , und der Emp-

fänger ist um so besser, je kleiner die  $kT_0$ -Zahl ist.

Man kann die  $kT_0$ -Zahl auch so definieren, daß man einem Empfänger mit der  $kT_0$ -Zahl  $F$  eine  $\sqrt{F}$ mal größere Signalspannung zuführen muß, um das gleiche Signal/Rausch-Verhältnis wie beim Idealempfänger zu erreichen. Wenn beispielsweise zwei verschiedene Empfänger die Rauschzahlen 4 und 9 haben, dann muß man an denjenigen mit  $F = 9$  dreimal und an denjenigen mit  $F = 4$  zweimal soviel Signalspannung wie an den „idealen“ Empfänger legen. Der „schlechtere“ ( $F = 9$ ) muß also  $3/2 = 1,5$ mal soviel Nutzs-pannung erhalten wie der „bessere“ ( $F = 4$ ), um das gleiche Signal/Rausch-Verhältnis zu erreichen.

Die Einführung der  $kT_0$ -Zahl zur Kennzeichnung der Empfindlichkeit eines Empfängers hat gegenüber Spannungsangaben den Vorteil, daß man dabei unabhängig von der Bandbreite und vom Widerstand der Antenne ist, so daß man beliebige Empfänger miteinander vergleichen kann, ohne spezielle Daten des Eingangs zu kennen. Natürlich kann man  $F$  auch errechnen. Die Formel<sup>2)</sup> ist jedoch etwas kompliziert und soll nicht näher behandelt werden. Es sei nur gesagt, daß dabei folgende Größen berücksichtigt werden müssen: Der transformierte Antennenwiderstand  $R_a' = \dot{U}^2 R_a$ , der Resonanzwiderstand des Gitterkreises  $R_g$ , der elektronische Eingangswiderstand  $R_{g'}$ , der äquivalente Rauschwiderstand der Röhre  $R_b$  und der Gesamtwiderstand am Röhreneingang  $R_1$  (die Parallelschaltung von  $R_{g'}$ ,  $R_b'$  und  $R_e$ ). Eventuell muß aber zusätzlich noch das auf den Eingang transformierte Rauschen der folgenden Stufen berücksichtigt werden.

$$^2) F k T_0 = 1 + R_a' \left( \frac{1}{R_g} + \frac{5,5}{R_e} \right) + \frac{R_b' R_b}{R_1^2}$$

# KL 35

## „Magnetophon“

DAS *neue* TONSTUDIO FÜR JEDERMANN erschließt eine Fülle interessanter Möglichkeiten



2 Bandgeschwindigkeiten

Dreifach Mischpult

Taste für Trickaufnahme

Raumklang-Wiedergabe

Spieldauer 3 Stunden

Einfache Bedienung

# AEG

DM 998.-

(einschließlich Tonleitung)

ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT

## Röhren und Schaltungen im HF-Teil

### Pentode oder Triode?

Die Schaltung einer Pentode als HF-Verstärker zeigt Bild 37. Wohl läßt sich mit geeigneten Röhren (beispielsweise EF 80) eine beträchtliche HF-Verstärkung erreichen, jedoch ist aus Tab. I (s. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 4, S. 122) zu entnehmen, daß bei der Pentode sowohl der elektronische Eingangswiderstand als auch der äquivalente Rauschwert ungünstiger als bei der Triode sind. Der Vorteil, den die kleine Gitter-Anoden-

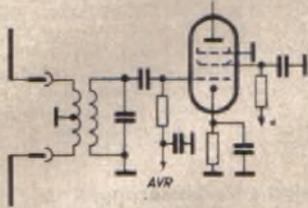


Bild 37. Eingangsschaltung eines Fernsehempfängers mit Pentode

kapazität bietet, indem sie eine Neutralisation überflüssig macht, wiegt diese Nachteile nicht auf. In modernen Fernsehempfängern kommen daher in der Eingangsstufe fast ausschließlich Trioden zur Anwendung, meistens als Doppeltrioden in „Kaskodeschaltung“.

In dem Prinzipschaltbild (Bild 38) einer Triode als HF-Verstärker ist der Eingangskreis durch den Generator G angedeutet. Gestrichelt sind die äußerst wichtigen Kapazitäten  $C_{ga}$  (Gitter-Anode) und  $C_{gk}$  (Gitter-Katode) eingezeichnet.

Besonders unerwünscht ist die Wirkung von  $C_{ga}$ ; sie ruft eine scheinbare Vergrößerung der Eingangskapazität hervor. Der Generator G im Bild 38 muß nämlich sowohl einen Strom  $I_1$  durch die Kapazität  $C_{gk}$  als auch den Strom  $I_2$  durch  $C_{ga}$  liefern.  $I_1$  wird immer vorhanden sein. Dagegen hängt  $I_2$  nicht nur von der Größe von  $C_{ga}$  ab, sondern auch von

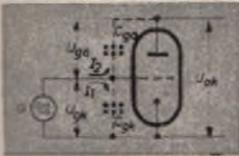
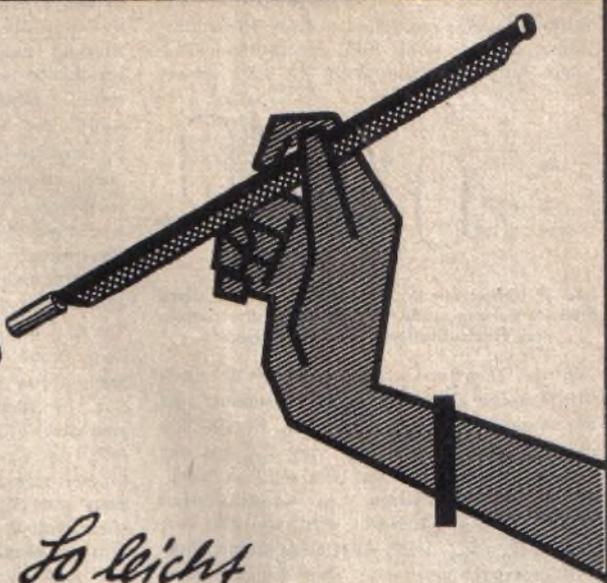


