



1692 Renoviert

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

A 3109 D

23 | 1961 +
DEZEMBERHEFT

Elektronik-Ingenieur
FT-Sammlung



Berufsfachschule für Rundfunk- und Fernseh-Technik in Stuttgart

In Stuttgart soll auf Initiative des Landesinnungsverbandes des Elektrohandwerks mit Beginn des Schuljahres 1962/63 eine Berufsfachschule für Nachwuchskräfte auf dem Gebiet der Radio- und Fernseh-technik errichtet werden, die den Schülern durch einjährigen kostenlosen Vollunterricht modernes theoretisches und praktisches Rüstzeug für die anschließende Lehre im Betrieb vermittelt. Die Stadt Mannheim hat bereits vor zwei Jahren eine derartige Schule eingerichtet.

Automatisierung der Fertigung

Das VDI-Bildungswerk veranstaltet in Stuttgart-Wangen, Ulmer Straße 227, in Zusammenarbeit mit der VDI-Fachgruppe Betriebstechnik (ADB) Automatisierungs-Lehrgänge. Ausführliche Lehrgangshandbücher sollen den Teilnehmern auch nach dem Lehrgang von Nutzen sein. Der nächste Lehrgang findet vom 11. bis 15. 12. 1961 statt. Die Lehrgangsgebühr beträgt 250 D-Mark. Auskunft erteilt das VDI-Bildungswerk, Düsseldorf 10, Postfach 10250.

Industriefilm der AEG erhielt Auszeichnung

Bei den 2. Deutschen Industriefilmtagen in Berlin wurde der AEG-Farbfilm „Kahl“ mit dem ersten Preis ausgezeichnet. Er war nach dem Urteil der Jury in der Gesamtgestaltung und in der fachlichen Aussage der beste von 90 deutschen Industriefilmen. Der Regisseur des Filmes stellte nicht den Bau des ersten deutschen Atomkraftwerkes in den Mittelpunkt der Handlung, sondern ließ die wichtigsten Ereignisse der Jahre 1958 bis 1961 synoptisch zu der jeweiligen Baustufe des Kraftwerkes ablaufen.

40 Jahre Dominittwerke

Im Oktober 1961 konnte die Dominittwerke GmbH, Brilon (Westf.), ein Unternehmen

der Quandt-Gruppe, ihr 40jähriges Firmenjubiläum feiern. Mit fast 1600 Beschäftigten gehört sie zu den führenden Elektrofirmen im westfälischen Raum. Das Produktionsprogramm wurde nach Übernahme der Firma durch die Accumulatoren-Fabrik AG, Hagen (Westf.), im Jahre 1927 und insbesondere nach 1945 erheblich erweitert. Das Schwerkgewicht hat sich inzwischen auf Hochspannungstransformatoren bis zu 63 MVA und Spannungen bis zu 150 kV verlagert. Ferner wurden Elektrolyt- und Starkstrom-Kondensatoren in das Programm aufgenommen und von den Spezialgebieten auch die Leuchtenfertigung und die Ladetechnik für Stahlakkumulatoren ausgeweitet.

HARCO, ein neues Navigations-System

Die Eurocontrol-Organisation hat ihre Entscheidung, das HARCO (Hyperbolic AREA COverage)-System - ein Langwellen - Navigations-System mit Hyperbelstandlinien - zu erproben, bekanntgegeben. Erst kürzlich hieß es in einer Verlautbarung der Eurocontrol u. a.: „Obwohl VOR, ergänzt durch DME, in den folgenden Jahren benutzt werden muß, wird es notwendig sein, ein neues oder verbessertes Navigations-System einzuführen.“ Demzufolge wurde von der Eurocontrol ein vorläufiges Pflichtenheft für ein solches Navigations-System herausgegeben und allen größeren Elektronik-Firmen in Europa zugeleitet. Die Decca-Navigator-Company, England, hat in Zusammenarbeit mit CSF, Frankreich, und Telefunken, Deutschland, einen gemeinsamen Entwicklungs-Vorschlag, der die Eurocontrol-Forderungen erfüllt, eingereicht.

Klebende Kupferfolien

In der Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie sowie bei der Herstellung elektrischer und elektronischer Anlagen spielen vorgedruckte und gestanzte Schaltungen eine immer größere Rolle. Dieser Entwicklung kommen nun

klebstoffbeschichtete Kupferfolien entgegen, deren Produktion in Deutschland die P. Belersdorf & Co. AG, Hamburg, gemäß einem Abkommen mit dem führenden Unternehmen in den USA aufgenommen hat.

Verbesserte Baßwiedergabe der Magnetophon - Geräte „95“, „96“ und „97“

Um gelegentlich auftretende akustische Rückkopplung bei einer Bandgeschwindigkeit von 4,75 cm/s sicher zu vermeiden, hatte Telefunken bisher den in die Tonbandgeräte der 90er Bauserie eingebauten Lautsprecher nach hinten mit einem porösen Schaumstoff abgedeckt. Inzwischen hat sich jedoch nach sorgfältiger Prüfung der Geräte aus der laufenden Produktion herausgestellt, daß diese Sicherungsmaßnahme nicht mehr notwendig ist. Telefunken schlägt deshalb vor, den Schaumstoff bei den bereits im Handel befindlichen Geräten zu entfernen, wodurch eine etwas bessere Baßabstrahlung des Lautsprechers erreicht wird.

Normalzeit höchster Genauigkeit

Das Zeitzeichen des US Naval Observatory in Washington - es wird von den offiziellen Normalzeit-Uhren der USA übernommen - erreichte mit einer neuen Atom-Uhr, deren Arbeitsweise auf Schwingungen von Cäsium-Atomen beruht, eine Zeitgenauigkeit von 1:10⁷. Diese Uhr geht in drei Jahren um höchstens eine hundertstel Sekunde vor oder nach.

Zusammenarbeit Westinghouse-Remington Rand

Die Westinghouse Electric Corporation und die Remington Rand Division der Sperry Rand Corporation haben ein Abkommen über ein gemeinsames Forschungs- und Entwicklungsprogramm getroffen. Im Rahmen dieses Programms werden Produktionssteuerungssysteme unter Verwendung elektronischer Rechenanlagen entwickelt.

AUS DEM INHALT

1. DEZEMBERHEFT 1961

FT-Kurznachrichten	818
Bedeutung und Fortschritte der Frequenzmeßtechnik	823
Präzisionsgeräte für Frequenzmessung und -erzeugung	824
Über die Entzerrung von Magnettonanlagen	825
Gesetz über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten	828
Für den KW-Amateur	
Quarzkontrollierter, transistorisierter Steueroszillator mit extrem hoher Frequenzkonstanz	829
Persönliches	830, 844
FT-SAMMLUNG	
Impulstechnik	
Impulsschaltungen unter der Lupe ③ ..	831
ELEKTRONIK-INGENIEUR	
NF-Kompensation von RC-Verstärkern	833
Ausgangsübertrager für Endverstärker ..	839
Stereo-Entzerrer „M 66“ mit Studioqualität	842
Schaltungstechnische Varianten in neuen Fernsehempfängern	845

Unser Titelbild: Drei Jahrhunderte begegnen sich: im Hintergrund Werk einer alten Kirchenturmuhre aus dem 17. Jahrhundert, im Vordergrund Quarzuhr „CAQ“ von Rohde & Schwarz (s. a. Seite 823-824).

Aufnahme: Rohde & Schwarz

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeld, Neubauer, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 819-822, 840, 841, 843, 851 und 852 ohne redaktionellen Teil

Neuer Vorstand des Deutschen Amateur-Radio-Clubs (DARC)

Am 11. und 12. November 1961 hielt der Deutsche Amateur-Radio-Club in Wiesbaden seine zweite diesjährige Clubversammlung ab. Satzungsgemäß muß von diesem Gremium alle zwei Jahre ein neuer Clubvorstand gewählt werden. In den vergangenen zehn Jahren war das ein Vorgang, der nach außen wenig in Erscheinung trat, weil sich der bisherige Präsident des DARC, Dipl.-Ing. Rudi Rapcke, DL1WA, immer wieder zur Wahl gestellt hatte, so daß nur die Posten der Vorsitzenden beziehungsweise der Beisitzer neu zu besetzen waren.

Dieses Mal hatte OM Rapcke erklärt, er wolle nun endlich einmal seinen „Verwaltungs-Schreibtisch“ wieder mit dem Mikrofon und der Morsetaste vertauschen, um sich in aller Ruhe seinem Hobby zuwenden zu können. So bekam Wiesbaden den Charakter eines bedeutenden Marksteines in der Clubgeschichte. In geheimer Wahl vollzog sich die „Wachablösung“, die zu folgendem Ergebnis führte: Neuer Präsident des DARC ist der ehemalige Distriktvorsitzende Westfalen-Süd, Karl Schultheiß, DL1QK, der in Fachkreisen als funktchnischer Schriftsteller

bestens bekannt ist. Zum 1. Vorsitzenden wurde der bisherige Distriktvorsitzende (DV) Ruhrgebiet, Herbert Picolin, DL3NE, gewählt. Seine sachliche und zielstrebige Arbeit, die bisher vorwiegend seinem Distrikt zugute kam, dehnt sich nun auf den gesamten DARC aus. Der 2. Vorsitzende ist H. G. Fessel, DJ3KF, der durch seine Arbeit am Max-Planck-Institut auch hauptberuflich mit der Funkerei zu tun hat. Ebenfalls im Hauptberuf mit dem Funkwesen verknüpft ist der neue Beisitzer, Regierungsrat Werner Feilhauer, DL3JE, der in München der Flugsicherungs-Schule vorsteht.

Die erste Amtshandlung des neuen Vorstandes bewies nicht nur seine Weitsicht, sondern sie legte auch Zeugnis ab von der tiefgehenden menschlichen Verbundenheit der Funkamateure. Um den scheidenden Präsidenten zu ehren, der schon in der Vorkriegszeit an maßgeblichen Stellen für die deutschen Amateure arbeitete und dessen Erfahrungen für den Club von unschätzbarem Wert sind, wurde OM Rapcke zum Ehrenpräsidenten des DARC ernannt.

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 49 2331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefredakteur: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. - Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



LOEWE  **OPTA**

Verkaufsschlager

Gute Umsatzträger für Sie!

Drahtlose Ultraschall- Fernsteuerung

für Programmwahl I oder II
und Lautstärke



Spitzenfernsehgerät OPTALUX Type 695

LOEWE  **OPTA**

Fernsehbilder: Lupenscharf, kontrastreich und
augenschonend durch Selektiv-Telefilter

LOEWE  **OPTA**

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

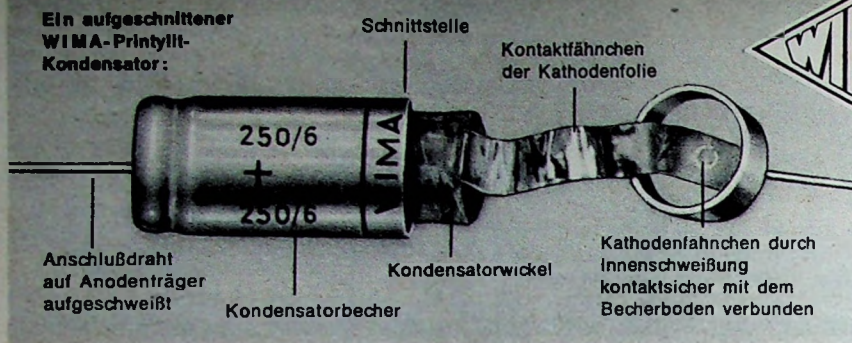
LOEWE  **OPTA**

Komfortsteigerung: Drahtlose Ultraschall-
Fernsteuerung erhöht Ihre Bequemlichkeit beim Fernsehen

LOEWE  **OPTA**

KRONACH Bayern BERLIN West DUSSELDORF

Ein aufgeschnittener
WIMA-Printyll-
Kondensator:



NV-Elektrolyt- Kondensatoren *Printylt*

sind jetzt vollständig
kontaktsicher
durch Innenschweißung
am Becherboden,
auch bei
Miniatúrausführungen

WIMA SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN · WILHELM WESTERMANN G. M. B. H.
VERKAUFSBÜRO: MANNHEIM · AUGUSTA-ANLAGE 56

Wirtschaftlich löten mit

ERSA DUR
Dauerlötspitzen
eisenüberzogen

abnutzungsfest
keine Nacharbeit
Kostensparend
immer verzinkt



Flowsolder-Verfahren
für gedruckte Schaltungen

„DIE RATIONELLE ZINNWELLE“
hohe Lötbarkeit – einfache Transporteinrichtung
immer sauberes Zinn – einfacher Typenwechsel

Seit 40 Jahren: Wenn löten – dann ERSÄ

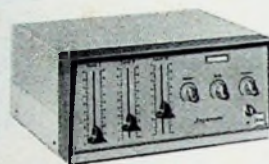


ERNST SACHS

Erste Spezialfabrik elektrischer Lötcolben und Lötbad K. G.
Berlin-Lichterfelde und Wertheim am Main

Verlangen Sie die Listen 172/174 D 2

16-Watt-Regie-Mischpultverstärker „RIM-Regiemaster“



Ein hochwertiger und vielseitig
einsetzbarer Allzweck-Voll-
verstärker modernster Bauart.
Ein Schlager der RIM-Verstär-
ker-Serie. Flachbahnregler-
Ausführung. Viele Sonderein-
richtungen.

Techn. Daten: 3 miteinander mischbare Eingänge. Lautstärke-Summenregler.
Ultralinear-Gegentaklendeckung. Optische Aussteuerungsanzeige durch magi-
sches Band. Getrennte Höhen- und Tiefenregelung.
Frequenzbereich: 25 – 25 000 Hz. ± 1 db. Sprechleistung 16 Watt. Klirrfaktor
bei 15 Watt: K 1000 Hz = 1%, K 10 000 Hz = 1%, K 60 Hz = 2%.

Maße: 30,5 x 13,5 x 22,2 cm. — Gewicht 8 kg.

Kompletter Bausatz einschl. Gehäuse nur DM 269,—
Ausführliche RIM-Baumappe hierzu DM 4,—

Weitere Einzelheiten im neuen RIM-BASTELBUCH 1962

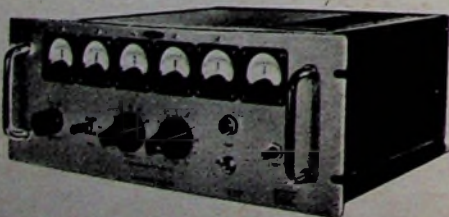
Soeben erschienen. 288 Seiten, davon 160 Seiten 2-farbig.
Zahlreiche RIM-Neuentwicklungen und ausführlicher Teile-
katalog mit interessanten Angeboten.

Schutzgebühr: DM 2,50. Nachnahmeversand im Inld. DM 3,40.
Ausld. nur Vorkasse DM 3,40 (Postscheckkto. München 137 53).

München 15 · Bayerstr. 25

RADIO-RIM

Rank Cintel Transistorisierter Zähler für schnelle nucleonische Vorgänge



A.: Ohne Electronic Gate
Eingang: Impulshöhen-diskriminator,
Bereich 5 ... 50 V in 5 Grobstufen
+ Feinregler 1:10
Genauigkeit d. Diskrim. $\pm 0,25$ V
Eingangsimpedanz 200 kOhm
Auflösung 1 sec
Meßwertanzeige: 6 Drehspulinstr.
Anschl. f. mech. Zähler vorgesehen
Start-Stop-Nullstellung über Handschalter
und Fernbedienung
480 x 425 x 180 mm

B.: Mit Electronic Gate
Start u. Stop d. Zählvorganges
durch elektron. Gate mit Impulsen
2 ... 20 V positiv oder negativ
Anstiegszeit d. Gates vernach-
lässigbar
Gateauflösung besser als 1 sec
Eingangsimpedanz ca. 5 kOhm
sonst wie A

Deutsche Vertretung:

Willy List, Frankfurt/Main, Karlsbader Straße 8, Tel. 68 72 44



DEAC

GASDICHTE STAHL-AKKUMULATOREN

für Rundfunk, Blitzgeräte,
Hörhilfen und Meßgeräte
aller Art.

Niedrige Betriebskosten.
Gleichmäßig gute Betriebs-
eigenschaften und lange
Lebensdauer der Geräte.



DEUTSCHE EDISON-AKKUMULATOREN-COMPANY GMBH
Frankfurt/Main, Neue Mainzer Straße 54



IN PARIS PORTE DE VERSAILLES

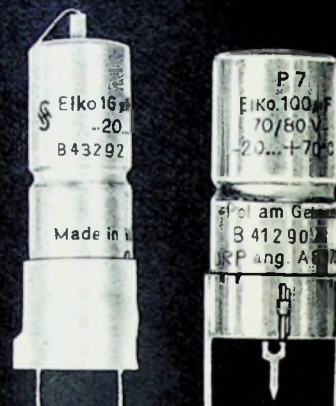
VOM 16 BIS 20 FEBRUAR 1962

5. INTERNATIONALE AUSSTELLUNG ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE

die grösste Weltgegenüberstellung auf dem Gebiet der Elektronik

FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES

23, rue de Lübeck - PARIS-16° - Passy 01-16



**für Zentral- oder
Schränklappenbefestigung**

Kleinstausführung

freitragende Ausführung

**mit Kunststoff- bzw. Metallssockel
für gedruckte Schaltungen**

U_N in V ₋	C in μ F	U_N in V ₋	C in μ F	U_N in V ₋	C in μ F	U_N in V ₋	C in μ F
6 bis 100	50 bis 10 000	3 bis 100	0,5 bis 500	6 bis 100	25 bis 2500	3 bis 100	1 bis 1000
150 bis 450	8 (8+8) bis 100 (100+100)	150 bis 350	0,5 bis 8	150 bis 450	4 bis 100	150 bis 350	0,5 bis 50
350	8+50+50 bis 100+100+50						

Siemens-Elektrolyt-Kondensatoren für alle Spannungen in allen Kapazitätswerten:

Geringer Reststrom
Niedriger Verlustfaktor
Hohe Lebensdauer
Kleine Abmessungen

**Verlangen Sie bitte
ausführliche Druckschriften**

Unser Programm
umfaßt außerdem:

Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren
Elektrolyt-Kondensatoren
für erhöhte Anforderungen
Ungepolte Kondensatoren
Elektrolyt-Anlaßkondensatoren



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Prof. Dr. W. BÜRCK, Rohde & Schwarz, München

Bedeutung und Fortschritte der Frequenzmeßtechnik

Fortschritte der technischen Entwicklung allgemein sind letzten Endes Folgen der Erweiterung unserer physikalischen Kenntnisse. Diese wiederum ergeben sich aus der Wechselwirkung theoretischer Überlegungen, die logisches Denken und Phantasie voraussetzen, mit praktischen Erfahrungen, die durch Experimente und Messungen gewonnen werden. Zu den wichtigsten Grundelementen einer exakten Messung gehören die exakt definierten Einheiten von Weg, Zeit und anderen Grundgrößen, für die wir jederzeit nachkontrollierbare Normalmaßstäbe benötigen.

