

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

A 3109 D

22 | 1961

2. NOVEMBERHEFT

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung

Hohe Auszeichnung für Vorstand der Hannover-Messe
Der Bundespräsident der Republik Österreich hat den beiden Mitgliedern des Vorstandes der Deutschen Messe- und Ausstellungs-AG Hannover, Professor Dr. Dr. K. E. Mössner und Dipl.-Ing. E. Pätzold, das Große Goldene Ehrenzeichen für Verdienste um die Republik Österreich verliehen. Hierdurch wurden besonders die Bemühungen des Vorstandes der Hannover-Messe um eine Intensivierung der österreichisch-deutschen Beziehungen gewürdigt. Das Interesse der österreichischen Wirtschaft am deutschen Markt kommt sowohl in der jährlichen Beteiligung von mehr als 120 führenden österreichischen Unternehmen als auch in dem erfreulich hohen Besuch der Hannover-Messe durch österreichische Geschäftsleute zum Ausdruck.

Siemens-Film „Impuls unserer Zeit“ erhielt Friedrich-Mörtzsch-Preis
Zum erstenmal wurde jetzt auf den 2. Deutschen Industriefilmtagen in Berlin der neu gestiftete Friedrich-Mörtzsch-Preis verliehen. Ihn erhielt der Siemens-Film „Impuls unserer Zeit“. Der vom Bundesverband der Deutschen Industriefilmtage geschaffene Wanderpreis wird jeweils dem Film verliehen, der nach Inhalt und Gestaltung am besten geeignet ist, das Ansehen der deutschen Industrie im Ausland zu fördern.

Fernseh-Lehrgänge bei Loewe Opta
In regelmäßig in Kronach durchgeführten Fernseh-Wochenlehrgängen konnten bisher nahezu 500 Fachhändler und Fernsichttechniker geschult werden. Infolge des großen Andrangs und der für die einzelnen Lehrgänge beschränkten Teilnehmerzahl sind die laufenden Lehrgänge bereits bis Mai 1962 belegt. Anmeldeformulare zu solchen Lehrgängen sind bei der Lehrgangsleitung der Fern-

seh-Wochenlehrgänge der Loewe Opta AG in Kronach erhältlich. An Hand eines mit dem Anmeldeformular übersandten Testbogens, in dem Fachfragen zu beantworten sind, können sich die Lehrgangsteilnehmer selbst in eine von drei Gruppen A, B oder C einteilen. Die Gruppe A ist für Neulinge auf dem Fernsehsektor und die Gruppe C für Fortgeschrittene bestimmt. Auf Grund dieser Gruppierung sind in den Lehrgängen stets Teilnehmer mit etwa gleichem Niveau des Fachwissens zusammengefaßt.

fuba stellte Antennen für Schulfernseh-Versuchsprogramm zur Verfügung
Vom 23. 10. bis 11. 11. 1961 wurde u. a. vom NDR im VHF-Bereich auf Kanal 8 (Hannover) und Kanal 10 (Torfhaus) ein Schulfernseh-Versuchsprogramm ausgestrahlt. Um diese Aktion zu unterstützen, hat fuba Empfangs-Antennenanlagen (zum Teil größere Anlagen) für zehn ausgewählte Schulen im Raum Hannover und Umgebung zur Verfügung gestellt.

Elektro Spezial GmbH übernimmt Vertrieb der Firma Sivers Lab, Stockholm
Die zu den deutschen Philips-Unternehmen gehörende Elektro Spezial GmbH, Hamburg, hat den Alleinvertrieb der Erzeugnisse der Firma Sivers Lab, Stockholm, für die Bundesrepublik übernommen. Das Fertigungsprogramm von Sivers Lab umfaßt Mikrowellen-Meßgeräte und Bauteile für die Wellenbereiche von 2... 25 cm und ist eine bemerkenswerte Ergänzung des breiten Philips-Programms der gleichen Artikelgruppe. Fabrikationsschwerpunkte sind: Meßleitungen, Frequenzmesser, hand- und motorbetriebene Hohlleitungs-Umschalter und Mikrowellen-Generatoren. Die Abnehmer dieser Erzeugnisse sind hauptsächlich die Hersteller von Richtfunk- und Radar-Anlagen sowie Forschungsstellen, die sich mit quantenmechanischen

Oszillatoren und Verstärkern (Maser) beschäftigen.

Auch Siemens liefert Nuvistoren
Im Heft 21/1961, Seite 761, wurden die technischen Daten von drei Nuvistoren (neue Metall-Keramik-Kleinstrohren) der Valvo GmbH veröffentlicht. Die Lieferung der Triode 7586 mit einem mittleren Verstärkungsfaktor $\mu = 33$ gab jetzt auch Siemens bekannt; in der Entwicklung befinden sich dort weitere Typen (universelle Triode mit Verstärkungsfaktor $\mu = 64$; Breitbandtetrode mit Steilheit $S = 10,5$ mA/V; UHF-Gitterbasistetrode für Frequenzen bis 1200 MHz).

Informationstonhand über den Echomixer
Um den Fachhandel von den Interessanten und vielseitigen Misch- und Halleffekten zu unterrichten, die mit dem Telefunken-Echomixer erreicht werden können, stellen die Geschäftsstellen und Verkaufsbüros des Unternehmens ihren Kunden ein Piktogramm für eine Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm kostenlos zur Verfügung, das mit einigen Sprechproben und einem GEMA-freien Musikbeispiel „Der Telefunken-Echomixer ist ein Star...“ versehen ist.

„Prima-Boy“ und „UKW-Standard-Boy“ von Grundig jetzt wahlweise mit KW
Unter der Bezeichnung „Prima-Boy 201 E“ und „UKW-Standard-Boy 201 E“ sind die beiden Relsempfänger jetzt auch wahlweise mit KW-Bereich an Stelle des LW-Bereiches lieferbar.

Grundig-Zweitempfänger „Musikgerät 96 M“
In der technischen Ausführung des Rundfunkempfängers „Musikgerät 96“ (UM, 6/10 Kreise, 5 Drucktasten, Klangregler, TA-Anschluß) erschien jetzt ein Paralleltyp „Musikgerät 96 M“ im langgestreckten modernen Gehäuse in den Holzarten Nußbaum, Rüster und Teak.

FT-Kurznachrichten	786
Frequenzgrenzen	787
Schaltungstechnische Varianten in neuen Fernsehempfängern	788
Kontaktlose Leuchtschiffrohren mit Hochfrequenz-Anregung	791
Das Tonbandgerät - Betrachtungen über ein Konzept!	794
Magnetlon-Nachrichten	795
FT-Bastel-Ecke Zweikreisempfänger für Mittelwelle	796
FT-SAMMLUNG Impulstechnik Impulsschaltungen unter der Lupe (2)	797
ELEKTRONIK-INGENIEUR: NF-Kompensation von RC-Verstärkern	799
Für den KW-Amateur Quarzkontrollierter, transistorisierter Steueroszillator mit extrem hoher Frequenzkonstanz	805
Persönliches	808
Von Sendern und Frequenzen	808
Ausgangsübertrager für Endverstärker	809
Neue Bücher	812
FT-Zeitschriftendienst Einfachste Empfänger mit einem Transistor	813

Unser Titelbild: Turm der von der Elektro Spezial GmbH mit Philips-Radaranlagen und -Richtfunkgeräten ausgerüsteten Radarzentrale Cuxhaven; in der Zentrale befinden sich unter anderem sechs Hauptsichtgeräte, die eine Übersicht über das Gebiet von Belum bis zum Mündungsgebiet der Elbe geben.
Aufnahme: Philips Pressestelle

Aufnahmen: Verleger, Werkaufnahmen Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeld, Neubauer, Kuch, Schmah, Straube) nach Angaben der Verleger. Seiten 792, 793, 815 und 816 ohne redaktionellen Teil

„Magnetophon 98“ — Ein neues Halbspur-Stereo-Tonbandgerät mit drei Köpfen von Telefunken



Unter der Bezeichnung „Magnetophon 98“ liefert Telefunken für den Kreis der Hi-Fi-Freunde von November 1961 an ein neues Halbspur-Stereo-Tonbandgerät mit je einem $\frac{1}{2}$ -Kopf für Aufnahme und Wiedergabe, das für die drei Bandgeschwindigkeiten 19, 9,5 und 4,75 cm/s und für den Gebrauch von 18-cm-Spulen ausgelegt ist. Für dieses Gerät wurde das schon bekannte Chassis der 90er Bauserie bei weitgehender Verwendung der Schallung des „M 97“ benutzt. Neben dem Vorteil der erheblichen Qualitätsverbesserung hinsichtlich Dynamik und ausgeglichener resonanzstellenreiner Frequenzganges durch die Verwendung von zwei Köpfen (Aufnahme- und Wiedergabekopf) wird auf die sehr zweckmäßige Drucklastenschaltung des „M 98“ verwiesen; sie erlaubt bei Manbetrieb während einer Aufnahme die Benutzung des zweiten Verstärkers entweder zum Abhören des Signals hinter Band oder einer vorhandenen Aufzeichnung auf der anderen Spur. Diese Schaltung ist besonders beim Multi-Playback-Verfahren, das heißt beim Überspielen von Spur zu Spur wichtig. Bei Synchro-Playback kann ferner direkt am Sprechkopf derjenigen Spur abgehört werden, auf der schon eine Aufzeichnung vorhanden ist, wodurch die völlige Synchronität mit einer neuen Aufnahme auf der anderen Spur erreichbar ist. Ebenfalls sind Vieltachüberspielungen, wie sie schon aus der Vierspuren-Technik bekannt sind, möglich, und durch einfaches Verbinden des Aufnahme- und Wiedergabeverstärkers können Nachhall- und Echoeffekte erreicht werden. Beim „M 98“ konnte abermals ganz auf Andruckfilme oder Andruckbänder verzichtet werden, so daß die Kopflebensdauer wie bei allen anderen Halbspurgeräten von Telefunken über 1500 Std. liegt.

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-147. Telefon: Sammel-Nr. 49 2331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammenschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redaktor: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempen/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-
TECHNIK**
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

Prof. Dr. W. T. RUNGE, Direktor des Forschungsinstituts der Telefunken GmbH, Ulm

Frequenzgrenzen

Die Frage nach den Frequenzgrenzen der Hochfrequenztechnik können wir von vornherein beschränken auf die Frage nach der oberen Frequenzgrenze, denn nach unten geht die Hochfrequenztechnik in das Gebiet der hörbaren Frequenzen über, und es ist nur eine Sache der Definition, wo man den Strich zwischen Hochfrequenztechnik und Tonfrequenztechnik ziehen will. Nach oben hin schiebt sich aber die Frequenzgrenze immer weiter hinaus, und es lohnt sich, zu betrachten, wo wohl das Ende dieser Entwicklung endgültig liegen wird.

Zunächst ist die Entwicklung gegenläufig gewesen. Hertz fing mit Wellen von etwa 30 cm an, also mit etwa 1 GHz. Aber um den großen Schwierigkeiten aus dem Wege zu gehen, die ihm durch seine primitiven experimentellen Mittel gesetzt waren, zog er es vor, seine Arbeiten mit Wellenlängen von etwa 3 m, Frequenzen von 100 MHz, fortzusetzen, die leichter erzeugt, empfangen und gemessen werden konnten. Als Nachrichtentechnik kam die Hochfrequenztechnik erst in Schwung, als Marconi entdeckte, daß Frequenzen von etwa 500 kHz, also Wellenlängen um 600 m, viel weiter reichten und sich auch viel besser erzeugen ließen. Die nun einsetzende Entwicklung zu größeren Reichweiten ist gekennzeichnet durch den Übergang zu immer längeren Wellen. Um immer größere Reichweiten zu erzielen, baute man schließlich Großsender, die Wellenlängen von etwa 20 km benutzten. Die zugehörige Frequenz, 15 kHz, die damals als Antennenfrequenz abgestrahlt wurde, rechnen wir heute zu den hohen Tonfrequenzen, denn mit guten Ohren kann man sie als hohes Pfeifen wahrnehmen. Dieser Tendenz nach immer längeren Wellen wurde nur eine Grenze gesetzt durch die großen Kosten der mächtigen Antennen, die zur Abstrahlung dieser langen Wellen nötig waren.

Die Tendenz zur Entwicklung nach höheren Frequenzen hin begann erst mit der Einführung der Röhre als Schwingungserzeuger und Verstärker. Die Röhre war ursprünglich als Niederfrequenzverstärker erfunden worden. In dem Bestreben, ihre Verstärkung und ihre Leistungsfähigkeit zu verbessern, setzte man ihre obere Grenzfrequenz immer weiter herauf. Die Möglichkeit, mit der Röhre immer höhere Frequenzen mit gutem Wirkungsgrad zu erzeugen, führte anfangs der 20er Jahre zur Entdeckung der kurzen Wellen und ihrer riesigen Reichweiten. Rundfunk und kurze Wellen gaben mächtige Anregungen zur Weiterentwicklung der Röhre, die zum Zwecke des Fernsehens das Ultrakurzwellenband erschließen mußte. Und als es Anfang der 30er Jahre versuchsweise gelang, Röhren für Dezimeterwellen zu bauen, entstanden alsbald die Richtfunk- und die Rückstrahltechnik (Radar), deren Anforderungen neue Impulse zur Weiterentwicklung der Röhre zu noch höheren Frequenzen gaben. Der immer wachsende Bedarf an Nachrichtenkanälen drängte zur Erschließung immer weiterer Frequenzbänder. Die Frequenzgrenze von 1 GHz wurde überschritten, sobald es möglich war, diese Frequenz mit brauchbarer Leistung zu erzeugen und zu empfangen. Heute reicht das Gebiet der drahtlosen Technik bis etwa 10 GHz, herunter also bis zu einer Wellenlänge von 3 cm, einer Grenze, die nur selten überschritten wird.

Hier stellt sich der weiteren Steigerung der Frequenz zum erstenmal eine Grenze entgegen, die nicht technologisch bedingt ist, denn mit Wanderfeldröhren und modernen Halbleitern kann man schon heute sehr wohl in die Gegend von 50 GHz, also in das Millimeterwellengebiet, eindringen. Diese Frequenzen sind aber für die drahtlose Nachrichtentechnik nicht mehr geeignet, weil für sie die Atmosphäre schon merklich trüb wird — trüb in einem ähnlichen Sinne wie für die sichtbaren Wellenlängen des

Lichtes. Die Atmosphärien, Nebel, Schnee, Regen, die die Fernsicht mit bloßem Auge beeinträchtigen, machen sich auch für diese kurzen Wellen schon bemerkbar. Eine Nachrichtenverbindung, die nur bei gutem Wetter funktioniert, ist aber uninteressant. Die drahtlose Nachrichtentechnik findet daher eine endgültige Frequenzgrenze in der Gegend von etwa 10 GHz, bei einigen Zentimetern Wellenlänge.

Dies ist aber keineswegs die obere Frequenzgrenze der hochfrequenten Nachrichtentechnik. Man hat gefunden, daß sich Millimeterwellen in Hohlleitern von einigen Zentimetern Durchmesser mit sehr geringer Dämpfung vorzüglich übertragen lassen, und man arbeitet an Nachrichtensystemen, bei denen Millimeterwellen, durch solche Hohlkabel geführt, moduliert werden mit großen trägerfrequent gebündelten Paketen von Fernsprechanälen. Auf diese Weise wird es möglich sein, bis zu etwa 100.000 Fernsprechverbindungen durch ein Hohlleiter-Kabel zu übertragen. Ein solches Kabel kann man mit einer trockenen und sterilen Atmosphäre füllen, und alle in der offenen Atmosphäre auftretenden Schwierigkeiten fallen damit weg.

Ähnliches gilt für datenverarbeitende Maschinen, elektronische Rechner, elektronische Speicher. Hier handelt es sich überhaupt nicht um Nachrichtenübertragung, und die Eigenschaften der Atmosphäre sind deshalb ohne Belang für die Wahl der Frequenzen, mit denen man arbeitet. Die Technik der datenverarbeitenden Maschinen drängt zur Verwendung höherer und höherer Frequenzen, weil damit die einzelnen Elemente besser ausgenutzt werden können. Eine Maschine gegebenen Aufwandes kann mit höherer Frequenz in der gleichen Zeit mehr Operationen ausführen, sie arbeitet schneller. Sowohl die Nachrichtentechnik für die Verwendung in Hohlkabeln als auch die datenverarbeitenden elektronischen Maschinen sind also an der Erschließung noch höherer Frequenzen interessiert. Weder von seiten der Röhre noch von seiten der Halbleitertechnik sind hier unüberwindliche Grenzen zu sehen. Mit Wanderfeldröhren verstärkt man heute sehr wirksam noch Millimeterwellen, und die Halbleitertechnik beginnt bereits so schnell zu werden, daß man in die Gebiete eindringen kann, die — in Zeit gemessen — in der Gegend von hundertstel Nanosekunden liegen.

Der Steigerung der Frequenz ist jedoch hier noch eine andere Grenze gesetzt, selbst wenn es gelingt, immer schnellere und schnellere Bauelemente herzustellen. Hand in Hand mit einer Steigerung der Frequenz, mit einer Verminderung der Wellenlänge, muß nämlich eine entsprechende Verkleinerung der Bauelemente und der Schaltungen gehen. Ein Bauelement oder Leitungstück, dessen Eigenschaften über einen großen Frequenzbereich gleichbleiben sollen, muß klein sein gegen die Wellenlänge der höchsten Frequenz. Zwei Vorgänge, deren Gleichzeitigkeit einen informativen Inhalt haben soll, dürfen nicht weiter entfernt voneinander vor sich gehen, als einem Bruchteil einer Wellenlänge der Arbeitsfrequenz entspricht. Eine Informationsmaschine, die mit Frequenzen von auch nur 10 GHz rechnen wollte, müßte also so konstruiert sein, daß ganze Schaltungsgruppen, die für die Ausführung einer logischen Operation notwendig sind, auf den Raum von Millimetern zusammengedrängt sind. Wellen wir immer größere Nachrichtenmengen in gegebener Zeit verarbeiten, so müssen also die Bauelemente nicht nur schneller werden, sondern die ganzen Schaltungen müssen auch kleiner werden.

Mit einer einfachen Verkleinerung der klassischen Bauelemente, wie wir sie etwa in einem transistorisierten Taschenempfänger sehen, ist es da keineswegs mehr getan. Man geht über zu kleinen Widerständen,

Kondensatoren, Dioden, Transistoren und Schaltungen, die dadurch entstehen, daß man sie durch Schablonen hindurch in der richtigen Anordnung mit ihren Verbindungsleitungen auf isolierende Trägerplatten aufdampt — so klein, daß die Schaltung nur noch unter der Lupe gesehen werden kann. Nur so kann man erreichen, daß eine große, komplizierte Schaltung in ihren Gesamtmaßen hinreichend klein bleibt, klein im Vergleich zu den Strecken, die ein Schaltvorgang, der sich auf einer Leitung mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet, während der Zeit einer Operation zurücklegt. Hier entwickelt sich eine völlig neue Technologie. Große Mengen von Bauelementen lassen sich so auf kleinstem Raum zusammendrängen. Während man mit der klassischen Technik des Zusammenlöten von Bauelementen Dichten von einigen hundert Bauelementen je Liter nicht überschreiten kann, gelingt es mit dieser neuartigen Technik, im Liter bis zu beinahe eine Million Bauelemente in Schaltungen zusammenzufassen.

Durch derartige Technologien wird also die Möglichkeit geschaffen, mit der Frequenzgrenze bis ins Millimeterwellengebiet vorzudringen. Ob das allerdings geschehen wird, ist nicht sicher. Das menschliche Gehirn verarbeitet ungeheure Nachrichtenmengen, sehr viel größere als mit unseren Elektronenrechnern bewältigt werden, und zwar mit Bauelementen, die viel langsamer sind als unsere elektronischen. Der lebende Organismus hat sie aber bis zu einer derartigen Kleinheit entwickelt, daß außerordentlich große Mengen von ihnen vorgesehen werden können und nun die Arbeit parallel tun, die ein Elektronenrechner, der mit ungeheurer Geschwindigkeit, aber mit vergleichsweise wenigen Elementen arbeitet, nacheinander tun muß. Möglicherweise wird also die Verkleinerung der Bauelemente, wenigstens was die Nachrichtenverarbeitung betrifft, wieder dahin führen, daß die außerordentlich hohen Frequenzen nicht mehr so reizvoll sind wie bisher.

Derartige Überlegungen führen zu der Vermutung, daß die obere Frequenzgrenze der Hochfrequenztechnik wohl in der Gegend der Milli-

meterwellen, also der Frequenzen um 100 GHz, liegen wird. Für die Nachrichtenübertragung kann allerdings diese Grenze wohl wesentlich überschritten werden. Neuere Forschungsergebnisse zeigen die Möglichkeit, kohärentes, scharf gebündeltes Licht mit Wellenlängen unter 1μ zu erzeugen und bis zu den höchsten Frequenzen unserer heutigen Schaltungstechnik zu modulieren und zu demodulieren. Zwar ist wegen der Trübungen der Atmosphäre eine solche Strecke in freier Luft nicht brauchbar, aber man kann sich denken, daß man anstatt der oben erwähnten Hohlleiter geradlinige Strecken aus Betonröhren aufbaut, in denen dann eine klare Atmosphäre gehalten werden könnte, zur Übertragung eines derartigen Lichtsignals über weite Strecken bis zur nächsten Relaisstelle. Und eine derartige Strecke würde dann die Modulation mit vielen Trägern im Millimeterwellengebiet gestatten, also viele Bündel übertragen können, von denen jedes einzelne 100000 Fernsprechkänte umfaßt.

Damit dürfte dann jeder Bedarf an Nachrichtenkanälen erfüllt werden können, selbst wenn er um Größenanordnungen über den heutigen hinauswachsen sollte. Hier stößt also die Nachrichtentechnik zu noch sehr viel höheren Frequenzen vor, denn 1μ Wellenlänge entspricht einer Frequenz von 300000 GHz.

Aber offenbar ist damit das Gebiet der Hochfrequenztechnik schon verlassen, und wir befinden uns im Gebiet der Optik. Auch diese beiden Gebiete sind nicht klar voneinander zu trennen. Optik und Hochfrequenz überlappen sich schon heute; beispielsweise gehört der Parabolspiegel, der zur Bündelung von Zentimeterwellen benutzt wird, bereits zur Technologie der Optik, während der für die gleichen Wellen benutzte und genauso bündelnde Hornstrahler aus der Hochfrequenztechnik stammt. Wenn wir aber die Hochfrequenztechnik beschränken auf das Gebiet, bei dem elektrische Vorgänge in Schaltungen verarbeitet werden, dürfte wohl ihre obere Grenze in der Gegend der Millimeterwellen, das heißt bei 100 GHz, endgültig erreicht sein.

Schaltungstechnische Varianten in neuen Fernsehempfängern

Bereits in Hannover zeigte die deutsche Industrie ein geschlossenes neues Fernsehempfängerprogramm¹⁾. Die Besucher der Funkausstellung konnten im Vergleich dazu zahlreiche weitere Neuheiten und interessante Entwicklungstendenzen feststellen, denen der folgende Bericht gewidmet ist.

Zur Bildröhrentechnik

Die Berliner Funkausstellung zeigte deutlich, daß der 59-cm-Typ die Standard-Heimempfänger-Bildröhre der Saison 1961/62 ist. Da diese Bildröhre das neue Angebot charakterisiert, seien kurz die gegenüber der 53-cm-Röhrentechnik notwendigen Änderungen angeführt.

Der bei der Röhre AW 59-90 um 6° kleinere Ablenkwinkel ergibt eine geringe Einsparung an Ablenkleistung. Der vertikale Kissenfehler — er wird um so größer, je mehr die Krümmung der Bildschirmfläche von der Kreisform abweicht — muß noch stärker als bei der AW 53-88 ausgeglichen werden. Das wurde durch neue Messinghalter des Kissenentzerrungsmagneten erreicht, die einen magnetischen Nebenschluß des Kissenentzerrungsfeldes weitgehend unterbinden. Außerdem erhält man dadurch eine größere Ablenkempfindlichkeit der Horizontal-Ablenkspulen.