Bild 38. Prinzipschaltung mit Triode

der Spannung  $U_{ga}$ , die zwischen Gitter und Anode liegt.  $U_{ga}$  setzt sich zusammen aus der Anodenwechselspannung  $U_{ak}$  und der vom Generator gelieferten Wechselspannung  $U_{gk}$ ; da beide in Serie geschaltet sind. Nun ist aber  $U_{ak}$  um den Verstärkungsfaktor  $V$  der Stufe größer als  $U_{gk}$ . Infolgedessen fließt durch  $C_{ga}$  ein Strom  $I_2$ , der sich nach dem Ohmschen Gesetz errechnet aus der Gitterwechselspannung  $U_{gk}$  plus der  $V$ -mal verstärkten Gitterwechselspannung (also  $U_{gk} + V \cdot U_{gk}$ ) dividiert durch den kapazitiven Widerstand von  $C_{ga}$ .

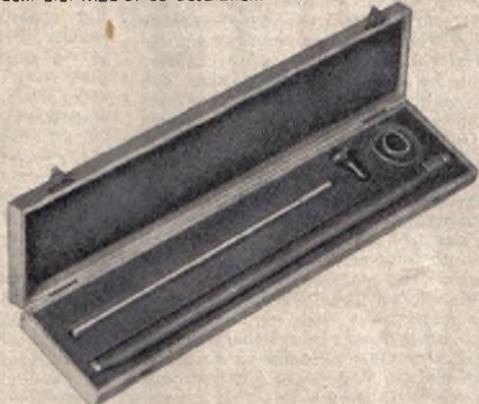
Da  $I_2$  vom Generator geliefert werden muß, scheint es, als ob zu  $C_{gk}$  noch eine Kapazität  $C_g = C_{ga} \cdot (1 + V)$  parallelgeschaltet wäre.  $C_g$  kann beträchtliche Werte annehmen. Ist zum Beispiel  $C_{ga} = 2$  pF und die Verstärkung 14fach, dann wird  $C_g = 2 \cdot (1 + 14) = 30$  pF! Da  $C_g$  parallel zur Eingangsspule liegt, könnten praktisch keine Kreise mit hohem Resonanzwiderstand hergestellt werden. Dadurch wäre auch eine erwünschte Antennentransformation unmöglich. Außerdem träte noch die Gefahr der Selbsterregung auf.





*So leicht  
entsteht ein  
Richtmikrophon!*

Das neue Labor-W-Standmikrophon MD 31 können Sie spielend leicht, mit wenigen Handgriffen, in ein außerordentlich richtscharfes Mikrophon verwandeln. Sie benötigen dazu nur das zusätzlich lieferbare Richtelement, das an Stelle der Einsprechülle auf das Mikrophonrohr gesteckt werden kann. Wollen Sie das MD 31 noch verwandlungsfähiger machen, dann empfehlen wir Ihnen, sich alle Zusatzteile – Verlängerungsrohr und Richtelement – zusammen mit dem Etui MZE 31 zu beschaffen.



**Dieser „Zauberkasten“ verwandelt das MD 31**  
ohne Werkzeug vom Bühnenmikrophon zum Rednermikrophon oder zum Richtmikrophon, wobei Sie, je nach Verwendung der verschiedenen Einsprachen – Exponentaltrichter, Trichter mit Plexiglasscheibe und Richtelement – verschiedene Richtcharakteristiken Kugel, Birne (bei höheren Frequenzen) und Keule erzielen.  
– Der Frequenzgang dieses guten Mikrophones erstreckt sich fast geradlinig von 50 – 10 000 Hz. Die Empfindlichkeit beträgt 0,1 mV/ubar.

Fordern Sie bitte Unterlagen über dieses neuartige verwandlungsfähige Mikrophon an

**LABORATORIUM WENNEBOSTEL**  
DR.-ING. SENNHEISER · BISSENDORF/MANN.

Man kann nun  $C_{ga}$  neutralisieren und so seine Wirkung aufheben. Eine solche Neutralisationsschaltung zeigt Bild 39 (Brückenschaltung). Von der Gitterspule  $L_g$  nach Masse

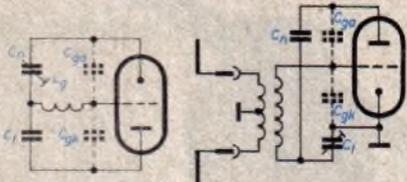


Bild 39 (links). Neutralisation einer Triode durch Brückenschaltung. Bild 40 (rechts). Symmetrierung und Neutralisation einer Eingangsstufe

liegt der Trimmer  $C_1$ . Jetzt muß man über den Kondensator  $C_n$  eine Wechselspannung von der Anode an den Trimmer  $C_1$  führen, die genauso groß ist wie die von  $C_{ga}$  auf das Gitter übertragene. Das läßt sich erreichen, indem das Verhältnis der Kondensatoren  $C_n/C_1$  genauso eingestellt wird, wie das Verhältnis  $C_{ga}/C_{gk}$ . Dann liegt an  $L_g$  keine Rückwirkungsspannung mehr, und die Kapazität  $C_{ga}$  ist kompensiert.