Man versuchte seit jeher, dem Menschen unveränderlich scheinende Größen des Naturgeschehens zu Normalien zu erheben, nachdem das gewissermaßen prähistorische Zeitalter der primitiven Vergleichsmaßstäbe aus dem Bereich des menschlichen Körpers („Fuß“, „Elle“, „Augenblick“) überwunden war. Als Längeneinheit hat seitdem der zehnmillionste Teil des Erdquadranten den Namen „Meter“ erhalten.

Bei Anwendung genauer Meßmethoden mußte man später aber feststellen, daß dieses „Urmeter“ erstens um ein fünfteil Millimeter zu klein und außerdem höchstens auf 2 Zehnmillionstel ($2 \cdot 10^{-7}$) genau kontrollierbar ist. Man hat sich daher in neuester Zeit (seit Oktober 1960) entschlossen, die Vakuum-Wellenlänge des im Orange des sichtbaren Spektrums gelegenen Kryptonisotops mit der Massezahl 86 als Grundlage für alle Längenmessungen zu nehmen, das entsprechend den Fehlern der Meßinterferometer mit einer Genauigkeit von 10^{-9} bestimmbar ist. Damit gilt die neue Definition

1 Meter = 1650763,73 Wellenlängen der Krypton-Eigenschwingung.

Es wurde damit die Eigenschwingung eines Atoms zur Grundlage der Längenmessung. Die Frequenzmessung ist nun heute deshalb von so fundamentaler Bedeutung, weil aus ihr über die damit zusammenhängenden Einheiten der Periodendauer und der Wellenlänge auch Längen- und vor allem Zeitmaße definiert werden können.

Die Eigenschwingung der Erde mit ihrer äußerst niedrigen Frequenz wurde zur Grundlage der Zeitmessung: 1 Sekunde ist derzeit als $1/86400$ des mittleren astronomischen Sonnentags definiert, was $1/86164,091$ eines Sterntags entspricht. (1 Sterntag ist die Umdrehungszeit der Erde gegenüber dem unveränderlich gedachten Fixsternhimmel.) Die Genauigkeit der astronomischen Festlegung dieses Zeitnormal ist nur ungefähr 10^{-7} , läßt sich aber durch langjährige Beobachtung auf etwa 10^{-9} steigern. Nun ist aber die Drehgeschwindigkeit der Erde selbst um $3 \cdot 10^{-9}$ inkonstant und wird außerdem mit der Zeit infolge der Flutreibungsverluste immer kleiner. Man hat daher die Zeitdauer des Sonnenjahres Anno 1900 genommen und zu 31556 925,974 Sekunden festgelegt. Die Genauigkeit dieser Festlegung befriedigt aber nicht. Auf der Suche nach konstanteren Normalien hat man die Quarzuhren entwickelt, die nach jahrelangem Betrieb auf etwa 10^{-10} relative Genauigkeit kommen, aber selbst einer absoluten Eichung nach Naturnormalien bedürfen.

Als Eichnormal für Zeitmesser kommen nun wiederum die natürlichen Eigenschwingungen von Atomen in Frage, und zwar wegen ihrer hohen Konstanz von besser als 10^{-10} die Schwingungen des Cäsium-Atoms im Vakuum, die 9 192 631 770 mal in einer Sekunde erfolgen, aber wegen der vorher angegebenen Ungenauigkeit der bisher definierten Sekunde eine Toleranz von ± 20 Schwingungen je Sekunde haben. Ähnlich gut geeignet sind Ammoniak-Molekülschwingungen im Vakuum mit einer Eigenschwingungszahl von $23\,870\,128\,879 \pm 50$ Hz.

Diese etwas weiter ausholenden, aber für das Verständnis der Probleme notwendigen Ausführungen machen deutlich, welche grundlegende Rolle die Frequenzmessung in der Physik spielt und wie entscheidend die Genauigkeit ist, mit der man solche Messungen ausführen kann.

Um die Erhöhung der Meßgenauigkeit bei Frequenzmessungen ist seit Jahrzehnten ein mühsamer Kampf entbrannt. Man benötigt in zahlreichen Laboratorien Generatoren und Oszillatoren, deren Frequenzen man so

genau und so konstant wie möglich zu halten wünscht. Die Absolutlage dieser Frequenzen, die vor allem praktisch interessieren, reicht von wenigen Hertz bis über 10^{13} Hz. Wie bei vielen anderen Messungen, ist es auch bei der Erzeugung und Messung konstanter Frequenzen erwünscht, sie gleich in der Form dekadischer Aufbereitung, also einstellbar und ablesbar in der üblichen dekadischen Zahlenstufung, zu erhalten, deren Stufendifferenz aber so klein sein muß, daß man auf die früher fast ausschließlich gebräuchliche kontinuierliche Einstellung durch Ablesung verzichten kann. So sind in den letzten Jahren Einheiten entwickelt und zu hoher Vollendung gebracht worden, die als Dekadische Meß- und Steuerstufen bekannt wurden und auch in der angewandten Nachrichtentechnik eine große Rolle spielen, weil sie innerhalb kürzester Zeit die Frequenzeinstellung und den Wellenwechsel bei Übertragungssystemen vorzunehmen gestatten. Für die Praxis sehr wichtig ist auch die heute gegebene Möglichkeit, an solchen Frequenzgeneratoren und Frequenzmessern alle üblichen Modulationsarten, beispielsweise Amplitudenmodulation mit ein oder zwei Seitenbändern, Frequenzmodulation und -umtastung, Pulsmodulation und andere, durchführen oder messen zu können und Verfahren zu haben, mit denen man im Zustand voller Betriebsmodulation genaue Messungen der Trägerfrequenz ohne Funktionsstörung des Betriebs durchführen kann.

Die schon erwähnte Frage der Frequenzgenauigkeit tritt in zwei verschiedenen Versionen auf: Einmal interessiert (vor allem physikalisch) die Absolutgenauigkeit einer Frequenz, zum anderen ist oft die Kenntnis der Relativgenauigkeit zweier Frequenzen gegeneinander wichtig.

Die höchste absolute Frequenzgenauigkeit erreicht man heute bei Atom- und Moleküleigenschwingungen. Sie wird mit Werten zwischen 10^{-10} und 10^{-14} angegeben, wobei der letzte Wert zunächst nur ein rein theoretischer Wert ohne praktische Bedeutung für das technisch interessierende Frequenzgebiet ist. Sobald man nämlich von Einrichtungen Gebrauch macht, die eine Originalschwingung in ein anderes Frequenzgebiet transponieren (Frequenzteiler oder -vervielfacher), sinkt die Genauigkeit infolge verschiedener Störeinflüsse.

Eine praktisch auswertbare Absolutgenauigkeit von 10^{-10} oder gar mehr erfordert aber solch hohen apparativen Aufwand, daß er aus wirtschaftlichen Gründen nur an wenigen Stellen getrieben werden kann. Daher besteht großes Interesse, eine Ferneichung über Entfernungen hinweg zu ermöglichen, damit an möglichst vielen Stellen die in Laboratorien vorhandenen Frequenznormalien nachkontrolliert und nachgestellt werden können. Man kann dies über drahtlose Sendestationen durchführen, deren Trägerfrequenzen (zum Beispiel WWV Washington oder MSF Teddington) in kurzen Zeitabständen mit Atom-Normalien verglichen und laufend korrigiert werden. Dabei erhält man dann Absolutgenauigkeiten der Senderfrequenzen, die an sich garantiert besser als 10^{-8} sind, praktisch aber in der Größenordnung von 10^{-7} als Folge von Einflüssen bei der Ausbreitung über große Entfernungen und, insbesondere bei Kurzwellen, infolge von Reflexionen an Ionosphärenschichten liegen.

Für die Absolutgenauigkeit von Frequenzgeneratoren und -meßeinrichtungen der Praxis ist zwischen den Zeitpunkten, zu denen Kontroll-eichungen nach den höchst präzisen Normalien vorgenommen werden, die den Geräten eigene Frequenzdrift oder Konstanz maßgebend. Sie wird gewöhnlich in Abweichungswerten je Tag (24 Stunden) angegeben. Die besten heutigen Quarzgeneratoren erreichen eine Konstanz von 10^{-9} bis 10^{-10} /Tag (letzttere erst nach jahrelangem ununterbrochenem Betrieb). Wenn keine tägliche Eichkontrolle möglich ist, kann man $5 \cdot 10^{-7}$ /Jahr erreichen, das heißt, wenn man am 1. Januar genau eicht und dann die Anlage sich selbst überläßt, ist die maximale Abweichung eines 10-MHz-Quarzgenerators am 31. Dezember nur maximal 5 Hertz.

Solche Frequenzgeneratoren und -meßanlagen erfordern einen beträchtlichen apparativen Aufwand und sind dementsprechend in Anschaffung und Betrieb teuer. Inwieweit die Transistortechnik hier Wandel schaffen

kann, ist heute noch nicht eindeutig zu entscheiden, da es zur Zeit noch keine „kommerziellen“ Transistoren gibt, die den „Langlebensdauerhören“ äquivalente elektronische Bauelemente sind. Deshalb findet man insbesondere bei Großanlagen noch mehr die konventionelle Technik mit Röhren. Bei kleineren Anlagen hingegen macht man bereits mit Vorteil von der Transistorisierung Gebrauch und erhält damit Geräte, die bei dem Volumen eines bequemen Handkoffers Konstanzen von 10^{-8} /Tag erreichen. Diese kleinen Anlagen arbeiten wegen der geringen Baugröße noch mit Normalquarzen niedriger Eigenfrequenz, zum Beispiel 100 kHz, während man in Großanlagen höherfrequente Schwingquarze mit 1 oder 5 MHz bevorzugt, die hinsichtlich ihrer Alterungseigenschaften etwas günstiger liegen, aber voluminösere Einbauten verlangen. Die Verwendung von Mehrfachthermostaten ist unumgänglich notwendig. Dabei müssen Reduktionen von Schwankungen der Umgebungstemperatur in der Größenordnung von mehr als 1:10000 erreicht werden.

Ein weiteres Gebiet der Frequenzmeßtechnik ist die Bestimmung von Relativabweichungen gegen eine als fest angenommene Bezugsfrequenz. Hier gelingt es im Gegensatz zur Absolutfrequenz-Meßtechnik schon mit relativ viel geringerem Aufwand, hohe Genauigkeiten zu erreichen. Das

klassische Verfahren der Schwebungsauswertung zwischen zwei zu vergleichenden Frequenzen, etwa über die optische Beobachtung auf einem Oszillografenschirm mit einer Stoppuhr, erfordert recht lange Zeit, weil bei hoher Relativübereinstimmung eine Schwebung erst nach langer Zeit zustande kommt. Hierfür sind nun in letzter Zeit technische Schnellmeßverfahren unter Benutzung von Frequenzumsetzern, Spektrumverzerrern, Frequenzteilern und Impulsformern entwickelt worden, die zum Beispiel bei 10^{-11} Relativgenauigkeit gegenüber einer Meßzeit von etwa einer halben Stunde nach der klassischen Methode die Vergleichsmessung in wenigen Sekunden ermöglichen. In Spezialfällen hat man bei physikalischen Untersuchungen, etwa bei Ausnutzung des Mössbauer-Effektes für die Messung der Frequenzänderung von Gammastrahlen im Schwerfeld der Erde, sogar Genauigkeiten von der Größenordnung 10^{-15} für Frequenzverschiebungsmessungen erreicht, wie dies für den Nachweis von Voraussagen der Relativitätstheorie erforderlich war.

Die Ergebnisse der während der letzten Jahre geleisteten Arbeit zeigen, daß das Gebiet der Frequenzmessung noch längst nicht abgeschlossen ist und daß auch in Zukunft weitere Fortschritte hinsichtlich Steigerung der Meßgenauigkeit und Erhöhung des Meßkomforts zu erwarten sind.

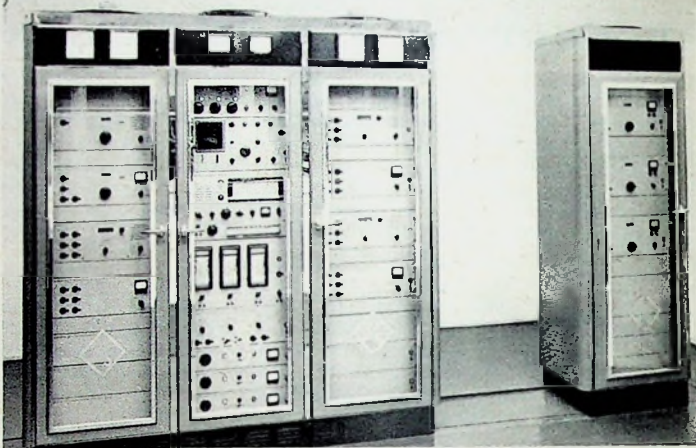
Präzisionsgeräte für Frequenzmessung und -erzeugung

Das Gebiet der Frequenzmeßtechnik umfaßt sowohl die Frequenzmessung selbst als auch die Frequenzerzeugung für Vergleichszwecke. Besondere Bedeutung kommt ferner der Normalfrequenz- und der Normalzeittechnik zu. Einige Firmen haben sich seit jeher auf die Herstellung von Frequenzmeßgeräten spezialisiert. Seit dem Beginn ihrer Tätigkeit vor 28 Jahren beschäftigte sich beispielsweise Rohde & Schwarz mit dem Bau entsprechender Geräte, und seit über 23 Jahren werden dort auch Quarzuhren fabriziert. Die Lösung der vielfältigen Frequenzmeß- und Normalfrequenzaufgaben erfordert manche Spezialgeräte.

Sehr genaue Frequenzmessungen erhält man vorzugsweise dadurch, daß ein sehr konstanter, einstellbarer Frequenzerzeuger

Bild 3. Normalfrequenz- und -zeit-System „CAA“ höchster Genauigkeit

Aufnahmen:
Rohde & Schwarz



als Meßgenerator mit der zu bestimmten Frequenz verglichen wird (Prinzip der aktiven Frequenzmessung). Die Dekadische Meß- und Steuerstufe „XUE“ (Bild 1) ist ein solcher Frequenzgenerator, der sich für Anwendungen in der Nachrichten-Betriebstechnik dadurch auszeichnet, daß er im Bereich 100 kHz ... 30 MHz jede beliebige Frequenz mit einer Konstanz von $5 \cdot 10^{-7}$ je Jahr ± 10 Hz voll modulationsfähig als Generator, bei Frequenzwechsel verzögerungsfrei, erzeugen kann. Die Modulationsmöglichkeiten erstrecken sich dabei auf Frequenzumtastung F1, F6 und Einseitenbandmodulation A3b. In den letztgenannten Fällen dienen als Zusatzgeräte der Modulator „NA 60“ oder das Tastgerät „NA 61“. Sozusagen das Gegenstück hierzu ist die Dekadische Frequenzmeßanlage „XZG“ (Bild 2), die im Direktverfahren Frequenzen zwischen 10 Hz und 500 kHz und im Überlagerungsverfahren (auch über Empfangseinrichtungen im Fernmeßverfahren) 5 kHz ... 1000 MHz anzeigt. Das Gerät gehört der Genauigkeitsklasse $2 \cdot 10^{-9}$ an. Durch besondere Methoden lassen sich mit diesem Gerät Messungen der Trägerfrequenz von Sendern durchführen, die nach den verschiedensten Verfahren voll moduliert sein können, ohne daß die Modulation den Meßvorgang beeinträchtigt. Selbstverständlich können der Frequenzmeßanlage als Generator auch normalisierte Festfrequenzen und beliebig einstellbare, durch Frequenzsynthese erzeugte Frequenzen entnommen werden.