Mit dem vertikalen Kissenfehler wächst gleichzeitig auch der Tangensfehler (die Geschwindigkeit des Elektronenstrahls ist an den Seiten der Schirmfläche größer als in der Mitte) mit ebener werdender Schirmfläche. Diesen Fehler gleicht man durch Verkleinern des in Serie zur Ablenkspule liegenden Kondensators von

0,22 μ F (bei der AW 53-88) auf 0,18 μ F (bei der AW 59-90) aus.

Üblich sind außerdem noch folgende Änderungen in der Zeilen-Endstufe, wenn die Bildröhre AW 59-90 verwendet wird: Verringerung der Boosterspannung von 720 V auf 600 V, Vergrößerung des Rücklaufkondensators von 30 auf 50 pF und eine neue Anordnung der Dämpfungsglieder gegen Partialschwingungen. Da auch der Tangensfehler bei der 59-cm-Röhre in vertikaler Richtung wesentlich größer ist, mußte eine Korrektur des Stromverlaufs in den Vertikal-Ablenkspulen erfolgen, die durch Änderung des Gegenkopplungs-zweiges der Vertikal-Endstufe erreicht wurde. Diese Technik hat sich allgemein eingeführt.

Die erst vor kurzem bekanntgewordene 47-cm-Röhre hat heute noch eine verhältnismäßig geringe Bedeutung. Nur wenige Fabrikanten brachten zur Funkausstellung neue Geräte mit dieser Bildröhre heraus. Vielfach handelt es sich dabei um transportable Geräte oder um typische Zweitempfänger, für die aber erst in Zukunft ein größerer Bedarf vorhanden sein dürfte.

Auf der Funkausstellung sah man auch Exportempfänger, deren Bildröhren einen entspiegelten Bildschirm hatten. Ob sich diese Bildröhren auch auf dem deutschen Markt einführen werden, kann man aber heute noch nicht sagen. Welche Vorteile bietet dieser Röhrentyp? Die Verwendung einer 47-cm-bonded-shield-Bildröhre mit „satin-finish“-Bildschirm in einem asymmetrischen Fernseh-Tischgerät hat vor allem den Vorteil weitgehender Reflexionsfreiheit. Die luftblasenfrei aufge kittete satinierte Schutzscheibe ist außerdem implosionssicher. Daher entfällt die bisher übliche Sicherheits-Schutzscheibe, die ebenfalls Reflexionen verursacht.

Außerdem ermöglicht die bonded-shield-Röhre ein Gehäuse mit geringerer Bautiefe. Der Bildschirm rückt infolge des Verzichts auf die Sicherheits-Schutzscheibe weiter nach vorn und tritt aus dem Gehäuse heraus. Damit ist ein erweiterter Betrachtungswinkel möglich.

Als weitere Entwicklung der bonded-shield-Röhre mit satiniertem Bildschirm sah man einen 59-cm-Exportempfänger, bei dem der Bildschirm eine „Velvetone“-Auflage hatte. Diese Bildröhre — auch hier wird die Schutzscheibe aufge kittet und somit Implosionssicherheit garantiert — ist eine Weiterentwicklung der bei dem 47-cm-Tischgerät angewandten bonded-shield-Röhre mit erheblich verbesserten Antireflex-Eigenschaften. Außerdem zeigt sie besonders kräftige und plastische Bildkontraste.

Neue Fernsehempfänger-Chassis

In letzter Zeit und auch zur Funkausstellung wurden verschiedene neue Chassis-Konstruktionen bekannt. Als Beispiel eines in bezug auf Komfort wohlausgewogenen Chassis sei das der Metz-Geräte „Java“, „Capri“, „Samoa“ und „Hawaii“ betrachtet. Bei diesem Chassis erfolgt die Feinabstimmung des Oszillators über eine Speicherautomatik. Der Kanalschalter mit dem „automatischen Abstimmgedächtnis“ speichert die für jeden Kanal einmalig vorgenommene optimale Einstellung und reproduziert sie mit hoher Sicherheit bei jedem Wiedereinstellen des entsprechenden Kanals. Dieser Vorteil, der sich besonders in Gebieten, in denen der Empfang mehrerer VHF-Sender möglich ist, auswirken wird, erleichtert die Bedienung.

Für den Empfang der Sender im Band IV/V ist ein UHF-Tuner entweder organisch eingegliedert oder nachträglich ein-

¹⁾ Diefenbach, W. W.: Zur Schaltungs- und Konstruktionstechnik der neuen Fernsehempfänger 1961/62. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 11, S. 384-385, u. Nr. 12, S. 414-415

setzbar. Sein ZF-Ausgang ist über ein zweikreisiges Filter und eine Brückenschaltung am Steuergitter des Pentodenteils der PCF 82 des VHF-Kanalschalters angekoppelt. Bei UHF-Empfang dient dieses Pentodensystem als zusätzliche ZF-Verstärkerstufe. Um größte Übersteuerungssicherheit zu erreichen, wird es bei UHF-Empfang verzögert mitgeregelt.

Der dreistufige ZF-Verstärker (3 x EF 80) enthält als Selektions- und Koppellemente hochwertige zweikreisige Bandfilter. Die Eigentonfalle (33,4 MHz) ist an die Koppelleitung zwischen Kanalschalter und Eingang der ersten Verstärkerstufe angeschlossen, während die Nachbarfalle (40,4 MHz) in Differential-Brückenschaltung in das Filter zwischen erster und zweiter Stufe eingeschaltet wurde. In diesem Filter ist auch als Saugkreis die Nachbarbildfalle (31,9 MHz) angeordnet. Bei der Entwicklung wurde besonderer Wert auf hohe Nachbarkanalselektion gelegt. Die beiden Nachbarfallen bewirken Absenkungen von über 50 dB. Die Returns der Durchlaßkurve jenseits der Nachbarfallen bleiben mit Sicherheit unter 45 dB. Die Absenkung am 41,1-MHz-Punkt, auf dem bei UHF-Empfang der Nachbarfalle liegt, und bei 30,9 MHz (Nachbarbild bei UHF) erreicht aber wieder bereits mehr als 50 dB.

An den Sekundärkreis des letzten Filters ist die Video-Demodulationsschaltung angeschlossen. Die Verstärkung des Videosignals erfolgt mit dem Pentodenteil einer PCL 84. Ihr Triodenteil dient als Tasteröhre zur Regelspannungserzeugung. Die Regelspannung wirkt direkt auf die erste und zweite ZF-Stufe und verzögert - ab 1,5 mV effektiver Spannung des Synchronsignals - auf die Vorstufe des Kanalschalters²⁾. Durch die Regelung und die galvanische Kopplung des Videoverstärkers an den Demodulator und an die Bildröhre werden die Übertragung und Haltung des Schwarzwertes sichergestellt.

An der Anode der Video-Endröhre wird auch der 5,5-MHz-Tonträger angekoppelt, der über eine als Begrenzer arbeitende Röhre EF 80 zum Ratiodektor gelangt. Die Ratio-Gleichspannung führt nach dem Bremsgitter der EF 80 zur zusätzlichen Steuerung der Begrenzung zu. Die Begrenzerwirkung des 5,5-MHz-Verstärkers und Ratiodektors ist so groß, daß auch im ungünstigsten Fall das Intercarrierbrummen sicher unterdrückt wird. Als NF-Verstärker arbeitet die Röhre PCL 86. Das Anlaufbrummen unterdrückt man elektronisch durch Sperren des Triodensystems der PCL 86 mit der mittleren Gleichspannung des Videodemodulators.

Bei dem Metz-Chassis legte man großen Wert auf servicegerechte Konstruktion und klaren, übersichtlichen Aufbau. Die Schaltung ist mit Ausnahme der Zeilen-Ablenkschaltung mit gedruckten Leiterplatten ausgeführt. Dabei sind Impuls- und ZF-Teil auf getrennten Platten untergebracht. Die wesentlichen Bauteile und Meßpunkte wurden auf den Leiterplatten beschriftet. Das senkrecht stehende Klappchassis ermöglicht eine bequeme Zugänglichkeit aller Teile. Ferner sind Anschlüsse für Fernregler (Helligkeit und Lautstärke) und Zusatzlautsprecher (Anpassungswiderstand etwa 5 Ohm) vorhanden.

Für die vier neuen Modelle wird elektrisch das gleiche Chassis verwendet. Lediglich bei den Geräten „Capri“ und „Hawaii“ ist



Klappchassis der Metz-Fernsehgeräte „Java“, „Capri“, „Samoa“ und „Hawaii“

ein anderer konstruktiver Aufbau wegen der unterschiedlichen Anordnung der Bedienelemente erforderlich; bei den Neuentwicklungen hat man die Bedienelemente vorn angeordnet. Nur der selten zu betätigende Regler für Bildfang ist als Rändelrad an der Rückwand untergebracht.

Bei den Typen „Java“ und „Samoa“ liegen die Regler für Lautstärke, Klangfarbe, Helligkeit und Kontrast in einer Kunststoffwanne im Frontrahmen, die durch einen federnden Deckel verschlossen ist. Ein-Ausschalter und Programmwahlschalter sind offen in der Abdeckung der Wanne angeordnet. Die vier Potentiometer sowie zwei Schalter lassen sich beim Service sehr einfach (nach Lösen von zwei Schrauben) nach unten aus der Wanne herausnehmen. Sie sind in einer Kunststoffabdeckung montiert, die am Boden des Gehäuses befestigt ist. Die große übersichtliche Skala für die UHF-Kanalanzeige liegt gut sichtbar im unteren Teil des Blendenrahmens. Die Knöpfe für den VHF- und UHF-Tuner sind an der rechten Gehäuseseite angebracht.

Für die beiden auf der Deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoausstellung erstmals ausgestellten Fernsehgeräte „Hanseat“ und „Colonel“ entwickelte Nordmende ein neues Chassis. Der Empfänger „Colonel“ gehört zu den Portables. In dieser Geräteklasse steht weniger Raum zur Verfügung als bei den normalen Tischempfängern. Der Weg zum „Kleinraum-Chassis“ führt aber nicht dadurch zum

Ziel, daß man versucht, den bisherigen Aufbau zusammenzudrängen. Die wichtigere Forderung ist vielmehr, die in einem Fernsehgerät erzeugte Wärme abzuführen. Daher muß der Entwickler das Chassis so aufbauen, daß sich die Temperatur möglichst gleichmäßig verteilt. Vor allem bei den besonders heißen Stufen (zum Beispiel Zeilen-Endröhre) kommt es darauf an, die aufsteigende Warmluft gut abfließen zu lassen. Während in normalen Heimempfängern mit einer größeren Freizügigkeit bei der Wahl der Bestückungsverfahren werden kann, muß der Portable so bestückt sein, daß bei möglichst geringer Wärmeentwicklung mindestens die gleiche Leistung erreicht wird.

Als Ergebnis gründlicher Entwicklungsarbeit stellte Nordmende ein Chassis vor, das mit 19 Röhren zahlenmäßig zwar noch in die Klasse der Standardempfänger (sogenannte C-Klasse) gehört, in vielen Einzelheiten jedoch mit Eigenschaften der höheren Leistungsklassen aufwartet. Beispiele dafür sind die Zeilenfang- und Bildfangautomatik, der Hochleistungs-ZF-Verstärker mit zwei Spanngitterröhren EF 183 und die kräftige NF-Endstufe mit der Röhre PCL 86.

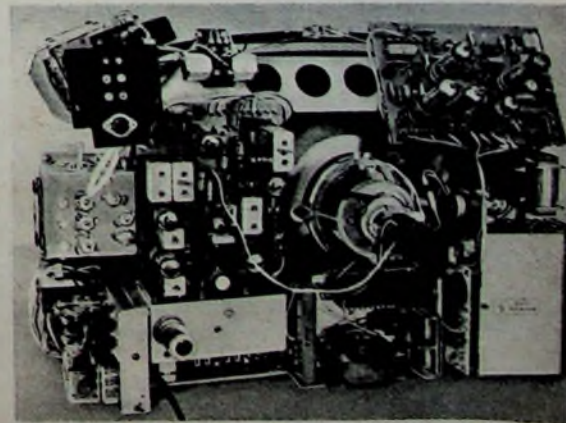
Die erste Neuerung zeigt der VHF-Kanalschalter. Der Gitterkreis der Mischstufe ist als Brücke geschaltet, damit bereits an dieser Stelle - und nicht erst am Gitter der ersten ZF-Röhre - das UHF-ZF-Signal eingekoppelt werden kann. Wie beim Brückenfilter im ZF-Eingang, benötigt man für dieses Verfahren der ZF-Einkopplung keinen Schaltkontakt.

Der ZF-Verstärker enthält in der ersten und zweiten Stufe die steile Spanngitterröhre EF 183. Beide Stufen sind geregelt und sorgen so für einen weiten Aussteuerbereich. Die Selektion gegenüber dem Nachbar- und -bildträger und das Absenken des eigenen Tonträgers gewährleisten Fallenkreise vor dem Gitter der ersten ZF-Röhre. Die letzte ZF-Stufe ist als vollkommen abgeschirmter Baustein ausgeführt und mit der PCF 80 bestückt, deren Triodensystem als Verstärker für die selektive Störaustattung des Empfängers arbeitet.

Im Kippteil fallen die neuartige Schaltung für den Zeilen- und Bildgenerator sowie die automatische Zeilensynchronisation auf. Der Phasen- und Frequenzdiskriminator für die Zeilensynchronisation ist nicht mit Germanium- oder Röhrendioden, sondern mit zwei Trioden (ECC 82) bestückt. Der Schaltung auf Seite 790 kann man entnehmen, daß den Steuergittern der Trioden über den Widerstand R 614 positive Rücklaufimpulse der Zeilen-Endstufe zugeführt werden. Die Trioden sind während des Rücklaufs durch die positive



Ansicht (oben) und Chassis (rechts) des neuen Fernsehempfängers „Colonel“ von Nordmende



²⁾ Förster, S.: Probleme der Verstärkungsregelung im Fernsehgerät. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 17, S. 603-605

gitter. Dadurch schwingt der Oszillator auf seiner tiefsten Frequenz, und da gleichzeitig der Direkt-Synchronimpuls am Gitter durch eine Automatikschaltung stark vergrößert auftritt, wird der Oszillator wieder auf die Sollfrequenz eingestellt. Die Koinzidenzschaltung liefert dann wieder die Gleichspannung, und gleichzeitig verkleinert sich der Direkt-Synchronimpuls. Als Bild-Endstufe ist die neue Verbundröhre PCL 85 eingesetzt, deren Triodenteil als Vorstufe arbeitet und in Verbindung mit einer Stromgegenkopplung etwaige Bildschrumpfungen infolge Erwärmung der Ablenkspule ausschaltet. Netzspannungsschwankungen werden durch eine Stabilisierungsschaltung mit der Röhre ECC 82 ausgeglichen, so daß stets ein konstantes Bildformat, stabile Hochspannung und gleichbleibende Punktschärfe gewährleistet sind.

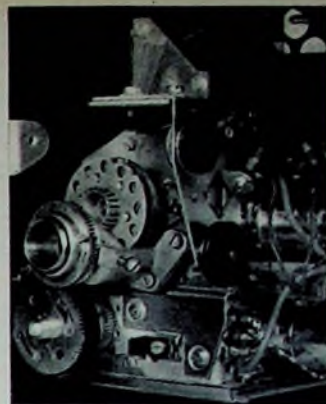
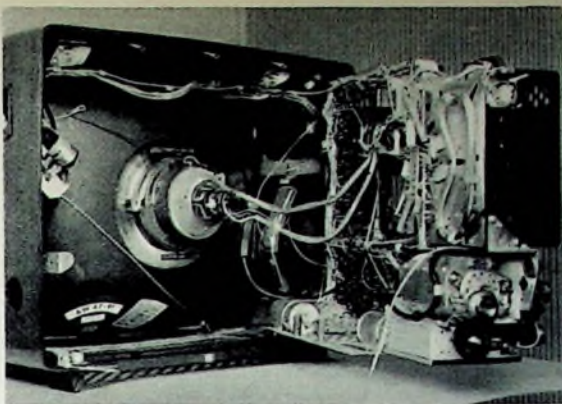
Eine Neuentwicklung ist auch das 47-cm-Tischgerät „Raffael-Automatik“ von Philips. Der VHF-Kanalwähler des Empfängers hat eine gespeicherte Frequenz-Feineinstellung. Die Wahl aller Kanäle im VHF- und UHF-Bereich ist mit einem einzigen Kombinationsknopf möglich. Dieser besteht aus der Antriebscheibe für den UHF-Grob-Fein-Trieb, vor der der VHF-Kanalschalterknopf liegt, in dem koaxial die Memomatic-Einstellung angeordnet ist. Die UHF-Abstimmung wird optisch auf einer Linearskala in der Bildmaske angezeigt.

Der 12-Kanal-Trommelwähler in Kaskodeschaltung mit gedruckten Induktivitäten wurde weiter verbessert und die Empfangsleistung durch Umstellung auf die Spanngitterröhren PCC 189 und PCF 86 gesteigert. Die Eingangsröhre PCC 189 entspricht etwa der PCC 88, ist aber besser regelbar und unempfindlicher gegen Verzerrungen. Die PCF 86 mit einem Spanngitter im Mischsystem (Pentodenteil) hat eine größere Mischteilheit und damit auch eine höhere Verstärkung. Außerdem genügt zur Mischung mit dem Eingangssignal eine niedrigere Oszillatorspannung als zum Beispiel bei der PCF 80. Dadurch lassen sich auch die Störstrahlungsbedingungen leichter erfüllen.

Neu beim „Raffael-Automatik“ ist die sogenannte Kaskadenschaltung. Der Ausgang des UHF-Tuners bildet mit dem Pentodensystem der Mischröhre PCF 86 im VHF-Kanalwähler eine Kaskade, wodurch sich eine Vorverstärkung der vom UHF-Tuner abgegebenen Zwischenfrequenz ergibt. Erst dann wird die Zwischenfrequenz dem Eingang des dreistufigen Bild-ZF-Verstärkers zugeführt, der mit den Spanngitterröhren EF 183 und $2 \times$ EF 184 bestückt ist. Die Kaskadenschaltung läßt eine hohe Kontrastreserve auch bei UHF-Empfang zu.

Als besonderen Bedienungskomfort erhielt der „Raffael-Automatik“ automatische Zeilen- und Bildsynchronisation. Eine weitere Erhöhung der Betriebssicherheit wird in der Zeilen-Endstufe durch die neue Röhre PL 500 erreicht. Das Hochspannungskabel und die Heizschleife für die Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 sind aus schwer entflammablem Material hergestellt.

Große Sorgfalt wurde auf gute Bild- und Tonwiedergabe gelegt. So wird zum Beispiel die Philips-Duo-Regelung angewendet, bei der man unverzögert die steile Regelröhre EF 183 im Bild-ZF-Verstärker und von einer bestimmten Eingangsspannung ab verzögert die Eingangsröhre PCC 189 des VHF-Kanalwählers regelt.



Chassis des 47-cm-Tischgerätes „Raffael-Automatik“ (links) und Teilsicht (rechts) des VHF-UHF-Kanalwählerpaketes (Philips)

Dadurch ergibt sich bei allen Antennenspannungen ein günstiges Signal/Rausch-Verhältnis. Außenstörungen werden durch ein elektronisches Störsieb (selektiver noise inverter) von der automatischen Regelung und von der Synchronautomatik ferngehalten.

Der Bild-ZF-Verstärker hat eine ausgeglichene Gruppenlaufzeit-Kurve und hohe Nachbarkanalunterdrückung (> 500). Der

zweistufige Verstärker für die Ton-Zwischenfrequenz verleiht dem Tonteil gute Empfangsreserven. Die Gegentakt-Endstufe in eiselooser Technik speist einen Hochleistungs-lautsprecher, der trotz kleiner Abmessungen für eine gute Wiedergabe sorgt. Durch eine Farbfilter-Schutzscheibe vor der Bildröhre wird eine erhebliche Kontrastverbesserung erreicht.

(Wird fortgesetzt)

Elektronik

Kontaktlose Leuchtschirfröhren mit Hochfrequenz-Anregung

Wie sehr die Elektronik in immer weitere Gebiete eindringt, demonstrierte beispielsweise die Deutsche Philips GmbH auf der Deutschen Industrieausstellung Berlin 1961 mit der „Radonic-Werbeleuchte“. Ein mit einer Doppeltriode UCC 85 bestückter quartzstabilisierter Oszillator erzeugt bei diesem Gerät mit einer Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$ eine Hochfrequenz von 13,56 MHz. Über eine Leistungsstufe ($2 \times$ UL 84) und ein Oberwellenfilter wird die HF auf eine Flächenantenne gegeben. Bringt man nun vor dieser Flächenantenne kleine edelgasgefüllte Röhren in Buchstaben- oder Zahlenform in das HF-Feld, dann wird das Edelgas dieser „Laternen“ genauso wie bei den bekannten Neonlampen zum Leuchten angeregt. Da es sich hierbei um eine kontaktlose Übertragung der Hochfrequenzenergie zu den Leuchtzeichen handelt, lassen sich wie in einem Setzkasten die 64 mm hohen Leuchtzeichen mit ihren Kunststoffsockeln durch



einfaches Einklemmen in einen Längsschlitz des langgestreckten Leuchtkörpers nach Belieben kombinieren. Jeder aus Kunststoff hergestellte Leuchtkörper (Länge 91 cm, Höhe 16 cm, Tiefe 7 cm) kann in seinem Längsschlitz maximal 16 grün oder orange leuchtende Zeichen fassen; minimal sollen vier Leuchtzeichen vorhanden sein.

Der Oszillator und das Netzanschlußgerät (220 V, 40... 60 Hz, 60 W) sind im Fuß der Leuchte montiert. Die Flächenantenne befindet sich auf der Hinterseite der Frontplatte. Zur Inbetriebnahme der Werbeleuchte ist lediglich der Stecker der 2 m langen Anschlußschnur in eine Netzsteckdose einzuführen. Für mehrzellige Leuchtschir-

ten kann man mit Hilfe von Schlitten in den Gehäusekörpern und zusätzlichen Verbindungsschnüren bis zu vier Geräte übereinander aufstellen. Die mittlere Lebensdauer der Leuchtzeichen ist etwa 5000 Betriebsstunden. Die Umgebungstemperatur beim Betrieb des für Innenräume ausgelegten Gerätes soll zwischen -5 und $+50^\circ\text{C}$ liegen (Nennwert $+25^\circ\text{C}$). Die Einhaltung der Störstrahlungsbedingungen dieser neuartigen HF-Leuchte wurde durch Zuerkennung der FTZ-Prüfnummer C 011/61 und des Funk-schutzzeichens des VDE bestätigt.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Novemberheft 1961 unter anderem folgende Beiträge:

Magnetische Messungen an Eisenkernen bei Aussteuerung mit Impulsen

Einige interessante Anwendungen von Kalkkathodenröhren in Labor und Industrie

Schaltungen zur Abfallverzögerung von Relais mit Transistoren

Nachbildung der thermischen Strahlung einer Kernwaffenexplosion

Stromstabilisierung des Dauerstrichmagnetrons Valva 7091

Sägezahn-generator mit fast unendlicher Linearität

Neue nachrichtentechnische Gesichtspunkte zur Überseeausbreitung im Kurzwellenbereich

Empfehlungen bei der Anwendung digitaler Steuerungen von Werkzeugmaschinen

Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft
Preis im Abonnement 3 DM, Einzelheft 3,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE

Ein Geschenk von bleibendem Wert



HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Band I-VI mit über 4600 Seiten und über 3800 Bildern

Gesamtpreis nur **118,30 DM** • alle 6 Bände auch einzeln lieferbar

I.-III. Band je 17,50 DM

Herausgeber: Curt Rint

IV. Band 19,50 DM

Herausgeber: Kurt Kretzer

V. Band 26,80 DM

Herausgeber: Werner W. Diefenbach und Kurt Kretzer

VI. Band 19,50 DM

Herausgeber: Kurt Kretzer

Einer Autorengemeinschaft von 76 Kapazitäten und Spezialisten verdankt die HANDBUCH-Reihe, die in weiteren Bänden fortgesetzt wird, ihren hohen Wert für Studium und Praxis

Die komplette Reihe eignet sich vorzüglich als Weihnachtsgeschenk ebenso wie jeder einzelne Band

Gesamtauflage über **280 000** Exemplare!