In der Praxis verbindet man die Neutralisation mit der ohnehin erforderlichen Symmetrierung des Empfängereingangs. Eine entsprechende Schaltung zeigt Bild 40. Der Trimmer  $C_1$  wird etwa so groß wie  $C_{gk}$  eingestellt. Der Verbindungspunkt von  $C_{gk}$  und  $C_1$  liegt an Masse. Die Neutralisationsspannung wird über  $C_n$  an  $C_1$  geführt. Bei einem wirksamen Widerstand des Eingangskreises von etwa 3 kOhm ist dann eine Antennen-Transformation von rund 1:3 durchführbar. Bei den bisherigen Betrachtungen wurde angenommen, daß  $C_1$  in der Größenordnung von  $C_{gk}$  und folglich auch  $C_n$  in der von  $C_{ga}$  liegt. Dabei wurde vorausgesetzt, daß die erste Röhre praktisch keine Verstärkung liefert. In Schaltungen mit hoher Verstärkung sind die Verhältnisse nicht mehr ganz so einfach, da  $C_n$  entsprechend der Verstärkung kleiner werden müßte. Eine Neutralisation ist zwar auch dann noch möglich, sie wird jedoch wesentlich kritischer und muß sehr viel sorgfältiger eingestellt werden. Eventuell muß ein anderes Neutralisationsprinzip gewählt werden. (Wird fortgesetzt)

## NEUE EMPFÄNGER

### Philips „Dorette“

Als neuen Kofferempfänger in der Reihe „... ette“ stellt Philips jetzt den 4-Röhren-6-Kreis-AM-Super „Dorette“ im geschmackvollen, kaschierten Sperrholzgehäuse in Grün, Beige und Orange vor. Der Ferroceptor (10 mm  $\phi$  x 200 mm) trägt in der Mitte die M- und die L-Spule. Um hohe Empfindlichkeit zu erreichen, sind bei Mittelwellenempfang beide Spulen parallelgeschaltet. Der Oszillator der mit der DK 96 bestückten Mischstufe arbeitet auf MW mit induktiver Rückkopplung, auf LW in Colpitts-Schaltung. Die sonst üblichen Schaltelemente für den Mehrpunktgleichlauf entfallen bei diesem Empfänger, da der Oszillator-Drehkondensator einen speziellen Plattenschnitt hat. Das Gerät hat zwei ZF-Bandfilter (ZF = 460 kHz,  $B_{1,8}$  = 4,3 kHz,  $S_0$  = 150) in Mikro-12-Technik mit magnetischer und statischer Abschirmung. Für die Regelung der Misch- und der ZF-Röhre wird die Regelspannung von der Demodulator-Diode der DAF 96 erzeugt. Das erdseitige Ende des Lautstärkereglers R 14 liegt am positiven Pol des Heizkreises, um Beeinflussungen durch Brummen kleinzuhalten. Die Tonblende ist mittels Drucktaste schaltbar und liegt im Gegenkopplungs-zweig zwischen Anode und Steuergitter der Endröhre, die ihre Gittervorspannung halbautomatisch durch den am Widerstand R 20 auftretenden Spannungsabfall erhält. Als Lautsprecher

findet ein Duo-System (130 mm  $\phi$ ) mit Hochtonkonus Verwendung.

Zur Stromversorgung bei Batteriebetrieb dienen eine 75-V-Anodenbatterie und die fest eingebaute 1,5-V-Deac-Zelle „D 2“, der eine Monozelle (mit Gütezeichen) parallelgeschaltet werden kann. Bei Netzbetrieb liefern zwei Einweggleichrichter die Anoden- und die Heizspannung. Über eine Schaltbuchse ist die Anodenbatterie dann automatisch abgeschaltet, und zum Erhalten des Ladestandes wird die Deac-Zelle dauernd mit etwa 25 mA geladen. Bei gedrückter Taste „Laden“ fließt ein Ladestrom von rund 150 mA, gleichzeitig wird die Anodenbatterie regeneriert. Mit eingebautem Akku allein ergeben sich etwa 16, mit parallelgeschalteter Monozelle etwa 30 Betriebsstunden bei täglicher vierstündiger Entladung. Die Lebensdauer der Anodenbatterie erhöht sich durch das Regenerieren von etwa 90 auf 180 Betriebsstunden.

### transistor 1

Der neue Braun-Kofferempfänger „transistor 1“ mit gemischter Bestückung (DK 96, DF 96, DAF 96, DF 97, 2 OC 72, OC 76, OA 81, Tgl) ist ein 6-Kreis-AM-Empfänger (KML, 4 Drucktasten) mit eingebauter Ferritantenne und stromsparender Gegentakt-Transistor-Endstufe (Ausgangsleistung 0,3 W). Die Anodenspannung wird der eingebauten 6-V-Bat-

terie über einen Transistor-Umformer entnommen. Für Betrieb im Kraftwagen besteht Anschlußmöglichkeit an die 6-V-Autobatterie; ebenso ist eine Buchse für die Auto- bzw. Außenantenne vorhanden. Der Empfänger wird in graugrünem Kunststoff-Gehäuse (129,5 x 20,5 x 9,5 cm; 3,5 kg) mit verstellbarem Trageriemen geliefert.

### Neue Akkord-Kofferempfänger

Die in FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957), Nr. 5, S. 134, und in der Tabelle auf S. 133 genannten Empfänger „Transola“ und „Transola E“ werden nach einer Mitteilung der Firma Akkord-Radio jetzt durch den ursprünglich „Transola S 57“ genannten Empfänger „Transola Lux“ ersetzt. Er ist ein gemischt bestückter Empfänger (DK 96, DF 97, 3 x DF 96, 2 x OC 72, 3 x OC 71, OC 602 spez., 3 x OA 172, 2 x OA 161, 6V0-1) mit 8 AM- und 9 FM-Kreisen (39 x 14,5 x 27,5 cm; 6,5 kg). Gleichzeitig kündigt Akkord-Radio noch einen 6-Kreis-AM-Empfänger mit 5 Transistoren und 3 Germanium-Dioden, eingebauter Ferritantenne und automatischer Bandbreiteneinstellung für Batteriebetrieb an (115,5 x 9 x 5,8 cm; 0,72 kg).