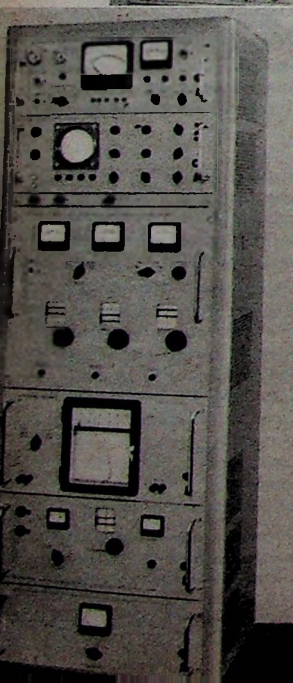
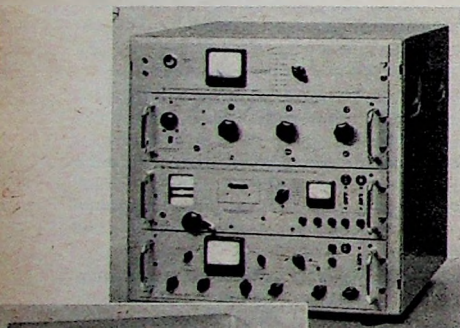
Als Spitzenanlage der Normalfrequenz- und Normalzeitgeber ist das System „CAA“ (Bild 3) anzusehen. Sie ist die für den Zeiddienst und für die Astronomie universell ausgerüstete Anlage. Das Herz der Gerätegruppe ist der 1-MHz-Normalfrequenzgenerator mit einer erreichbaren

Konstanz von 10^{-10} /Tag. Eine große Anzahl von bausteinartigen Kombinations- und Zusatzgeräten ist dem Standardgenerator angegliedert, etwa die hochphasenkonstanten Frequenzteiler „XVB“ und „XVC“, die Uhrenfelder „CAU“, das automatisch arbeitende Umschaltfeld „XNY“ für die Versorgung, die Notstromversorgung durch „XNZ“, ferner für Zeit-signalmessungen der Empfänger „UE 12“, der Zeitzeichen-Oszillograf „CAO“, der Programmgeber „CAZ“, der Phasenvergleichler „XKC“, der Registrierschreiber „XKB“, der Sternzeitumsetzer „CAS“ (zur Umwandlung von Sonnenzeit in Sternzeit sowie auch zur Nachsteuerung von Fernrohren), der Koinzidenzsignalgeber „CAK“ und andere.

Um auf lange Jahre hinaus die Ersatzbestückung sicherzustellen, sind die Großanlagen mit Langlebensdauerrohren ausgerüstet; ein Übergang auf die hinsichtlich Platz- und Energiebedarf günstigeren Transistoren verbietet sich zur Zeit noch, da es keine „kommerziellen“ Transistoren mit garantiert langer Lebensdauer und Datenkonstanz gibt. Demgegenüber ist als transportables Gerät beachtlicher Konstanz (10^{-8} /Tag) die Kleinquarzuhr „CAQ“ (s. Titeltbild) jetzt mit Transistoren ausgestattet. Aus Raumbedarfsgründen wird hier allerdings noch ein 100-kHz-Normalquarz in einem Thermostaten verwendet. Vorteilhaft ist, daß man in den neuen Geräteausführungen bis 1 Hz herunter elektronische Frequenzteiler benutzt, die gegenüber dem früher üblichen mechanischen Synchronmotor große betriebliche Vorteile aufweisen. Trotz Einhaltung eines bewährten Generalkonzeptes werden so in der Bauausführung laufend Verbesserungen eingeführt, die einen genaueren und bequemerem Betrieb der Anlagen ermöglichen.

Bild 1 (oben). Dekadische Meß- und Steuerstufe „XUE“ als Meßgerät oder Steuergenerator für die Nachrichten-Betriebstechnik

Bild 2. Dekadische Frequenzmeßanlage „XZG“ für die Fernfrequenzmessung an beliebig modulierten Sendern



Über die Entzerrung von Magnettonanlagen

DK 681.84.083.8

Wegen des physikalisch bedingten Magnetisierungsverlaufs und der beim Abtastvorgang eines Magnettonbandes auftretenden Erscheinungen in Abhängigkeit von der auf dem Tonträger aufgezeichneten Wellenlänge muß zur Erzielung eines geradlinigen Frequenzganges in den Aufnahme- und Wiedergabeverstärkern eine elektrische Entzerrung erfolgen. Um einen einwandfreien Austausch von bespielten Magnettonbändern zu gewährleisten, ist bei den verschiedenen genormten Bandgeschwindigkeiten ein jeweils einheitlicher Verlauf der Magnetisierung in Abhängigkeit von der Frequenz erforderlich. Nur auf diese Weise ist es möglich, daß eine Tonbandaufnahme auf verschiedenen Geräten oder Aufnahmen von verschiedenen Magnettongeräten auf einem anderen Gerät ohne Qualitätseinbuße im Frequenzgang wiedergegeben werden können. Bei der international vorgeschlagenen Normung wird der durch die Amplitudenstatistik der natürlichen Klänge von Musik und Sprache gegebene Intensitätsabfall bei hohen Frequenzen dazu benutzt, die in diesem Gebiet erforderliche Entzerrung, teilweise bereits aufnahmeseitig, ohne Gefahr der Bandübersteuerung durchzuführen. Hiermit wird eine möglichst gleichmäßige Ausnutzung der von der Bandseite her vorhandenen Speichermöglichkeit angestrebt, die in jedem Fall für die Wiedergabe einen Gewinn an Geräuschspannungsdynamik bedeutet.

Die folgenden Ausführungen befassen sich mit den Ursachen, die eine Entzerrung notwendig machen, und diskutieren die bestehenden Normen für die verschiedenen Bandgeschwindigkeiten. Es folgen dann Betrachtungen über das Arbeiten mit Einspeisepule und Korrekturkurven zur Einstellung von Entzerrungen nach abweichenden Zeitkonstanten sowie über die Benutzung von Bezugsbändern.

1. Physikalische Gründe für die Entzerrung von Magnettonanlagen

Die Notwendigkeit, elektrische Korrekturen im Weg einer magnetischen Schallaufzeichnungsanlage vorsehen zu müssen, hat folgende Gründe:

a) Die Bandflußdämpfung, eine Auswirkung des Selbstentmagnetisierungseffektes bei kurzen Wellenlängen, nimmt mit kleiner werdender Wellenlänge stetig zu. Der quantitative Verlauf der Bandflußdämpfung in Abhängigkeit von der auf einem Magnettonband aufgetragenen Wellenlänge hängt von verschiedenen Einflüssen ab, nämlich vom verwendeten Vormagnetisierungsstrom, von der Spaltbreite des Sprechkopfes, von der Schichtdicke und von den spezifischen magnetischen Eigenschaften des betreffenden Bandes.

b) Das Induktionsgesetz, demzufolge die in einer Spule induzierte EMK der zeitlichen Änderung des sie durchsetzenden magnetischen Flusses proportional ist, hat zur Folge, daß beim Abtasten eines Magnetbandes mit Hilfe eines induktiven Kopfes ein mit der Frequenz proportional ansteigender Amplitudengang entsteht. Im Bereich großer Wellenlängen, in dem noch keine nennenswerte Bandflußdämpfung feststellbar ist, kann dann auch mittels eines in diesem Frequenzgebiet integrierenden Induktionskopfes ein Amplitudengang erzeugt werden, der dem Bandflußdämpfungsverhalten des betreffenden Bandes entspricht.

Tab. I. Zeitkonstanten des Bandflußverlaufs

Bandgeschwindigkeit	38 cm/s	19 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s
alte Ausführung nach CCIR	35 μ s	100 μ s	200 μ s	2x70 μ s vorgesehen
neue Ausführung nach DIN 45 513	35 μ s	70 μ s	120 μ s	noch nicht festgelegt

renden Wiedergabeverstärkers entzerrt werden.

c) Spaltabstastverluste, die durch die endliche Breite des Spaltes im Wiedergabekopf bedingt sind, begrenzen den vom Abstastkopf erfassbaren Wellenlängenbereich nach kleinen Werten hin. Es entsteht wegen der weiter unten angegebenen Spaltfunktion ein mit abnehmender Wellenlänge stetig abnehmender, im Wiedergabekopf zur Wirkung kommender Bandfluß, der im Verstärker durch einen entsprechenden, nach hohen Frequenzen hin ansteigenden Amplitudengang wieder ausgeglichen werden muß.

d) Wirbelstrom- und Hystereseverluste im Wiedergabekopf sind bei modernen Ausführungen klein. Sie hängen von Frequenz und Aussteuerung ab und überschreiten in der Regel kaum 2 dB.

Nach den Festlegungen der Norm werden ein Teil der durch die Bandflußdämpfung hervorgerufenen Verluste sowie der durch das Induktionsgesetz bedingte Frequenzgang des Wiedergabekopfes und die durch seinen Spalt hervorgerufenen Abtastverluste im Wiedergabeverstärker ausgeglichen. Die anteilige Größe des durch die Bandflußdämpfung im Wiedergabeverstärker zu entzerrenden Frequenzganges ist für die genormten Bandgeschwindigkeiten von 38, 19 und 9,5 cm/s durch Angabe einer Zeitkonstante festgelegt.

2. Normen für den Verlauf des Bandflusses

Um bespielte Magnettonbänder austauschen zu können, hat man den Bandflußverlauf als Funktion der Frequenz für die gebräuchlichen Bandgeschwindigkeiten festgelegt. Dabei soll der Frequenzgang des Bandflusses dem Impedanzverlauf eines RC-Gliedes in Parallelschaltung entsprechen. Mit Rücksicht auf die Wellenlängenabhängigkeit der Bandflußdämpfung wurden für die verschiedenen Bandgeschwindigkeiten die in Tab. I eingetragenen Zeitkonstanten des Bandflußverlaufs festgelegt.

Die durch die Zeitkonstanten festgelegten Frequenzgänge des Bandflusses verlaufen flacher als die sich ergebenden, wenn der Aufnahmekopf bei normalen Betriebsbedingungen mit konstantem NF-Strom gespeist wird. Dieser Verlauf wurde unter Ausnutzung der fallenden Amplitudenstatistik bei hohen Frequenzen entsprechend den eingangs gemachten Bemerkungen gewählt, um die Geräuscdynamik auf der Wiedergabeseite zu heben. Bei großen Wellenlängen ($\lambda \geq 200 \mu\text{m}$) besteht kein Frequenzgang des Bandflusses mehr.

Der genormte Bandflußverlauf läßt sich zum Beispiel graphisch nach Bild 1 ermitteln. Der komplexe Leitwert des abgebildeten RC-Gliedes läuft auf einer Geraden im 1. Quadranten der komplexen Zahlen-

ebene. Mit steigender Frequenz nimmt der Anteil der Blindkomponente $j \omega C$ zu.

$$Y = \frac{1}{R} + j\omega C \quad (1)$$

$$\tan \varphi = \omega C R \quad (2)$$

Für $\varphi = 45^\circ$ ist $\omega C R = 1$.

Der dazugehörige Frequenzwert ist

$$f' = \frac{1}{2\pi\tau}, \quad (3)$$

wobei $\tau = R \cdot C$.

Bei $\omega = \frac{1}{\tau}$ hat der Bandfluß gerade um

3 dB gegenüber seinem Maximalwert abgenommen. Man findet nun schnell auf graphischem Weg den Frequenzgang des

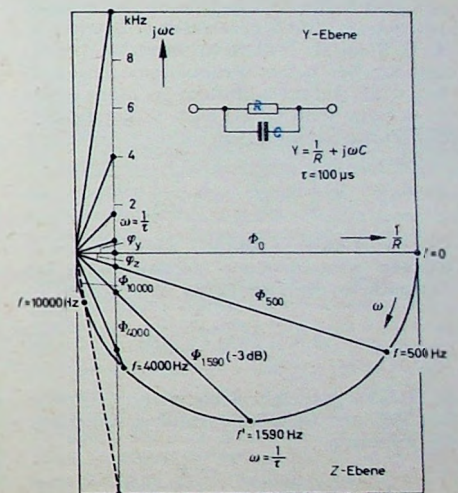


Bild 1. Graphische Bestimmung des genormten Bandflusses bei einer Zeilkonstante von $100 \mu\text{s}$ im 4. Quadranten der komplexen Zahlenebene

Bandflusses, wenn im 4. Quadranten durch Inversion die komplexe Impedanz Z abgebildet wird. Nach den Regeln der konformen Abbildung ergibt sich beim Übergang vom Leitwert zur Impedanz im angeführten Fall ein Kreis als geometrischer Ort des Zeigers. Sein Durchmesser entspricht dem Impedanzwert R . Bild 1 gilt für eine Zeitkonstante von $100 \mu\text{s}$; es enthält einige Werte für den Bandflußverlauf.

Aus der rechnerischen Ermittlung der Frequenzabhängigkeit des Bandflusses gemäß Gl. (4) erkennt man, daß der interessierende Betrag der Impedanz mit der reellen Achse den gleichen Winkel einschließt wie der zugehörige Leitwert; es findet lediglich eine Vorzeichenumkehr statt.

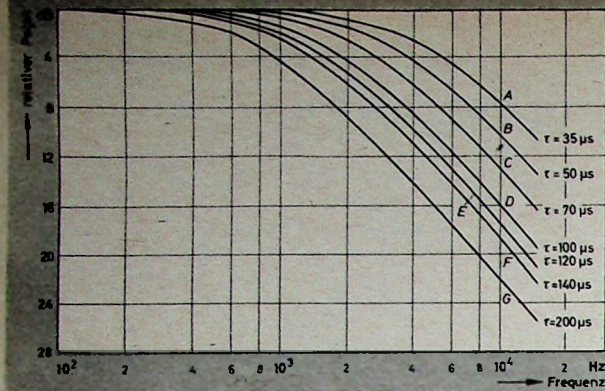
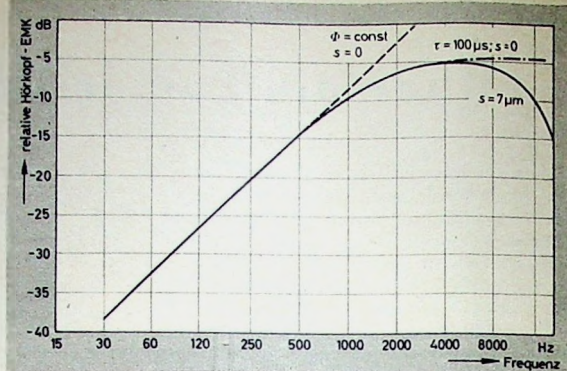


Bild 2. Frequenzgänge des Bandflusses für verschiedene Zeitkonstanten

Bild 3. Einfluß von Bandflußdämpfung und Spaltdämpfung auf die Hörfopf-EMK eines induktiven Tonkopfes bei 19 cm/s Bandgeschwindigkeit u. 100 μs Entzerrung



$$Z = \frac{R}{1 + j\omega CR} \quad (4)$$

$$\tan \varphi_Z = \omega CR = -\tan \varphi_Z = \tan(-\varphi_Z) \quad (5)$$

Für unsere Betrachtungen spielt nur der relative Verlauf der in Gl. (4) ermittelten Funktion eine Rolle und wird auf die Frequenz $f = 0$ bezogen. Man erhält somit also eine dimensionslose Zahl.

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} = \frac{|Z|}{R} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \quad (6)$$

Für den Frequenzgang des Bandflusses ergibt sich schließlich im logarithmischen Maß Gl. (7).

$$A(\omega) = -10 \lg(1 + \omega^2 \tau^2) \text{ [dB]} \quad (7)$$

Führt man die Rechnung oder das graphische Verfahren für die in Tab. I festgelegten Zeitkonstanten durch, so ergeben sich die im Bild 2 gezeichneten Kurven A, C, D, E und G. Typisch für ihren Verlauf ist daß sie bei hohen Frequenzen ($\omega^2 \tau^2 \gg 1$) mit 6 dB/Oktave abfallen. In diesem Bereich kann man Gl. (7) auch in der folgenden Form schreiben:

$$A(\omega) = -20 \left\{ \lg \frac{\omega}{\text{Hz}} + \lg \frac{\tau}{s} \right\} \text{ [dB]} \quad (8)$$

Der vertikale Abstand zwischen zwei Kurven verschiedener Zeitkonstante ist demnach im Bereich hoher Frequenzen

$$\Delta A = 20 \lg \frac{\tau_1}{\tau_2} \text{ [dB]} \quad (9)$$

Im Bereich niedriger Frequenzen ($\omega^2 \tau^2 \ll 1$) läßt sich der Bandflußverlauf $A(\omega)$ durch die Funktion

$$A(\omega) = -10 \frac{\omega^2 \tau^2}{\ln 10} \text{ [dB]} \quad (10)$$

annähern.

3. Abstimmung eines normgerecht aufzeichneten Magnetbandes mit induktivem Kopf und endlicher Spaltbreite

Nach den vorhergegangenen Betrachtungen läßt sich nun die in einem induktiven Hörfopf bei Leerlaufbetrieb entstehende Spannung errechnen und diskutieren. Diese EMK verläuft gemäß der Gleichung

$$E \approx \frac{\omega}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \cdot \frac{\sin \pi \frac{s}{\lambda}}{\pi \frac{s}{\lambda}} \quad (11)$$

Bild 3 zeigt graphisch den Frequenzgang der Hörfopf-EMK eines nach Norm aufzeichneten Bandflusses. Die gestrichelte Linie stellt den Verlauf bei konstantem Bandfluß und Abstimmung mit gegen die Wellenlängen kleinem Spalt dar. Dieser

sogenannte ω -Gang wird gemäß Gl. (11) durch den Faktor mit ω gebildet.

Berücksichtigt man ferner, daß der Bandfluß selbst gemäß der Zeitkonstante in Abhängigkeit von der Frequenz abfällt, so ergibt sich die strichpunktierte Linie für die Hörfopf-EMK, die bei hohen Frequenzen in einer horizontalen Gerade endet; die Höhe selbst ist gemäß Gl. (11) $1/\tau$ proportional. Diese Betrachtungen gelten natürlich für die Abstimmung ohne dämpfenden Einfluß des Wiedergabespalt ($s \ll \lambda$). Die ausgezogene Kurve zeigt schließlich den sich ergebenden EMK-Verlauf, wenn sämtliche Einflüsse, also auch die Spaltdämpfung, berücksichtigt werden.

Aus den vorherigen Darlegungen erkennt man, daß der Amplitudengang im Wiedergabeentzerrer zunächst integrierend, dann aber durch ein Minimum laufend wieder entsprechend der reziproken Spaltfunktion ansteigen muß, um einen geradlinigen Frequenzgang beim Abspielen eines normgerecht aufgezeichneten Bandflusses zu erzielen.