Das HANDBUCH erhalten Sie in allen guten Buchhandlungen im Inland und Ausland sowie durch den Verlag
SPEZIALPROSPEKTE AUF ANFORDERUNG

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Das blaue Wunder^{*}

... eine Fachbibliothek von hoher Qualität
für Ingenieure, Physiker und Studierende

Aus dem Inhalt:

I. BAND:

Grundlagen der Elektrotechnik · Bauelemente der Nachrichtentechnik
Elektronenröhren · Rundfunkempfänger · Elektroakustik · Tonfilmtechnik
Übertragungstechnik · Stromversorgung · Starkstromtechnik u. a. m.
728 Seiten · 646 Bilder · Ganzseiten

II. BAND:

Neuentwickelte Bauelemente · Der Quarz in der Hochfrequenztechnik
Wellenausbreitung · UKW-FM-Technik · Funkmeßtechnik · Funkkartung
Schallaufzeichnung · Elektronische Musik · Industrielle Elektronik
Fernsehen u. a. m. 760 Seiten · 638 Bilder · Ganzseiten

III. BAND:

Stromverdrängung · Berechnung elektromagnetischer Felder · Frequenz-
funktion und Zeitfunktion · Oxydische Dauermagnetwerkstoffe · Barium-
titanate · Stabantennen · Wabenkaminfenster · Halbleiter · Dämpfungs-
und Phasenzerrung · Die Ionosphäre · Hochfrequenzmeßverfahren
Fernsehliteraturverzeichnis u. a. m. 744 Seiten · 669 Bilder · Ganzseiten

IV. BAND:

Informationstheorie · Bauelemente der Nachrichtentechnik · Fortschritte
auf dem Gebiet der Elektronenröhre · Verstärkertechnik · Moderne
AM-FM-Empfangstechnik · Elektroakustik und Tonfilmtechnik · Planungs-
grundlagen für kommerzielle Funk- und Richtfunkverbindungen · Meteor-
ologische Anwendungen der Nachrichtentechnik · Die Elektronik in der
Steuerungs- und Regelungstechnik · Theorie und Technik elektronischer
digitaler Rechenautomaten · Vakuumtechnik
826 Seiten · 749 Bilder · Ganzseiten

V. BAND:

Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen

Hauptfachgebiete:

Antennentechnik · Bauelemente · Dezimetertechnik · Elektroakustik
Elektromedizin · Elektronische Musik · Entstörungstechnik · Fernmelde-
technik · Fernsehtechnik · Funkartung · Halbleitertechnik · Hochfrequenz-
technik · Impulstechnik · Industrie-Elektronik · Kommerzielle Nach-
richtentechnik · KW- und Amateur-KW-Technik · Lichttechnik · Mathe-
matik · Meßtechnik · Nachrichtensysteme · Richtfunktechnik · Röhrentechnik
Rundfunktechnik · Ultrakurzwellentechnik · Warkalottechnik
810 Seiten · 514 Bilder · Ganzseiten

VI. BAND:

Schallalgebra · Fortschritte in der Trägerfrequenztechnik · Die Puls-
modulation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik · Gedruckte
Schaltungen und Subminiaturtechnik · Meßverfahren und Meßgeräte der
NF-Technik und Elektroakustik · Messungen zur Bestimmung der Kenn-
werte von Dioden und Transistoren · Standardfrequenzmeßtechnik nach
dem Überlagerungsverfahren · Radioastronomie · Dielektrische Erwär-
mung durch Mikrowellen · Magnetverstärkertechnik · Analogrechner
als Simulatoren · Technik der Selbst- und Fernlenkung · Fernwirk-
technik · Farbfernsehen

765 Seiten · 600 Bilder · 48 Tabellen · Ganzseiten

★ ... und hier ein Urteil

„Wenn wir in unserem Großbetrieb vom „blauen Wunder“
sprechen, so meinen wir die 6 Bände des HANDBUCH FÜR
HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER. Sie sind
Ihnen großartig gelungen und bedeuten für uns Techniker
und Ingenieure geradewegs das tägliche Brot.“ H. K. in B

Weitere wertvolle Fachbücher

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
484 Seiten · 390 Bilder · 13 Tabellen · Ganzseiten 56,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
336 Seiten · 322 Bilder · Ganzseiten 19,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
224 Seiten · 206 Bilder · Ganzseiten 19,50 DM

Elektrische Antriebe elektronisch gesteuert und geregelt

von Ing. GERHARD WEITNER
179 Seiten · 236 Bilder · Ganzseiten 19,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen
von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
439 Seiten · 319 Bilder · 13 Tabellen · Ganzseiten 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner
Elektronenstrahl-Oszillografen
von J. CZECH
684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen · Ganzseiten 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzseiten 19,50 DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung
passiver Übertragungsnetzwerke
von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen · Ganzseiten 36,— DM

Fernsehempfänger

Arbeitsweise · Schaltungen · Antennen · Instandsetzung
von HERBERT LENNARTZ
248 Seiten · 228 Bilder · 7 Tabellen · Ganzseiten 22,50 DM

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang

von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ
235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzseiten 22,50 DM

Elektronik für den Fortschritt

von Dipl.-Ing. WERNER SPARBIER
ca. 300 Seiten im Großformat
mit zahlreichen, zum Teil mehrfarbigen Bildern · Preis ca. 32,— DM
Erscheint in Kürze · Bestellungen werden bereits entgegengenommen

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung
224 Seiten · 140 Bilder · Ganzseiten 19,50 DM

Kompendium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
358 Seiten · 157 Bilder · Ganzseiten 27,50 DM

II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
ca. 330 Seiten · 51 Bilder · Ganzseiten 27,50 DM
Erscheint in Kürze · Bestellungen werden bereits entgegengenommen

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten

I. Band: Englisch · Deutsch · Französisch
von Dipl.-Ing. WOLFGANG GRAU
664 Seiten · Ganzseiten 39,50 DM

In Vorbereitung

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
Ca. 105 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen

Das Tonbandgerät · Betrachtungen über ein Konzept

DK 681.846.7

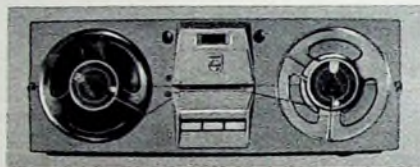
Fast zehn Jahre alt ist das Interesse des Konsumenten am Tonbandgerät, seitdem es durch die Entwicklung der ersten für den Amateur erschwinglichen Typen aus dem Stadium des professionellen Gerätes herauskam. In dieser Zeit ist es immer größeren Kreisen erreichbar geworden und bietet sich heute dem Interessenten in reichhaltiger Auswahl bei guter Qualität und niedrigeren Preisen an. Es sei versucht, die Käufer von Tonbandgeräten und ihre Ansprüche etwas genauer zu betrachten.

Zwischen dem Tonbandgerät und der Fotokamera bestehen einige interessante Parallelen. Die Freude an der schöpferischen Betätigung, das Interesse an einem technischen Gerät wie auch der Wunsch des Fixierens von Erlebnissen und Lebensabschnitten können auslösend für die Beschäftigung mit ihnen sein. Sowohl beim Tonbandgerät als auch bei der Kamera gibt es den Gelegenheitsamateur ohne spezielle gestalterische Interessen, und sowohl der Tonband- wie auch der Fotoamateur finden bei ernsthafter Beschäftigung mit ihrer Materie den Weg zu einem Verein, um Erfahrungen auszutauschen, Kritik an der geleisteten Arbeit zu finden, Anregungen zu bekommen und an Wettbewerben teilzunehmen.

Der Tonbandamateur

Der Besitz eines Tonbandgerätes war bislang vornehmlich bei den Angehörigen höherer Einkommensgruppen vorzufinden, in erster Linie wohl bedingt durch die Preisgestaltung. Entsprechend ist auch die Verteilung auf Berufsgruppen: Freie Berufe, Selbständige, Beamte und Angestellte sind am stärksten vertreten. Anstoß zur Anschaffung eines Tonbandgerätes gibt häufig die persönliche Empfehlung, verbunden mit dem Eindruck von einem in Betrieb befindlichen Gerät. Die Untersuchung des Tonbandgerätebesitzers auf seine Eigenschaften als Amateur ergibt einige Unterscheidungsmerkmale, die eine gewisse Gruppierung zulassen.

So findet man zuerst den ernsthaften Tonbandamateur, bei dem im allgemeinen ein ausgeprägtes technisches Interesse mit einem Drang zur schöpferischen Betätigung verbunden ist. Weil diesem Tonbandamateur die Technik keine Schwierigkeiten bereitet, wird er ein Gerät mit vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten bevorzugen, das seiner anspruchsvollen Amateurarbeit viel Spielraum läßt. Seine Idealvorstellung ist nicht selten ein Gerät mit den Eigenschaften einer professionellen Maschine. Ohne die Bedeutung dieser Amateurgruppe zu unterschätzen, sei festgehalten, daß ihr Anteil an der Gesamtzahl der Tonbandgerätebesitzer nicht sehr groß ist. Sie allein würden die Fertigung größerer Serien, die erst zu erschwinglichen Preisen führen, nicht ermöglichen. Seine große Verbreitung hat das Tonbandgerät durch eine andere Gruppe von Amateuren erfahren. Ihre Ansprüche führen zu Geräten, bei denen Qualität, Vielseitigkeit und Bedienungsaufwand in einem vernünftigen Verhältnis zueinander stehen. Je nach technischer Aufgeschlossenheit bevorzugen sie Modelle, die hauptsächlich die Grundfunktionen Aufnahme und Wiedergabe und daneben unter Umständen noch einige zusätzliche



Aufsicht auf die Bedienungselemente der Tonbandgeräte „RK 35“ (oben) und „RK 9“ (unten)

Anwendungs- und Trickmöglichkeiten gestatten, soweit sie deren gestalterische Verwendung kennen. Ein großer Teil des Tonbandgeräteprogramms wird schon jetzt den Ansprüchen dieser Amateurgruppe gerecht. Durch die Entwicklung neuer Gerätetypen, die ein noch strafferer Konzept unter weiterer Vereinfachung der Bedienung bieten, werden aber in der Zukunft noch größere Kreise für den Besitz eines Tonbandgerätes zu interessieren sein, wobei man auch die hierdurch gebotenen preislichen Möglichkeiten bedenken sollte.

Das neue Konzept

Das Tonbandgeräteprogramm muß – wenn es für die Zukunft neue Käuferkreise erschließen will – um ein neues Konzept bereichert werden: das „führerscheinfreie“ Gerät. Immer mehr wird man es in der nächsten Zeit mit Interessenten zu tun haben, die von einem Tonbandgerät nicht mehr verlangen, als damit Sprache und Musik aufzunehmen und wiederzugeben. Duoplay, Multiplay und andere Tricktechniken werden für ihre Beschäftigung mit dem Gerät nicht in Betracht kommen. Da ihr technisches Interesse nur gering oder überhaupt nicht vorhanden ist, werden sie



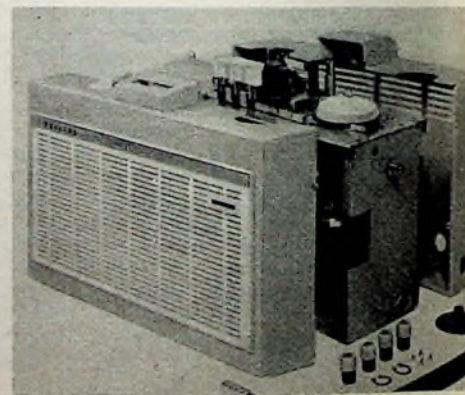
Tonbandgerät „RK 9“

Chassisaufbau des Tonbandgerätes „RK 9“ ▶

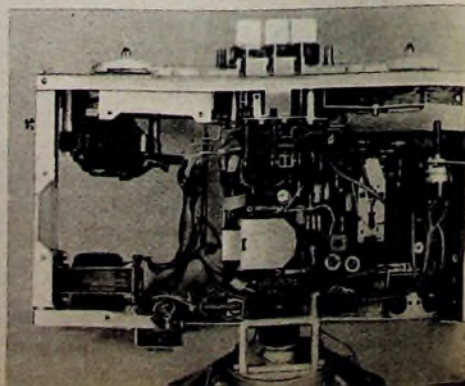
Wert auf eine Bedienung legen, die so einfach wie möglich gehalten ist. Ihnen muß man Geräte bieten, die neben den bezeichneten Merkmalen bei guter Qualität möglichst wirtschaftliche Betriebsbedingungen aufweisen, die ihnen in Verbindung mit einer mittleren Bandgeschwindigkeit die Vierspurtechnik zu bieten vermag. Daß der Verbraucher gerade deren Vorteile erkannt hat, haben die Erfahrungen der letzten Jahre eindeutig bewiesen. Ein weiterer wesentlicher Vorteil für die Gestaltung der Betriebskosten auf längere Zeit sollte bereits von der Konstruktion her gegeben sein, nämlich ein zuverlässiger Aufbau mit hoher Betriebssicherheit, der einen leichten und billigen Service ermöglicht.

Die Bedienungsanleitung als Indiz

Ein wesentliches und unbestechliches Merkmal für die Erkennung eines Gerätekonzepts ist die Bedienungsanleitung. Je mehr Funktionsmöglichkeiten ein Tonbandgerät bietet, um so umfangreicher muß zwangsläufig seine Bedienungsanleitung sein. Wenn man sich ein Gerät mit dem im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Konzept vorstellt, dann könnte sich die dazugehörige Bedienungsanleitung darauf beschränken, die wesentlichen Dinge über die Inbetriebnahme des Gerätes, die Funktion seiner Bedienungselemente sowie seiner Anschlüsse und wenige Einzelheiten, wie Aussteuerung und Mikrofonabstand, zu beschreiben. Eine Erweiterung um die Möglichkeit der Stereo-Aufnahme zwingt aber schon dazu, nicht nur die hierfür nötige Gerätebedienung zu erläutern. Hier muß man den Benutzer in Text und Bild zunächst einmal über das Wesen der Stereophonie und ihre Gestaltungsmöglichkeiten aufklären, ihm Anwendungsvorschläge machen und ihn in die besondere Aufnahmetechnik



„RK 9“ mit demontiertem Gehäuse



einführen. Wenn ihm das Gerät dann gleichzeitig noch die Anwendung des Duoplay- und des Multiplayverfahrens gestattet, dann wird das die Anleitung noch um einige Seiten und Abschnitte erweitern, ganz zu schweigen von eventuellen Zusatzteilen, deren Anwendung und Anschluß erklärt sein will. Man kann keinesfalls unterstellen, daß ein so vielseitiges Gerät ausschließlich in die Hände eines



Oben: Tonbandgerät „RK 35“; links und unten: nach Lösen der Bodenplatte ist die gedruckte Schaltung sichtbar, die durch Herausklappen des Zugangs zum mechanischen Teil erleichtert



Amateurs gerät, der mit diesen Begriffen vertraut ist. Der Benutzer wird in jedem Fall erwarten, daß man ihn über das Wesen dieser Dinge aufklärt, wenn er das entsprechende Gerät erwirbt.

Die Nutzenanwendung für das Programm

In diesen Gedanken über die Bedienungsanleitung sind bereits zwei Geräteformen gegenübergestellt, deren Konzept die Extreme eines Programmes bilden könnten. Aus der Praxis des Tonbandgeräteprogrammes der Deutschen Philips GmbH, in der sie beide verwirklicht wurden, seien sie hier näher erläutert.

Die Realisierung des „führerscheinfreien“ Gerätes findet man im Tonbandgerät „RK 9“ vor. Dieses Gerät ist eine Entwicklung, die von vornherein ganz bewußt auf die Belange und Anforderungen abgestellt wurde, die von der weiteren Entwicklung des Tonbandgerätesgeschäftes gestellt werden. Seine wichtigsten und interessantesten Merkmale sind stichwortartig:

Vierspurtechnik in Verbindung mit Bandgeschwindigkeit 9,5 cm gewährleistet wirtschaftlichen Bandverbrauch; Funktionsmöglichkeiten Aufnahme und Wiedergabe (Mono) unter bewußtem Verzicht auf Trickmöglichkeiten; dadurch Bedienung logisch und ohne technisches Verständnis sofort erlernbar; Bedienungselemente übersichtlich zusammengefaßt; Anschlußmöglichkeiten universell, für Rundfunk (Diode), Mikrofon, Phonogerät und Zweitlautsprecher; Gehäuselautsprecher für unabhängigen Betrieb mit überraschenden Klangeigenschaften (wichtige Betriebsart für Geräte dieser Klasse); sehr gute Aufnahmeeigenschaften in bezug auf Frequenzbereich, Dynamik und Gleichlauf; interessante, neuartige Formgestaltung, aufrechte Form mit großer Frontwand (günstig für Lautsprecher), geringer Platzbedarf, leicht zu transportieren; robuste mechanische Konstruktion, stabiler, wartungsfreier Antrieb mit guten Serviceeigenschaften, ebenso wie leicht zugängliche gedruckte Schaltung; mittellohmige Transistoreingangsstufe.

Diese Aufzählung der wesentlichen Eigenschaften des „RK 9“ läßt erkennen, daß diese Entwicklung dem konzipierten Gerät für den zukünftigen Normalkonsumenten bereits sehr nahekommt. Es liegt auf der Hand, daß mit der Verwirklichung der genannten Eigenschaften gleichzeitig eine wirklich erschwingliche Preisgestaltung erreicht werden konnte.

Als Kontrastgerät zu dem „RK 9“ kann ein anderes Gerät aus dem Philips-Programm gelten, das zur anderen Seite hin mit einem ebenso interessanten Konzept aufwarten kann: Es ist das Tonbandgerät „RK 35“¹⁾. Im Gegensatz zum „RK 9“ stellte sich hier die Aufgabe, mit einem nicht zu hohen materiellen Aufwand ein Gerät zu entwickeln, das in seiner Vielseitigkeit möglichst alle Anforderungen des fortgeschrittenen Amateurs erfüllt. Auch hier seien die Eigenschaften der Übersichtlichkeit halber in Stichworten zusammengestellt:

Vierspurtechnik in Verbindung mit Bandgeschwindigkeit 9,5 cm; monophone und stereophone Aufnahme und Wiedergabe; Duoplay (Playback) ohne Zusatzrichtungen mit Mithörmöglichkeit über Kopfhörer oder Lautsprecher; Multiplay (Mischüberspielung) ohne Zusatzrichtungen, ebenfalls mit Mithörmöglichkeit; monophone Endstufe; Stereo-Wiedergabe mit getrenntem Verstärker als 2. Kanal oder über Stereo-Anlage; universelle Anschlußmöglichkeiten für Rundfunk (Diode), Mikrofon (Stereo oder Mono), Plattenspieler, Kopfhörer, Zweitlautsprecher.

Der mechanische Aufbau des „RK 35“ konnte sich an die bestehende Konstruktion einer Reihe von bewährten Vorgängertypen anlehnen. Die elektrische Schaltung ist völlig in gedruckter Technik ausgeführt. Um der Forderung nach einem leichten Service entgegenzukommen, ist sie nach Öffnen der Bodenplatte des Gehäuses zugänglich, kann herausgeklappt

¹⁾ Brandt, H.: „RK 35“ - Ein neues Vierspur-Stereo-Tonbandgerät. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 9, S. 311-312, 315

werden und gibt dabei gleichzeitig den Zugang zum mechanischen Teil frei.

Bei der Aufzählung der Eigenschaften sind eine Reihe von Daten unberücksichtigt gelassen, die bei einem Gerät dieser Klasse als selbstverständlich vorauszusetzen sind. Was aufgezeigt werden sollte, ist die Tatsache, daß dieses Tonbandgerät an das Können des Amateurs nicht geringe Ansprüche stellt, wenn er alle gebotenen Möglichkeiten nutzen will. Inwiefern die Industrie die Voraussetzungen dafür schaffen muß, haben die Hinweise auf die Bedienungsanleitung gezeigt.

Zwei Richtungen wurden erläutert, in die sich die Entwicklungsarbeit am Tonbandgerät bewegt. Trotz ihrer scheinbaren Gegensätzlichkeit haben sie unendlich viele Berührungspunkte, und beide werden sie von den Fortschritten profitieren, die die Tonbandtechnik in der Zukunft auch weiterhin erleben wird.

Magnetton-Nachrichten

Gewinner des X. Internationalen Wettbewerbs der besten Tonaufnahme 1961

Bei den Endausscheidungen in Berlin in der Zeit vom 13.-16. 10. 61 wurden die nachstehenden Gewinner ermittelt.

Großer Preis Monaural: W. Baumann, Schweiz (Trickaufnahme „Variationen mit „A““; Abwandlungen des Oboe-Kammertones „A“ bei verschiedenen Abspielgeschwindigkeiten)

Großer Preis der Stereophonie: J. Taverney, Schweiz (stereophonische Multiplayback-Aufnahme „Ramona“)

Kategorie A: 1. I. M. van den Busken, Holland (Tonmontage-Hörspiel „Die Grenze“); 2. T. I. Devereux, England (Tonmontage „Just by accident“)

Kategorie B: 1. F. Jeannin, Schweiz (Reportage „Merles des Indes“; Unterhaltung mit sprechenden Wellensittichen); 2. Ch. Barrière, Frankreich (Reportage „Orgue ancien et musique ancienne“; alte Orgel und alte Musik)

Kategorie C: 1. J. Tallandier, Frankreich (Musikaufnahme „Chants et rythmes polynésien“; Gesang und Rhythmen aus Polynesien); 2. A. Strand, Schweden (Musiktonaufnahme „Jerichs Chorgesang“)

Kategorie D: H. Gerber, Schweiz (Tondokument „Sardinien“; seltenes Musikinstrument aus Sardinien); 2. W. Glükert, Deutschland (Tondokument „Die Sängerknaben von St. Laurent“; Chorgesang)

Kategorie E: 1. S. Meyer zu Hoberge (Trickaufnahme „Boogie in Playback“; ein Ausübender, achttakte Überspielung); 2. K. Gröllnigg, Österreich (Geräuschkomposition „Spuk“)

Schulkategorie: 1. Schule von Bennington, England („Life in 1801“); 2. Christliche Nationalschule von Zaik, Holland („Ausdruck“)

Stereo-Kategorie: M. Lubin, Belgien („Abendlied“)

Preis der besten Nationalauswahl: Schweiz

Tonstudio-Einrichtung . . . leider nicht käuflich. FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 20, S. 736-737. Im Bild 2 fehlt bei der EF 40 in der Katodenleitung der notwendige Verbindungspunkt zum 10-Mohm-Gitterwiderstand und zum 0,2-µF-Kondensator vom Schirmgitteranschluß; auf S. 737 muß es bei der Erläuterung zu Bild 4 in der Mittelspalte, 3. Absatz, 5. Zeile, nicht „sieben Eingänge“, sondern „sieben Ausgänge“ heißen.

Tonband-Tastung. FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 20, S. 750. Der Gittervorwiderstand von R03 im Bild 2 muß einen Wert von 30 kOhm (nicht 3 kOhm) haben.

Zweikreisempfänger für Mittelwelle

Der hier beschriebene Zweikreisempfänger ist eine Weiterentwicklung des bereits veröffentlichten Einkreisempfängers¹⁾. Eine Abweichung vom grundsätzlichen Konzept bedeutet der Verzicht auf den Langwellenbereich.