### Technische Verbesserungen an Philips-Fernsehempfängern

Das preisgünstige Gerät „Tizian“, das sich als Regionalemfänger in Gebieten mit ausreichender Feldstärke großer Beliebtheit erfreut, wurde in der letzten Zeit in einigen Punkten verbessert. Durch den Übergang auf Bandfilterkopplung erreichte man fast eine Verdopplung der Empfindlichkeit, so daß jetzt auch schon bei 250  $\mu$ V (gegenüber früher 500  $\mu$ V) Eingangsspannung brauchbarer Empfang möglich ist. Gleichzeitig erhöhte sich durch die Bandfilterkopplung die Bandbreite und damit die Auflösung in den Bildeinheiten, so daß der „Tizian“ in dieser Hinsicht den fernempfangsgeräten in keiner Weise mehr nachsteht. Um in empfangsmäßig schwierigen Gebieten Störungen durch Nachbarsender zu vermeiden, erhöhte man durch Fallen der Nachbarkanalunterdrückung, so daß das Gerät jetzt den Empfehlungen der Bundespost entspricht. Der Zeilentransformator ist neuerdings mit der modernen auswechselbaren Hochspannungsdioden DY 86 bestückt.

Die Geräte „Raffael“ werden in Kürze mit 90°-Bildröhre geliefert für die Verwendung in empfangsschwachen Gebieten ist der Tischempfänger außer in der bisherigen Ausführung auch in Sonderausführung mit der rauscharmen Vorröhre E 88 CC lieferbar.

Für den Empfang von Sendern im Band IV sind alle seit 1953 eingebauten Kanalwähler vorbereitet. In den für zwei Reservekanäle vorgesehenen Raum wird ein Spezialstreifen eingesetzt, der mittels Trimmer über etwa vier Kanäle abstimmbare ist. Diese Lösung hat den Vorteil der besonderen Preiswürdigkeit.

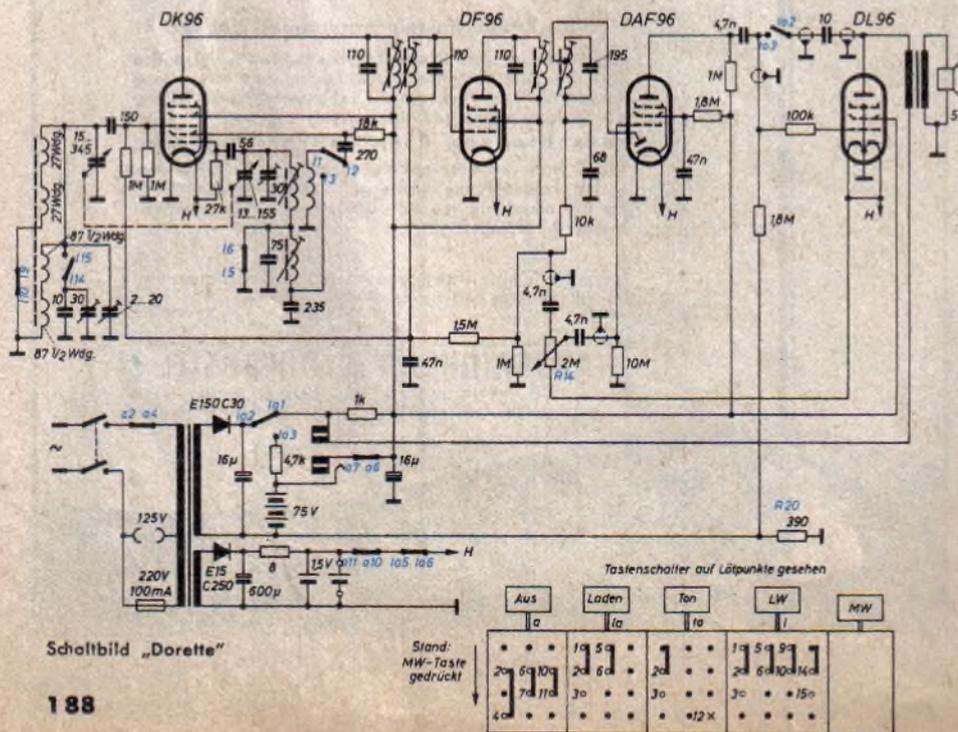
### Nordmende-Fernsehempfänger mit Bildregister

Die neuen Nordmende-Fernsehempfänger sind mit den statisch fokussierten Bildröhren AW 43-80 und AW 53-80 bestückt und enthalten den Brillanzzeichner und das Bildregister bzw. Bild-Klangregister. Über technische Einzelheiten unterrichtet der Beitrag in diesem Heft auf S. 168-169. Das Nordmende-Lieferprogramm umfaßt folgende Geräte: „Diplomat 58“ (43-cm-Tischgerät); „Präsident 58“ (53-cm-Tischgerät); „Favorit 58“ (43-cm-Standgerät); „Kommodore Phono 58“ (43-cm-Standgerät mit Plattenspieler Dual „295“, auch ohne Phonteil als „Kommodore 58“ lieferbar); „Souverän 58“ (53-cm-Standgerät); „Coppelia 58“ (53-cm-Standgerät mit Rundfunkchassis „Fidelio“ und Plattenwechsler); „Exquisit 58“ (53-cm-Standgerät mit Rundfunkchassis „Tannhäuser“ und Plattenwechsler Dual „1003“). Zu allen Empfängern ist der Fernregler für Lautstärke, Helligkeit und Kontrast lieferbar.

### Phono-Automat „Mignon“

Für Fachgeschäfte liefert Philips eine beschränkte Anzahl von Gehäuse-Oberteilen aus durchsichtigem Polystyrol, um dem Händler die Möglichkeit zu geben, seinen Kunden die Funktionsweise dieses Gerätes zu demonstrieren.

Neuerdings gibt es für „Mignon“ auch Tragetaschen aus buntem Schottenstoff, in denen neben dem „Mignon“-Gerät noch Raum für bis zu zehn Schallplatten ist.