Die in Gl. (11) enthaltene Spaltfunktion

$\frac{\sin \pi \frac{s}{\lambda}}{\pi \frac{s}{\lambda}}$ kann man auch durch eine unendliche Potenzreihe von $\pi \frac{s}{\lambda}$ darstellen.

$$\sin x = \frac{x}{1!} - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \dots, x = \pi \frac{s}{\lambda} \quad (13)$$

Für den Fall $s \leq \frac{\lambda_{\min}}{2}$ oder $x \leq \frac{\pi}{2}$, der in der Praxis nur in Ausnahmefällen nicht erfüllt ist, vereinfacht sich Gl. (13) zur Gleichung einer Parabel

$$S = \frac{\sin x}{x} \approx 1 - \frac{1}{6} x^2 = P \quad (14)$$

Der sich durch das Abbrechen der Reihe nach Gl. (13) ergebende Fehler ist unter den oben gemachten Einschränkungen

$$F \leq 0,6 \text{ dB}$$

Bild 4 zeigt den Verlauf der Spaltfunktion und der Näherungsparabel im Bereich

$$0 \leq \frac{s}{\lambda} \leq \frac{\pi}{2}$$

4. Einstellung einer Magnettonanlage

4.1 Bezugsband

Um einheitliche Verhältnisse zu schaffen, wurden Normen für Pegel, Spaltstellung und Entzerrung des Frequenzganges eingeführt. Hiernach entstanden die DIN-Bezugsbänder zur Einstellung von Magnettonanlagen für die genormten Bandgeschwindigkeiten.

Die in den Bezugsbändern enthaltenen Pegeltonenteile erlauben den Abgleich der richtigen Ausgangsspannung des Wiedergabeentzerrers, die dem unter den Studios vereinbarten maximalen Bandfluß entspricht. Gleichzeitig wird hiermit der je Spurbreite vorgeschriebene Bandfluß festgelegt; er ist für Studiobetrieb 32 mV/mm Tonspurbreite für die Bandgeschwindigkeiten 38 und 19 cm/s.

Der im Bezugsband folgende, durch ein Weißbandstück getrennte Spalteinstellteil dient zum Eintaumeln des Wiedergabekopfes in die Senkrechte. Die Einstellung ist optimal, wenn der Wiedergabepegel maximal ist und die Schwankungen der Wiedergabespannung minimal sind. Die Aufzeichnung zur Spalteinstellung hat eine relativ zur Bezugsfrequenz kleine Wellenlänge, um ein empfindliches Abgleichkriterium für die Spaltstrichung zu haben. Der Pegel dieser Aufzeichnung liegt etwa 10 dB unter dem Bezugspegel.

Als dritter Abschnitt des Bezugsbandes folgt der Frequenzgangteil mit Sinustönen

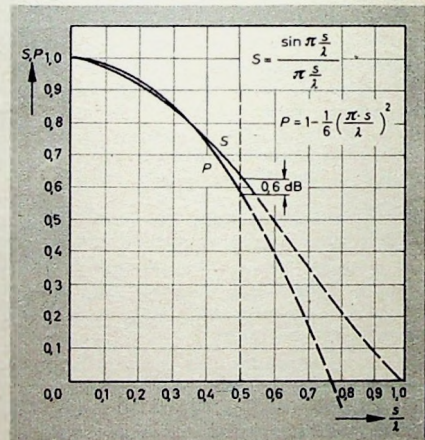


Bild 4. Spaltfunktion S und Näherungsfunktion P für die Abstimmung einer magnetischen Aufzeichnung

zur punktweisen Einstellung der Wiedergabeentzerrung. Der aufgezeichnete Bandfluß verläuft nach den in Tab. I eingetragenen Zeitkonstanten; dabei liegt die Aussteuerung etwa 20 dB unter dem Bezugspegel. Das Herabsetzen des Bandflusses ist notwendig, weil bei der Festlegung der Entzerrungskurven der Amplitudenabfall bei hohen Frequenzen als Folge der Klangstatistik ausgenutzt wird. Würde die Messung des Frequenzganges mit Bezugspegel erfolgen, so führte die wegen der Aufsprechanhebung unvermeidbare Übersteuerung des Magnettonbandes bei hohen Frequenzen zu beträchtlichen Meßfehlern. Schließlich folgt im Bezugsband der Leerbandteil, der zur Einstellung des Auf-

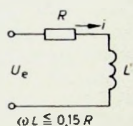
nahmekanals dient. Hiermit wird nach Abgleich des Wiedergabekanals gerader Frequenzgang „über alles“ eingestellt. Auch zur Angabe von elektroakustischen Eigenschaften bei Magnettonträgern dient der Leerbandteil als Referenz für Empfindlichkeit, Arbeitspunkt und Frequenzgang.

4.2 Einspeisespule

Ein einfaches Hilfsmittel zur Prüfung des Wiedergabekanals eines Magnetongerates besteht aus einer kleinen Drahtspule, deren magnetisches Feld das vorbeilaufende Band ersetzt. Gegenüber dem wirklichen Betrieb entfallen hierbei allerdings die wellenlängenabhängigen Einflüsse bei der Abtastung eines Magnetbandes, die sich in erster Linie in Form der Spaltdämpfung äußern. Man kann sie bei Kenntnis der effektiven Spaltbreite des Wiedergabekopfes korrigieren und somit einen bestimmten Frequenzgang des Bandflusses nachbilden.

Bei relativen Messungen sind die geometrischen Abmessungen der Einspeisespule nicht besonders kritisch, es ist aber durch einen mit der Spule L in Reihe geschalteten Linearisierungswiderstand R dafür zu sorgen, daß der Frequenzgang des Spulenstromes im interessierenden Bereich zu vernachlässigen ist (Bild 5). Dann ist

Bild 5. Schaltbild einer Einspeisespule. Der Frequenzgang des Spulenstromes i bleibt bei der angegebenen Dimensionsierung auch bei $f = 15 \text{ kHz}$ unter $0,1 \text{ dB}$



der von der Einspeisespule erzeugte Magnetfluß bei konstanter Spannung U_e frequenzunabhängig. Ist die im Bild 5 eingetragene Ungleichung erfüllt, so liegt der Frequenzgang des Magnetflusses unter $0,1 \text{ dB}$.

Nach dem Vorgenannten läßt sich also der Frequenzgang eines Wiedergabeverstärkers in einem Magnetongerät auf einen definierten Bandflußverlauf entzerren, wenn man noch die Spaltdämpfung berücksichtigt. Bei richtiger Entzerrung des Wiedergabeverstärkers erhält man an dessen Ausgang bei Verwendung einer Einspeisespule einen linearen Frequenzgang, wenn $U_e(\omega)$ (Bild 5) entsprechend dem Produkt von Zeitkonstanten- und Spaltfunktion verläuft. Für diese Messung ist die Kenntnis der Spaltbreite des Wiedergabekopfes erforderlich, die in der Regel durch Bestimmen der ersten Nullstelle der

Spaltfunktion ($s = \lambda_0 = \frac{v}{f_0}$) ermittelt wird.

Bei Verwendung einer Einspeisespule lassen sich auch in einfacher Weise die frequenzabhängigen Eisenverluste im Wiedergabekopf durch Messung der Hörfopf-EMK bestimmen, wenn der ω -Gang berücksichtigt wird. Man findet dann für die Hörfopf-EMK E den Wert

$$E = C_1 \cdot U_e \cdot \omega - C_2 \cdot f(\omega) \quad (15)$$

Hierbei ist $f(\omega)$ eine Funktion der Kreisfrequenz ω .

Im Studiobetrieb wird gelegentlich eine sorgfältig abgegliche Einspeisespule verwendet, die bei optimaler Justierung vor einem Normstudiokopf bei 1000 Hz und einer Spurbreite von $6,25 \text{ mm}$ einen Bandfluß von 200 mV nachbildet, wenn ihre Eingangsspannung $U_e = 1,55 \text{ V}$ beträgt. Diese Einspeisespule wird unter der Typenbezeichnung „K 60“ von der Firma Elektromechtechnik Wilhelm Franz KG geliefert.

5. Korrekturen bei abweichenden Zeitkonstanten

Die in Tab. I zusammengestellten Werte für die Entzerrung nach CCIR-Norm werden heute zum Teil bei Heim-Tonbandgeräten besonders wegen des Wunsches nach besserer Dynamik bei kleinen Bandgeschwindigkeiten verlassen. Das ist auch wegen des verbesserten Frequenzganges und der höheren Aussteuerbarkeit der heutigen Magnettonbänder möglich. Die auf dem Markt befindlichen DIN-Bezugsbänder sind aber nach den Empfehlungen des CCIR aufgezichnet, gemäß den Zeitkonstanten in Tab. I. Von dieser Norm abweichende Werte für den Bandflußverlauf kann man bei Verwendung der DIN-Bezugsbänder mit Hilfe von Korrekturwerten oder -kurven einstellen. Die Tendenz geht zu kleineren Zeitkonstanten für die Entzerrung, um die Geräuschedynamik von Schmalspuraufnahmen, zum Beispiel Vierspur-Aufnahmen, bei kleinen Trägerschwindigkeiten zu erhöhen. Im folgenden sind zwei Korrekturkurven angegeben, die zum Einstellen des Frequenzganges des Wiedergabeteils einer Magnettonanlage dienen, wenn abweichende Zeitkonstanten für den Bandflußverlauf erwünscht sind.

Beim Abspielen des Frequenzgangteils des DIN-Bezugsbandes werden die im Wiedergabeverstärker vorgesehenen Entzerrtrimmer so verändert, daß möglichst der im Bild 6 gezeigte Verlauf der Wiedergabespannung für das entsprechende Bezugsband und die gewünschte Zeitkonstante erreicht wird. Die Kurven im Bild 6 wurden gemäß Gl. (16) ermittelt.

$$q = \frac{\Phi_1(\omega)}{\Phi_2(\omega)} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 \tau_2^2}{1 + \omega^2 \tau_1^2}} \quad (16)$$

Man erkennt, daß sich bei hohen Frequenzen der Korrekturfaktor q asymptotisch dem Wert τ_2/τ_1 nähert. Erfolgt die Angabe im Dezibelmaß, so findet man

$$\Delta A = 10 \lg \frac{1 + \omega^2 \tau_2^2}{1 + \omega^2 \tau_1^2} [\text{dB}] \quad (17)$$

für $\tau_2 > \tau_1$.

Beim Übergang zu kleineren Zeitkonstanten zwecks Verringerung der Höhenanhebung im Wiedergabeverstärker muß natürlich zur Erreichung eines geraden Gesamtfrequenzganges der Magnettonanlage im Aufnahmeverstärker eine stärkere Anhebung der höheren Frequenzen oder eine veränderte Arbeitspunkteinstellung des Bandes vorgenommen werden. Bei einer von NARTB vorgeschlagenen Entzerrung wird für eine Bandgeschwindigkeit von $9,5 \text{ cm/s}$ ein Bandflußverlauf entsprechend $100 \mu\text{s}$ angegeben. Eine international angestrebte Norm sieht hierfür $140 \mu\text{s}$ vor, um eine größere Sicherheit gegen die Übersteuerungsgefahr bei hohen Frequenzen zu haben, die durch die Aufspeicherung bedingt ist. Bei den Festlegungen spielt selbstverständlich die Amplitudenstatistik eine wesentliche Rolle, wobei Sprache und Jazz in besonderem Maß Bedeutung zukommt. Slawische Sprachen erfordern wegen ihres Konsonantenreichtums einen größeren Aussteuerungsspielraum für die hohen Frequenzen, also größere Zeitkonstanten für die Entzerrung, als romanische Sprachen, die hierfür weit weniger kritische Bedingungen stellen.

Bei neuen Normvorschlägen, zum Beispiel DIN-Bezugsband 4,75, folgt der Kurvenverlauf bei hohen Frequenzen dem Leerlaufübertragungsmaß zweier hintereinan-

dergeschalteter RC-Glieder mit einer Zeitkonstante von je $70 \mu\text{s}$. Errechnet man den Betrag des Übertragungsmaßes, so erhält man einen etwas komplizierteren Zusammenhang gemäß Gl. (18).

$$P = \frac{1}{\sqrt{1 + 7 \omega^2 \tau^2 + \omega^4 \tau^4}} \quad (18)$$

Außerdem sieht der Vorschlag für das DIN-Bezugsband 4,75 und das DIN-Bezugsband 9 bei tiefen Frequenzen einen Anstieg des Bandflusses entsprechend dem Scheinwiderstandsverlauf eines in Reihe geschalteten RC-Gliedes von $3180 \mu\text{s}$ vor; das ergibt bei 30 Hz eine Anhebung um etwa 6 dB gegenüber der Bezugspegelfrequenz von 333 Hz . Durch diese Maßnahme wird eine Verbesserung des Fremdspannungsabstandes auf der Wiedergabeseite ermöglicht. Dies interessiert für Schmalspurgeräte und ist wegen der fallenden Amplitudenstatistik bei tiefen Frequenzen zulässig. Einzelheiten über die DIN-Bezugsbänder sind den DIN-Vorschriften 45 513, Blätter 1-5, zu entnehmen.

6. Einfluß des Hörfopfspiegels

Es zeigt sich, daß bei Wellenlängen in der Größenordnung des Kopfspiegels oder der Abschirmung des Hörfopfes bei konstantem Bandfluß die Wiedergabespannung nach Integration noch eine mit größeren Wellenlängen zunehmende Welligkeit

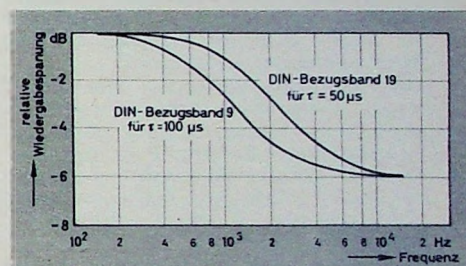


Bild 6. Frequenzgang der Wiedergabespannung bei Benutzung der DIN-Bezugsbänder (CCIR-Entzerrung) zur Einstellung der Zeitkonstanten $50 \mu\text{s}$ und $100 \mu\text{s}$

zeigt (Kopfspiegelresonanzen). Man wird in der Praxis durch entsprechende Spiegellängen der Wiedergabeköpfe bei qualifizierten Geräten diese Welligkeit im interessierenden Bereich genügend kleinhalten können. Bei einem Studio-Ringkopf und 38 cm/s Bandgeschwindigkeit ist zwischen 65 und 35 Hz ein Anstieg um etwa $1,5 \text{ dB}$ zu erwarten, der ohne Bedeutung für eine Tonaufnahme ist.

Bei der Abtastung von Magnetogrammen mittels Hallsonden läßt sich der Frequenzbereich nach sehr tiefen Frequenzen hin ausnutzen (z. B. Kardiographie), da Hallsonden keinen ω -Gang haben. Hierbei tritt leicht der Fall ein, daß die aufgezeichnete Wellenlänge in die Größenordnung des Kopfspiegels fällt. Es zeigt sich dann die oben erwähnte Kopfspiegelresonanz bei tiefen Frequenzen. Bei Schmalbandaufzeichnung kann man durch eine kleine Bandgeschwindigkeit Abhilfe schaffen, während bei den derzeitigen Spaltbreiten der Hallsonden von etwa $10 \mu\text{m}$ für die Breitbandaufzeichnung eine relativ hohe Bandgeschwindigkeit erforderlich ist. Man muß dann mit einer spürbaren Welligkeit des Frequenzganges bei tiefen Frequenzen rechnen.

7. Benutzung der DIN-Bezugsbänder

Für den Hersteller von Magnetongeräten und für die Studientechnik wurden spezielle Bezugsbänder zum Einmessen der Ver-

stärker nach einheitlichen Richtlinien hergestellt. Der Aufbau der Bezugsbänder wurde bereits erwähnt. Der Bezugspegel erlaubt die Bestimmung des remanenten Bandflusses, da Wiedergabespannung und Bandfluß (bei Klirrfaktoren unter etwa 5%) einander proportional sind. Bei Studiobetrieb entspricht der Bezugspegel meistens dem Bandfluß bei Vollaussteuerung (200 mV für Vollspur bei 38 cm/s oder 230 mV bei 19 cm/s, 1 kHz). Für Aufnahmen mit großer Dynamik lohnt es sich, die Aussteuerungsgrenze des Bandes auszunutzen, um den Rauschpegel relativ zur Nutzaufzeichnung geringzuhalten. Das gilt vor allem bei den kleineren Bandgeschwindigkeiten, die ohnehin wegen der stärkeren Höhenentzerrung auf der Wiedergabeseite mehr Rauschpegel ergeben.

Spezialbänder für Playback- oder Halbspur-Stereoaufnahmen mit hohen Qualitätsanforderungen lassen bei optimalem Arbeitspunkt +10 dB Bandfluß über Bezugswert zu. Der Klirrfaktor liegt bei Magnetophonband BASF Typ „LR 56“ dann bei 3%, wodurch sich ein Ruhegeräuschabstand von 68 dB ergibt (gehör richtig bewertet). Vollspuraufzeichnung. Die Messung erfolgte mit einem Siemens-Geräuschspannungsmesser in der Schaltstellung „Geräuschspannung“. Für diesen Betriebsfall wird beim Abspielen des Bezugspegelteils des DIN-Bezugsbandes auf -10 dB (0,5 V) wiedergabeseitig abgeglichen und die AufnahmeSeite anschließend im Pegel einseitig auf den der Wiedergabeseite abgeglichen.

Die Spalteinstellung des Wiedergabekopfes erfolgt durch Abtasten des Spalteinstellteils, indem man den Kopf auf Pegelmaximum justiert. Nach den Vorschriften darf der Magnetisierungsvektor der Aufzeichnung auf dem Bezugsband nicht mehr als $\pm 3^\circ$ von der Richtung der Bandkante abweichen. Bei getrennten Aufnahme- und Wiedergabeköpfen erfolgt die Justierung des Sprechkopfes in analoger Weise bei Aufzeichnung einer hohen Frequenz.