HF-Vorstufe mit der Röhre EF 80

Um den Nachteil des Antenneneinflusses beim Einkreisempfänger zu beseitigen und eine höhere Empfindlichkeit zu erreichen, wird eine abstimmbare HF-Vorstufe vor das Audion gesetzt (Bild 1). Sie ist mit der steilen HF-Pentode EF 80 bestückt. Der HF-Vorkreis, der aus der Spule L_2 , dem Drehkondensator C_2 und einem Tauch-

dingt notwendig erwies sich im NF-Teil der Einbau des Lautstärkereglers P_1 vor der Endstufe. Dabei bewährte sich ein durch die beiden Kondensatoren C_{10} und C_{14} gleichspannungsfrei angeschlossenes 1-Mohm-Potentiometer. Die übrigen Einzelheiten des NF-Teils entsprechen denen des Einkreisempfängers.

Das Wickeln der Spulen

Die Spulen L_1 , L_2 sowie L_3 , L_4 , L_5 werden auf zwei Spulenkörper „Sp 9 GW III“ von Vogt gewickelt (Wickeldaten s. Tab. I). Beim Wickeln der Vorkreiswindung bringt man zuerst die Schwingkreiswick-

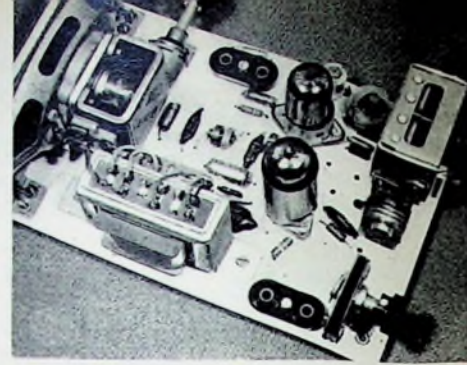


Bild 3. Gesamtansicht des Zweikreisempfängers, dessen Netzteil dem in Heft 17 beschriebenen entspricht

Doppelbuchse Bu_3 - beim Einkreisempfänger wurde sie als Antennen- und Erdbuchse verwendet - dient als Anschluß für einen Zweitlautsprecher. Die übrigen Bauteile werden organisch zwischen die bereits vorhandenen Schaltelemente eingefügt (Bild 3).

Inbetriebnahme und Abgleich

Wenn der Empfänger genau nach der Bauanleitung aufgebaut wurde und die Spulendaten eingehalten sind, wird der Zweikreisempfänger sofort Empfang einiger starker Mittelwellensender liefern. Voraussetzung ist allerdings, daß ein einwandfreier Rückkopplungseinsatz vorhanden ist.

Zuerst kontrolliert man, ob auch genau das Mittelwellenband (510 ... 1620 kHz) erfaßt wird. Etwaige Korrekturen müssen im Audionkreis erfolgen. Wenn der Frequenzbestimmende Teil des Empfängers (Audionkreis) vorabgeglichen ist, stimmt man den Vorkreis auf den gleichen Frequenzbereich ab. Stehen dazu keine Meßeinrichtungen zur Verfügung, so ist auf einen Sender bekannter Frequenz an den Bandenden abzugleichen. Dabei ist zu beachten, daß am unteren Bandende also bei niedriger Frequenz, mit dem Spulenkern und bei hoher Frequenz mit dem Paralleltrimmer abgeglichen wird. Den gleichen Vorgang wiederholt man mit einem Sender am oberen Bandende, bis man auch bei diesem Sender maximale Empfindlichkeit hat. Nun wird wieder auf den ersten Sender abgestimmt und der Abgleich wiederholt. Nach mehrmaligem Justieren der am Bandanfang und Bandende liegenden Sender ist der Gleichlauf der beiden Schwingkreise (Vor- und Audionkreis) erreicht, und der Empfänger hat auf dem ganzen Mittelwellenbereich höchste Empfindlichkeit und Trennschärfe.

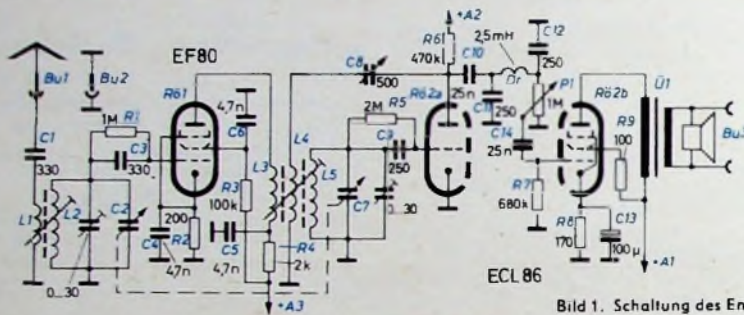


Bild 1. Schaltung des Empfängers

trimmer (0 ... 30 pF) besteht, ist über einen 330-pF-Kondensator (C_3) an das Gitter der Röhre $Rö_1$ gekoppelt. Für die Antennenanpassung wurde auf dem Spulenkörper der Spule L_2 eine weitere Wicklung (L_1) aufgebracht.

Der Gitterbleitwiderstand R_1 der HF-Vorröhre $Rö_1$ ist parallel zum Koppelkondensator C_3 geschaltet. Im Katodenkreis liegt das RC-Glied C_4 , R_2 . Das Schirmgitter erhält seine Spannung über den Vorwiderstand R_3 . Der 4,7-nF-Kondensator C_6 legt das Schirmgitter HF-mäßig an Masse.

Die in $Rö_1$ verstärkte Hochfrequenz gelangt über die Koppelspule L_3 zum Audionschwingkreis. Da diese Spule auch vom Anodengleichstrom der Röhre $Rö_1$ durchflossen wird und weil davor der Vorwiderstand R_4 liegt, muß das Ende der Spule HF-mäßig über C_5 an Masse führen.

Audion und NF-Teil

Die Audionstufe mit dem Triodensystem der Röhre ECL 86 übernimmt die Demodulation und NF-Vorverstärkung. Als unbe-

Tab. I. Wickeldaten der Spulen

Spule	Windungszahl	Induktivität [μH]	Draht
L_1	24		30 × 0,05 mm
L_2	105	180	30 × 0,05 mm
L_3	33		30 × 0,05 mm
L_4	30		30 × 0,05 mm
L_5	105	180	30 × 0,05 mm

lung L_2 gleichmäßig auf alle Kammern verteilt auf und darüber die Ankopplungsspule L_1 . Die zum Audion gehörenden Spulen werden in folgender Reihenfolge gewickelt: zuerst die Schwingkreiswindung L_5 , dann die Rückkopplungswicklung L_4 und schließlich die Ankopplungsspule L_3 . Als Draht wurde ausschließlich Cu-HF-Litze verwendet (30 × 0,05 mm).

Mechanischer Aufbau

Wenn man das Schaltbild des Einkreisempfängers mit der Schaltung des Zweikreisempfängers vergleicht, fällt auf, daß einige Schaltelemente des Einkreisempfängers weggefallen oder durch andere ersetzt worden sind. Hierfür waren schaltungs- oder verdrahtungstechnische Gründe, aber auch Raumprobleme bestimmend. So wurde zum Beispiel der Hartpapier-Drehkondensator zur Abstimmung des Einkreisempfängers durch den Doppeldrehkondensator C_2 , C_7 (2 × 500 pF) ersetzt.

Da auf den Langwellenbereich verzichtet wird, entfällt der Wellenschalter, und an seinen Platz rückt der Doppeldrehkondensator (Bild 2). Rechts daneben sind alle Bauteile der HF-Vorstufe, die Röhre EF 80, die Spulen L_1 , L_2 , sämtliche Widerstände und Kondensatoren sowie die Antennen- und Erdbuchse, untergebracht. Neben dieser Doppelbuchse Bu_1 , Bu_2 ist der Lautstärkereglers P_1 montiert. Die

Verwendete Einzelteile

- Hartpapier-Drehkondensator, 500 pF (Hopt)
 - Doppeldrehkondensator, 2 × 500 pF (Hopt)
 - Elektrolytkondensator, 100 μF, 6 V (Wima)
 - Kondensatoren (Wima)
 - Anschlußleisten (Dr. Mozar)
 - HF-Drossel, 2,5 mH (Jahre)
 - Ausgangsübertrager „A 4“ (Engel)
 - Noval-Röhrenfassungen (Preh)
 - Potentiometer „4168“, 1 MOhm pos. log. (Preh)
 - Lautsprecher „P 713/13/8“ (Isophon)
 - Spulenkörper „Sp 9 GW III“ mit Abgleichkernen (Vogt)
 - Röhren EF 80, ECL 86 (Telefunken)
- Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den Fachhandel

¹⁾ Einkreisempfänger für Mittel- und Langwellen. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 17, S. 641-642

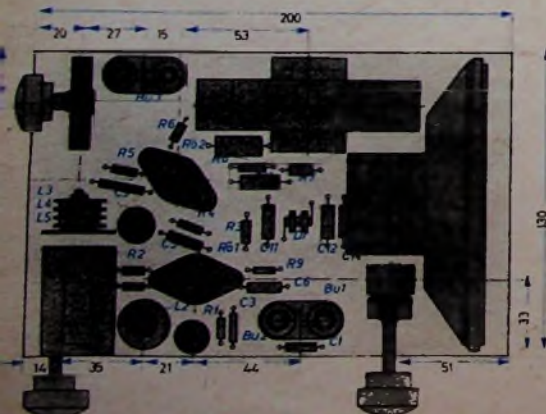


Bild 2. Aufbauskinne mit Lage der Einzelteile

NF-Kompensation von RC-Verstärkern

DK 621.375.123

Im folgenden werden die NF-Kompensation von RC-Verstärkern und einige Anwendungsbeispiele besprochen. Durch die NF-Kompensation ist ohne großen Aufwand eine wesentliche Erniedrigung der unteren Grenzfrequenz möglich. Zur Ableitung der NF-Kompensationsbedingungen wird die Laplacetransformation benutzt.

1. Einleitung

Sind der innere Widerstand R_i einer Verstärkerröhre und der Gitterableitwiderstand R_g der nachfolgenden Verstärkerstufe groß gegenüber dem Arbeitswiderstand R_a der im Bild 1 dargestellten Wider-

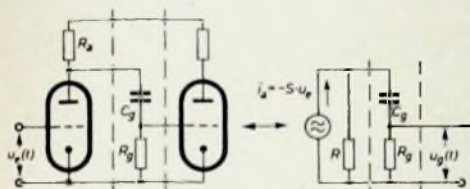


Bild 1. RC-Verstärkerstufe (links außen) und Ersatzschaltbild für niedrige Frequenzen

standsverstärkerstufe, so ist ihre untere Grenzfrequenz f_u durch die Zeitkonstante $\tau_g = R_g \cdot C_g$ des Koppelgliedes festgelegt. Es gilt

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_g} = \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot C_g} \quad (1)$$

Für niedrige Frequenzen ist der Wechselstromwiderstand $|X| = \frac{1}{\omega \cdot C_g}$ des Koppelkondensators C_g nicht mehr klein gegenüber dem Gitterableitwiderstand R_g der nachfolgenden Verstärkerstufe. Das aus der Reihenschaltung von C_g und R_g bestehende Koppelglied wirkt daher bei niedrigen Frequenzen als Spannungsteiler, und die Eingangsspannung der nachfolgenden Verstärkerstufe verringert sich mit abnehmender Frequenz im Verhältnis

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \cdot R_g \cdot C_g}}$$

Daraus ergibt sich leicht Gl. (1).

Nach Gl. (1) sind für niedrige untere Grenzfrequenzen große Zeitkonstanten $\tau_g = R_g \cdot C_g$ des Koppelgliedes erforderlich. Dem sind aber Grenzen gesetzt, denn bei wesentlich vergrößerter Koppelkapazität wird es immer schwerer, den Isolationswiderstand groß gegenüber R_g zu halten. Wegen des kleineren Isolationswiderstandes kann dann an R_g eine Gleichspannungskomponente auftreten, die eventuell Arbeitspunktverschiebungen verursacht. Außerdem erhöht sich bei vergrößerter Koppelkapazität C_g die schädliche Kapazität gegen das Chassis. Dadurch verringert sich die obere Grenzfrequenz f_o des Widerstandsverstärkers, und das ist meistens unerwünscht.

Die Vergrößerung des Gitterableitwiderstandes R_g begrenzen die Röhrendaten. Bei automatischer Gittervorspannungserzeugung mit einem Katodenwiderstand R_k ist R_g meistens kleiner als 1 M Ω . Wird die Gittervorspannung aus dem Anlaufstrom der Röhre erzeugt, so ist im allgemeinen $R_g \leq 10$ M Ω .

Durch spezielle Kompensationschaltungen läßt sich jedoch eine wesentliche Erniedrigung der unteren Grenzfrequenz von RC-Verstärkern auch ohne Vergrößerung der Zeitkonstante τ_g erreichen. Dem Arbeitswiderstand R_a wird zur NF-Kompensation ein RC-Glied, und zwar die Parallelschaltung eines Kondensators C mit einem Widerstand R_c , vorgeschaltet. Dabei müssen bestimmte Bedingungen zwischen den Zeitkonstanten erfüllt sein.

Im allgemeinen werden die NF-Kompensationsbedingungen mit der symbolischen Rechnung abgeleitet. Ein geeigneteres und weiterreichendes mathematisches Hilfsmittel ist jedoch die Laplacetransformation [1]. Bei Anwendung der Laplacetransformation kann man mit beliebigen Eingangsspannungen $u_e(t)$ rechnen. Der Rechenaufwand im Vergleich zur symbolischen Rechnung ist der gleiche. Setzt man im Unterbereich der Laplacetransformation $p = j\omega$, so erhält

man aus der Unterfunktion die Ergebnisse der symbolischen Rechnung als Spezialfall. Zur Ableitung der NF-Kompensationsbedingungen genügen die in Tab. I zusammengestellten Rechenregeln.

Tab. I. Rechenregeln zur Ableitung der NF-Kompensationsbedingungen

Oberfunktion $f(t)$	Unterfunktion $\bar{f}(p)$	Bemerkungen	
$f(t) = C$	$\bar{f}(p) = \frac{C}{p}$	C ist eine Konstante	I
$f(t) = e^{-\alpha \cdot t}$	$\bar{f}(p) = \frac{1}{p + \alpha}$		II
$\frac{d}{dt} f(t)$	$p \cdot \bar{f}(p) - f(0)$	$f(0)$ ist der Funktionswert von $f(t)$ zur Zeit $t = 0$	III
$\int_0^t f(t) dt$	$\frac{\bar{f}(p)}{p}$		IV
$\int_0^t f_1(t - \xi) f_2(\xi) d\xi =$ $\int_0^t f_1(\xi) f_2(t - \xi) d\xi$	$\bar{f}_1(p) \bar{f}_2(p)$	$f_1(t) \leftrightarrow \bar{f}_1(p)$ $f_2(t) \leftrightarrow \bar{f}_2(p)$	V
$\frac{d}{dt} \int_0^t f_1(t - \xi) f_2(\xi) d\xi$	$p \cdot \bar{f}_1(p) \bar{f}_2(p)$	$f_1(t) \leftrightarrow \bar{f}_1(p)$ $f_2(t) \leftrightarrow \bar{f}_2(p)$	VI

2. Ableitung der NF-Kompensationsbedingungen

Bild 2 zeigt links das allgemeine NF-Kompensationsnetzwerk und rechts das dazugehörige Spannungersatzschaltbild. Um die Wirkungsweise der NF-Kompensation besser verstehen zu können, sei zunächst angenommen, daß die Katode der Verstärkerröhre direkt an Masse liegt. Bei höheren Frequenzen ist der in Reihe mit dem Arbeitswider-

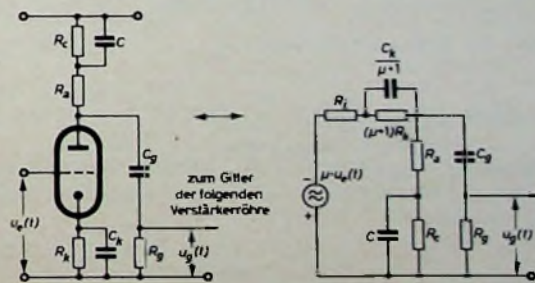


Bild 2. Allgemeines NF-Kompensationsnetzwerk und Spannungersatzschaltbild

stand R_a liegende Kompensationswiderstand R_c durch den Kondensator C kurzgeschlossen und daher unwirksam. Der Frequenzgang der NF-kompensierten RC-Verstärkerstufe bleibt bei höheren Frequenzen unverändert. Bei immer niedriger werdender Frequenz wird der durch C bewirkte Kurzschluß des Kompensationswiderstandes R_c mehr und mehr aufgehoben. Der Arbeitswiderstand R_a vergrößert sich bei tiefen Frequenzen auf

$$R_a = R_a + R_c,$$

wobei

$$R_c = \frac{R_c}{1 + \frac{1}{j\omega \cdot R_c \cdot C}}$$

ist. Wegen der Vergrößerung des Arbeitswiderstandes steigt auch die Verstärkung, und am Koppelglied steht jetzt eine höhere Ausgangs-

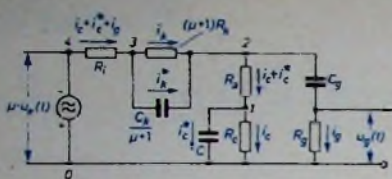


Bild 3. Ausführliches Spannungersatzschaltbild zu Bild 2

spannung $u_g(t)$ zur Verfügung. Die Erhöhung der Verstärkung bei tiefen Frequenzen wirkt also der Spannungsteilerwirkung des Koppelgliedes entgegen. Durch die NF-Kompensation wird die durch das Koppelglied verursachte Phasendrehung bei tiefen Frequenzen stark verringert.

Im Kompensationsfall müssen bestimmte Bedingungen zwischen den Zeitkonstanten $\tau_k = R_k \cdot C_k$, $\tau_c = R_c \cdot C$ und $\tau_g = R_g \cdot C_g$ erfüllt sein. Diese Kompensationsbedingungen werden im folgenden für die wichtigsten Spezialfälle abgeleitet.

Im Bild 3 ist die für niedrige Frequenzen gültige Spannungersatzschaltung von Bild 2 (rechts) mit allen interessierenden Strömen und Spannungen dargestellt. Gesucht wird die Spannung

$$u_g(t) = R_g \cdot i_g(t) \quad (2)$$

in Abhängigkeit von der Eingangsspannung $u_e(t)$ und den Schaltungsparametern. Folgende Anfangsbedingungen werden für $t = 0$ festgesetzt: $i_k = i_c = i_g = 0$.

Physikalisch bedeutet das, daß nur der eingeschwingene Zustand behandelt wird.

Für die Parallelschaltung des Kompensationswiderstandes R_c und des Kompensationskondensators C gilt wegen der Gleichheit der Spannung zwischen den Punkten 0 und 1 (Bild 3)

$$R_c \cdot i_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c^*(t) dt \quad (3)$$

Durch Differentiation dieser Gleichung folgt

$$i_c^*(t) = R_c \cdot C \frac{d}{dt} i_c(t) = \tau_c \frac{d}{dt} i_c(t) \quad (4)$$

Transformiert man Gl. (4) unter Beachtung von Regel (III) in Tab. I und der Anfangsbedingung $i_c(0) = 0$ in den Unterbereich, so folgt

$$i_c^*(t) = \tau_c \frac{d}{dt} i_c(t) \leftrightarrow \bar{i}_c^*(p) = p \cdot \tau_c \cdot \bar{i}_c(p) \quad (5)$$

Für die Parallelschaltung des Widerstandes $(\mu + 1) R_k$ und der Kapazität $\frac{C_k}{\mu + 1}$ gilt entsprechend

$$i_k^*(t) = \tau_k \frac{d}{dt} i_k(t) \leftrightarrow \bar{i}_k^*(p) = p \cdot \tau_k \cdot \bar{i}_k(p) \quad (6)$$

Die Stromverzweigung $i_g(t)$ und $i_c(t) + i_c^*(t)$ im Punkt 2 von Bild 3 ergibt wegen der Gleichheit der Spannung zwischen den Punkten 0 und 2 die Gleichung

$$R_a (i_c + i_c^*) + R_c \cdot i_c = \frac{\int_0^t i_g dt}{C_g} + R_g \cdot i_g \quad (7)$$

(Im Interesse einer einfacheren Schreibweise werden die Variablen fortgelassen.) Transformiert man Gl. (7) unter Benutzung von Gl. (5) in den Unterbereich, so erhält man nach einigen Umformungen für den transformierten Strom \bar{i}_c

$$\bar{i}_c = \frac{1}{\tau_c} \frac{R_g}{R_a} \frac{p + \frac{1}{\tau_g}}{p \left(p + \frac{1}{\tau^*} \right)} \bar{i}_g; \quad \tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c \quad (8)$$

Mit Gl. (5) und Gl. (6) ergibt sich für den Gesamtstrom $i_g + i_c + i_c^*$ im Unterbereich der Ausdruck

$$i_g + i_c + i_c^* \leftrightarrow \bar{i}_g + \bar{i}_c + \bar{i}_c^* = \left[1 + \frac{R_g}{R_a} \frac{\left(p + \frac{1}{\tau_c} \right) \left(p + \frac{1}{\tau_g} \right)}{p \left(p + \frac{1}{\tau^*} \right)} \right] \bar{i}_g \quad (9)$$

Bild 3 zeigt, daß die Ströme $i_k + i_k^*$ gleich den Strömen $i_g + i_c + i_c^*$ sind. Nach Anwendung der Laplacetransformation ergibt sich aus Gl. (5) und Gl. (9)

$$i_k + i_k^* \leftrightarrow \bar{i}_k + \bar{i}_k^* = \bar{i}_g + \bar{i}_c + \bar{i}_c^* = \tau_k \left(p + \frac{1}{\tau_k} \right) \bar{i}_k$$

Setzt man Gl. (9) in diese Gleichung ein und löst sie nach \bar{i}_k auf, so wird

$$\bar{i}_k = \frac{1}{\tau_k \left(p + \frac{1}{\tau_k} \right)} \left[1 + \frac{R_g}{R_a} \frac{\left(p + \frac{1}{\tau_c} \right) \left(p + \frac{1}{\tau_g} \right)}{p \left(p + \frac{1}{\tau^*} \right)} \right] \bar{i}_g \quad (10)$$

Aus der Spannungersatzschaltung Bild 3 erhält man für die Spannung zwischen den Punkten 0 und 4

$$-\mu \cdot u_e = R_i (i_g + i_c + i_c^*) + (\mu + 1) R_k \cdot i_k + \frac{\int_0^t i_g dt}{C_g} + R_g \cdot i_g \quad (11)$$

Nach Transformation in den Unterbereich unter Benutzung der Gleichungen (9) und (10) ergibt sich mit $u_g(t) = R_g \cdot i_g(t)$ und $\mu = S \cdot R_i$ der Ausdruck

$$-S \cdot \bar{u}_e = \frac{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}}{p + \frac{1}{\tau_k}} \left[\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_a} \frac{\left(p + \frac{1}{\tau_c} \right) \left(p + \frac{1}{\tau_g} \right)}{p \left(p + \frac{1}{\tau^*} \right)} \right] \bar{u}_g + \frac{1}{R_i} \frac{p + \frac{1}{\tau_g}}{p} \bar{u}_g \quad (12)$$

Gl. (12) ist von großer Wichtigkeit für die NF-Kompensation. Aus dieser Gleichung folgen zwanglos alle bei der NF-Kompensation von RC-Verstärkern zu erfüllenden Bedingungen. Anschließend sollen wichtige Spezialfälle der NF-Kompensation betrachtet werden.