### Batteriegeladetes Hochspannungsgerät für Kathodenstrahlröhren

Bei der Hochtransformation von Gleichspannungen, etwa von Batteriespannungen, kann man auf den früher üblichen mechanischen Zerkhacker verzichten und statt dessen einen Transistor in geeigneter Schaltung verwenden. Der Transistor arbeitet dann als „elektronischer Zerkhacker“, indem sein Widerstand durch eine Selbsterregung periodisch zwischen einem möglichst niedrigen und einem möglichst hohen Wert hin und her pendelt. Auf diese Weise lassen sich kleine und wirtschaftlich arbeitende Gleichspannungstransformatoren mit hohem Wirkungsgrad entwerfen, die ohne mechanisch bewegte Teile die Betriebsgleichspannungen für Autoempfänger, Kofferradios, Kathodenstrahlröhren usw. liefern können.

Prinzipschaltung und grundsätzliche Arbeitsweise dieser auch als „Transverter“ bezeichneten, mit Transistoren arbeitenden Hochspannungsgeräte wurden schon vor einiger Zeit an dieser Stelle erläutert (FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 4, S. 108). Heute soll nun die praktische Ausführung eines Hochspannungsgerätes dieser Art vorgestellt werden, die auf die Erfordernisse des Kathodenstrahlzilografen abgestellt ist und die dafür erforderlichen Hochspannungen abgibt.

Um einen möglichst guten Wirkungsgrad zu erreichen und den als Zerkhacker arbeitenden Transistor trotz ausreichender Leistungsabgabe möglichst wenig zu belasten, muß man dafür sorgen, daß der Transistor periodisch zwischen zwei Extremzuständen hin und her geschaltet wird, wie es im Bild 1 angedeutet ist: In der Stellung 1 des Umschalters ist der Emitter so stark negativ, daß kein Kollektorstrom und damit kein Strom durch den Verbraucher  $R_L$  fließt, es liegt daher die volle Batteriespannung  $U_{BC}$  am Kollektor. In der Schalterstellung 2 erhält dagegen der Emitter eine so große positive Vorspannung, daß der Kollektor-Basiswiderstand einen vernachlässigbaren Wert hat und daher ein Kollektorstrom fließt, der nahezu gleich  $U_{BC}/R_L$  ist, so daß am Kollektor praktisch die Spannung Null liegt.

Man sieht, daß in beiden Schalterstellungen das Produkt aus Kollektorstrom und Kollektorspannung theoretisch gleich Null und praktisch verhältnismäßig klein ist, während an den Verbraucher  $R_L$  die Leistung  $U_{BC}^2/R_L$  abgegeben

Bild 1. Das Arbeitsprinzip des Transistors als „elektronischer Zerkhacker“. In der Praxis wird der Umschalter durch eine Selbsterregung ersetzt ▶

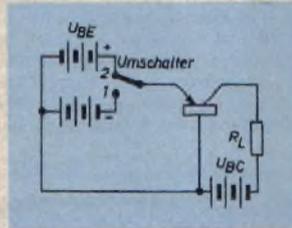
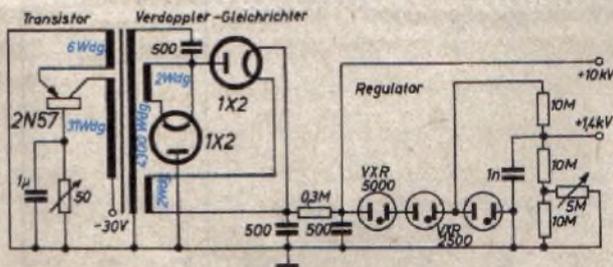


Bild 2 (unten). Die Schaltung des Hochspannungsgerätes mit einem selbstregulierten, und zwar mit rechteckiger Kollektorspannung schwingendem Transistor



wird. Kann man in der Schalterstellung 2 genügend Emitterstrom aufbringen, so ist diese Nutzleistung im Verhältnis zu der geringen Verlustleistung des Kollektorkreises recht beachtlich. Der Wirkungsgrad der Schaltung wird durch die an den Verbraucher  $R_L$  gelieferte Ausgangsleistung einerseits und durch die bei der Schalterstellung 2 im Emitterkreis verbrauchte Eingangsleistung andererseits bestimmt. Bei der im Bild 2 vollständig gezeigten praktischen Schaltung ist der Gesamt-Wirkungsgrad 64 %.

Der im Bild 1 angedeutete Schalter ist in der praktischen Schaltung nicht vorhanden. Die periodische Umschaltung erfolgt vielmehr durch eine Selbsterregung des Transistors mittels Rückkopplung. Nach Bild 2 wird dem Kollektor die negative Batteriespannung von  $-30V$  über die Primärwicklung eines Aufwärtstransformators zugeführt. Der Emitter ist über eine Rückkopplungswicklung des Transformators an Erde gelegt. Beginnt beim Anlegen der Batteriespannung ein Strom im Kollektorkreis zu fließen, so wird in der Rückkopplungswicklung eine positive Emitterspannung induziert, die eine Vergrößerung des Kollektorstromes zur Folge hat. Der Kollektorstrom steigt so lange an, bis die gesamte Batteriespannung an der Primärwicklung abfällt und die Spannung am Kollektor Null ist.