Beim Abspielen des Frequenzgangteils sollen sich durch Verändern der Entzerrtrimmer im Wiedergabeteil für alle Einzeltöne möglichst gleiche Spannungswerte am Ausgang des Wiedergabeentzerrers ergeben. Beim Einstellen von anderen Wiedergabe-Entzerrungswerten (Zeitkonstanten) muß der Frequenzgang der Wiedergabespannung beim Abspielen des Bezugsbandes entsprechend den im Absatz 5 angegebenen Korrekturkurven verlaufen; anschließend wird durch den Aufsprechentzerr linearer Frequenzgang „über alles“ eingestellt.

Die Einstellung des Aufsprechpegels, der Höhenanhebung sowie des Arbeitspunktes geschieht mit dem Leerbandteil des Bezugsbandes. Bei höheren Qualitätsanforderungen, insbesondere im Studiobetrieb, ist unter Umständen bei Benutzung verschiedener Bänder der Abgleich der elektrischen Werte von Fall zu Fall nachzustellen; unerlässlich ist dies beim Wechsel des Aufnahmehkopfes. Elektroakustische Angaben über spezielle Einstellungen, besonders hinsichtlich des Arbeitspunktes, werden bei Verwendung von nicht normgerechten Bändern stets relativ zum Leerbandteil des Bezugsbandes angegeben, um den Einfluß des Sprechkopfes möglichst auszuschalten.

8. Ausblick auf zukünftige Normen

Wie schon bemerkt, sind die Hersteller von Heim-Tonbandgeräten bestrebt, die Zeitkonstanten der Entzerrung zu verklei-

Tab. II. Neue IEC-Vorschläge für die Entzerrung

Bandgeschwindigkeit	33 cm/s	19 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s
Höhenentzerrung	35 μ s	70 μ s	140 μ s	70 + 70 μ s
Tiefenentzerrung	—	—	3180 μ s	3180 μ s

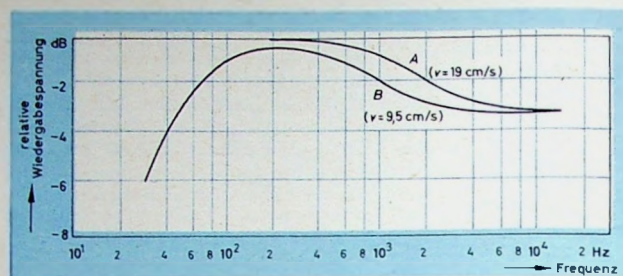


Bild 7. Frequenzgang der Wiedergabespannung bei Benutzung der DIN-Bezugsbänder (CCIR-Entzerrung) zur Einstellung der neuen IEC-Entzerrungen (A Korrekturkurve für Übergang von $\tau = 100 \mu$ s auf $\tau = 70 \mu$ s, B Korrekturkurve für Übergang von $\tau = 200 \mu$ s auf $\tau = 140 \mu$ s; Tiefenkorrektur entspricht $\tau = 3180 \mu$ s)

nern. Viele Firmen sind – teils stillschweigend – zu von den Empfehlungen des CCIR abweichenden Einstellungen übergegangen. Inzwischen wurden bei der Tagung der IEC in Helsinki (1961) die in Tab. II aufgeführten Werte für die Entzerrung international vorgeschlagen. Sie dürften dem heutigen Stand der Magnetontechnik entsprechend einen vernünftigen Kompromiß zwischen erzielbarer Dynamik und Verzerrungsfreiheit bei hohen Frequenzen darstellen. Der Abfall der Amplitudenstatistik bei tiefen Frequenzen wird durch einen entsprechend ansteigenden Bandfluß ausgenutzt, um bei niedrigen Bandgeschwindigkeiten bessere Fremdspannungswerte zu erreichen. Die Anhebung verläuft meist entsprechend dem Impedanzverlauf eines in Reihe geschalteten RC-Gliedes mit 3180 μ s Zeitkonstante. Im Studiobetrieb wird hiervon bei den dort benutzten Bandgeschwindigkeiten von 38 und 19 cm/s jedoch abgesehen. Entsprechend der neuen Festlegung in DIN 45 513 (Tab. I) ist dort ein An-

gleich an die IEC-Empfehlungen bezüglich der Höhenentzerrung erfolgt.

Bild 7 zeigt in Form von zwei Korrekturkurven, welchen Frequenzgang die Wiedergabespannung eines Magnetongerätes haben muß, um mit Hilfe eines DIN-Bezugsbandes die Entzerrung von der CCIR-Norm auf die neuen Vorschläge der IEC umzustellen.

Aus all diesen Betrachtungen ist zu erkennen, daß gerade auf dem Gebiet der Heim-Tonbandgeräte eine gewisse Verwirrung hinsichtlich der Entzerrungstechnik herrscht. Die Hersteller von Bezugsbändern versuchen, durch Herausgabe von Korrekturkurven zu den DIN-Bezugsbändern den Benutzern eine Umstellung auf andere Zeitkonstanten für die Wiedergabeentzerrung zu ermöglichen. Da in den Frequenzgangteilen ohnehin ein definierter Verlauf der Magnetisierung in Abhängigkeit von der Frequenz aufgezeichnet ist, dürfte mit Hilfe der Korrekturkurven ein einwandfreier Abgleich auf die gewünschte Entzerrung möglich sein.

Gesetz über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten

Liste 10 der „Allgemeinen Genehmigungen“ für Hochfrequenzgeräte

Das Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Nr. 127 vom 3. November 1961, enthält nachstehende Verfügung Nr. 647:

„Für den Betrieb der nachstehend näher bezeichneten Gerätearten wird gemäß § 3 des Gesetzes über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten vom 9. August 1949 hiermit eine „Allgemeine Genehmigung“ erteilt. Geräte dieser Art, die die im Anschluß an die Liste aufgeführten Auflagen erfüllen, bedürfen keiner besonderen Genehmigung im einzelnen.

1. Elektronische Meß-, Prüf- und Reguliereinrichtungen mit HF-Generatoren, zum Beispiel hochfrequente Zeigerabstasteinrichtungen, kapazitive Füllstandgrenzschalter, Fernmeßanlagen nach dem Kompensationsverfahren.
2. Gleichspannungswandler für die Umwandlung von Gleich- in Wechselspannung mittels Hochfrequenz, zum Beispiel für den Betrieb von elektronischen Photoblitzgeräten, Blinkanlagen, Empfangsfunkgeräten, Isolationsprüfern und anderen Meßgeräten.

Auflagen:

Geräte der genannten Arten fallen unter diese „Allgemeine Genehmigung“, wenn

- a) sie nicht zu fernmeldemäßigen Übermittlungen bestimmt sind oder verwendet werden,
- b) sie von der Industrie gebaut und listenmäßig vertrieben beziehungsweise von Laboratorien und Werkstätten ausschließlich zur Verwendung im eigenen Betrieb hergestellt werden,
- c) sie so gebaut sind, daß außerhalb des Gebäudes in allen Betriebs- und Belastungszuständen die Feldstärke kleiner ist als 20 Mikrovolt pro Meter in 10 Meter Entfernung,
- d) die auf den angeschlossenen Leitungen (zum Beispiel Starkstromleitungen, Steuerleitungen) stehenden Funkstörspannungen im Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 000 kHz den Funkstörgrad K (VDE 0875) nicht überschreiten und im Frequenzbereich von 10 kHz bis 150 kHz die Werte einhalten, die durch geradliniges Extrapolieren der Grenzwertkurve des Funkstörgrades K zwischen 150 kHz und 500 kHz nach niedrigeren Frequenzen hin gegeben sind.

Bei etwa auftretenden Störungen der Funkdienste ist die störende Anlage von ihrem Besitzer sofort außer Betrieb zu nehmen.“

Quarzkontrollierter, transistorisierter Steueroszillator mit extrem hoher Frequenzkonstanz

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

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 22, S. 807

Zum Aufbau

Wie Bild 5 zeigt, wird der Steueroszillator auf einem nur $11 \times 8 \times 2,5$ cm großen, unten offenen Alu-Chassis aufgebaut.

Bei dem Chassis handelt es sich um eine amerikanische Normausführung, von der einige Zentimeter der Länge entfernt wurden. Seine Abmessungen sind eigentlich recht unkritisch, jedoch müssen sie so gewählt werden, daß es bei eingestecktem Quarz und aufgeschraubtem Koaxialstecker in das verwendete Dewar-Gefäß eingeschoben werden kann. Bei dem vom Verfasser verwendeten, mit einem Innendurchmesser von 90 mm, ist das bei einer Breite von 80 mm und einer Höhe von 25 mm gerade noch der Fall.

Die Anordnung von Transistoren, Quarz und Koaxialbuchse ist aus Bild 5 zu sehen. Die beiden pnp-Transistoren AFZ 10 werden mit ihren Kühlfahnen unmittelbar auf die Oberseite des Chassis geschraubt; ihre Anschlußdrähte werden nicht gekürzt, sondern so gebogen, daß sie ohne Anwendung von Gewalt in die dreipoligen Transistorfassungen geschoben werden können. Die Transistorfassungen wurden, nach Einsetzen in O-förmige Öffnungen mit zwei geraden Ansätzen, nicht nur mit Klemmringen gehalten, die erst bei Blechdicken von 2 mm an voll wirksam werden, sondern auch noch mit „Araldit“ („UHU-plus“) angeklebt.

Bild 6 läßt alle Einzelheiten der Verdrahtung des Steueroszillators erkennen. Man

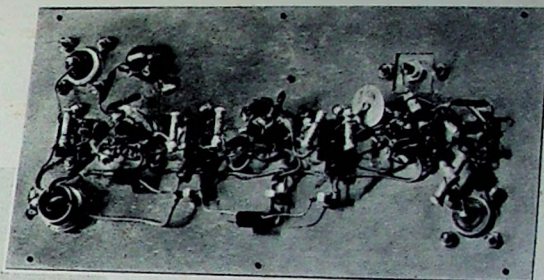
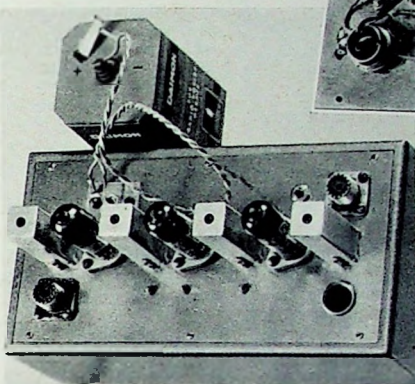
stände so, daß Kontrollmessungen leicht vorgenommen werden können.

Bild 7 zeigt den A-Verstärker, Bild 8 seine Verdrahtung. Er ist auf einem „RDT“-Chassis der Abmessungen $24 \times 12,5 \times 7,5$ cm aufgebaut. Das Chassis setzt sich aus

abgeglichen werden, der aus kleiner Koppelpule, Halbleiter-Diode und Meßinstrument (Endausschlag etwa 0,3 mA) besteht. Einfacher ist es, sich nach dem S-Meter eines Kontrollempfängers zu richten, da die Amplitude der HF-Spannung am

Bild 8. Verdrahtung des A-Verstärkers

Bild 7. A-Verstärker mit der Steueroszillator-Trockenbatterie



Kreis L 1, C 3 gerade ausreicht, den an und für sich sehr empfindlichen Indikator zum Ansprechen zu bringen. Der Abgleich des Kollektorkreises der zweiten Stufe ist unkritisch.

Nunmehr verbindet man Steueroszillator und A-Verstärker mit dem Kabel, das auch später, bei definitiver Inbetriebnahme, die Verbindungsfunktion übernehmen soll. L 4, L 5, L 6, L 7, L 8 und L 9 stimmt man auf maximale Signalstärke im Kontrollempfänger ab. Eine 6,3-V-Lampe (0,2 A), die man über Bu 2 mit L 10 verbindet, muß mäßig aufleuchten, wenn alle Kreise des Verstärkers richtig abgeglichen sind und die Anodenspannung 180 bis 220 V beträgt.

Jetzt kann man L 10 über ein beliebig langes Stück Koaxialkabel mit dem Eingang des vorhandenen UKW-Senders verbinden und diesen in Betrieb nehmen. Der variable Katodenwiderstand R 7 der letzten Stufe ermöglicht eine optimale Ansteuerung der ersten Senderstufe (die ursprünglich als Quarzoszillator und Vielfachverarbeitet hat, und die man entsprechend umbauen muß, wobei es sich empfiehlt, einen Schalter einzubauen, der es gestattet, auf Thermostat-Quarz und im Sender befindlichen Steck-Quarz umzuschalten).

Der Steueroszillator wird in eine dünne Lage Zellstoff eingewickelt, deren Aufgabe es ist, ihn im Dewar-Gefäß zu halten. Man schraubt das Verbindungskabel mit Winkelstecker sorgfältig in die Buchse Bu 1a und arbeitet einen kräftigen Pappdeckel so in die Öffnung des Dewar-Gefäßes ein, daß er in einem Abstand von 30 mm von der Öffnungsebene sauber Halt findet, zugleich auch das Kabel am Rande in einer entsprechenden kleinen Öffnung festklemmt. Auf den Pappdeckel kommt eine dünne Lage Watte. Bienenwachs und Paraffin werden zu gleichen Teilen geschmolzen, gut vermischt und anfangs nur in dünner Schicht auf den Pappdeckel-Watte-Verschluß gegossen. Das Erkalten dauert sehr lange, weil das Dewar-Gefäß selbstverständlich seine Funktion der Wärmeisolation auch von innen nach außen ausübt. Es darf kein flüssiges Wachs im Innern des Gefäßes verschwinden; dann nämlich ist der Sitz des Pappdeckels nicht stramm genug. Ist diese For-

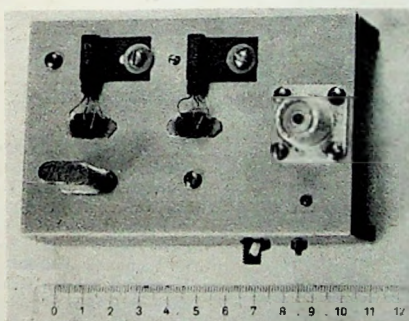


Bild 5. Blick auf den Steueroszillator

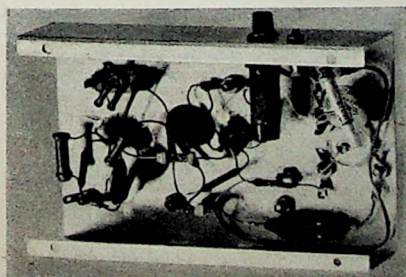


Bild 6. Verdrahtung des Steueroszillators. Links oben die Quarzfassung mit dem Serien-C, rechts oben L 1; unter L 1 ist die HF-Sperrdrossel Dr 1 zu erkennen

sieht, daß L 1 in die Chassisunterseite hineinragt und von außen mit einem Eisenkern abgestimmt werden kann. Verschiedene Doppellötflächen und kleine keramische Stützpunkte ermöglichen eine Anordnung der Kondensatoren und Wider-

einem Eisenblechrahmen mit Hammer-schlaglackierung und aus abschraubbarem Boden und Deckel zusammen. Der Boden ist gleichfalls lackiert, der Deckel besteht jedoch aus 1 mm dickem, stark verzinn-tem Messingblech. Röhrenfassungen und Bandfilterbecher fluchten; die Buchsen für Eingang und Ausgang sind diagonal gegenüber auf dem Deckel montiert, auf dem sich auch die Tuchel-Buchse für die Speisepanspannung befindet, sowie ein Einsatz, der den Durchführungskondensator C 10 trägt. Über C 10 und Dr 2 gelangt die Spannung der im Bild 7 oben sichtbaren Trockenbatterie zur Koaxialbuchse Bu 1b. Der Einsatz verdeckt eine Aussparung, in der sich ursprünglich einmal ein weiterer Bandfilterbecher befand. Zur Verdrahtung des A-Verstärkers braucht nichts gesagt zu werden; sie ist in der Ausführung konventionell und im Bild 8 klar zu erkennen.

Inbetriebnahme

Zur Inbetriebnahme des Steueroszillators sind ein Milliampereometer, ein HF-Indikator und ein auf 8 MHz abstimmbarer Kontrollempfänger erforderlich.

Im Gegensatz zu einem mit einer Röhre bestückten, einwandfrei arbeitenden Quarzoszillator sinkt bei dem hier beschriebenen, von dem man zunächst nur die erste Stufe in Betrieb nimmt, der Kollektorstrom (der dem Anodenstrom einer Triode entspricht) nur sehr wenig, wenn der Quarz zwischen Kollektor und Masse geschaltet wird. Es ist ein Rückgang um nur wenige Mikroampere meßbar, aber ein Abhören der Arbeitsfrequenz des Quarzes mit einem KW-Empfänger schafft absolute Gewißheit, ob die erste Stufe des Steueroszillators richtig arbeitet. Die zweite Stufe kann mit einem einfachen HF-Indikator

derung erfüllt, kann eine weitere Portion flüssiger Vergußmasse verarbeitet werden, so daß noch etwa 10 mm bis zur Öffnungsebene frei bleiben. Den restlichen Teil der Öffnung des Dewar-Gefäßes vergießt man sehr sorgfältig, damit keine Möglichkeit für Feuchtigkeit bleibt, zwischen Glas und Wachs ins Innere des Gefäßes zu dringen. Empfehlenswert ist eine vorherige Säuberung des Randes mit Chloroform.