2.1 $\tau_c > 0$

2.1.1 $\tau_k > 0$

1. Kompensationsbedingung: $\tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \tau_g$

2. Kompensationsbedingung: $\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g} \right) \tau_c = \left(1 + \frac{R_a}{R_g} \right) \left(1 + \frac{R_c}{R_a} \right) \tau_g$

In Gl. (12) wird der in der eckigen Klammer stehende Ausdruck durch Einführung der 1. Kompensationsbedingung

$$\tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \tau_g \quad (13)$$

vereinfacht. Dafür ergibt sich dann

$$[\dots] = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_a} \frac{p + \frac{1}{\tau_c}}{p} = \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} \right) \frac{p + \frac{R_g}{R_a + R_g} \frac{1}{\tau_c}}{p} \quad (14)$$

Geht man mit Gl. (14) in Gl. (12) ein und setzt dann die 2. Kompensationsbedingung

$$\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g} \right) \tau_c = \left(1 + \frac{R_a}{R_g} \right) \left(1 + \frac{R_c}{R_a} \right) \tau_g \quad (15)$$

ein, so folgt

$$-S \cdot \bar{u}_e = \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} \right) \frac{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}}{p} \bar{u}_g + \frac{1}{R_i} \frac{p + \frac{1}{\tau_g}}{p} \bar{u}_g \quad (16)$$

An dieser Stelle werden einige Abkürzungen eingeführt:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i} \quad (17)$$

$$\bar{\tau} = \frac{\left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}\right)(R_a + R_c)}{1 + \frac{R_a + R_c + (\mu + 1)R_k}{R_i}} \tau_g = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{1 + (\mu + 1)\frac{R_k}{R_i} + \frac{1}{R_a + R_c}} \tau_g \quad (18)$$

Damit folgt aus Gl. (16)

$$-S \cdot \bar{u}_e = \frac{1}{R} \frac{p + \frac{1}{\tau}}{p} \bar{u}_g \quad (19)$$

Diese Gleichung wird nach \bar{u}_g aufgelöst

$$\bar{u}_g = -S \cdot R \frac{p}{p + \frac{1}{\tau}} \bar{u}_e \quad (20)$$

Aus Tab. I kann man entnehmen

$$\frac{1}{p + \frac{1}{\tau}} \leftrightarrow e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad \bar{u}_e \leftrightarrow u_e(t)$$

Zur Unterfunktion $p \frac{\bar{u}_e}{p + \frac{1}{\tau}}$ gehört nach Gl. (VI) die Oberfunktion

$$\frac{d}{dt} \int_0^t u_e(\xi) e^{\frac{\xi-t}{\tau}} d\xi \leftrightarrow \frac{p}{p + \frac{1}{\tau}} \bar{u}_e = \bar{u}_e - \frac{1}{\tau} \frac{\bar{u}_e}{p + \frac{1}{\tau}} \quad (21)$$

Geht man mit Gl. (21) in Gl. (20) ein, so folgt nach Transformation in den Oberbereich

$$u_g(t) = -S \cdot R \frac{d}{dt} \int_0^t u_e(\xi) e^{\frac{\xi-t}{\tau}} d\xi \quad (22)$$

Aus der rechts in Gl. (21) stehenden Unterfunktion ergibt sich nach Transformation in den Oberbereich der zu Gl. (22) äquivalente Ausdruck

$$u_g(t) = -S \cdot R \cdot u_e(t) + \frac{S \cdot R}{\tau} \int_0^t u_e(\xi) e^{\frac{\xi-t}{\tau}} d\xi \quad (23)$$

Man hätte diese Formel auch unmittelbar durch Differentiation von Gl. (22) herleiten können.

Die Deutung von Gl. (23) ist sehr einfach. Der Faktor $S \cdot R$ ist die Bandmittverstärkung. Das Minuszeichen vor $S \cdot R \cdot u_e(t)$ beschreibt die Phasenumkehr der um $S \cdot R$ verstärkten Eingangsspannung $u_e(t)$, und der zweite Summand stellt die durch die endliche Zeitkonstante τ verursachte Verformung der Ausgangsspannung $u_e(t)$ dar.

Ist speziell $u_e(t)$ ein Stufenimpuls mit der Höhe u , so folgt aus Gl. (23)

$$u_g(t) = -S \cdot R \cdot u \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (24)$$

Für $\tau \rightarrow \infty$ ergibt sich aus Gl. (24)

$$u_g(t) = -S \cdot R \cdot u \quad (25)$$

Bei unendlich großer Zeitkonstante wird nach Gl. (25) der Stufenimpuls u unverformt übertragen. In der Praxis ist das aber nicht realisierbar.

Die Aussagen der Formeln (24) und (25) sind im Bild 4 grafisch dargestellt. Die Schräge des Flankenabfalls des verformten Stufenimpulses ergibt sich aus Gl. (24) zu

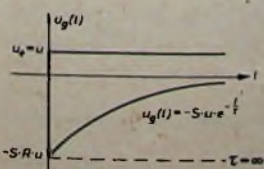


Bild 4. Grafische Darstellung von $u_g(t)$ für einen stufenförmigen Eingangsimpuls.

$$\frac{d}{dt} u_g(t) = \frac{S \cdot R \cdot u}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (26)$$

Für $t = 0$ folgt aus Gl. (26) speziell

$$\left. \frac{d}{dt} u_g(t) \right|_{t=0} = \frac{S \cdot R \cdot u}{\tau}$$

Je größer τ ist, um so geringer ist die Dachschräge des verformten Stufenimpulses.

Es wird später gezeigt werden, daß die sich aus der NF-Kompensation ergebende Zeitkonstante τ wesentlich größer ist als die entsprechende Zeitkonstante des nichtkompensierten ($R_c = 0$) RC-Verstärkers. Dadurch verringern sich die untere Grenzfrequenz und die Dachschräge eines übertragenen Stufenimpulses wesentlich.

Aus Gl. (20) wird jetzt ein einfacher Ausdruck für die untere Grenzfrequenz des NF-kompensierten RC-Verstärkers abgeleitet. Für den Verstärkungsfaktor \mathfrak{B} gilt

$$\mathfrak{B} = \lim_{p \rightarrow j\omega} \left(-\frac{u_g}{u_e} \right) \quad (27)$$

Setzt man in diese Formel die nach \bar{u}_g/\bar{u}_e aufgelöste Gl. (20) ein, so folgt

$$\mathfrak{B} = \frac{S \cdot R}{1 + j\omega \cdot \tau} \quad (28)$$

Daraus errechnet sich die untere Grenzfrequenz f_u nach der Bedingung

$$|\mathfrak{B}(\omega_u)| = \frac{S \cdot R}{\sqrt{2}}$$

zu

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} \quad (29)$$

Die untere Grenzfrequenz f_u wird um so niedriger, je größer die resultierende Zeitkonstante τ gemacht werden kann. Mit der NF-Kompensation ist das auf einfache Weise möglich.

2.1.2 $\tau_k = R_k \cdot C_k = 0$

Kompensationsbedingung: $\tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \tau_g$

$\tau_k = R_k \cdot C_k = 0$ läßt sich entweder durch $C_k = 0$ oder $R_k = 0$ realisieren. Zuerst soll der Fall $C_k = 0$ betrachtet werden. Daraus ergibt sich dann in einfacher Weise der Spezialfall $R_k = 0$.

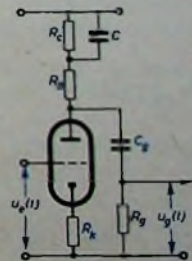
2.1.2.1 $C_k = 0, R_k \geq 0$

Aus Gl. (12) ergibt sich nach Ausführung des Grenzüberganges

$\lim_{C_k \rightarrow 0} (-S \cdot \bar{u}_e)$ und mit der Kompensationsbedingung $\tau^* = \tau_g$

$$\bar{u}_g = -\frac{S \cdot R'}{1 + (\mu + 1)\frac{R_k}{R_i}} \frac{p}{p + \frac{1}{\tau}} \bar{u}_e = -S' \cdot R' \frac{p}{p + \frac{1}{\tau}} \bar{u}_e \quad (30)$$

Bild 5. Schaltung des NF-kompensierten RC-Verstärkers für $C_k = 0$ und $R_k \geq 0$



Wegen $C_k = 0$ verursacht der nicht kapazitiv überbrückte Katodenwiderstand R_k eine Stromgegenkopplung. Bild 5 zeigt das Schaltbild des NF-kompensierten RC-Verstärkers für $C_k = 0$. S' in Gl. (30) ist die sich aus der Stromgegenkopplung ergebende dynamische Steilheit

$$S' = \frac{S \cdot R_i}{R_i + (\mu + 1) R_k} \approx \frac{S}{1 + S \cdot R_k} \quad (31)$$

und R' entsteht aus

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i},$$

indem R_i durch $R_i + (\mu + 1) R_k$ ersetzt wird. Das ist eine Folge der Stromgegenkopplung über R_k , die so wirkt, als ob sich der Innenwiderstand R_i der Verstärkerröhre auf

$$R_i' = R_i + (\mu + 1) R_k \quad (32)$$

vergrößert. Es gilt also

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k} \quad (33)$$

Für die resultierende Zeitkonstante τ' erhält man aus Gl. (12)

$$\tau' = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_a + R_c} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \tau_g \quad (34)$$

Zu Gl. (30) gehört die Oberfunktion

$$u_g(t) = -S' \cdot R' \cdot u_c(t) + \frac{S' \cdot R'}{\tau'} \int_0^t u_c(\xi) e^{-\frac{t-\xi}{\tau'}} d\xi \quad (35)$$

Den Fall des nicht stromgegengekoppelten ($R_k = 0$) NF-kompensierten RC-Verstärkers erhält man aus den Ergebnissen dieses Abschnittes, indem $R_k = 0$ gesetzt wird.

2.1.2.2 $R_k = 0$

Im Bild 6 ist der NF-kompensierte RC-Verstärker ohne Stromgegenkopplung dargestellt. Die negative Gittervorspannung wird im

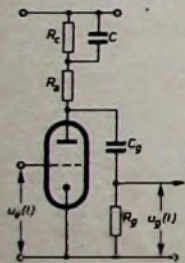


Bild 6. NF-kompensierter RC-Verstärker ohne Stromgegenkopplung ($R_k = 0$)

allgemeinen einer besonderen Spannungsquelle entnommen. Mit $R_k = 0$ erhält man aus Gl. (34)

$$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{\frac{1}{R_a + R_c} + \frac{1}{R_i}} \tau_g \quad (36)$$

Die durch Gl. (36) bestimmte Zeitkonstante τ für $R_k = 0$ ist größer als die für den Fall $\tau_k > 0$ nach Gl. (18), weil im Nenner von Gl. (36) das in Gl. (18) enthaltene Glied $(\mu + 1) \frac{R_k}{R_i} \approx S \cdot R_k$ wegfällt. Folglich ist die untere Grenzfrequenz nach Gl. (36) niedriger als die zu Gl. (18) gehörende. $R_k = 0$ ist zur Erreichung niedriger unterer Grenzfrequenzen günstiger als $\tau_k = R_k \cdot C_k > 0$.

2.1.3 $R_c \gg \frac{1}{\omega_u \cdot C}$

1. Kompensationsbedingung: $\tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = R_g \cdot C_g = \tau_g$

Der Spezialfall $R_c \gg \frac{1}{\omega_u \cdot C}$ ist sehr wichtig für die NF-Kompensation von RC-Verstärkern. Ist bei der unteren Grenzfrequenz f_u der Wechselstromwiderstand des zum Kompensationswiderstand R_c parallelgeschalteten Kondensators C klein gegenüber R_c , das heißt

$$R_c \gg \left| \frac{1}{j \omega_u \cdot C} \right| = \frac{1}{\omega_u \cdot C},$$

so kann R_c gegenüber $\frac{1}{\omega_u \cdot C}$ vernachlässigt werden. Genaugenom-

men gilt das nur für $R_c \rightarrow \infty$. $R_c \gg \frac{1}{\omega_u \cdot C}$ läßt sich also nur bei

nicht zu niedrigen unteren Grenzfrequenzen f_u realisieren. Bild 7 zeigt das Ersatzschaltbild dieses interessanten Spezialfalles. Es ergibt sich aus Bild 2, wenn man R_c fortläßt. Die angegebene Kompensationsbedingung erhält man aus Gl. (13). Ist außerdem noch $R_c \gg R_a$, so folgt daraus die Kompensationsbedingung

$$R_a \cdot C = R_g \cdot C_g \quad (37)$$

Dieser wichtige Fall wird noch eingehend besprochen. Für die folgenden Betrachtungen sei $R_c \gg R_a$ vorausgesetzt.

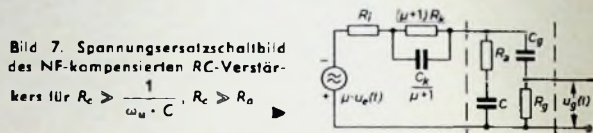


Bild 7. Spannungsersatzschaltbild des NF-kompensierten RC-Verstärkers für $R_c \gg \frac{1}{\omega_u \cdot C}$, $R_c \gg R_a$

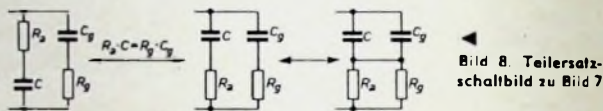


Bild 8. Teilersatzschaltbild zu Bild 7

Denkt man sich im Bild 7 R_a und C vertauscht, so ändert sich wegen $R_a \cdot C = R_g \cdot C_g$ nichts, und es gilt die Ersatzschaltung Bild 8. Die im Bild 8 rechts eingezeichnete Querverbindung zwischen C und C_g ist zulässig, weil die Bedingung Gl. (37) erfüllt ist und beide Kondensatoren an der gleichen Spannung liegen. Im Ersatzschaltbild stellt sich das so dar, als ob C und der Arbeitswiderstand R_a sowie das aus C_g und R_g bestehende Koppelglied durch ein aus $C + C_g$ und

$$R_a \parallel R_g = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g}$$

bestehendes Koppelglied ersetzt sind.

2.1.3.1 $\tau_k > 0$

2. Kompensationsbedingung: $\tau_k = R_c \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} \right) \tau_g$

Die 2. Kompensationsbedingung erhält man aus Gl. (15) für $R_c \gg R_a$. Wegen $R_c \gg R_a$ folgt aus Gl. (18)

$$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i} + \frac{1}{R_c}} \tau_g \quad (38)$$

Für die Ausgangsspannung $u_g(t)$ gilt Gl. (23).

2.1.3.2 $\tau_k = 0$

Es wird der Spezialfall $C_k = 0$ ($R_k \geq 0$) betrachtet. Für die Ausgangsspannung $u_g(t)$ gilt Gl. (35). τ' ergibt sich aus Gl. (12) wegen $R_c \gg R_a$ zu

$$\tau' = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \tau_g \quad (39)$$

Der nicht kapazitiv überbrückte Katodenwiderstand R_k verursacht eine Stromgegenkopplung. S' und R' müssen aus Gl. (31) beziehungsweise Gl. (33) entnommen werden.

Der Spezialfall $R_k = 0$ ist in Gl. (39) enthalten. Man braucht nur $R_k = 0$ zu setzen

$$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_i}} \tau_g \quad (40)$$

Die Ausgangsspannung $u_g(t)$ erhält man aus Gl. (23), indem man dort den Wert für τ aus Gl. (40) einsetzt. (Wird fortgesetzt)

Schriften

[1] Einführung in die Laplacetransformation. Beitragsreihe in Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 1-4, 6-8, 10-12 u. 14

Quarkontrollierter, transistorisierter Steueroszillator mit extrem hoher Frequenzkonstanz

Verwendbar in Amateur-UKW-Sendern für die Bänder um 145, 433 und 1296 MHz

Als nach dem letzten Kriege der deutsche Amateurfunk wieder auflebte, hatte es einige Zeit den Anschein, als ob der Amateursender mit quarkontrolliertem Oszillator der Vergessenheit anheimfallen und dem frequenzvariablen weichen würde. Sehr bald jedoch eroberte er sich das Feld der Technik des Amateur-UKW-Senderbaus. Im Laufe der Jahre entwickelte sich so etwas wie ein „Ethos der Frequenzstabilität“ im Bereich der UKW. Sukzessiv wurden die Amateurbänder um 145, 433 und 1296 MHz mit Sendern belegt, deren Steueroszillator quarkontrolliert ist. Auch den Amateuren wurde allerdings bald klar, daß selbst die Frequenzkonstanz eines derartigen Oszillators nichts Absolutes ist; sie erfaßten es meßtechnisch und betriebstechnisch zugleich. Die Ausnutzung besonderer Ausbreitungserscheinungen, insbesondere aber derjenigen, die man „forward scatter“ und „meteor scatter“ nennt, zwang zu immer rauschärmeren Empfangseinrichtungen und damit notwendigerweise zu immer geringeren Bandbreiten der Zwischenfrequenzen. Bandbreiten um 500 ... 1000 Hz, erreicht mit mechanischen Filtern, ja sogar um 150 ... 300 Hz, erreicht mit Quarzfiltern, sind heute durchaus etwas Alltägliches. Gegenwärtig bemüht man sich selbst auf der Ebene des Amateur-UKW-Funks um noch „schmalere“ Zwischenfrequenz- und Niederfrequenzverstärker, deren Gesamtbandbreite sich um 10 ... 50 Hz bewegt. Unter den gegebenen gesetzlichen Vorschriften bezüglich der Gleichstromeingangsleistung der Endstufe eines Amateur-UKW-Senders und unter den gegebenen technologischen Voraussetzungen für höchstempfindliche Empfangsanlagen sind es die Möglichkeiten extraterrestrischer Reflektoren, die zu diesen überspitzt scheinenden Forderungen führen.

Eine Bandbreite $\Delta f = 50$ Hz, die eine Empfangsanlage aufweist, ist selbstverständlich nur dann sinnvoll, wenn das Signal der empfangenen Sendestelle entsprechend frequenzkonstant ist. Auf einer Frequenz von 145 MHz = $145 \cdot 10^7$ Hz ist daher eine Frequenzkonstanz von $3,45 \cdot 10^{-7}$ erforderlich, auf 433 MHz = $433 \cdot 10^7$ Hz bereits $1,16 \cdot 10^{-7}$, auf 1296 MHz = $1296 \cdot 10^7$ endlich $0,388 \cdot 10^{-7} = 3,88 \cdot 10^{-8}$.

Man unterscheidet zwischen Kurzzeitkonstanz und Langzeitkonstanz, wobei die technischen Voraussetzungen die zugehörigen Zeiträume bestimmen. Auf der Ebene des Amateurfunks muß sich die Kurzzeitkonstanz auf einen Zeitabschnitt von einigen Stunden beziehen, da selbst über dieses Intervall hinweg schwierige Verbindungen, wie sie beispielsweise bei Streustrahlungen vorliegen, treffsicher durchgeführt werden müssen. Eine über 24 Stunden bestimmte Frequenzkonstanz fällt daher noch in die Kategorie der Kurzzeitkonstanz. Erst eine um eine Größenordnung größere Zeitbasis kann für Langzeitkonstanz-Bestimmungen sinnvoll sein, entsprechend einem Intervall von > 240 Stunden.

Sehr kurzzeitige Frequenzinstabilitäten, wie sie sich zum Beispiel in Zirpen (Chirp) kundtun, sind „verboten“. Man umgeht sie ganz einfach, indem man den Steueroszil-

lator kontinuierlich und rückwirkungsfrei arbeiten läßt.

Die genannten, erforderlichen Frequenzkonstanzen zwischen rund $3 \cdot 10^{-7}$ und $4 \cdot 10^{-8}$ sind auch mit Schwingquarzen als frequenzbestimmende Elemente nicht ohne Kunstgriffe erreichbar. Der Schwingquarz ist eben nicht so „rock bound“ (felsgebunden), wie es Anzeigen vor einer Reihe von Jahren im Jargon des Geschäftstüchtigen weiszumachen versuchten.

Die Frequenzkonstanz eines quarkontrollierten Oszillators hängt von einer Reihe von Faktoren ab, nämlich von der Konstanz der Heiz- und Anodenspannung der Oszillatordröhre, von der Belastung des Quarzes, von den elektrischen Eigenschaften der Schaltelemente, die mit dem Quarz zusammen wirksam sind, und von der Temperatur. Alle genannten Faktoren sind heute sinngemäß zu beherrschen: U_H und U_A lassen sich hochgradig konstanthalten, die Quarzbelastung ist durch die Bemessung der Elemente des Oszillators festzulegen und weit unter der Zulässigkeitsgrenze zu halten; es gibt hochwertige Kleinteile, die in bezug auf Konstanz ihrer Werte nichts zu wünschen übriglassen, und man kann die Umgebungstemperatur des Quarzes mit Hilfe von Thermostaten in sehr engen Grenzen halten.

Die Wirkung der Temperatur und verschiedener Thermostaten

Von den erwähnten Faktoren, auch „Parameter“ genannt, sei die Temperatur noch etwas genauer untersucht. Wie wirkt sie auf den dynamisch arbeitenden Schwingquarz, wie reagiert dieser?

Jeder Schwingquarz ist unter anderem durch seinen Temperaturkoeffizienten charakterisierbar. Er wird kurz TK genannt und sagt aus, wie groß die relative Frequenzänderung bei Änderung der Temperatur um 1°C ist. Der TK von Schwingquarzen ist vom Quarschnitt und von der Temperatur abhängig. So hat zum Beispiel ein bestimmter AT-Schnitt bei einer Raumtemperatur von $+20^\circ\text{C}$ einen TK = 0, bei 0°C einen TK = $+16 \cdot 10^{-6}$, bei $+40^\circ\text{C}$ einen TK = $-16 \cdot 10^{-6}$. Für einen BT-Schnitt ergäben sich die Werte $+50 \cdot 10^{-6}$, $+32 \cdot 10^{-6}$ und $+35 \cdot 10^{-6}$. Am günstigsten sind AT-Schnitte, die zur Zeit fast ausschließlich produziert werden¹⁾. Es gibt AT-Schnitte, deren TK sich im Temperaturbereich $-20 \dots +50^\circ\text{C}$ von $+10 \cdot 10^{-6}$ (durch Null gehend) gegen $-10 \cdot 10^{-6}$ bewegt. In diesem besonders günstigen Fall findet man einen TK $\approx 0,4 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$.

Nimmt man einmal an, es sei ein quarkontrollierter Steueroszillator gegeben, der bei $+20^\circ\text{C}$ genau auf $8\text{ MHz} = 8 \cdot 10^6$ Hertz schwingt. Es handele sich um einen AT-Schnitt mit dem TK = $-0,4 \cdot 10^{-6}$. Ändert sich die Umgebungstemperatur des Quarzes um $+1^\circ\text{C}$, dann bewirkt das eine Frequenzänderung um $8 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot (-0,4 \cdot 10^{-6}) = -3,2\text{ Hz}$. Die Ausgangsfrequenz des Senders sei das Achtfach der Frequenz des Steueroszillators; die Temperaturänderung um nur 1°C verschiebt also

die Ausgangsfrequenz um $-57,6\text{ Hz}$, und zwar von $144\,000\,000$ auf $143\,999\,942,4\text{ Hz}$. Bei der angenommenen Bandbreite $\Delta f = 50\text{ Hz}$ ist das Signal unhörbar geworden, zugleich aber auch „aus dem Band gerutscht“ (2-m-Amateurband: 144 bis 146 MHz). Die Situation verschlechtert sich um den Faktor 3, wenn man das 70-cm-Band betrachtet, und um den Faktor 9 beim 24-cm-Band.

Daß diese realen Verhältnisse bisher wenig diskutiert worden sind, liegt ganz einfach daran, daß die Empfängerbandbreiten nur in sehr seltenen Fällen bei $\Delta f = 50\text{ Hz}$ liegen. Es steht aber außer jedem Zweifel, daß sich in absehbarer Zeit ein entscheidender Wandel bemerkbar machen wird, aus Gründen, die einleitend angedeutet worden sind.

Temperaturänderungen von 1°C sind etwas Alltägliches. Die Raumtemperatur der Funkbude schwankt ständig, der Schwingquarz wird durch Wärmestrahlung und -leitung, die aus dem Sender stammen, beeinflusst. Die Arbeitsfrequenz eines Schwingquarzes ist also ununterbrochen Veränderungen unterworfen.

Mit Hilfe von Thermostaten kann man die Umgebungstemperatur eines Schwingquarzes in sehr engen Grenzen konstanthalten. Die Eigenschaften aus Preisgründen für den Amateur erschwingerlicher Thermostaten lassen allerdings das gesteckte Ziel auf gar keinen Fall erreichen. Wie Bild 1 zeigt, pendelt in ihnen die Temperatur um rund $1,3^\circ\text{C}$. Und diese Schwankungen treten in Abständen von nur zwei Minuten auf.