Der Kollektorstrom kann jetzt nicht mehr weiter zunehmen, so daß die positive Emitterspannung kleiner wird; das ruft wiederum eine Verminderung des Kollektorstromes hervor. Dadurch wird eine negative Emitterspannung in der Rückkopplungswicklung verursacht, die den Kollektorstrom schnell vollständig sperrt. Durch das schnelle Abschalten des Kollektorstromes wird in der Primärwicklung eine Öffnungsspannung induziert, so daß jetzt am Kollektor eine Spannung von insgesamt etwa  $-60V \dots -70V$  liegt. Damit ist eine Periode des Zerkhackervorganges beendet, und die nächste Periode, die wieder mit einem schnellen Anwachsen des Kollektorstromes einsetzt, kann beginnen. Sowohl die Kollektorspannung als auch die Emitterspannung nehmen bei dieser Arbeitsweise den Verlauf von Rechteckkurven an, wie es dem Schalt-



# SIEMENS ANTENNENVERSTÄRKER

für Gemeinschafts-Antennenanlagen

mehr  
Vorzüge  
höhere  
Leistung

Absolute Betriebssicherheit durch hochwertige, in werk-eigener Verantwortlichkeit hergestellte Bauelemente.

Lange Lebensdauer – gleichbleibende Leistung auch bei Dauerbetrieb durch Siemens-Langlebensröhren.

Originalgetreue Übertragung der Sendung durch ausgeglichenen Frequenzgang. Geringes Rauschen durch die technische Siemens-Röhre E 88 CC.

Gleiche Übertragungsgüte bei stark und schwach einfallenden Sendern durch hohe Übersteuerungs-festigkeit.

Fünf- bis zehnfache Steigerung der zulässigen Ausgangsspannung durch Gegentaktschaltung.

Wirtschaftlich günstige Anlagekosten bei allen Teilnehmerzahlen durch neue und verbesserte Verstärkertypen.

Zukunftssicherheit bei Ausbau des Sendernetzes auf mehrere Programme durch die Siemens-Breitbandtechnik.

Fordern Sie bitte die neue Druckschrift SH 5143 über das umfangreiche Siemens-Verstärker-Programm an.



Besuchen Sie uns auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1957 in Halle 11

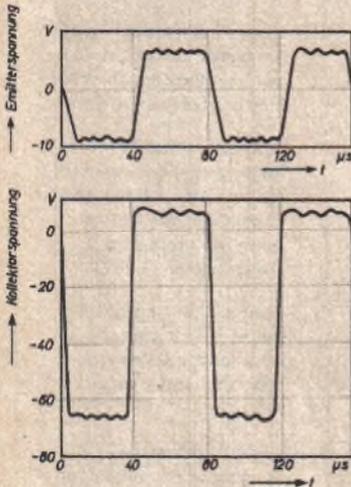
SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

## Will dein Radio nicht mehr klingen: Lorenz-Röhren Heilung bringen!



prinzip von Bild 1 entspricht. Das Bild 3 gibt diese beiden Spannungskurven wieder, wie sie bei der Schaltung nach Bild 2 gemessen wurden. Die Frequenz der Rechteckschwingung ist durch die Resonanzfrequenz des Transformators festgelegt und ist bei den im Bild 2 angegebenen Daten annähernd 12,5 kHz. An der Sekundärwicklung des Aufwärtstransformators tritt eine ähnliche Rechteckspannung, aber mit entsprechend größerer Amplitude auf. Die Amplitude zwischen den Extremwerten der Sekundärspannung ist etwa gleich 15 kV. Diese Spannung wird in einer aus den beiden Hochspannungsgleichrichtern 1 X 2 bestehenden Verdopplerschaltung gleichgerichtet und durch eine

Filterkette geglättet. Zur Heizung der zwei Gleichrichterröhren sind besondere Sekundärwicklungen vorhanden. Die zum Betrieb von Katodenstrahlröhren notwendige Stabilisierung der Gleichspannung erfolgt durch drei hintereinandergeschaltete Glimmladungsröhren, von denen die erste eine Spannung von 5 kV und die beiden anderen je 2,5 kV regulieren. Insgesamt steht also eine stabilisierte Gleichspannung von 10 kV zur Verfügung. Außerdem kann eine veränderbare stabilisierte Gleichspannung von rund 1400 V für die Scharfeinstellung abgegeben werden.



◀ Bild 3. Spannungskurven an Emitter und Kollektor des Transistors in der Schaltung nach Bild 2 (siehe S. 189)

Der maximal entnehmbare Gleichstrom bei 10 kV ist etwa 1 mA. Dabei ergab sich bei der Gleichstromtransformation ein Gesamtwirkungsgrad des Gerätes von 64 %, während der Wirkungsgrad des Transistors allein zu 80 bis 85 % berechnet wurde, so daß also die Verluste im Transistor tatsächlich sehr gering sind.

—g  
[Toscano, P. M., und Heifner, J. B.: CRT Power Supply Uses Transistor Oscillator. Electronics Bd. 28 (1956) Nr. 9, S. 162]

**Einführung in die kosmische Strahlenforschung.** Von L. Jánossy. Berlin 1955. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften. 148 S. m. 51 B. Preis brosch. 4,95 DM.

Zu Beginn unseres Jahrhunderts tauchte erstmalig der Gedanke auf, daß ununterbrochen eine aus dem Weltall kommende unsichtbare Strahlung auf die Erde fällt. Nachdem es Mitte der zwanziger Jahre gelang, diese Höhenstrahlung exakt nachzuweisen, haben Physiker in aller Welt diese Strahlung eingehend untersucht. Für den Hochfrequenztechniker ist es nicht immer leicht, sich in der einschlägigen Fachliteratur über dieses interessante Gebiet zu orientieren, weil die „Sprache“ dieser Beiträge für ihn oft nur schwer verständlich ist. Um so erfreulicher ist es, daß das vorliegende Buch alle die mannigfaltigen Erscheinungen und ihre Ursachen in einer so populärwissenschaftlichen Art behandelt, daß es auch dem Laien möglich ist, die physikalischen Zusammenhänge zu erfassen, um dann vielleicht zu ahnen, welche Kräfte im Kosmos wirksam sind und welche Rückschlüsse wir aus ihren Auswirkungen auf die Erde sowie auf den Bau der Materie mit ihren schier unerschöpflichen Energiequellen ziehen können. Der Verfasser setzt keinerlei Kenntnisse voraus. Er führt den Leser in den Bau der Atome und in die Begriffe der Strahlung ein, um dann die Meßmethoden (Ionisationskammer, Zählrohr, Wilsonkammer, fotografische Emulsion) und die wichtigsten Ergebnisse der kosmischen Strahlenforschung zu behandeln. Dabei behandelt er auch die erst seit wenigen Jahren bekannten  $\mu$ -Mesonen, die wegen ihrer der Lichtgeschwindigkeit nahekommenen Bewegungsgeschwindigkeit ihre „Zeit“ mit einer anderen „Uhr“ messen, als es ein ruhendes Meson tun würde. Die Messungen an  $\mu$ -Mesonen sind damit ein weiterer Beweis für die Richtigkeit der Ergebnisse der Einsteinschen Relativitätstheorie geworden.