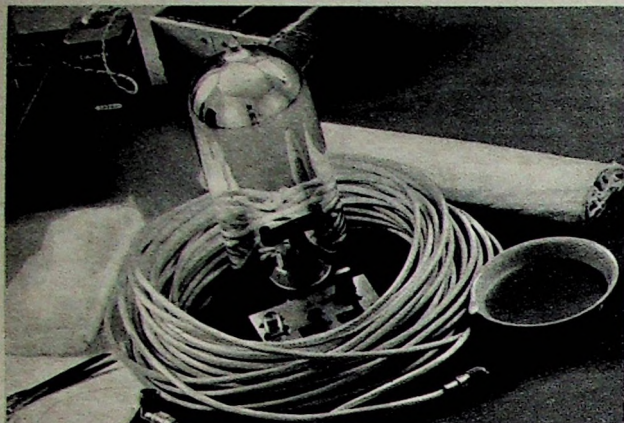


Bild 9. Zum Einbau des Steueroszillators in das Dewar-Gefäß (Isotherm-Dewar-Gefäß, Ausführung „A“, Nr. 12, Karlsruher Glas-technisches Werk, Karlsruhe-West, Gablonzer Straße 6) notwendiges Material (s. Text): Steueroszillator, Dewar-Gefäß, Kabel mit Steckern und Winkelstecker, Paraffin-Bienenwachs-Gemisch, Zellstoff, Watte und Pappe. Im Hintergrund der A-Verstärker und das Netzgerät

Der Steueroszillator wird sorgsam in ein entsprechendes Loch im Garten versenkt, wie Bild 10 erkennen läßt. Auf 2 m Tiefe sollte man auf jeden Fall gehen. Nach sorgfältiger Kontrolle aller Einzelheiten (Bild 11), schüttet man das Loch und mit ihm den im Dewar-Gefäß untergebrachten Steueroszillator vorsichtig (damit heftige Stöße den Öffnungsverschluß nicht beschädigen) zu.

Der Steueroszillator steht nun als extrem frequenzkonstanter „Mutteroszillator“ für Amateur-UKW-Sender zur Verfügung. Er wird im Hinblick auf seine Konstanz auch im Verlaufe der kommenden 10 ... 20 Jahre nicht unmodern werden.

Eigenschaften des Steueroszillators

Bei einer Batteriespannung von 6 V ist der Gesamtstromverbrauch des Steueroszillators 1,5 mA ($U_B = U_{CE} = 6 \text{ V}$; $I_{C_{ges}} + I_{B_{ges}} = 1,5 \text{ mA}$). Die gesamte Gleichstromeingangsleistung des Steueroszillators beläuft sich also auf 9 mW. Das ist nahezu der zwanzigste Teil der Leistung, die ein kleines Lämpchen für 2,5 V und 70 mA, wie man es gelegentlich in Taschenlampen verwendet, verbraucht. Ein Teil der von den beiden pnp-Transistoren AFZ 10 aufgenommenen elektrischen Leistung wird in Wärmeleistung umgewandelt; sie ist außerordentlich klein und wird über die Kühlfahnen durch Konvektion dem Chassis, von diesem durch Strahlung dem Innenraum des Dewar-Gefäß mitgeteilt. Die Umgebungstemperatur des Schwingquarzes entspricht also dem Wechselspiel zwischen der relativ geringen Wärmeabgabe des Steueroszillators und der vom Erdboden in einer bestimmten Tiefe gelieferten Wärme; die Schwankungen sind durch das Dewar-Gefäß beträchtlich gedämpft.

Selbst im September, wenn der Jahresgang der Temperatur in 2 m Tiefe ein Maximum erreicht, ist mit einem Tagesgang der Temperatur von größenordnungsmäßig nur 0,15° C an der Außenseite des Dewar-Gefäßes zu rechnen, im Innern desselben mit einer Schwankung der Temperatur, die einige tausendstel Grad Celsius ausmachen mag.

Da auch alle anderen Parameter der Frequenzkonstanz eines Schwingquarzes sehr

eng toleriert sind, ist es fast nicht verwunderlich, daß die Frequenzkonstanz etwa $10^{-9} \dots 10^{-10}$ ist. Mit einem analog aufgebauten Steueroszillator wurde diese Frequenzkonstanz in den USA gemessen, und der Verfasser hatte Gelegenheit, die Möglichkeiten des Labors, in dem diese Messungen vorgenommen worden sind, an Ort und Stelle zu studieren; es besteht kein Zweifel darüber, daß die Messungen

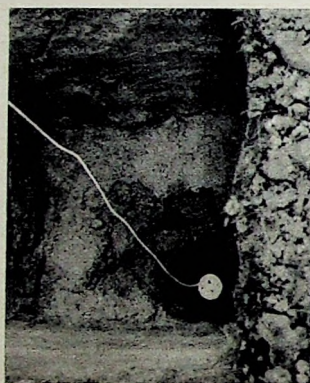


Bild 10. Dewar-Gefäß mit eingebautem Steueroszillator in 2,40 m Tiefe



Bild 11. Der Verfasser überprüft noch einmal den versenkten Steueroszillator, ehe er das Loch (im Schweiß seines Angesichts) wieder zuschüttet

richtig sind. Nimmt man eine Kurzzeitkonstanz von $5 \cdot 10^{-9}$ an, dann ist auf 145 MHz mit einer „Ablage“ von nur 0,725 Hz/d, auf 433 MHz mit 2,17 Hz/d und auf 1296 MHz schließlich mit etwa 6,48 Hz/d zu rechnen. Selbst auf dem höchstfrequenten Amateur-UKW-Band, das zum 2-m-Band harmonisch liegt, ist also eine 24-Stunden-Frequenzkonstanz gesichert, die die Verwendung außerordentlich schmalbandiger Zwischenfrequenzverstärker auf der Empfangsseite ermöglicht. Ein $\Delta f = 10 \dots 50 \text{ Hz}$ ist also kein Vorgriff auf noch nicht realisierbare Frequenzkonstanzen.

PERSÖNLICHES

Philips-Direktor M. Scheerbarth trat in den Ruhestand



Am 10. November 1961 verabschiedete sich der Geschäftsführer der Deutschen Philips GmbH und Direktor der Berliner Philips-Fabrik Maximilian Scheerbarth nach mehr als 16jähriger Tätigkeit von seinen Mitarbeitern, Freunden und Bekannten, um im Alter von 68 Jahren in den Ruhestand zu treten. Er kann auf ein sehr erfolgreiches Wirken zurückblicken, wenn er an diesem Tage das von ihm geschaffene Werk seinem Kollegen Dipl.-Ing. Heinz Donn anvertraut, der seit dem 1. März 1961 an seiner Seite stand. In Anerkennung der besonderen Leistungen um den Wiederaufbau des Berliner Philips-Werkes erhielt Scheerbarth 1958 das Bundesverdienstkreuz I. Klasse.

Maximilian Scheerbarth, am 8. Juli 1893 in Köln geboren, studierte in Kiel und Wismar Naturwissenschaften und Technik. Er begann seine Laufbahn bei den Maybach-Motorenwerken in Friedrichshafen am Bodensee als Konstrukteur. Von 1927 an war Scheerbarth als beratender Ingenieur auf dem Gebiet der Elektroakustik selbständig tätig. Von 1938 bis 1945 gehörte Scheerbarth dem Siemens-Luftfahrtgerätekonzern in Berlin-Spandau an, zuletzt als Oberingenieur und Bevollmächtigter.

Theodor Graf Westarp, der nach dem Zusammenbruch im Jahre 1945 die Leitung der deutschen Philips-Unternehmen wieder übernommen hatte, bat Maximilian Scheerbarth kurz nach Kriegsende, in Berlin eine Philips-Fabrik aufzubauen. Dieser Aufgabe widmete sich Scheerbarth erfolgreich mit großer Energie. Seiner Initiative ist vor allem die Errichtung der modernen Philips-Fabrik in Berlin-Mariendorf zu danken. Heute sind in der Fabrik mehr als 1300 Menschen tätig. Das Fertigungsprogramm umfaßt Phonotonband- und Haushaltsgeräte. Unter der Leitung von Maximilian Scheerbarth hat die Berliner Philips-Fabrik drei Millionen Elektrogeräte im Werte von rund 150 Millionen DM ausgeliefert.



E. Fritz 60 Jahre

Am 30. November 1961 wurde Ewald Fritz, Geschäftsführer und Mitinhaber der Lautsprecherspezialfabrik Isophon-Werke GmbH, Berlin-Tempelhof, 60 Jahre. Er gehört zu den Gründern des 1929 errichteten Unternehmens. Sein geschäftlicher Weitblick,

seine kaufmännischen und menschlichen Eigenschaften waren nicht nur mitbestimmend für den Aufstieg der Firma, sondern schufen ihm auch in den Kreisen der Rundfunk- und Fernsehwirtschaft mehr als einen angesehenen Namen: Er hat dort viele Freunde gefunden.

H. Hecht †

Am 25. Oktober 1961 verstarb im 82. Lebensjahr Dr. Dr. h. c. Heinrich Hecht, Vorsitzender des Aufsichtsrates der Electroacoustic GmbH, Kiel. Dr. Hecht war einer der Pioniere der deutschen Unterwasserschalltechnik und der Technischen Akustik. Er promovierte 1903 an der Königsberger Universität. Nach einer mehrjährigen Tätigkeit als Assistent an der Universität Königsberg und bei Siemens kam er 1908 als leitender Physiker nach Kiel. 1926 wurde er Mitgründer der Electroacoustic GmbH und übernahm als Geschäftsführer die Leitung der wissenschaftlichen und technischen Forschung und Entwicklung dieses Unternehmens. In einer großen Zahl wissenschaftlicher Veröffentlichungen hat er entscheidende Beiträge zu den Grundlagen seines Fachgebietes geleistet. Seine Verdienste als Forscher und Unternehmer sind durch viele Ehrungen gewürdigt worden.

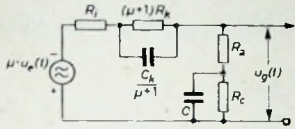
NF-Kompensation von RC-Verstärkern

Schluß aus Funk-Technik Bd. 16 (1961) Nr. 22, S. 802

DK 621.375.123

2.1.1 $R_g \gg R_a + R_c$ Kompensationsbedingung: $\frac{R_c}{R_k} = \frac{C_k}{C} = (\mu + 1) \frac{R_a}{R_i} \approx S \cdot R_a$

Ist der Gitterableitwiderstand R_g groß gegenüber $R_a + R_c$, so kann im Bild 3 der Strom $i_g(t)$ gegenüber den anderen Strömen vernachlässigt werden. Das stellt sich im Ersatzschaltbild so dar, als ob das Koppelglied entfällt (Bild 9).

Bild 9. Spannungsersatzschaltbild des kompensierten RC-Verstärkers für $R_g \gg R_a + R_c$

Auch der Fall $R_g \gg R_a + R_c$ ist in Gl. (12) enthalten. Bildet man in Gl. (12) $\lim_{R_g \rightarrow \infty} (-S \cdot \bar{u}_e)$, so ergibt sich wegen $\tau_g \rightarrow \infty$ ($C_g > 0$) nach Ausführung des Grenzüberganges

$$-S \cdot \bar{u}_e = \frac{1}{R_a} \frac{p + \frac{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}}{\tau_k}}{p + \frac{1}{\tau_k}} \frac{p + \frac{1}{\tau_c}}{p + \frac{R_a + R_c}{R_a \cdot \tau_c}} \bar{u}_g + \frac{1}{R_i} \bar{u}_g \quad (41)$$

Durch Einführung der Bedingung

$$\tau_k = \tau_c \quad (42)$$

geht Gl. (41) über in

$$-S \cdot \bar{u}_e = \left[\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} \frac{p + \frac{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}}{\tau_c}}{p + \frac{R_a + R_c}{R_a \cdot \tau_c}} \right] \bar{u}_g \quad (43)$$

Ist

$$\frac{R_c}{R_k} = (\mu + 1) \frac{R_a}{R_i} \approx S \cdot R_a, \quad (44)$$

so erhält man aus Gl. (43)

$$\bar{u}_g = -S \cdot R \cdot \bar{u}_e \leftrightarrow u_g(t) = -S \cdot R \cdot u_e(t) \quad (45)$$

mit

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i}$$

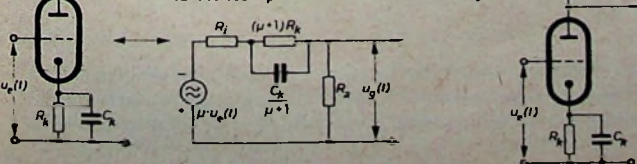
Gl. (45) zeigt, daß die Ausgangsspannung $u_g(t)$ unverformt und verstärkt, aber um 180° phasenverschoben zur Eingangsspannung $u_e(t)$ ist. Die Kompensationsbedingungen Gl. (42) und Gl. (44) können zu der unmittelbar unter 2.1.4 angegebenen zusammengefaßt werden.

Die Bedeutung der abgeleiteten Beziehungen soll jetzt an Hand von Bild 10 diskutiert werden. Bei niedrigen Frequenzen schließt der

Wechselstromwiderstand $R_k = \frac{1}{j\omega \cdot C_k}$ des Katodenkondensators C_k nicht mehr den Katodenwiderstand R_k kurz. Als Folge davon entsteht über den Katodenkreis $R_k \parallel C_k$ bei tiefen Frequenzen eine frequenzabhängige Stromgegenkopplung, die eine frequenzabhängige

Bild 10. Nichtkompensierter RC-Verstärker mit kapazitiv überbrücktem Katodenwiderstand

Bild 11. Kompensierter RC-Verstärker



Phasendrehung der Ausgangsspannung $u_g(t)$ bei gleichzeitig verminderter Verstärkung bewirkt. Das ist aber für RC-Verstärker nachteilig. Die Kompensationsschaltung nach Bild 11 vermeidet bei Einhaltung der Bedingung

$$\frac{R_c}{R_k} = \frac{C_k}{C} = (\mu + 1) \frac{R_a}{R_i} \approx S \cdot R_a \quad (46)$$

die eben beschriebenen Nachteile. Das zu Bild 11 gehörende Ersatzschaltbild zeigt Bild 9. Aus der Bedingung Gl. (46) erkennt man, daß der aus den Gliedern R_i , R_k , C_k und R_a , R_c , C bestehende Spannungsteiler (Bild 9) die Spannung $\mu \cdot u_e(t)$ frequenzunabhängig teilt.

Dieses Ergebnis kann man sich auch noch etwas anders veranschaulichen: Mit abnehmender Frequenz wirkt die frequenzabhängige Stromgegenkopplung über $R_k \parallel C_k$. Gleichzeitig erhöht sich aber der gesamte wirksame Anodenwiderstand, der aus der Reihenschaltung des Arbeitswiderstandes R_a und des Kompensationsgliedes $R_c \parallel C$ besteht. Ist die Bedingung Gl. (46) erfüllt, so wirkt das Kompensationsglied $R_c \parallel C$ der durch $R_k \parallel C_k$ bewirkten Phasendrehung und dem Verstärkungsabfall so entgegen, daß die Ausgangsspannung $u_g(t)$ verstärkt und um 180° gegen die Eingangsspannung $u_e(t)$ phasenverschoben erscheint. Durch die beschriebene Kompensationsschaltung werden der endliche Wert des Katodenkondensators und die dadurch bei niedrigen Frequenzen auftretenden Effekte kompensiert.

Wird in der Kompensationsschaltung Bild 11 eine Pentode an Stelle der Triode verwendet, so muß zusätzlich zur Bedingung Gl. (46) noch eine weitere erfüllt sein [2]:

$$\frac{R_c}{R_{g2}} = \frac{C_{g2}}{C} = \frac{S_{g2}}{\mu_s} R_a \quad (47)$$

Darin bedeutet R_{g2} den Schirmgitterwiderstand, C_{g2} den Schirmgitterkondensator, S_{g2} die Schirmgittersteilheit und μ_s den Verstärkungsfaktor des Schirmgitters (Schirmgitter als Anode). Treten größere Aussteuerungen in den kompensierten RC-Verstärkerstufen auf, so sind die Steilheiten S und S_{g2} nicht mehr als konstant anzusehen. Dadurch ist aber auch die Vollkommenheit der Kompensation begrenzt. Für C_k und C verwendet man meistens Elektrolytkondensatoren. Infolge Alterung und anderer Effekte ändern sich deren Kapazitätswerte, und das äußert sich ebenfalls in einer unvollkommenen Kompensation.

2.2 $\tau_c = 0$ ($R_c = 0$)

Der Vergleich des NF-kompensierten mit dem nichtkompensierten RC-Verstärker ($R_c = 0$) liefert Formeln für die Erniedrigung der unteren Grenzfrequenz NF-kompensierter RC-Verstärker. Der nichtkompensierte RC-Verstärker entspricht bis auf $R_c = 0$ vollkommen dem NF-kompensierten Verstärker. Das zeigt auch Bild 12.

2.2.1 $\tau_k > 0$ Bedingung für τ_k : $\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g}\right) \tau_g$

Durch Erfüllung der Bedingung

$$\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g}\right) \tau_g \quad (48)$$

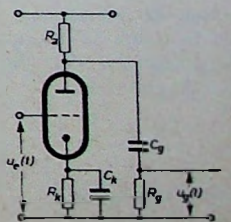
wird die Verformung der an R_g auftretenden Spannung $u_g(t)$ verringert. Aus Gl. (12) ergibt sich nach Einsetzen von Gl. (48)

$$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}} \tau_g \approx \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1 + S \cdot R_k}{R_i}} \tau_g \quad (49)$$

Sind R_g und $R_i \gg R_a$, so geht Gl. (49) in

$$\tau \approx \tau_g \quad (50)$$

über. Im nichtkompensierten Fall ist die untere Grenzfrequenz im

Bild 12. Nichtkompensierter RC-Verstärker mit $R_k = R_c$ und $C_k > 0$

wesentlichen durch die Zeitkonstante τ_g des Koppelgliedes bestimmt. Die Ausgangsspannung $u_g(t)$ erhält man nach Einsetzen von Gl. (49) in Gl. (23). Der Vergleich von Gl. (49) oder Gl. (50) mit dem Wert von τ für den entsprechenden kompensierten Fall nach Gl. (18) zeigt, daß τ im NF-kompensierten Fall wesentlich größer ist. Das erkennt man besonders deutlich, wenn R_g und $R_i \gg R_a$ sowie $R_i \gg R_a + R_c$ angenommen wird. Aus Gl. (18) folgt dann

$$\tau \approx \frac{\left(1 + \frac{R_c}{R_a}\right)}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}} \tau_g \approx \frac{1}{1 + S \cdot R_k} \frac{R_c}{R_a} \tau_g \quad (51)$$

Die nach Gl. (51) berechnete Zeitkonstante ist um den Faktor $\frac{1}{1 + S \cdot R_k} \frac{R_c}{R_a}$ größer als die nach Gl. (50) berechnete für den nichtkompensierten Fall.