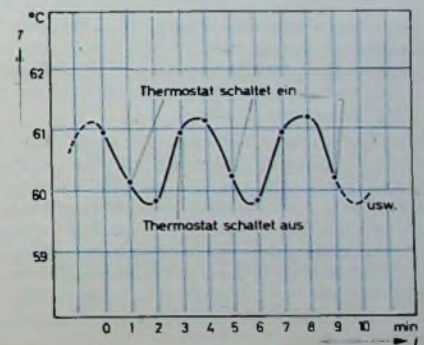


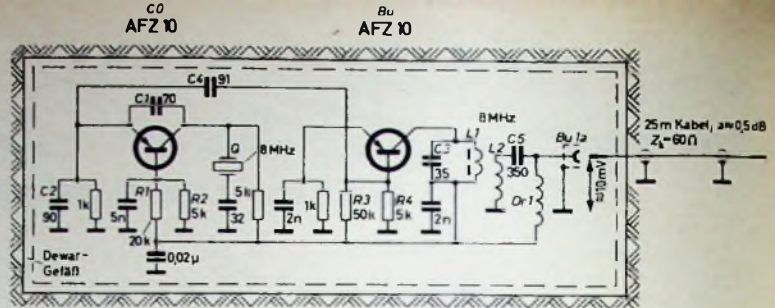
Bild 1. Temperaturgang eines handelsüblichen einfachen Thermostaten für Schwingquarze

So unwahrscheinlich es im ersten Moment auch klingen mag, es ist doch wahr: Der Erdboden kann einen sehr guten Thermostaten hergeben! Geht man von der Annahme aus, daß die spezifische Temperaturleitfähigkeit des Erdbodens $2 \cdot 10^{-3}\text{ cm}^2/\text{s}$ ist, dann läßt sich an Hand einer recht komplizierten mathematischen Ableitung beweisen, daß der Jahresgang der Temperatur bereits in 1 m Tiefe um den Faktor 0,5 gedämpft und um $\pi/4$ phasenverschoben ist. In 2 m Tiefe beläuft sich die Dämpfung auf 0,25, die Phasenverschiebung auf $\pi/2$. Dem Jahresgang der Temperatur ist ein Tagesgang überlagert. Seine Dämpfung ist aber rund um den Faktor 19 größer ($\sqrt{365} \approx 19$) als die Jahresgangdämpfung in bestimmter Tiefe.

¹⁾ Laut einer persönlichen Mitteilung der Firma Wuttke-Quarze, Frankfurt/M.

Bild 2 stellt die am Erdboden gemessenen mittleren Monatstemperaturen des Jahres 1959 dar, ermittelt von der Wetterwarte Essen-Mülheim (Ruhr). Die ausgezogene Linie im Bild 3 gibt die Werte in gemittelter Größe wieder. Es zeigt sich, daß das Temperaturminimum Ende Januar, das Temperaturmaximum Ende Juli zu finden ist. Die gestrichelte Linie zeigt den Temperaturgang, wie er in 2 m Tiefe zu erwarten ist. Mit einer Dämpfung von -3°C auf $-0,75^{\circ}\text{C}$ ist Ende März in der kältesten Jahreszeit zu rechnen, mit einer Dämpfung auf $+3,25^{\circ}\text{C}$ im September in der wärmsten Jahreszeit. In 2 m Tiefe ändert sich also die Temperatur im Laufe eines Jahres um durchschnittlich nur etwa 4°C . Der Tagesgang macht sich mit einem Zwanzigstel im März mit $0,0375^{\circ}\text{C}$, im September mit $0,1625^{\circ}\text{C}$ bemerkbar. Sorgt man nun noch in zwei Meter Tiefe für eine zusätz-

Bild 4a. Die Schaltung des transistorisierten Steueroszillators



Zur Schaltung

Bild 4 zeigt die Schaltung des Steueroszillators einschließlich des nachfolgenden A-Verstärkers und des Netzgeräts.

Das Herz des Steueroszillators, der Quarz Q , befindet sich im Kollektorzweig des Telefunken-pnp-Transistors AFZ 10 in

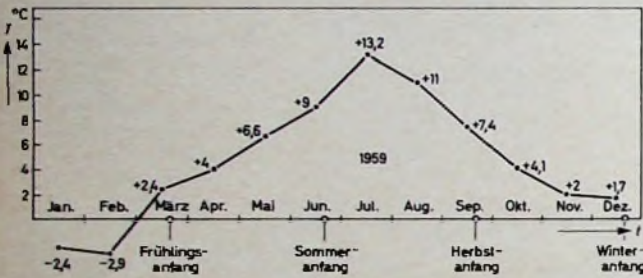


Bild 2. Mittlere Monatstemperaturen des Jahres 1959, gemessen am Erdboden durch das Wetteramt des Landes Nordrhein-Westfalen

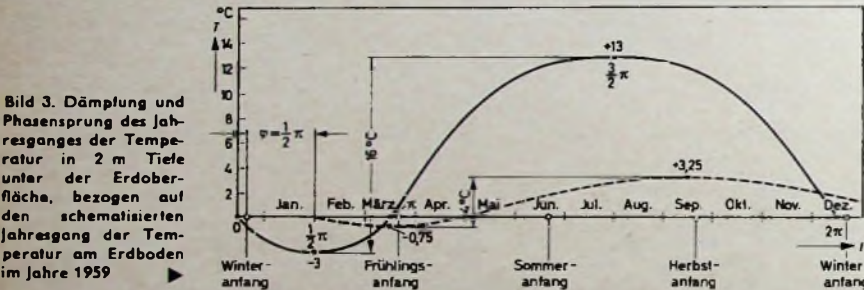


Bild 3. Dämpfung und Phasensprung des Jahresganges der Temperatur in 2 m Tiefe unter der Erdoberfläche, bezogen auf den schematisierten Jahresgang der Temperatur am Erdboden im Jahre 1959

liche Dämpfung der restlichen Temperaturschwankungen, zum Beispiel mit Hilfe eines doppelwandigen „Dewar“-Gefäßes, dann ist mit außerordentlich kleinem Temperaturgang zu rechnen.

Den Parameter Temperatur kann man also mit Unterstützung durch den Erdboden vernachlässigbar kleinhalten. In einer Zeit ausreifender Halbleitertechnik ist es ein Leichtes, den Einfluß von wärmeerzeugenden Einzelteilen praktisch zu eliminieren, indem man statt Röhren Transistoren verwendet. Die Einzelteile selbst sind in ihren Eigenschaften a priori zu bestimmen.

Der Lösung der Frage, wie man einen extrem frequenzkonstanten Steueroszillator baut, kommt man also außerordentlich nahe, wenn man ihn quarzkontrolliert, transistorisiert, mit erstklassigen Einzelteilen aufbaut, in ein „Dewar“-Gefäß setzt und in die Erde bettet.

Eine Frequenzkonstanz von 10^{-9} ... 10^{-10} ist mit einem derartigen Steueroszillator nach Angaben im Schrifttum [1] und nach persönlich erhaltenen Informationen²⁾ erreichbar. Selbstverständlich schließt er eine Alterung des Quarzes nicht aus; diese macht sich aber erst im Laufe von Jahren bemerkbar.

²⁾ Laut persönlicher Information von S. Harris (Contributing Editor, VHF, der QST) nach Messungen bei der Firma Microwave Associates, Burlington, Mass., anlässlich eines Besuches des Verfassers dortselbst

der ersten Stufe; er arbeitet in Serienresonanz und liegt über den kapazitiven Spannungsteiler $C1, C2$ ($70\text{ pF}, 90\text{ pF}$), der Kollektor, Emittor und Masse umfaßt, am Transistor.

Die auf Schwingquarzen verzeichnete Nennfrequenz bezieht sich im allgemeinen auf Parallelresonanz und eine Bürdekapazität von 32 pF . Wird ein derartiger Quarz in Serienresonanz betrieben, dann entspricht die Arbeitsfrequenz nur dann der Nennfrequenz, wenn man zwischen Quarz und Elektrode beziehungsweise Masse eine Kapazität in Serie schaltet, die der Bürdekapazität entspricht.

Der ersten Stufe des Steueroszillators folgt eine zweite transistorisierte, die puffern und verstärken soll. Hier liegt im Kollektorzweig ein Schwingkreis $L1, C3$, der auf die Quarzfrequenz abgestimmt ist. Die zu verstärkende HF wird der Mitte des bereits erwähnten Spannungsteilers $C1, C2$ der ersten Stufe entnommen und über $C4$ (91 pF) der für die HF mit rund $4,6\text{ kOhm}$ ($R3 \parallel R4$) abgeschlossenen Basis des zweiten AFZ 10 zugeführt.

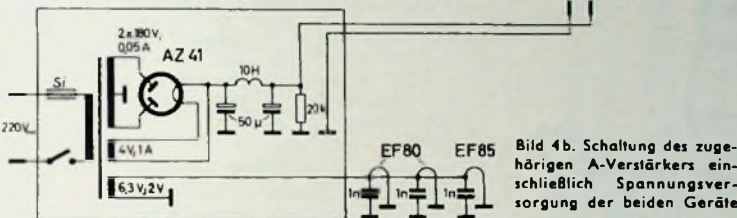
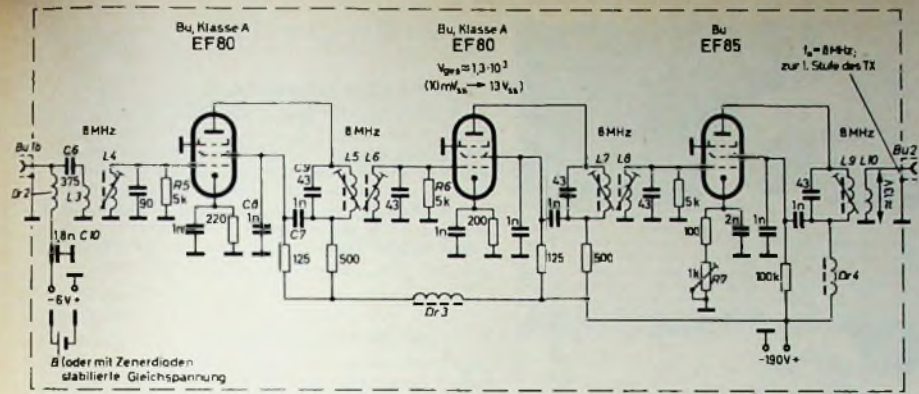
Die Auskopplung der Frequenz des Steueroszillators erfolgt induktiv am kalten Ende von $L1$ mit $L2$. Der induktive Blindwiderstand der Koppelspule soll etwa dem Wellenwiderstand des Kabels entsprechen, das Steueroszillator und A-Verstärker miteinander verbindet; er muß sich also in der Größenordnung von $50 \dots 70\text{ Ohm}$ bewegen. Dieses Kabel hat zwei Funktionen

L 1	50 Wdg. 0,18 CuLSS (ohne Abstand zwischen den Windungen) auf Vogt-Kern (8,5 mm \varnothing , 30 mm lang) mit Eisenkern
L 2	3 Wdg. 0,5 CuBB über kaltem Ende von L 1
L 3	8 Wdg. 0,18 CuLSS über dem kalten Ende von L 4, in einer Kammer
L 4	3×8 Wdg. 0,18 CuLSS auf Görler-Kamermerkörper (5,5 mm \varnothing) mit Eisenkern
L 5	3×15 Wdg. 0,18 CuLSS auf Görler-Kamermerkörper (5,5 mm \varnothing) mit Eisenkern
L 6	wie L 5, Abstand zwischen den Wicklungen 10 mm
L 7	wie L 6
L 8	wie L 7, Abstand zwischen L 7 und L 8 10 mm
L 9	wie L 8
L 10	8 Wdg. 0,18 CuLSS über dem kalten Ende von L 9, in einer Kammer
Dr 1	180 μH , Kreuzwicklung, Sonderanfertigung (Jahre)
Dr 2	1 mH, Kreuzwicklung, Sonderanfertigung
Dr 3	Ferroxcube-Drosselspule „VK 200 10/3 B“ (Falvo)
Dr 4	wie Dr 3

zu erfüllen: Zunächst einmal transportiert es die HF zum Verstärker, zugleich aber dient es dazu, die für die Transistoren benötigte Gleichspannung von 6 V zum Steueroszillator zu leiten. Das erfolgt in einer kürzlich publizierten Art [2]. Das Kabel ist an beiden Enden mit einer Wechselstrom-Gleichstrom-Weiche versehen: Kapazitäten $C5$ und $C6$ geben den Weg für HF frei, Drosseln $Dr 1$ und $Dr 2$ sperren ihn; die Gleichspannung kann zwar die Drosseln passieren, wird aber von den Kapazitäten $C5$ und $C6$ von $L2$ und $L3$ ferngehalten. Wird das Verbindungskabel mit den Buchsen $Bu 1a$ und $Bu 1b$ am Ausgang des Steueroszillators und am Eingang des A-Verstärkers verbunden, dann wird gleichzeitig die Möglichkeit geschaffen, eine Kollektorgleichspannung U_{CE} in Höhe von -6 V von einer räumlich weit entfernten Stelle zum Steueroszillator zu führen (wo sie dann auch über die Vorwiderstände $R1, R3$ ($20\text{ kOhm}, 50\text{ kOhm}$) und Spannungsteilung $R1, R2$ und $R3, R4$ die Basisvorspannungen U_{BE} liefert).

Als Spannungsquelle für U_{CE} dient eine 6-V-Trockenbatterie B , die bei der außerordentlich geringen Belastung durch den Steueroszillator in Höhe von etwa 9 mW jahrelang kontinuierlich verwendet werden kann. Außerdem liefert sie eine sehr konstante Spannung, so daß das eine Kriterium für die Frequenzkonstanz eines quarzkontrollierten Oszillators, konstante Betriebsspannung, sehr gut erfüllt ist. Man kann noch weiter gehen und eine über 6 V liegende Gleichspannung mittels Graetz-Gleichrichters aus dem Netz gewinnen und dann mit Zenerdioden, die man hintereinanderschaltet, auf 6 V reduzieren und zugleich extrem glätten [3].

Der Steueroszillator befindet sich in einem Dewar-Gefäß zwei Meter unter der Erdoberfläche; das Kriterium der Temperatur-



konstanz ist hier, wie gesagt, außerordentlich gut erfüllt.

Die HF-Ausgangsspannung ($U_{HF\ 88} \approx 10\text{ mV}$) des Steueroszillators wurde mit dem Frequenzmesser „WIP“ (Rohde & Schwarz) und dem Oszillografen „535 A“ (Tektronix) auf indirektem Wege bestimmt³⁾. Diese HF-Spannung reicht auf keinen Fall aus - an Stelle eines Quarzes dem Steuergitter einer herkömmlichen Oszillatorstufe zu-

geführt - die erste Stufe eines Amateur-UKW-Senders auszusteuern. In einem dreistufigen A-Verstärker mit den Röhren EF 80, EF 80 und EF 85 wird sie um den Faktor 1200...1400 angehoben und auf $U_{HF\ 88} \approx 13\text{ V}$ gebracht.

Am Steuergitter der ersten Stufe befindet sich ein mit R 5 (5 kOhm) bedämpfter Einzelkreis, im Anodenzweig liegt der gleichfalls mit 5 kOhm (R 6) bedämpfte Primärkreis L 5 eines kritisch gekoppelten Zweikreis-Bandfilters. Wichtig ist die Lage des Tiefpunkt-kondensators C 7. Er

wird zum Schirmgitter geführt. Es handelt sich um eine Schirmgitterneutralisation, bei der die Kapazität C_{g1R2} zwischen Steuergitter und Schirmgitter, C_{R1a} zwischen Steuergitter und Anode, der Tiefpunkt-kondensator C 8 des Schirmgitters und der Kondensator C 9 des Schwingkreises im Anodenzweig eine Brücke bilden. Mit den beiden Tiefpunkt-kondensatoren C 7 und C 8 von je 1 nF ist ausreichende Stabilität bei EF 80 und EF 85 zu erreichen.

Die zweite Stufe entspricht weitgehend der ersten; die dritte unterscheidet sich von den vorhergehenden Stufen durch die Möglichkeit, die Gittervorspannung mit Hilfe eines 1-kOhm-Einstellpotentiometers R 7 zu verändern. In gewissen Grenzen hat man es auf diese Art in der Hand, die Ausgangsspannung des Verstärkers zu regulieren; das erweist sich beim Justieren der mittleren Stufen und des Endverstärkers eines Amateur-UKW-Senders als sehr wertvoll, da es hier auf die exakte Einhaltung der Gitterstromwerte sehr ankommt, insbesondere bei Frequenzen über 145 MHz.

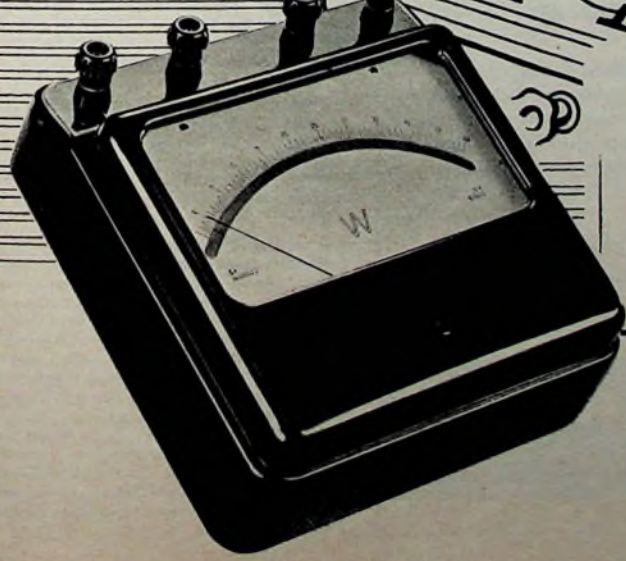
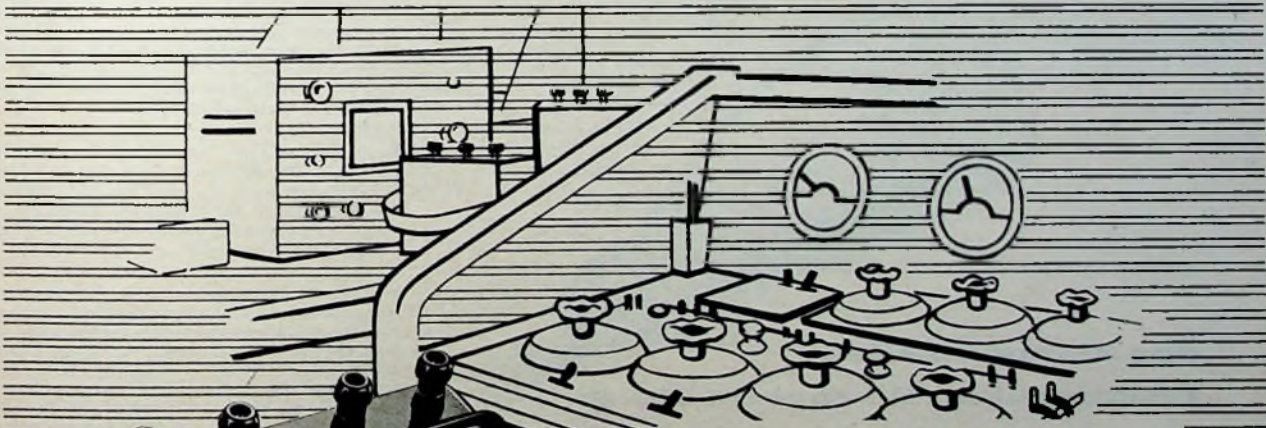
Über L 10 und Bu 2 wird die verstärkte Steuerspannung entnommen. Der Netzteil bietet nichts Neues, so daß auf seine Erläuterung verzichtet werden kann.

(Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] Lennartz, H. und Taeger, W.: Transistor - Schaltungstechnik. Funk-Techn. Bd. 14 (1959) Nr. 8, S. 247
- [2] Harris, S.: The world above 50 Mc. QST, März 1961
- [3] Lennartz, H.: Zenerdioden. Funk-Techn. Bd. 12 (1957) Nr. 9, S. 281-283

³⁾ Mein Dank gilt OM Schifferdecker, DL7AC, der mir die Messungen möglich machte.



Meßgeräte für Laboratorien

- Klasse 0,5
- Spannungsmesser
- Strommesser
- Leistungsmesser
- Elektrostatistische Spannungsmesser

GOSSSEN
ERLANGEN



Auf Tonjagd unvergleichbar

Lassen wir das Pärchen allein und robben wir weiter, denn der feine Mann lauscht nicht; er geht auf Tonjagd nach Tierstimmen oder „schießt“ seine Reportagen offen. Dabei kommt es darauf an, möglichst viel von der Atmosphäre des Milieus mit einzufangen. Dazu gehört ein hochwertiges Mikrophon. Welches Mikrophon setzt hier der Berufsreporter ein? – Er würde auch Ihnen



das klangobjektive Tauchspulen-Mikrophon MD 21

empfehlen, das die meisten europäischen Rundfunk-Gesellschaften benutzen. Es ist wegen seines weiten Übertragungsbereiches bis 16 000 Hz, seiner akustischen Empfindlichkeit, seiner mechanischen Stabilität und seiner Immunität gegen Witterungseinflüsse das Mikrophon für die Tonjagd. Selbst bei heulendem Wind gelingen Außenaufnahmen, denn es gibt zu dem MD 21 einen praktischen Windschutz-Korb.

Der Tonbandfreund, der auf Tonjagd Erfolg haben will, setzt das MD 21 ein. Es gibt in seiner Preisklasse kein besseres Mikrophon.

Fordern Sie bitte unseren Prospekt an.

SENNHEISER
electronic

BISSENDORF, HANNOVER

PERSÖNLICHES

J. Haratz 40 Jahre bei F & G

Am 17. Oktober 1961 beging der Generaldirektor der Felten & Guillaume Carlswerk AG, Köln-Mülheim, Dr. rer. pol. Joseph Haratz, sein 40jähriges Dienstjubiläum. 1921 trat er in das Carlswerk ein, erhielt 1932 Prokura und wurde 1938 in den Vorstand der Kabelwerk Wilhelminenhof AG, der Berliner Tochtergesellschaft von F & G, berufen. Nach dem zweiten Weltkrieg kam er in den Vorstand von F & G und wurde 1950 zum Vorsitzenden des Vorstandes und Generaldirektor ernannt.

H. Meinhold erhielt Prokura

Dem Leiter der Zentralen Werbeleitung der Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Dr.-Ing. Heinz Meinhold, wurde mit Wirkung vom 3. Oktober 1961 Prokura erteilt. Dr. Meinhold kam 1951 zur C. Lorenz AG nach Stuttgart. 1959 übernahm er die Leitung der Zentralen Werbeleitung der SEL. Neben den eigentlichen Werbeaufgaben pflegt er seit Jahren erfolgreich eine gute Zusammenarbeit zwischen SEL und der Fachpresse.

E. Koch 50 Jahre

Dr.-Ing. Enno Koch, der im Rahmen des Bereiches „Forschung und Entwicklung“ mit der Koordinierung und Betreuung aller Entwicklungsstellen der Telefunken GmbH einschließlich der Tochtergesellschaften betraut ist, wurde am 21. Oktober 50 Jahre alt. 1937 trat er bei der AEG in Berlin ein und leitete seit 1948 die Entwicklungsabteilung des fernmelde-technischen Werkes der AEG in Backnang. Als die Betriebsstätte von Telefunken übernommen wurde, wechselte Dr. Koch ebenfalls zu diesem Unternehmen über und übernahm die Leitung der Entwicklung des Bereiches Anlagen Weitverkehr. Der Vorstand von Telefunken berief ihn 1960 in seine heutige Position.

Von Sendern und Frequenzen

► Der stark gestörte Mittelwellensender Bremen wird neue, moderne Sendeanlagen erhalten. Radio Bremen begann mit dem Bau eines 200 m hohen Sendemastes. Man beabsichtigt, u. a. zwei starke UKW-Sender zu errichten, deren Sendeleistung je 100 kW sein soll, und verspricht sich damit einen einwandfreien Empfang im Umkreis von etwa 120 km. Die Anlage soll im Herbst 1962 betriebsbereit sein.