—th



**DAS ZIEL 1957**  
**HANNOVER**  
DER GROSSTE MARKT DER DEUTSCHEN  
**ELEKTRO-INDUSTRIE**

---

umfassendes Angebot aller elektrotechnischen Produktionszweige  
günstigste Einkaufsgelegenheit für Elektroanlagen und -Konsumartikel  
beste Orientierungsmöglichkeit über den elektrotechnischen Fortschritt

---

**NUR AUF DER**  
**DEUTSCHEN INDUSTRIE-MESSE HANNOVER**  
**28. APRIL - 7. MAI 1957!**

Auskünfte und Prospekte durch: Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG., Hannover und Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie, Frankfurt/M., Am Hauptbahnhof 12



## KONTAKTSCHWIERIGKEITEN?



Alle Praktiker der Hochfrequenztechnik  
**UKW-Technik**  
**Fernsehtechnik**  
**Fernmeldetechnik**  
**Meßtechnik**

kennen die Schwierigkeiten der mangelhaften Kontaktgabe an Vielfachschaltern.

**CRAMOLIN** hilft Ihnen.

Cramolin beseitigt unzulässige Übergangswiderstände und Wackelkontakte. Cramolin verhindert Oxydation, erhöht die Betriebssicherheit Ihrer Geräte. **CRAMOLIN** ist garantiert unschädlich, weil es frei von Säuren, Alkalien und Schwefel ist, wirksam bis  $-35^{\circ}\text{C}$ . **CRAMOLIN** wird zu folgenden Preisen und Packungen geliefert: 1000-ccm-Flasche zu DM 24,-, 500-ccm-Flasche zu DM 13,-, 250-ccm-Flasche zu DM 7,50, 100-ccm-Flasche zu DM 3,50, je einschl. Glasflasche, sofort lieferbar, ab Werk Mühlacker. Rechnungsbeträge unter DM 20,- werden nachgenommen. (3% Skonto).

**R. SCHÄFER & CO. 2 • CHEMISCHE FABRIK**  
**(14a) MUHLACKER • POSTFACH 44**

### Einmaliger Gelegenheitskauf!

Aus ehemal. Wehrmachtsteil, leichter **60 Mtr. Ballonsender** f. Batterie-Betrieb. In Zelluloidgehäuse m. Batterie-Raum. Abmesung 145 x 105 x 60 mm. Bestehend aus 1 Rohr MC 1, Buchsenanschlüßdrähten usw. auf Pertinax-Platte montiert u. leuchtigkeitsgeschützt. Sämtl. Geräte ungebraucht. Preis o. Stück DM 2,90 solange Vorrat. Auch geeignet für Fernsteuerung, Schaltbild vom Sender DM —,60. **KRÖGER, München, Erzgießereistr. 29**

## Kaufgesuche

**Chimranzeigen.** Adressierung wie folgt:  
Chiffre... **FUNK-TECHNIK**, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167.

**Rundfunk- und Spezialröhren** aller Art in kleinen und großen Mengen werden laufend gegen Kasse gekauft. **TETRON Elektronik Versand G.m.b.H.** Nürnberg, Königstraße 85

**HANS HERMANN FROMM** sucht ständig alle Empfangs- u. Miniaturröhren, Wehrmachtströhren, Stabilisatoren, Osz.-Röhren usw. zu günstigen Bedingungen. **Berlin-Wilmersdorf, Fehrbelliner Platz 3, 8733 95**

**Rundfunk- und Spezialröhren** aller Art in großen und kleinen Posten werden laufend angekauft. **Dr. Hans Bürklin**, München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 5 03 80

**Radioröhren, Spezialröhren** zu kaufen gesucht. **Neumüller & Co. GmbH.**, München 2, Lenbachplatz 9

**Labor-Instr., Kathographen, Charlottenburg.** Motoren. Berlin W 35

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

Zu kaufen gesucht:

### Tonmöbel aller Art

auch ältere Modelle, Restposten usw., sowie gebrauchte Radiogeräte.

Preisangebote erbeten unter F.S. 8212

## Verkäufe

**Tonbandgerät** zur Aufnahme von Sprache und Musik. **Bausatz** ab 40,50 DM. Prospekt frei! **F. auf der Lake & Co.**, Mühlheim/Ruhr

Ca. 10 000 Gleichrichter-, Send- und Verstärkerrohren (Wehrmacht), Fabr. Telefunken, billigst abzugeben. **Kurt Wittig**, Hamburg, Mönckebergstraße 11

## Stabilisatoren

auch in Miniatur-Ausführung  
zur Konstanthaltung  
von Spannungen



### Stabilovolt GmbH.

Berlin NW 87  
Siedingenstraße 71  
Tel. 39 40 24

## METALLGEHÄUSE



FÜR  
INDUSTRIE  
UND  
BASTLER

**PAUL LEISTNER HAMBURG**  
HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR. 4-6

### Amateure - Bastler

**Röhren u. Elkos**  
mit 6 Monat. Garantie zu vorteilhaften Preisen. Bitte Liste anfordern!  
**Reinhold Haller, Elektrotechniker**  
**SPAICHINGEN - WURTTBG.**