2.2.2 $\tau_k = 0$ ($R_k \geq 0$, $C_k = 0$)

$\tau_k = 0$ sei entstanden aus $C_k = 0$. Bei $R_k > 0$ erfolgt dann über den nicht kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand eine Stromgegenkopplung. Bild 13 zeigt das Prinzipschaltbild des nichtkompensierten RC-Verstärkers für den Fall $C_k = 0$, $R_k \geq 0$. Aus Gl. (12) erhält man nach Ausführung des Grenzüberganges $\lim_{C_k \rightarrow 0} (-S \cdot u_e)$

$$\tau' = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \tau_g \quad (52)$$

Ist $R_i + (\mu + 1) R_k \gg R_a$, so kann $\frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}$ gegenüber $\frac{1}{R_a}$ vernachlässigt werden

$$\tau' \approx \left(1 + \frac{R_a}{R_g}\right) \tau_g \quad (53)$$

Da fast immer $R_g \gg R_a$ ist, erhält man dann aus Gl. (53)

$$\tau' \approx \tau_g \quad (54)$$

Zur Berechnung der Ausgangsspannung $u_g(t)$ sind R' nach Gl. (33) und τ' nach Gl. (52) in Gl. (35) einzusetzen. $R_k = 0$ bedeutet, daß keine Stromgegenkopplung auftritt.

3. Diskussion der Ergebnisse des Abschnittes 2

Die bei der NF-Kompensation auftretende resultierende Zeitkonstante wird jetzt mit $\hat{\tau}$ beziehungsweise $\hat{\tau}'$ bezeichnet. Im Gegensatz dazu bedeutet τ die resultierende Zeitkonstante des nichtkompensierten RC-Verstärkers. Aus dem Verhältnis $\tau/\hat{\tau}$ kann unmittelbar auf die durch NF-Kompensation erreichte Erniedrigung der unteren Grenzfrequenz des RC-Verstärkers geschlossen werden. Nach Gl. (29) gilt

$$\hat{f}_u = \frac{1}{2\pi \cdot \hat{\tau}}, \quad f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

Daraus ergibt sich

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} = \frac{\tau}{\hat{\tau}} \quad (55)$$

3.1 $\tau_k > 0$

Die Zeitkonstante τ_k des Katodenkreises des NF-kompensierten RC-Verstärkers sei

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

und die des Katodenkreises des nichtkompensierten RC-Verstärkers

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

Der Vergleich der resultierenden Zeitkonstante $\hat{\tau}$ des NF-kompensier-

ten RC-Verstärkers (Gl. (18)) mit der des nichtkompensierten Verstärkers (Gl. (49)) ergibt

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} = \frac{\frac{1}{R_i} + \frac{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}}{R_a + R_c}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}}{R_i}} \tau_g \quad (56)$$

Die Verringerung der unteren Grenzfrequenz in Gl. (56) sei an einem wichtigen Spezialfall gezeigt. Es soll gelten

$$R_i \gg R_a + R_c$$

Diese Bedingung ist bei Pentoden im allgemeinen erfüllt. Aus Gl. (56) erhält man

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} \approx \frac{R_a}{R_a + R_c} \left[1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}\right] \approx \frac{R_a}{R_a + R_c} (1 + S \cdot R_k) \quad (57)$$

Gl. (57) lehrt, daß die untere Grenzfrequenz bei der NF-Kompensation um so niedriger wird, je größer das Verhältnis R_c/R_a und je kleiner $S \cdot R_k$ ist. Gewöhnlich ist $R_c \gg R_a$ erfüllt. Dann gilt näherungsweise

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} \approx \frac{R_a}{R_c} (1 + S \cdot R_k) \quad (58)$$

Wegen $R_a/R_c \ll 1$ ist die untere Grenzfrequenz des NF-kompensierten RC-Verstärkers wesentlich geringer als die des nichtkompensierten Verstärkers.

3.2 $\tau_k = 0$

$\tau_k = R_k \cdot C_k = 0$ kann man sich aus $C_k = 0$ entstanden denken. Daraus ergibt sich mit $R_k = 0$ der Spezialfall des nicht stromgegengekoppelten RC-Verstärkers.

3.2.1 $C_k = 0$ ($R_k \geq 0$)

Für $R_k \geq 0$ und $C_k = 0$ ergibt sich $\hat{\tau}$ aus Gl. (34) und τ aus Gl. (52). Es gilt dann

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} = \frac{\frac{1}{R_a + R_c} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \quad (59)$$

Ist $R_i + (\mu + 1) R_k \gg R_a + R_c$, so kann man schreiben

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} = \frac{R_a}{R_a + R_c} \quad (60)$$

Für $R_c \gg R_a$ kann im Nenner von Gl. (60) R_a gegenüber R_c vernachlässigt werden

$$\frac{\hat{f}_u}{f_u} = \frac{R_a}{R_c} \quad (61)$$

Vergleicht man im Fall $C_k = 0$ die Näherungsformel (Gl. 59) mit der entsprechenden Formel Gl. (57) für $\tau_k > 0$, so sieht man, daß das Verhältnis der Grenzfrequenzen $\hat{f}_u/f_u$ für $\tau_k > 0$ um den Faktor $1 + S \cdot R_k$ größer ist. Um niedrige untere Grenzfrequenzen durch NF-Kompensation zu erreichen, ist $\tau_k > 0$ weniger geeignet als $\tau_k = 0$. Diese Folgerung wird noch dadurch erhärtet, daß bei $\tau_k > 0$ zur Erfüllung der Kompensationsbedingung $\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g}\right) \left(1 + \frac{R_c}{R_a}\right) \tau_g$ extrem große Zeitkonstanten erforderlich sind.

Im Interesse einer niedrigen unteren Grenzfrequenz des NF-kompensierten RC-Verstärkers ist es günstig, bei automatischer Gittervorspannungserzeugung den Katodenwiderstand nicht kapazitiv zu überbrücken. Wegen

$$V_m = S' \cdot R' = \frac{\mu \cdot R'}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i}} \approx \frac{S \cdot R'}{1 + S \cdot R_k} \quad (62)$$

verringert sich dann zwar die Verstärkung, man erreicht jedoch eine tiefere untere Grenzfrequenz. Weitere Vorteile ergeben sich aus der Stromgegenkopplung über R_k . Der Fall $R_k = 0$ folgt unmittelbar aus Gl. (59).

Tab. II. NF-kompensierter RC-Verstärker ($\tau_c > 0$)

$\tau_k = R_k \cdot C_k$	Kompensationsbedingungen		τ, τ'	f_u	V_m
	1.	2.			
$\tau_k > 0$	$\tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \tau_g$	$\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g}\right) \left(1 + \frac{R_c}{R_i}\right) \tau_g$	$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i} + \frac{1}{R_a + R_c}} \tau_g$	$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$	$S \cdot R$
$\tau_k = 0$ ($C_k = 0, R_k \geq 0$)	$\tau^* = \frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \tau_g$		$\tau' = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_a + R_c} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \tau_g$	$f_u' = \frac{1}{2\pi \cdot \tau'}$	$S' \cdot R'$
$\tau_k > 0$ ($R_c \gg R_a, R_c \gg 1/\omega_u \cdot C$)	$R_a \cdot C = R_g \cdot C_g = \tau_g$	$\tau_k = \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}\right) R_c \cdot \tau_g$	$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i} + \frac{1}{R_c}} \tau_g$	$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$	$S \cdot R$
$\tau_k = 0$ ($C_k = 0, R_k \geq 0; R_c \gg R_a, R_c \gg 1/\omega_u \cdot C$)	$R_a \cdot C = R_g \cdot C_g = \tau_g$		$\tau' = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \tau_g$	$f_u' = \frac{1}{2\pi \cdot \tau'}$	$S' \cdot R'$
$\tau_k > 0$ $R_g \gg R_a + R_c$	$R_k \cdot C_k = R_c \cdot C$	$\frac{R_c}{R_k} = (\mu + 1) \frac{R_a}{R_i} \approx S \cdot R_a$		$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_g}$	$S \cdot R$
$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}, \quad \frac{1}{R'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}, \quad S' = \frac{S \cdot R_i}{R_i + (\mu + 1) R_k} \approx \frac{S}{1 + S \cdot R_k}$					

Bisher wurden nur die Vorteile besprochen, die die NF-Kompensation in bezug auf niedrige untere Grenzfrequenzen von RC-Verstärkern hat. Aber auch für Breitbandverstärker ist die NF-Kompensation vorteilhaft. Soll ein RC-Breitbandverstärker die untere Grenzfrequenz

$$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

haben, so ist beim nichtkompensierten Verstärker eine bestimmte Größe der Zeitkonstante τ_g und damit auch des Koppelkondensators C_g erforderlich. Wird jetzt dieser Breitbandverstärker NF-kompensiert, so kann der Koppelkondensator vor der zweiten Verstärkerstufe bei gleichbleibendem Gitterableitwiderstand R_g wesentlich verkleinert werden. Die Verkleinerung wird so weit getrieben, bis $f_u = f_u$ ist. Kleinere Koppelkondensatoren haben aber eine wesentlich kleinere schädliche Kapazität gegen Masse. Dadurch erhöht sich die obere Grenzfrequenz des Breitbandverstärkers etwas.

Bei sehr tiefen Frequenzen ist die NF-Kompensation wegen des starken Spannungsabfalls am Koppelglied wenig vorteilhaft. Die Verstärkung sehr tiefer Frequenzen erfolgt zweckmäßigerweise durch Gleichspannungsverstärker. In Tab. II und Tab. III sind die wichtigsten Ergebnisse der Abschnitte 2 und 3 zusammengefaßt.

4. Mehrstufige NF-kompensierte RC-Verstärker

Die bisher durchgeführten Betrachtungen lassen sich ohne weiteres auch auf mehrstufige RC-Verstärker ausdehnen. Ist zum Beispiel ein Verstärker aus n hintereinandergeschalteten NF-kompensierten RC-Verstärkerstufen aufgebaut, so gilt für die Gesamtverstärkung:

Tab. III. Nichtkompensierter RC-Verstärker ($\tau_c = 0, R_c = 0$)

τ_k	einzuhaltende Bedingungen	τ, τ'	f_u	V_m
$\tau_k > 0$	$\tau_k = \left(1 + \frac{R_a}{R_g}\right) \tau_g$	$\tau = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}}{1 + (\mu + 1) \frac{R_k}{R_i} + \frac{1}{R_a}} \tau_g$	$f_u = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$	$S \cdot R$
$\tau_k = 0$ ($C_k = 0$)		$\tau' = \frac{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \tau_g$	$f_u' = \frac{1}{2\pi \cdot \tau'}$	$S' \cdot R'$
$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}, \quad \frac{1}{R'} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}, \quad S' = \frac{S \cdot R_i}{R_i + (\mu + 1) R_k} \approx \frac{S}{1 + S \cdot R_k}$				

$$\mathfrak{B} = \mathfrak{B}_1 \cdot \mathfrak{B}_2 \cdot \dots \cdot \mathfrak{B}_n \quad (63)$$

$\mathfrak{B}_1, \mathfrak{B}_2, \dots, \mathfrak{B}_n$ sind die Verstärkungen der einzelnen Stufen. Bei identischen Verstärkerstufen folgt aus Gl. (63)

$$\mathfrak{B} = \mathfrak{B}_1^n, \quad \mathfrak{B}_1 = \frac{S \cdot R}{1 + j\omega \cdot \tau} \quad (64)$$

($\mathfrak{B}_1$ ist die Verstärkung einer einzelnen RC-Verstärkerstufe.) Die untere Grenzfrequenz des aus n identischen NF-kompensierten RC-

Verstärkerstufen aufgebauten Verstärkers ergibt sich aus der Definitionsgleichung der unteren Grenzfrequenz

$$|\mathcal{B}| = \frac{(S \cdot R)^n}{\sqrt{2}} \quad (65)$$

für $f = f_u$. Aus Gl. (64) und Gl. (65) erhält man

$$f_u = \frac{1}{2 \pi \cdot \tau} \sqrt{\frac{1}{\eta \sqrt{2} - 1}} \quad (66)$$

Mit zunehmender Stufenanzahl wächst auch die untere Grenzfrequenz.

Bei mehrstufigen RC-Verstärkern ist es unzweckmäßig, wenn alle Verstärkerstufen NF-kompensiert sind. Man kompensiert nur einige Verstärkerstufen, zum Beispiel jede zweite oder dritte. Am günstigsten ist die Kompensation bei Röhren mit geringem Anodenruhestrom durchführbar. Anderenfalls tritt am Kompensationswiderstand R_c ein verhältnismäßig hoher Gleichspannungsabfall auf, der dann höhere Anodenspannungen erfordert.

5. Praktische Durchführung der NF-Kompensation

Die experimentelle Durchführung der NF-Kompensation sei an dem wichtigen Fall $C_k = 0$, $R_k \geq 1$ betrachtet. Man bestimmt R_c und C so, daß die Kompensationsbedingung

$$\frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \tau_g$$

erfüllt ist. Gibt man auf den Verstärkereingang einzelne oder periodische Rechteckimpulse, deren Impulsdauer $\approx \tau_g$ ist, so beobachtet man bei Anschluß eines Oszillografen an R_g die im Bild 14 dargestellten Impulsformen. Nun werden R_c und C so lange verändert, bis die

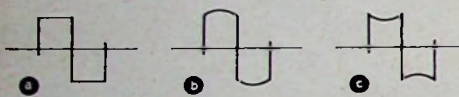


Bild 14. Verformung von Rechteckimpulsen bei verschiedenen Kompensationsgraden des NF-kompensierten RC-Verstärkers;

a) Originalimpulse und anzustrebende Impulsform bei kritischer NF-Kompensation, b) Ausgangsimpulse bei Über-, c) Ausgangsimpulse bei Unterkompensation

Ausgangsimpulse den Eingangsimpulsen möglichst ähnlich sind. Das ist dann der Fall, wenn die Ausgangsimpulse eine sehr geringe Dachschräge haben. Anschließend bestimmt man mittels eines geeigneten Tonfrequenzgenerators (zum Beispiel Tieftongenerator) den Verstärkungsverlauf für mittlere und tiefe Frequenzen. Stimmt die experimentell erhaltene untere Grenzfrequenz gut mit der nach Tab. II berechneten überein, so ist die NF-Kompensation des RC-Verstärkers beendet.

Besonders günstig für die NF-Kompensation sind Papierkondensatoren wegen ihrer Kapazitätskonstanz und des geringen Verlustwinkels. Papierkondensatoren über $4 \mu\text{F}$ scheiden aber im allgemeinen wegen ihrer Größe und des Preises aus. Für größere Kompensationskapazitäten C sind Elektrolytkondensatoren erforderlich. Die Kapazität eines Elektrolytkondensators hängt jedoch von vielen Faktoren ab, zum Beispiel von der angelegten Spannung, der Temperatur, der Frequenz, dem Alter des Kondensators usw. Das Anwachsen des Wechselstromwiderstandes des Elektrolytkondensators mit steigender Frequenz läßt sich durch einen parallelgeschalteten Papierkondensator von $0,3 \dots 1 \mu\text{F}$ weitgehend beheben. Wegen der Abhängigkeit der Kapazität der Elektrolytkondensatoren von vielen äußeren Faktoren können damit die NF-Kompensationsbedingungen aber nur näherungsweise erfüllt werden.

Für den im Abschnitt 2.1.4 behandelten Fall $R_g \gg R_a + R_c$ entfällt bei der Realisierung der NF-Kompensation die Aufnahme des Verstärkungsverlaufes bei mittleren und niedrigen Frequenzen. Die Kompensation ist dann richtig durchgeführt, wenn der am Arbeitswiderstand R_a angeschlossene Oszillograf gute Rechteckimpulse zeigt.

6. Beispiel zur NF-Kompensation

An einem praktischen Beispiel soll die Berechnung der NF-Kompensation von RC-Verstärkern erläutert werden. Der im Bild 15 dargestellte stromgegengekoppelte RC-Vorverstärker mit der Röhre ECC 83 habe, bezogen auf den Gitterableitwiderstand R_g der nächsten Verstärkerstufe, die untere Grenzfrequenz $f_u' = 50 \text{ Hz}$. Durch NF-Kompensation soll die untere Grenzfrequenz der Vorverstärkerstufe auf $f_u' = 10 \text{ Hz}$ bei unveränderter Verstärkung gebracht werden.

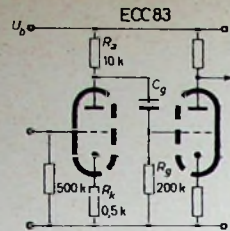


Bild 15. Stromgegengekoppelter RC-Verstärker

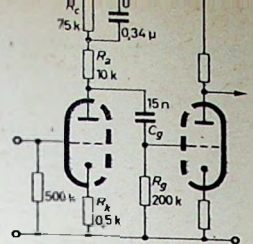


Bild 16. RC-Verstärker nach Bild 15 mit NF-Kompensation

Gegeben: $R_a = 10 \text{ k}\Omega$, $R_g = 200 \text{ k}\Omega$, $R_k = 0,5 \text{ k}\Omega$, $\mu = 100$, $R_i = 50 \text{ k}\Omega$, $f_u' = 50 \text{ Hz}$, $f_u' = 10 \text{ Hz}$.