► Zur Verbesserung der Mittelwellen-Tagversorgung im Allgäu läßt der Bayerische Rundfunk den Mittelwellen-Nebensender Kempten ab 25.10.1961 auch tagsüber strahlen. Bisher hatte die Station nur während der Dunkelheit gearbeitet. Die Betriebsfrequenz 520 kHz bleibt unverändert.

► Der Hessische Rundfunk hat in Künzell bei Fulda eine neue Fernseh-Umsetzeranlage für das 1. Fernsehprogramm versuchsweise in Betrieb genommen. Innerhalb der nächsten zwei Jahre muß dieser Umsetzer jedoch auf den Kanal 47 umgestellt werden. Diese Umstellung, die aus technischen Gründen zur Zeit noch nicht möglich ist, wird für die Fernsehteilnehmer von Vorteil sein, weil dann beide Programme mit einer Antenne empfangen werden können.

► Versuchsweise strahlt ein neuer Fernsehumschalter des Bayerischen Rundfunks in Lötz bei Scheidegg das 1. Programm des Deutschen Fernsehens aus. Der Umsetzer arbeitet im Kanal 9 mit einer Strahlungsleistung von 100 W in Richtung Lindau. Die Strahlung ist horizontal polarisiert.

► Für die Überseefunk-Sendestelle Elmshorn der Deutschen Bundespost werden von Telefunken neun fernbedienbare Kurzwellen-Automatiksender mit dazugehörigen Fernbedienungseinrichtungen geliefert. Alle Sender können gleichzeitig vom Kontrollraum in Elmshorn selbst, von Hamburg und von Ullenshörn aus fernbedient werden. Zum ersten Mal werden damit auf der Welt fernbedienbare Kurzwellensender in Betrieb genommen. Die für den Betrieb eines Senders notwendigen Schaltvorgänge, wie die Anschaltung einer NF-Modulationsleitung, die Wahl der Betriebsart, die dekadische Einstellung der Frequenz, die Anschaltung der Antenne, die Wahl der Antennenrichtung, die Festlegung der Sendeleistung usw., werden ausnahmslos über die Fernbedienungsanlage ausgeführt.

Ausgangsübertrager für Endverstärker

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 21, S. 780

9. Ausgangsübertrager und Gegenkopplung

Bei der Anwendung von Gegenkopplungen ist es wegen der Schwingneigung besonders wichtig, daß die Streuinduktivität des Ausgangsübertragers gering ist. Außerdem können leicht Phasendrehungen auftreten, die die Gegenkopplung in eine Mitkopplung verwandeln. Die Folge davon wäre eine Erhöhung der Schwingneigung bis zum Einsetzen von Schwingungen der Endröhren, die dadurch unter Umständen zerstört werden könnten.

Seitdem sich in den letzten Jahren die Pentode auch in Gegentakt-Endstufen durchgesetzt hat, wird in zunehmendem Maße die Schirmgittergegenkopplung angewendet. Damit lassen sich die günstigen Eigenschaften der Pentode (große Verstärkung) mit denen der Triode (kleiner Innenwiderstand und niedriger Klirrfaktor) vereinigen. Diese Schaltung, die man als „Ultralinear-schaltung“ bezeichnet, erfordert im Gegensatz zur Trioden-Gegentakt-Endstufe nur niedrige Steuerspannungen und hat sehr geringe lineare und nichtlineare Verzerrungen. Wegen ihrer hohen Verstärkung benötigen Pentoden nur eine geringe Steuerspannung, die auch bei Anwendung von Gegenkopplungen noch ohne besondere Maßnahmen durch die Vorröhre aufgebracht werden kann, ohne daß der Klirrfaktor über etwa 0,5% ansteigt.

Vorteilhaft ist bei der früher benutzten Triodenschaltung (zum Beispiel mit der für diesen Zweck konstruierten AD 1) der niedrige Klirrfaktor. Bei den Verzerrungen überwiegt der Anteil der zweiten Harmonischen, die jedoch durch die Gegentaktschaltung kompensiert wird. Der Gesamtklirrfaktor hängt also hauptsächlich von der dritten Harmonischen ab, deren Anteil aber verhältnismäßig klein ist. Ein weiterer Vorteil der Triode ist der niedrige Innenwiderstand, der den angeschlossenen Lautsprecher bedämpft. Wie Bild 4 zeigt, kann man die Schwingspule des Lautsprechers als Generator mit dem inneren Widerstand R_L ansehen, der einen Stromkreis mit dem Verbraucher R_{tr} speist. Dabei stellt R_{tr} den an die Lautsprecher-Schwingspule transformierten Innenwiderstand R_i der Röhrenschaltung dar. Es gelten die Beziehungen

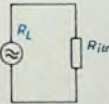


Bild 4. Ersatzbild für die Lautsprecher-Bedämpfung

$$R_L = \frac{R_{aa}}{u^2} \quad \text{und} \quad R_{tr} = \frac{R_i}{u^2} \quad (17)$$

oder

$$\frac{R_{tr}}{R_L} = \frac{R_i}{R_{aa}} \quad (18)$$

Das Verhältnis R_i/R_{aa} ist also unmittelbar ein Maßstab für die Lautsprecherdämpfung. Im Idealfall müßte $R_i/R_{aa} = 0$ sein (Kurzschluß), was aber einen Röhreninnenwiderstand $R_i = 0$ voraussetzen würde. Mit sehr kräftigen Gegenkopplungen läßt sich zwar auch $R_i \approx 0$ erreichen, aber nach den in der letzten Zeit gemachten praktischen Erfahrungen genügt es bereits, wenn man $R_i \approx R_{aa}$, also $R_i/R_{aa} \approx 1$ wählt. Die Dämpfung reicht dann aus, um Ausschwingvorgänge im Resonanzbereich zu vermeiden.

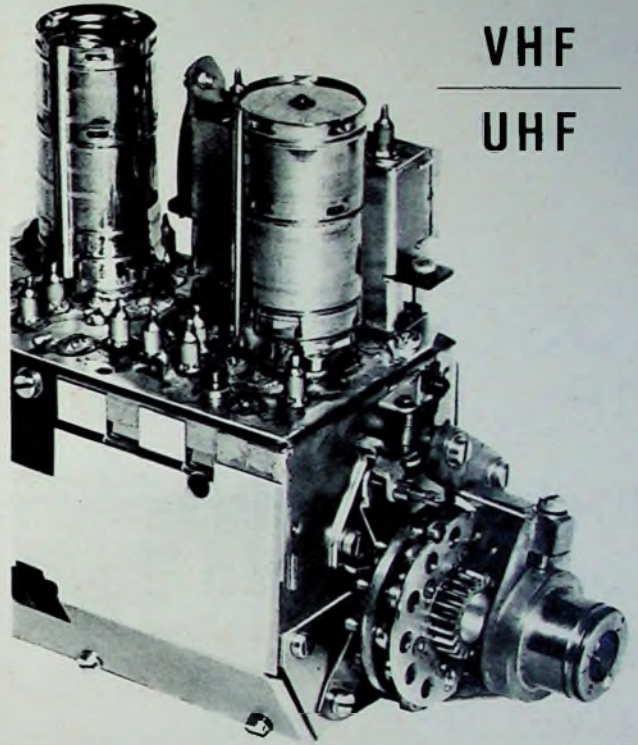
Die in der Schwingspule induzierte, der Tonfrequenzamplitude linear proportionale Spannung wird durch den niedrigen transformierten Innenwiderstand praktisch kurzgeschlossen. Die Spule kann also nur dann schwingen, wenn von den Endröhren her eine dieser Spannung entgegengerichtete Spannung (die Verstärker-Ausgangsspannung) wirksam ist. Verstärker mit kleinem Innenwiderstand zeichnen sich vor allem durch die klare, harte Wiedergabe der Bässe aus. Bei einem Verstärker mit höherem Innenwiderstand klingen die Bässe dagegen im allgemeinen verschwommen und weich.

Trioden haben stets ein kleines Verhältnis R_i/R_n ($R_i/R_n < 1$), während bei Pentoden dieses Verhältnis in der Größenordnung 10 liegt. Die zur Verbesserung der Wiedergabe erforderliche Herabsetzung des Innenwiderstandes durch Spannungsgegenkopplung erfolgt gewöhnlich durch Rückführung eines Teils der Ausgangsspannung auf den Eingang (Gitterkreis). Diese Schaltungen werden meistens frequenzabhängig ausgeführt. An den Grenzen des Übertragungsbereiches (in der Nähe von f_u und f_n) besteht jedoch die Gefahr der Selbsterregung (Mitkopplung infolge Phasendrehungen), und außerdem ist teilweise ein recht großer Aufwand an Schaltelementen erforderlich. Bei der Schirmgitter-

VALVO KANALWÄHLER

VHF

UHF



110561/415

VHF-KANALWÄHLER

VALVO AT 7635/80
mit handgeregelter Feinabstimmung

VALVO AT 7638/80
mit gespeicherter Feinabstimmung

VALVO AT 7639/80
mit gespeicherter Feinabstimmung
und VHF- UHF- Umschaltung

VALVO AT 7641/80
mit handgeregelter Feinabstimmung
und VHF- UHF- Umschaltung

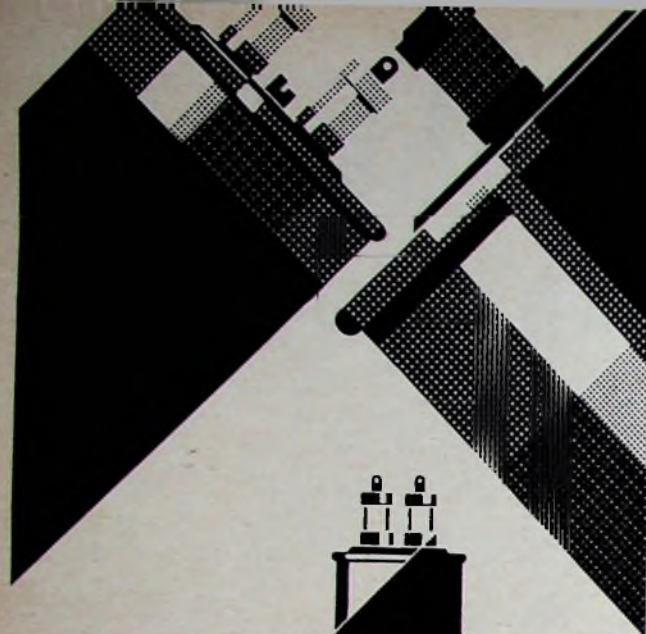
UHF-KANALWÄHLER

VALVO 6322/01
Standardausführung

VALVO 6326/01
mit automatischer Frequenzregelung



VALVO GMBH HAMBURG 1



**BOSCH
MP**



Hochspannungs- Kondensatoren hoher Zuverlässigkeit

KO 961

selbstheilend
überspannungsfest
kurzschlußsicher

praktisch induktions-
frei
stromstoßfest

besonders klein
und leicht

Das MP-Prinzip erlaubt es, Kondensatoren für hohe Gleichspannungen sehr klein und leicht zu bauen. Gegen die im Hochspannungsbereich gefürchteten Überspannungsdurchschläge ist der BOSCH MP unempfindlich. Seine Selbstheilung vollzieht sich auch bei hohen Feldstärken ohne kurzschlußartige Belastung des äußeren Stromkreises. Sie benötigt in jedem Fall nur einen Bruchteil der im Wickel gespeicherten Energie.

Spannungen von 1000 ... 6300 V,
Kapazitäten von 0,1 ... 40 μ F

Verlangen Sie unsere technischen Druckschriften über BOSCH MP-Hochspannungs-Kondensatoren.

ROBERT BOSCH GMBH
Abt. Kondensatoren
Stuttgart, Postfach 50

gegankopplung, die sich dadurch auszeichnet, daß sie sehr übersichtlich ist und unkritisch dimensioniert werden kann, koppelt man einen Teil der Ausgangswechselspannung über Anzapfungen des Ausgangsübertragers in den Schirmgitterkreis der Endröhren (Bild 5). Die Höhe der Gegankopplungsspannung ist durch das Verhältnis Windungszahl bis zur Anzapfung zu Gesamtwindungszahl definiert. Bezeichnet man die Windungszahl vom Anodenspannungs-Anschlußpunkt bis zur Anzapfung mit x , so lassen sich zwei Grenzfälle unterscheiden.

1) $x = 0$. Die Schirmgitter liegen an der vollen Anodengleichspannung, das Wechselspannungspotential ist Null (Pentodeneinstellung).

2) $x = 1$. Die Schirmgitter liegen an den Anoden (Triodeneinstellung).

Zwischen diesen beiden Grenzfällen ist jede andere beliebige Einstellung möglich. Gegenüber der üblichen Spannungsgegankopplung wird hier aber nur ein Teil der auf das Schirmgitter gegankoppelten Spannung, der vom Schirmgitterdurchgriff D_s abhängt, im Eingangskreis wirksam. Die Berechnung des Gegankopplungsfaktors erfolgt wie üblich aus dem Verhältnis der Verstärkungen ohne (V) und mit Gegankopplung (V')

$$\frac{V'}{V} = \frac{1}{1 + \alpha \cdot D_s \cdot V} \quad (19)$$

$$\alpha = \frac{V - V'}{D_s \cdot V \cdot V'} \quad (20)$$

Will man die Gegankopplung in dB ausdrücken, so setzt man an

$$GK_{[dB]} = 20 \lg \left(\frac{V'}{V} \right) = 20 \lg (1 + \alpha \cdot D_s \cdot V) \quad (19a)$$

$$\alpha = \frac{10^{GK_{[dB]}/20} - 1}{D_s \cdot V} \quad (20a)$$

α muß so gewählt werden, daß bei der Verstärkung noch die Pentodeneigenschaften überwiegen, Innenwiderstand und Klirrfaktor sich aber bereits den bei Triodeneinstellung erreichbaren Werten nähern. Im Bild 6 sind die Kurven für $P_{A \max}$, R_i/R_a , k

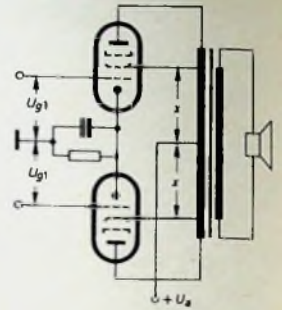


Bild 5. Gegankopplungs-Endstule mit Schirmgittergegankopplung

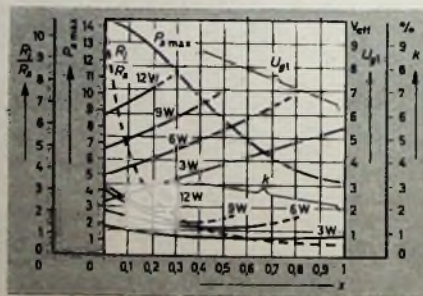


Bild 6.
 $P_{A \max} = f(x)$,
 $R_i/R_a = f(x)$,
 $U_{g1 \text{ eff}} = f(x, P_{A \max})$,
 $k = f(x, P_{A \max})$,
für eine Gegankopplungs-AB-Schaltung mit $2 \times EL12$ ($x =$ Anzapfungsverhältnis für das Schirmgitter)

und U_{g1} in Abhängigkeit vom Anzapfungsverhältnis x für zwei Pentoden EL 12 in Gegankopplungs-AB-Schaltung dargestellt. Die Leistung $P_{A \max}$ wurde als Parameter für k und U_{g1} eingeführt. Wie Bild 6 zeigt, sinken die Verstärkung (zunehmender Steuerungsbedarfs) und die Sprechleistung fast linear mit x ab. Das Verhältnis R_i/R_a fällt dagegen mit wachsenden Werten von x sehr schnell. Optimale Werte von x liegen zwischen den Grenzen $x = 0,2$ und $x = 0,3$.

10. Die obere Grenzfrequenz des Ausgangsübertragers

In den Anfangszeiten der Elektroakustik begnügte man sich mit einer oberen Grenzfrequenz von etwa 9000 ... 10 000 Hz und legte daher auch den Ausgangsübertrager für eine entsprechende obere Grenzfrequenz aus. Wegen der Phasendrehungen durch Schaltelemente in den Gegankopplungskanälen bei modernen gegankoppelten Verstärkern ergeben sich aber besonders in der Nähe der Bandenden Unstabilitäten, die zur Selbsterregung des Verstärkers führen können. Will man diese Unsicherheit vermeiden, so muß man den übertragenen Frequenzbereich nach oben und unten um eine Oktave für je 10 dB Gegankopplung erweitern. Als zusätzlicher Sicherheitsfaktor sollte noch oben und unten je eine Oktave zugegeben werden, um auch Einschwing-

vorgänge einwandfrei wiederzugeben. Bei einer Gegenkopplung von 20 dB ist somit beispielsweise an Stelle des Bereichs 40 bis 15 000 Hz der Gesamtfrequenzbereich 5 Hz ... 120 kHz zu wählen.

Betrachtet man die Frage des zu übertragenden Frequenzbereichs eines NF-Verstärkers vom Standpunkt des Impulstechnikers, so wäre etwa folgendermaßen zu argumentieren: Das angebotene Frequenzgemisch ergibt eine komplizierte, völlig unregelmäßige Kurvenform der NF-Spannung. Durch Misch- und Überlagerungseffekte können zeitweise rechteckähnliche Impulse mit mehr oder weniger steilen Flanken auftreten. Die unverfälschte Wiedergabe von Rechteckimpulsen erfordert aber eine sehr große Bandbreite, wenn nicht eine Verschleifung der Impulsflanken und dadurch eine Verfälschung des Klangbildes eintreten soll. Das Ergebnis dieser theoretischen Betrachtung ist dann ein Übertragungskanal, der kaum noch die Bezeichnung „NF“-Kanal verdient. Wie Messungen an industriell gefertigten Ausgangsübertragern zeigen, sind obere Grenzfrequenzen von rund 100 kHz durchaus nicht selten.

11. Ausgangsübertrager mit Brummkompensation

Bei Verstärkern mit großer Verstärkung ergeben sich einige Schwierigkeiten, wenn man die Forderung nach extrem niedriger Fremdspannung stellt. Die physikalische Grenze ist durch das von Röhren und Widerständen erzeugte Rauschen gegeben. Will man diese untere Fremdspannungsgrenze erreichen, so muß außer für eine gute Abschirmung der gefährdeten Bauelemente und Leitungen für eine weitgehend welligkeitsfreie Stromversorgung der Röhren gesorgt werden. Bei hohen Anforderungen reicht die durch einen „Entbrummer“ (Symmetrierung der Heizleitungen gegen Masse) bewirkte Beruhigung nicht aus, und man muß weitere Maßnahmen zur Brummkompensation ergreifen.

Zum Beispiel läßt sich die bei Wechselstromheizung in der Anodenwechselspannung enthaltene 50-Hz-Komponente durch eine geeignete Kompensationsschaltung unterdrücken, das heißt, es kommt darauf an, eine von der 50-Hz-Brummspannung abgeleitete Teilspannung in eine gegenphasige Spannung umzuwandeln und an geeigneter Stelle in die Schaltung einzukoppeln. Die Einkopplung kann in den unterteilten Gitterableitwiderstand, auf den Anodensiebcondensator oder in eine Wicklung des Ausgangsübertragers erfolgen. Ein Schaltungsbeispiel für die Einkopplung auf den Anodensiebcondensator einer Vorröhre zeigt

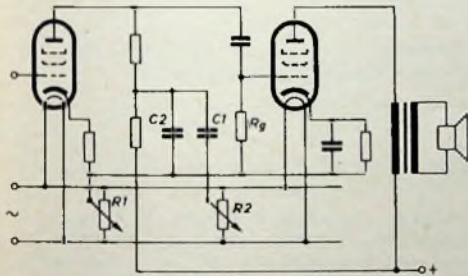


Bild 7. Einache Brummkompensationsschaltung

Bild 8. (unten) a) herausgezeichnete Brückenschaltung nach Bild 7; b) bei unendlich großer Kapazität C ($U_0 = 0$)

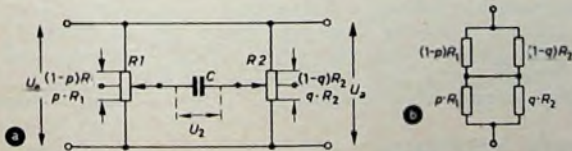


Bild 7. Dadurch wird die aus den beiden Potentiometern R_1 und R_2 ($R_1 \geq \frac{1}{\omega \cdot C_1}$) bestehende Brückenschaltung kapazitiv belastet.

In der Brückendiagonale tritt eine Spannung auf, deren Amplitude und Phase in einem definierten Bereich veränderbar sind.

Im Bild 8 ist die Brückenschaltung dargestellt. Mit C wird die resultierende Kapazität

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

bezeichnet; R_i bedeutet den bei kurzgeschlossener Spannung U_0 wirksamen Ausgangswiderstand der Brückenschaltung, der in diesem Fall aus der Summe zweier Widerstandsparallelschaltungen besteht. Die an der Brückendiagonale auftretende Leerlaufspannung U_L ergibt sich ohne Abschluß durch die Kapazität C als Differenz der an den Abgriffen von R_1 und R_2 vorhandenen Potentiale p und q zu

$$U_L = U_0 (p - q) \quad (21)$$

($U_0 =$ Eingangsspannung). Im allgemeinen Fall ist das Verhält-

SIEMENS

HALBLEITER



Eine neue Technik in Europa: Siemens-Mesa-Transistoren

Auf dem Gebiet der NF- und Leistungs-transistoren haben Siemens-Transistoren seit langem einen guten Namen.

Jetzt können mit neuen Fertigungsverfahren auch Transistoren für sehr hohe Grenzfrequenzen hergestellt werden: Siemens-Mesa-Transistoren.

Siemens-Mesa-Transistoren eignen sich wegen ihrer guten HF-Eigenschaften besonders für Oszillatoren und rauscharme Verstärker bei hohen Frequenzen.

Unser Lieferprogramm umfaßt:

Mesa-Transistoren

AFY 10, AFY 11, AFY 12, AF 106

NF-Transistoren

TF 65, TF 66, AC 108, AC 109, AC 110, AC 120, AC 121

NF-Leistungstransistoren

TF 78, TF 80, AD 103, AD 104, AD 105

Silizium-Transistoren

BCY 13, BCY 14, BCY 15, BCY 16

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



LORENZ
Röhren
immer
zuverlässig!



Standard Elektrik Lorenz AG Stuttgart

nis der Spannung an der Kapazität (U_2) zur Eingangsspannung U_1 .

$$U_2 = \frac{\mu - q}{1 + j\omega \cdot C [R_1 (\mu - p^2) + R_2 (q - q^2)]} \quad (22)$$

Durch eine entsprechende Einstellung der beiden Potentiometer läßt sich also der gewünschte Spannungsvektor einstellen. Der Kondensator C_1 (Bild 7) soll lediglich die Anodengleichspannung vom Heizkreis fernhalten. Seine Größe geht aber wegen der Parallelschaltung mit C_2 (resultierender Wert C) in Gl. (22) mit ein. Die Kompensationsspannung wird außerdem noch um das durch C_1 und C_2 bestimmte Spannungsverhältnis verringert. Da man in der Praxis $C_2 > C_1$ wählt, ergibt sich eine kräftige Spannungsteilung, die einen entsprechend größeren Betrag der Brückenausgangsspannung erfordert. Das hat eine unkritischere Einstellung der Kompensationsspannung zur Folge.