### Einmaliges Sonderangebot!

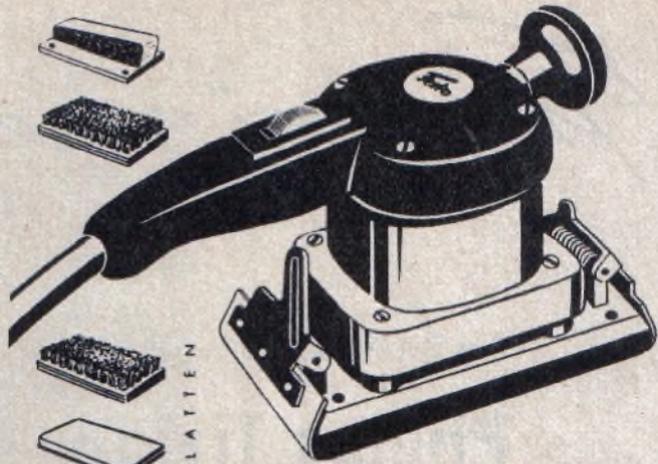
Vitrinen i. Nußb. hell mit 2 Schiebetüren, moderne Form, Mittelwand, 2 Fächer. Größe 90 x 40 x 72 cm.  
Kassapreis DM 85,-

**ING. HOPSTETTER, MÜNCHEN 5**  
Corneliusstraße 35



Gegen  
Kassenmogler...  
**Mogler-Kassen**

188 Adl. **Mogler Kassenfabrik** HEILBRONN

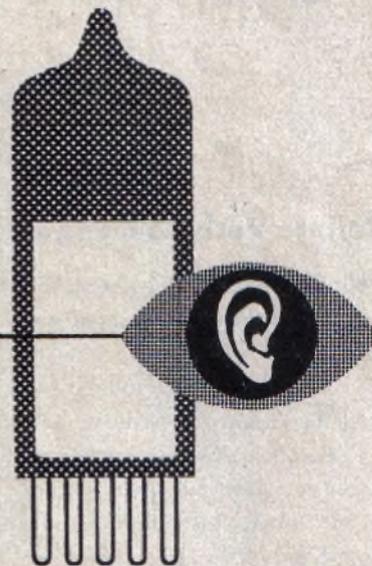


878

## RATIONELLER ARBEITEN...

... Zeit und Geld sparen bei allen Schleif- und Polierarbeiten durch die vielseitigen und tausendfach bewährten **FESTO-RUTSCHER**. Fordern Sie unsere interessanten Druckschriften oder verlangen Sie die Vorführung der Maschinen. Wir beraten Sie gerne.

**FESTO-MASCHINENFABRIK G. STOLL**  
**ESSLINGEN/NECKAR** - Ruf 347 18, 347 02, 39 97 03  
Fernschreiber 072 2254



## DIE WELT SEHEN UND HÖREN MIT RFT RÖHREN

Röhren für Rundfunk und Fernsehen  
Senderöhren, Deziröhren  
Spezialröhren für Meßzwecke  
und elektronische Steuerungen

**EXPORTBURO FÜR ELEKTRONENRÖHREN**  
der Röhrenwerke d. Deutschen Demokratischen Republik  
Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1-5/B1

Alleinvertreter für Empfängerrohren in der Bundesrepublik:  
**FA. TULOMB G.m.b.H.**

München, Schillerstraße 14/B1 · Telefon 59 35 13; 59 26 06

*"Prominenz" verkauft sich leicht*

**Ein Prominenter:**

## **Philips Tizian**

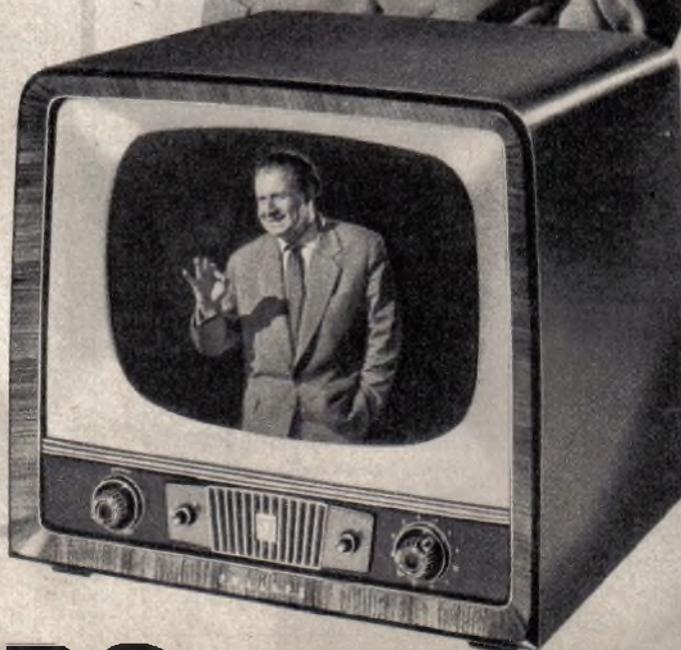
**Drei Vorteile**

- Zwei Lautsprecher garantieren eine vorbildliche, natürliche Wiedergabe von Sprache und Musik.
- Die eingebaute, abstimmbare Antenne spart an vielen Orten den Bau einer Hochantenne.
- **Preis DM 712.—**



**Weitere Verbesserungen**

EF80 als Video-Endröhre gibt größere Betriebssicherheit und besseren Aussteuerbereich • Bessere Tonregelung durch Sprache/Musik-Schalter • Echte Bandfilter im Bild-ZF-Verstärker bringen Verstärkungsgewinn und bessere Bildauflösung (brauchbares Bild schon bei 200 Mikrovolt Eingangsspannung) • Stärkere Nachbarkanal-Unterdrückung • Größere Strahlschärfe durch verbesserte Ablenkeinheit.



# **PHILIPS**