Besonders einfach läßt sich die Brummkompensation mit einer Hilfswicklung oder einer Anzapfung der Primärwicklung des Ausgangsübertragers durchführen (Bild 9). Am Ladekondensator C_1 steht die Brummspannung u_{br} , die den Brummstrom i_{brA} durch die Anodenwicklung w_A (Windungszahl n_A) des Ausgangsübertragers treibt. Unterhalb des Anzapfpunktes A der Primärwicklung liegt die Kompensationswicklung w_K (Windungszahl n_K). Durch diese und den verhältnismäßig kleinen Siebwiderstand R_S fließt der Strom i_{brK} zu den Vorröhren des Verstärkers. Bezeichnet man mit R_1 den Innenwiderstand der Endröhre, so gilt für die die beiden Wicklungsteile gegenseitig durchfließenden Brummströme in hinreichender Annäherung

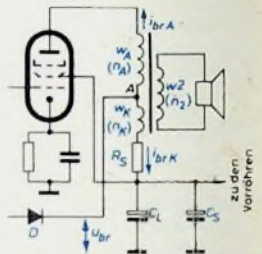


Bild 9. Brummkompensation im Ausgangsübertrager

$$i_{brA} = \frac{u_{br}}{R_1} \quad i_{brK} = \frac{u_{br}}{R_S}$$

Die Brummströme induzieren ihrer Höhe und Richtung entsprechende Spannungen in der Sekundärwicklung w_2 . Bei richtiger Wahl des Anzapfpunktes A wird die Summe der in der Sekundärwicklung induzierten Brummspannungen Null. Aus der Gleichsetzung der Produkte aus Brummstrom und Windungszahl folgt

$$i_{brA} \cdot n_A = i_{brK} \cdot n_K$$

Setzt man in diese Gleichung die Werte für die Ströme i_{brA} und i_{brK} ein, so erhält man das Windungszahlenverhältnis

$$\frac{n_A}{n_K} = \frac{R_S}{R_1}$$

In diesem Fall erfolgt eine vollständige Kompensation der Brummspannung im Ausgangsübertrager.

In der Praxis wählt man n_K zwischen 2 und 5% der gesamten Primärwindungszahl. Für den Siebwiderstand R_S genügen im allgemeinen 1...2 kOhm. Da er außerdem nur von dem verhältnismäßig niedrigen Anodenstrom der Vorröhren und dem Schirmgitterstrom der Endröhre durchflossen wird, tritt in ihm auch nur ein relativ kleiner Leistungsverlust auf. Die Wicklung w_K kann aus dünnem Draht (etwa 0,2 mm CuL) bestehen und läßt sich meistens auch noch nachträglich auf dem Kern des Ausgangsübertragers unterbringen. (Wird fortgesetzt)

NEUE BOCHER

Fernseh-Service-Handbuch. Von G. Fellbaum, München 1961, Franzis-Verlag, 496 S. m. 575 B. u. 50 Tab. Preis in Ganzl. 44,— DM

Fernsehempfänger sind heute für fast jedes Geschäft der Branche der Hauptumsatzträger. Das hat zwangsläufig zur Folge, daß die Anforderungen an den technischen Kundendienst von Jahr zu Jahr steigen. Der Techniker wird es deshalb begrüßen, wenn ihm jetzt dieses von einem erfahrenen Fachmann und Praktiker geschriebene Buch zur Verfügung steht, das gleichermaßen Lehr- wie Nachschlagewerk ist und auch dem in der Industrie tätigen Techniker manchen wertvollen Hinweis gibt. Erfreulich, daß auch der UHF-Empfang die ihm heute zukommende Behandlung erfahren hat.

Die ersten Hauptkapitel behandeln ausführlich alle technischen Fragen, die mit dem Verkauf und der ersten Aufstellung des Fernsehempfängers (Service-Einstellungen) zusammenhängen sowie mit der Einrichtung der Werkstatt und dem Gebrauch von Meß- und Prüfgeräten. Der Hauptteil des Buches ist der Reparaturpraxis gewidmet. Er beginnt mit der Methodik der Fehlersuche und unternimmt dann erfolgreich den Versuch, die häufigsten Fehlerursachen an Hand von im Testbild erkennbaren Fehlern tabellarisch zusammenzustellen. Weiten Raum hat der Verfasser den so überaus wichtigen Abgleicharbeiten gegeben. Die zahlreichen Tabellen runden den guten Eindruck von diesem wertvollen Fachbuch ab.

Einfachste Empfänger mit einem Transistor

Es sind zahlreiche Taschenempfänger auf dem Markt, die fast alle als Superhet geschaltet und mit mehreren Transistoren bestückt sind. Diese Empfänger, oft für zwei oder drei Wellenbereiche eingerichtet, zeigen erstaunliche Leistungen, sind aber schaltungs- und aufbau-mäßig so kompliziert, daß sie im allgemeinen nur für die industrielle Fertigung, nicht aber für den Selbstbau in Betracht kommen. Dagegen kann sich sogar der ungeübte Bastler und der Anfänger ohne Schwierigkeiten einen Taschenempfänger im Kleinformat selber herstellen, wenn er sich mit der einfachen Schaltung des Einkreisers und mit Kopfhörerempfang begnügt. Hierzu benötigt man nur einen einzigen Transistor mit verhältnismäßig geringer Leistungsaufnahme, so daß die eingebaute Batterie außerordentlich lange hält. Bei geschickter Wahl der Schaltung kann man trotzdem gute Empfangsergebnisse erreichen. Der Bau eines derartigen Gerätes vermittelt erste Erfahrungen über den Umgang mit Transistoren. Außerdem kann man später den Empfänger durch eine HF-Vorstufe oder durch eine NF-Endstufe für Lautsprecherwiedergabe ergänzen und verbessern.

Welche Schaltung ist nun für einen derartigen Ein-Transistor-Empfänger einfachster Bauart am besten geeignet. Naheliegender wäre es wohl, den Transistor nach Bild 1 als NF-Verstärker zu benutzen und ihm eine Kristalldiode als Detektor vorzuschalten. Die von der Diode gleichgerichtete NF-Spannung tritt am Widerstand R1 auf und steuert den Transistor T1 an der Basis. Mit dem Widerstand R2 muß ein optimaler Basisvorstrom eingestellt werden; er soll so hoch sein, daß im Ruhezustand (kein Signal) nahezu die gesamte Batteriespannung am Widerstand des Kopfhörers abfällt. Der Transistor arbeitet dann mit dem besten Wirkungsgrad, weil jetzt bei der Aussteuerung das Produkt der niederfrequenten Strom- und Spannungsschwankungen, also die Leistungsaufnahme des Kopfhörers, ein Maximum ist.

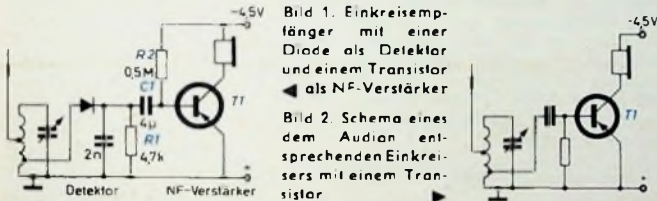


Bild 1. Einkreisempfänger mit einer Diode als Detektor und einem Transistor als NF-Verstärker

Bild 2. Schema eines dem Audion entsprechenden Einkreisempfängers mit einem Transistor

Wenn beispielsweise die Batteriespannung 4,5 V ist und der Kopfhörer einen Widerstand von 10 kOhm hat, muß R2 so groß sein, daß ein Kollektorruehestrom von etwa 0,45 mA fließt. Falls der Transistor 50fache Stromverstärkung in Emitterschaltung hat, müßte der Basisvorstrom einen Wert von 0,009 mA haben und dementsprechend R2 = 0,5 MOhm sein. Meistens wird aber die Stromverstärkung nicht genau bekannt sein, so daß man den Kollektorruehestrom zweckmäßigerweise durch Probieren auf den vorgegebenen Betrag bringt. Eine bessere Temperaturstabilität des Transistors kann man erhalten, wenn man den Basisvorstrom statt durch R2 durch einen Spannungsteiler erzeugt.

Die Schaltung nach Bild 1 hat den Nachteil, daß der Diodengleichrichter unter ungünstigen Bedingungen arbeitet. Einerseits soll R1 klein gegen den Eingangswiderstand des Transistors (etwa 2 kOhm) sein, andererseits wird der Wirkungsgrad der Gleichrichtung schlecht und der HF-Schwingkreis stark gedämpft, wenn R1 zu klein ist. Bei dem in Bild 1 angegebenen Wert von 4,7 kOhm, der schon recht hoch ist, wird der Schwingkreis immer noch stark gedämpft, so daß man die Diode an eine Anzapfung der Spule legen muß, um ausreichende Selektivität zu erreichen. Eine gute Antenne und ein Erdanschluß sind für diesen Empfänger wichtig, wenn man eine annehmbare Empfindlichkeit erhalten will.

Man könnte die Diode auch fortlassen und die Basis-Emitterstrecke des Transistors unmittelbar zur Gleichrichtung des HF-Signals ausnutzen. Es ergibt sich dann die Schaltung nach Bild 2, die dem Gittergleichrichter oder Audion entspricht. Ihre Wirkungsweise ist aber unzureichend, so daß sie für die Praxis wenig Bedeutung hat. Beim Audion entsteht am Steuergitter der Röhre ein negatives Potential, das der Amplitude des HF-Trägers annähernd proportional ist. Dieses negative Gitterpotential stört die Arbeitsweise der Röhre als NF-Verstärker nicht. Auf ähnliche Weise wird bei dem Transistor im Bild 2 die Basis positiv, sobald ein HF-Träger vorhanden ist. Das positive Basispotential hat aber ein starkes Absinken des Kollektorstromes zur Folge.

Tatsächlich sind aber die Vorgänge noch etwas komplizierter, weil sich der Gittergleichrichtung noch eine Art Anodengleichrichtung überlagert. Die Kennlinie des Transistors, die die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Basisspannung wiedergibt, hat im wesentlichen die Form einer Exponentialkurve. Daher erfolgt an jedem Punkt dieser Kennlinie eine Anodengleichrichtung, die eine Erhöhung des Kollektorstroms bewirkt. Diese beiden gleichzeitig auftretenden Effekte, nämlich Gittergleichrichtung und Anodengleichrichtung, heben sich bis zu einem gewissen Grade gegenseitig auf, und der Gesamtwirkungsgrad ist sehr schlecht.

Wenn man jedoch der Basis eine feste negative Vorspannung gibt, wie es im Bild 3 mit dem Spannungsteiler R1, R2 erfolgt, so hört die Gittergleichrichtung auf, und der Wirkungsgrad der Anoden-

Olympia vorteilhaft mit der Spezialtastatur für

Elektrofachleute

Die Spezialtastatur bringt die vom Elektrofachmann stets gebrauchten Fachzeichen und Abkürzungen:



Handschriftliche Einfügungen und viele Anschläge werden durch die Spezialtastatur eingespart.

Ausführliche Druckschriften senden Ihnen

OLYMPIA WERKE AG. WILHELMSHAVEN

Stereo-Hi-Fi-Geräte aus USA

Hervorragend in der Leistung sowie zweckmäßig und modern im Aufbau

Grommes

10-W-Stereo-Verstärker ▶



Mod. 10 LJ

40-Watt-Stereo-Verstärker ▶



Mod. 36 PG



Mod. 500 M

40-W-Stereo-Verstärker mit Rundfunkteil (MW und UKW-Stereo nach dem Multiplex-Verfahren)

Precision Electronics Inc., eine der ältesten führenden Unternehmen auf dem Stereo-Hi-Fi-Gebiet, stellt eine umfassende Serie von Verstärkern, Empfängern und Bausätzen (Kits) für die europäischen Märkte her. Die Geräte sind selbstverständlich für den Anschluß an 220 V, 50 Hz, ausgelegt.

Wir suchen Vertreter und Händler Export-Alleinvertrieb

E. D. MAGNUS & ASSOCIATES, INC
188 West Randolph Street · Chicago I, Illinois

gleichrichtung verbessert sich noch erheblich infolge der exponentiell ansteigenden Kollektorstromkennlinie. Man erhält so eine Schaltung, deren Leistungsfähigkeit mit der im Bild 1 vergleichbar ist, die sich aber durch größere Einfachheit auszeichnet und keine besondere Gleichrichterdiode erfordert. Allerdings benötigt man jetzt einen HF-Transistor, während für die Schaltung nach Bild 1 ein preisgünstiger NF-Transistor genügt. Der größte Vorteil dieser Schaltung liegt aber darin, daß sie sich auf einfachste Weise durch eine Rückkopplung ergänzen läßt, die die Empfangseigenschaften, und zwar Empfindlichkeit und Trennschärfe, beträchtlich verbessert.

Bild 3. Prinzip eines Einkreisers, dessen einziger Transistor nach Art eines Anodengleichrichters arbeitet

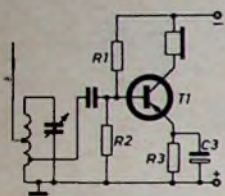
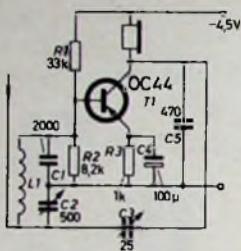


Bild 4. Vollständige Schaltung eines Rückkopplungs-Empfängers, der nach dem Prinzip von Bild 3 aufgebaut ist



Im Bild 4 ist die vollständige Schaltung eines nach dem Prinzip von Bild 3 aufgebauten Empfängers dargestellt, die eine vom Kollektor über den veränderbaren Kondensator C 3 auf die Basis wirkende Rückkopplung enthält. Bemerkenswert ist, wie hier die Rückkopplungsspannung in den Eingangskreis des Transistors eingeführt wird. Im allgemeinen koppelt man die Rückkopplungsspannung induktiv über eine besondere Spule in den Schwingkreis ein oder legt sie an eine Anzapfung der Schwingkreis-Spule. Hier ist jedoch ein die Schwingkreis-Kapazität darstellender kapazitiver Spannungsteiler C 1, C 2 vorhanden, und der Eingang des Transistors liegt parallel zu dem größeren Kondensator C 1, während die Rückkopplungsspannung zum antennenseitigen Ende des Schwingkreises gelangt. Die im Bild 4 angegebenen Daten gelten für einen Transistor OC 44 bei 0,6 mA Kollektorruhestrom.

Die Reihenschaltung von C 1 und C 2 schränkt den Abstimmbereich an der unteren Frequenzgrenze aber etwas ein. Mit einer üblichen Mittelwellenspule, die eine Selbstinduktion von rund 160 µH hat, erreicht man nur etwa 600 kHz. Durch Vergrößerung ihrer Selbstinduktion auf ungefähr 200 µH läßt sich jedoch der Abstimmbereich wieder bis auf 550 kHz erweitern. Am zweckmäßigsten ist eine Spule, deren Selbstinduktion man durch einen justierbaren Eisenkern ein-

stellen kann. Als Antenne genügt ein kurzer Draht, ein Erdanschluß ist nicht unbedingt erforderlich. Eine längere Antenne verbessert natürlich die Leistung des Empfängers, wird dann aber besser am oberen Ende von L 1 oder über einen Kondensator von 20 pF am unteren Ende von L 1 angeschlossen. L 1 kann man auch durch eine handelsübliche Ferritstab-Antenne ersetzen, auf die man noch einige zusätzliche Windungen aufbringt, um den gesamten Mittelwellenbereich überdecken zu können. Die Empfindlichkeit ist dann allerdings nicht ganz so gut.

Der Rückkopplungskondensator C 3 liegt praktisch parallel zum Abstimmkondensator C 1, C 2, so daß bei einer Betätigung von C 3 der Empfänger verstimmt wird. Das macht sich besonders bei den hohen Frequenzen, also am oberen Ende des Abstimmereiches, und bei starkem Anziehen der Rückkopplung bemerkbar. Dadurch wird die Abstimmung auf schwache Signale sehr erschwert. Dieser Fehler läßt sich beseitigen, wenn man für C 3 einen festen Kondensator einbaut und die Rückkopplung durch Veränderung der Stellung des Transistors regelt (Bild 5). Diese Stellheit ergibt sich analog zur

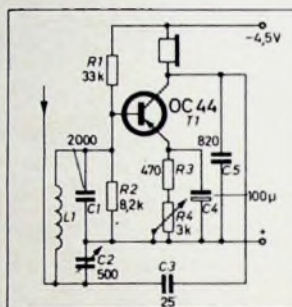


Bild 5. Die gleiche Schaltung wie im Bild 4, jedoch mit verbesserter Rückkopplung

Röhre aus dem Anstieg der Kollektorstrom-Basis-Spannungskennlinie des Transistors, die, wie schon erwähnt, etwa exponentiell verläuft. Daher ist die Stellheit annähernd proportional dem Kollektorstrom. Durch Beeinflussung des Kollektorstroms kann also die Rückkopplung in weiten Grenzen und ohne nennenswerte Verstimmung des Empfängers verändert werden. Bei der Schaltung nach Bild 5 läßt sich der Kollektorstrom mit dem veränderbaren Emitterwiderstand R 4 zwischen 0,25 und 1,2 mA variieren.

(A m o s, S. W.: Single-transistor receivers. Wireless Wld. Bd. 67 (1961) Nr. 9, S. 476)

Kaltkathodenröhren - die bessere Lösung

Wollen Sie Spannungen stabilisieren? Dann bieten Elesta-Stabilisierungsröhren hohe Konstanz, weiten Strombereich und kleinste Exemplarstreuung. Kein Anpassen von Spannungsteilern an die einzelnen Röhren.

Bauen Sie Verzögerungsrelais? Dann ermöglicht die extrem hohe Eingangs-impedanz und Verstärkung von Elesta-Relaisröhren exakte und konstante Zeitbereiche von Sekundenbruchteilen bis zu Stunden.

Entwickeln Sie Automatik-Schaltungen? Dann erleichtern die Form der Strom-Spannungscharakteristik und die neuen Elesta-Subminiaturtypen den Bau von logischen Schaltungen, Multivibratoren, Zähl- und Speicherschaltungen.

Möchten Sie mit kleinsten Strömen Relais steuern? Dann wird Ihr Relaisverstärker mit Elesta-Wechselstromröhren besonders empfindlich, betriebssicher und einfach.

Wollen Sie empfindliche Kontakte schützen? Dann erreichen Sie mit Elesta-Kaltkathodenröhren eine rein ohmsche Belastung der Kontakte mit kleinsten Strömen und die für sicheres Schalten so wichtigen genügend hohen Kontaktspannungen.

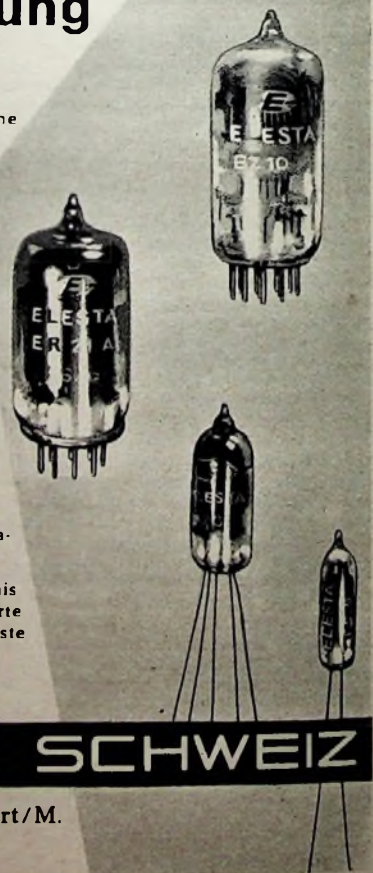
Bauen Sie Zähl- und Vorwahlschaltungen? Dann können Sie mit Elesta-Dekadenzählröhren bei Frequenzen bis 1 MHz viele Bauteile einsparen.

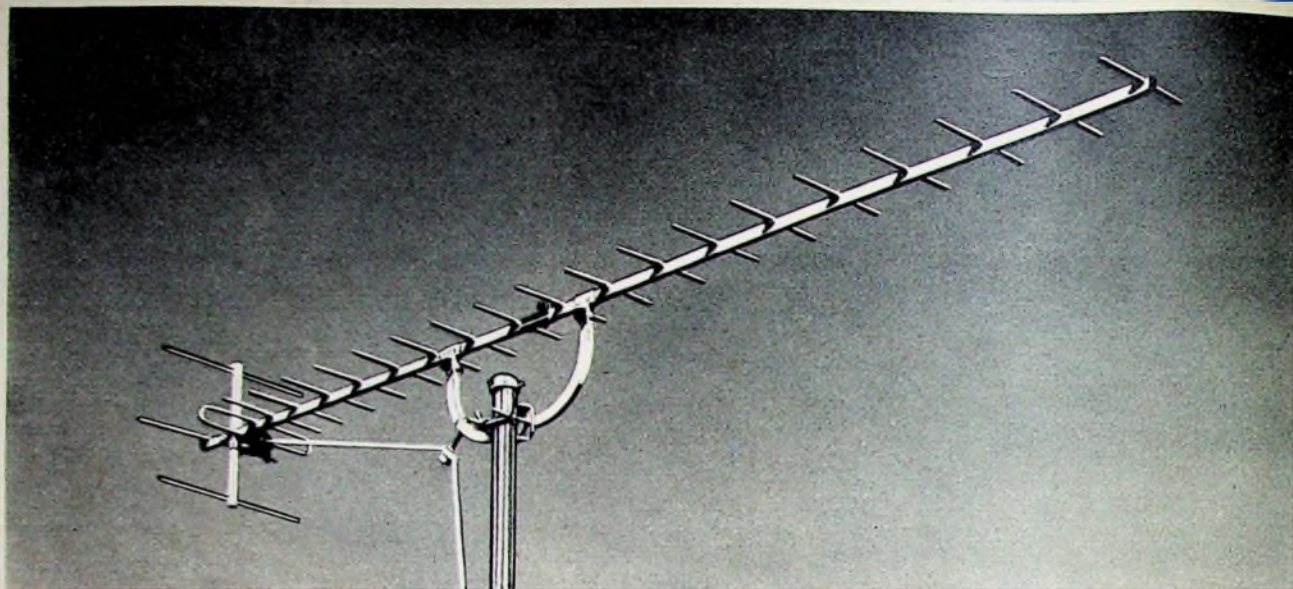
Verlangen Sie unsere Schaltschemas für Dämmerungsschalter, Lichtsteuerungen, elektronische Zeitrelais, Kontaktschutzrelais, Niveausteuern, elektronische Zähler und zahlreiche andere in Praxis bewährte Geräte mit Kaltkathodenröhren. Alle Elesta-Kaltkathodenröhren mit Reinmetallkathoden bieten höchste Konstanz der Betriebsdaten und sehr lange, meist praktisch unbegrenzte Lebensdauer.

Elektronische Steuerapparate ☎ 085-9 11 54 / 55 Fernschreiber 53 298

ELESTA AG BAD RAGAZ SCHWEIZ

In der Bundesrepublik: Fa. Ernst-Günther Hannemann, Gutleutstraße 11, Frankfurt/M.
Fernsprecher 33 15 94, 33 50 23, Fernschreiber 04 12598





Noch mehr Leistung

Durch die **Hirschmann** 22-Element-Breitbandantenne

Fesa 22 M

DM 72.- (unverbindliche Empfehlung)

Für alle Kanäle im Bereich IV (470-605 MHz). Schwenkbare Masthalterung bis 54°

Technische Daten:

Kanal*	14 (21)	15 (22)	16 (23)	17 (24)	18 (25)	19 (26)	20 (27)	21 (28)	22 (29)	23 (30)	24 (31)	25 (32)	26 (33)	27 (34)	28 (35)	29 (36)	30 (37)
Gewinn in dB	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	13,5	14	14	14	14	14	13,5	13	12


* In Klammer neue Kanalbezeichnungen gemäß Stockholmer Abkommen vom Juni 1961

Vor-Rück-Verhältnis 26 dB · ✕ horizontal 33° · ✕ vertikal 44° · Fußpunktwiderstand 240/60 Ω
Länge mechanisch 2,12 m, elektrisch 3,25-4,20 λ · Windlast 6 kp · Gewicht 1,225 kg

Mechanische Vorzüge:

wie bei allen Hirschmann-Antennen für Bereich IV: unzerbrechliche Kabelanschlußdose mit eingebautem Symmetrierglied zum wahlweisen Anschluß aller Kabelarten ■ Einfacher Kabelanschluß am losen Deckel ■ Anschluß der Adern und Zugentlastung des Kabels durch Anziehen einer einzigen Rändelschraube ■ stabil und wetterfest ■ montagefertig verpackt

Hirschmann



Auf Vertrauen gegründet - mit dem Fortschritt verbündet

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