Gesucht: C_g , R_c und C .

Zur Berechnung der für die untere Grenzfrequenz $f_u' = 50 \text{ Hz}$ im unkompensierten Fall erforderlichen Koppelkapazität C_g entnimmt man aus Tab. III (für $C_k = 0$) die Formeln für τ' und f_u' . Aus diesen beiden Beziehungen ergibt sich C_g zu

$$C_g = \frac{1}{2 \pi \cdot f_u' \cdot R_g} \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}$$

Setzt man in diese Formel die gegebenen Zahlenwerte ein, so erhält man

$$C_g = 14,5 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 14,5 \text{ nF}$$

Für die praktische Ausführung wird $C_g = 15 \text{ nF}$ gewählt. Zur Berechnung des Kompensationswiderstandes R_c wird Tab. II benutzt, aus der man für $C_k = 0$ die Formeln für τ' und f_u' entnimmt. Das Zeichen τ' weist darauf hin, daß es sich um den NF-Kompensationsfall handelt (in Tab. II stehen lediglich τ' und f_u'), der Strich deutet auf die Stromgegenkopplung über R_k hin. Daraus ergibt sich folgende Beziehung:

$$\tau' = \frac{1}{2 \pi \cdot f_u'} = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} \frac{1}{\frac{1}{R_a + R_c} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}}$$

Durch Auflösen nach R_c folgt unter Beachtung von $\tau_g = R_g \cdot C_g$

$$R_c = \frac{1}{\left[\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k} \right] 2 \pi \cdot f_u' \cdot \tau_g - \frac{1}{R_i + (\mu + 1) R_k}} - R_a$$

Einsetzen der gegebenen Zahlenwerte führt auf

$$R_c = \frac{1}{\left(\frac{1}{10} + \frac{1}{200} + \frac{1}{100} \right) 2 \pi \cdot 10 \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 15 \cdot 10^{-9} - \frac{1}{100}} - 10 = \frac{1}{0,0117} - 10 = 75,5 \text{ k}\Omega \approx 75 \text{ k}\Omega$$

(die Widerstände wurden in $\text{k}\Omega$ eingesetzt).

Aus Tab. II errechnet sich die Kompensationskapazität C mit Hilfe der ersten Kompensationsbedingung

$$\frac{R_a}{R_a + R_c} \tau_c = \frac{R_a \cdot R_c}{R_a + R_c} C = \tau_g$$

zu

$$C = \frac{R_a + R_c}{R_a \cdot R_c} \tau_g = \frac{85 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^7} \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-9} = 0,34 \mu\text{F}$$

Da an dem Kompensationswiderstand R_c (Bild 16) ein Spannungsabfall auftritt, muß die Betriebsspannung U_b des Vorverstärkers etwas erhöht werden.

Th.

Weiteres Schrifttum

- [2] • Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Berlin 1959, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
- [3] • Millman, J., n. Taub, H.: Pulse and digital circuits. New York, Toronto, London 1956, McGraw-Hill
- [4] • Seely, S.: Electron-tube circuits. New York, Toronto, London 1958, McGraw-Hill

Ausgangsübertrager für Endverstärker

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 22, S. 812

12. Spezial-Ausgangsübertrager für Stereo-Zweigwegverstärker

Im allgemeinen benutzt man für die Stereo-Wiedergabe zwei völlig getrennte NF-Kanäle mit je einer Lautsprechergruppe, wobei die Wiedergabe der tiefen Frequenzen auch über einen gemeinsamen Tiefton-Lautsprecher erfolgen kann, weil das Ohr die Bässe nicht mehr ortet. Bei Heimempfängern und Phonokombinationen beeinflussen die Kosten für die Endstufe stark den Gesamtpreis, so daß man hier nach einfacheren Lösungen gesucht hat. In den Heimempfängern „313“ und „314“ sowie in einigen Phonokombinationen hat Wega eine spezielle Zweigwegtechnik benutzt, mit der sich wenig aufwendige, aber trotzdem leistungsfähige Gegenakt-Endstufen aufbauen lassen. Das Prinzip der Schaltung zeigt Bild 10¹⁾. Bei der Dimensionierung des Ausgangsübertragers $\bar{U}$ und der Drossel D_r ist es wichtig, daß die Spannungsabfälle U_1 und U_2 an den beiden Hälften von $\bar{U}$ und der Spannungsabfall U_{D_r} an der Drossel D_r gleich sind. Die Impedanzen jeder Übertragerhälfte und der Drossel müssen also sehr genau übereinstimmen.

Da es sich hier um eine Drossel für höhere Wechselspannungen handelt, muß der Eisenkern einen Luftspalt erhalten. Ohne Luftspalt würde der Kern übersteuert und die Kurvenform der Wechselspannung verzerrt werden. Bei der Berechnung einer Drossel mit Luftspalt δ kann man den magnetischen Widerstand des Eisenweges gegenüber dem des Luftspalts vernachlässigen. Die gesamte Windungszahl ist dann gewissermaßen auf eine sehr kurze Luftspule konzentriert. Für die Induktivität ist hierbei anzusetzen

$$L = \frac{1,3 \cdot n^2 \cdot Q_E \cdot 10^{-7}}{\delta_{[\text{mm}]}} \quad (\text{H}) \quad (23)$$

Da im allgemeinen die Windungszahl n gesucht wird, ist Gl. (23) nach n aufzulösen

$$n = 1000 \sqrt{\frac{10 \cdot L \cdot \delta}{Q_E}} \quad (24)$$

Dabei wurde der sich aus Gl. (23) ergebende Faktor vor der Wurzel um 10% erhöht, wodurch berücksichtigt wird, daß die Feldlinien nicht genau im geometrischen Querschnitt des Luftspalts verlaufen, sondern ein gewisser Anteil durch Streuung verlorengeht. Einen Anhaltspunkt für die richtige Dimensionierung des Luftspalts liefert die Faustformel

$$\delta = 0,4 \sqrt{Q_E} \quad [\text{mm}] \quad (25)$$

¹⁾ s. a. T a e g e r, W.: Röhren-Endverstärker für Musikwiedergabe. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 13, S. 475

Für den Eisenquerschnitt Q_E der Drossel ist in Gl. (24) etwa die Hälfte des für den zugehörigen Ausgangsübertrager $\bar{U}$ erforderlichen Wertes einzusetzen. Da sich die Induktivitäten wie die Quadrate der Windungszahlen verhalten, muß man für die Induktivität der Drossel den vierten Teil (nicht die Hälfte!) der Gesamtinduktivität L_q (s. a. Gl. (5)) des Ausgangsübertragers einsetzen, da voraussetzungsgemäß die Impedanz der Drossel gleich der Impedanz einer Übertragerhälfte sein soll. Schließlich müssen aber auch die Verluste in der Drossel und im Übertrager nachgerechnet werden. Es genügt im allgemeinen zu kontrollieren, ob der Kupferwiderstand R_{D_r} gleich dem Kupferwiderstand R_{1-5} beziehungsweise R_{5-6} des Übertragers ist.

13. Messungen an Übertragern

13.1 Messung der Induktivität, der Streuinduktivität und der Kapazität

Nach Bild 11 wird die Primärseite des Übertragers über einen 1-MOhm-Widerstand an einen Tongenerator TG angeschlossen und ein Röhrenvoltmeter RV über einen Umschalter abwechselnd an den Tongeneratorausgang und den Übertrager gelegt. Die Sekundärseite des Übertragers muß hierbei offenbleiben. Bei konstanter Ausgangsspannung des Tongenerators ($U_0 = 1 \dots 10 \text{ V}$) mißt man dann die Übertragereingangsspannung U_1 in Abhängigkeit von der Frequenz und trägt sie im doppeltlogarithmischen Maßstab auf (Bild 12). Diese Kurve stellt die Resonanzkurve des aus der Querinduktivität L_q und der auf die Primärseite übersetzten Gesamtentwicklungskapazität C bestehenden Parallelschwingkreises dar. Man kann daraus die Resonanzfrequenz f_{res} entnehmen. Im Verhältnis zu dem hochohmigen Widerstand R (1 MOhm) sind die induktiven und kapazitiven Komponenten R_L und R_C sehr klein, so daß man R_L und R_C für den hier vorliegenden kleinen Phasenwinkel zwischen I und U als Teilwiderstände eines reellen Spannungsteilers ansehen kann. Es bestehen die Beziehungen

$$1) f < f_{res}: U_1 = I \cdot R_L = I \cdot j \omega \cdot L_q \quad (26)$$

$$2) f > f_{res}: U_1 = I \cdot R_C = \frac{I}{j \omega \cdot C} \quad (27)$$

Daraus folgt für die Querinduktivität

$$L_q = \frac{|U_1|}{|U_0|} \frac{R}{\omega} \quad \text{für } \omega \ll \omega_{res} \quad (28)$$

und für diewicklungskapazität

$$C = \frac{|U_0|}{|U_1| \cdot \omega \cdot R} \quad (29)$$

Auf diese Weise lassen sich L_q und C mit guter Genauigkeit messen beziehungsweise berechnen. Die gefundenen Werte für L_q und C kann man mit der Thomsonschen Formel für die Resonanzfrequenz eines Schwingungskreises

$$f_{res} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_q \cdot C}}$$

leicht kontrollieren. Da diese Formel die Verluste im Übertrager jedoch nicht erfaßt, muß sie eine Frequenz ergeben, die etwas über der nach Bild 12 gemessenen liegt.

Wiederholt man die gleiche Messung, jedoch mit kurzgeschlossener Sekundärseite des Übertragers, so erhält man nicht die Querinduktivität L_q , sondern die auf der Primärseite zusammengefaßte Streuinduktivität L_s (Primärstreuinduktivität L_{s1} + Sekundärstreuinduktivität L_{s2}/u^2). Hierbei braucht man nur die Resonanzkurve oberhalb der Resonanzfrequenz f_{res} aufzunehmen (Bild 13). Liegt die Streuresonanzfrequenz $f_{res'}$ außerhalb des Frequenzbereiches des Tongenerators, dann zeichnet man an den induktiven Ast der Resonanzkurve die 45°-Tangente und ermittelt die Spannung U_2 im Berührungspunkt und die zugehörige Frequenz f' . Für die Streuinduktivität L_s gilt dann

$$L_s = \frac{|U_2|}{|U_0|} \frac{R}{2 \pi \cdot f'} \quad (30)$$

Dabei wird wieder zweckmäßigerweise $R = 1 \text{ MOhm}$ gewählt. Die Streuung des Übertragers ist dann aus der Beziehung

$$\sigma = \frac{L_s}{L_q} \quad (31)$$

zu bestimmen.

13.2 Messung des Übersetzungsverhältnisses des Übertragers

Die Primärseite des zu messenden Übertragers wird nach Bild 14 an einen Tongenerator TG, das Röhrenvoltmeter RV über einen Umschalter abwechselnd an die Primär- und die Sekundärseite angeschlossen. Das Röhrenvoltmeter darf dabei den Übertrager aber nicht belasten (100 kOhm ... 1 MOhm Eingangswiderstand). Der Quotient U_{pr}/U_{sek} stellt dann das Leerlauf-Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ dar. Es ist zweckmäßig, das Übersetzungsverhältnis bei wenigstens drei verschiedenen Frequenzen zu messen, und zwar zum Beispiel in der Mitte des Übertragungsreiches (etwa 1000 Hz) und an den beiden Bereichsgrenzen. Es sei hier noch darauf hingewiesen, daß ein mit der Frequenz stark ansteigender Verlauf $\bar{u} = F(f)$ oft auf eine Unterbrechung in einer Wicklung hindeutet, da dann die Sekundärspannung über die Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung entsteht und daher bei zunehmender Frequenz stark wächst.

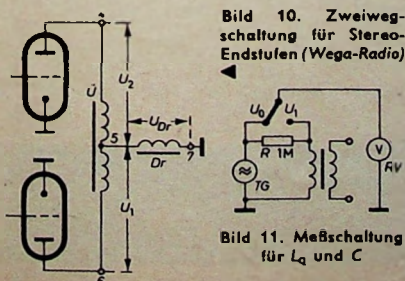


Bild 10. Zweiwegschaltung für Stereo-Endstufen (Wega-Radio)

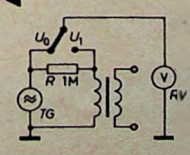


Bild 11. Meßschaltung für L_q und C

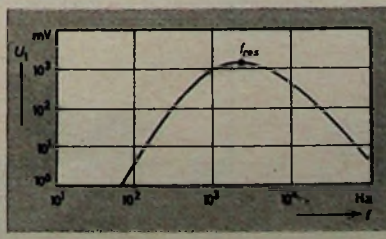


Bild 12. Resonanzkurve, gemessen in der Schaltung nach Bild 10 ($U_1 = F(f)$)

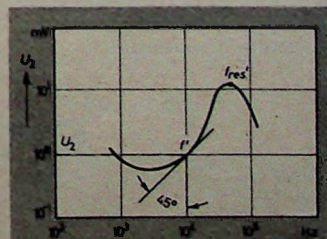


Bild 13. Zur Messung der Streuinduktivität L_s ; $U_2 = G(f)$

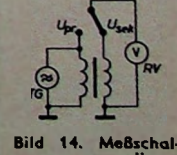
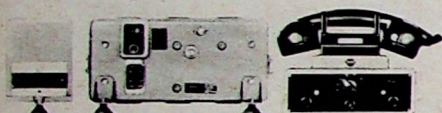
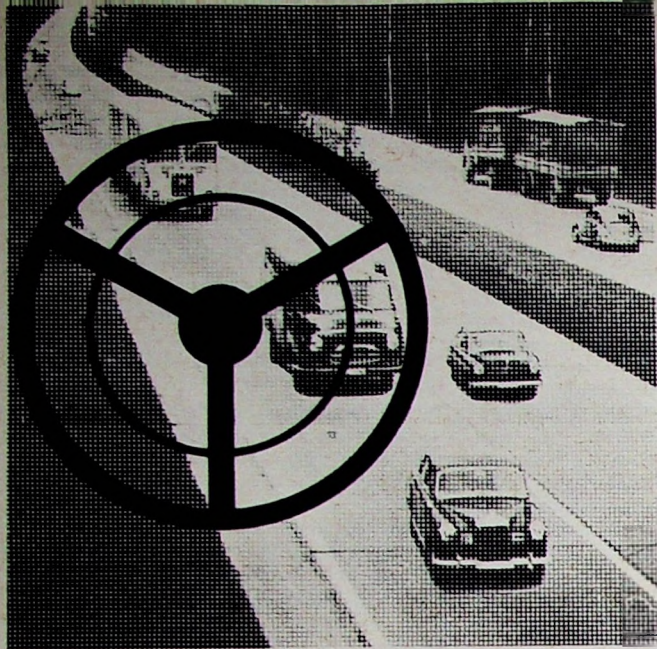


Bild 14. Meßschaltung für das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$



SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- U. DRAHTWERKE AG. NÜRNBERG

Können wir Sie unterwegs
irgendwo erreichen?
Diese Frage hat man Ihnen
vor Antritt einer Reise im Auto
sicher schon oft gestellt.
Mit einer UKW-Sprechfunkanlage
B 72 der TE-KA-DE im Wagen
sind Sie im Bereich
der öffentlichen Funkdienste
über jeden Fernsprechananschluß
im Bundesgebiet stets „greifbar“.
Sie selbst können ohne Aufschub
mit Ihren Mitarbeitern im Betrieb
vom Wagen aus telefonieren.
Sie können rückfragen,
Anweisungen erteilen,
wichtige Vereinbarungen treffen,
Besuche ankündigen und,
falls Sie ungestört sein wollen,
die Anlage auch abschalten.
Das Gesprächsgeheimnis bleibt gewahrt.
Die B 72 läßt sich bequem
in jeden Wagen einbauen und
ihres geringen Strombedarfs wegen
aus der Autobatterie speisen.



Keine Veranlassung zur weiteren Fachausbildung

zu haben, bedeutet, sich einer sehr gefährlichen Utopie auszuliefern. In keinem Beruf gehobenen Stils kann man sich's leisten, auf dem einmal erworbenen Fachschulwissen auszuruhen und zur Förderung seines Könnens sich allein auf das Wachstum an Erfahrung zu verlassen, das die Berufsausübung mit sich bringt, und zwar unabhängig davon, ob man ein Mann der theoretischen Wissenschaft ist oder ein Mann gereifter Praxis.

Natürlich ist das Maß an Umsicht, das notwendig ist, um das Volumen des Fachkönnens ständig zu erweitern, nicht bei allen Berufen gleich groß. Die Techniker, die angehenden wie die ihren Beruf schon ausübenden — und unter ihnen gewiß nicht zuletzt die Elektrotechniker und Elektroniker —, müssen aber wegen des unverhältnismäßig rasch steigenden Niveaus technischen Fortschritts schon ein gerüttelt Maß davon auf sich nehmen, wenn sie nicht im technischen Altertum von beinahe erst gestern verweilen wollen.

Wir möchten gar nicht so vermessen sein, den Jünger der Technik als den allein den Kampf ums Dasein Führenden hinzustellen; dem widerspricht schon der Hang zu seinem Beruf, der die Bürde leichter tragen läßt, dem widerspricht aber auch das erfreuliche Faktum, daß es ja im VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH ausreichend viel gute Fachliteratur gibt, die dem Studierenden und Techniker sowohl das Weiterstudium in seinem Fachgebiet als auch die Orientierung in einem neuen Wissenszweig wesentlich erleichtert, die beiden erheblich hilft, sich stets über dem Niveau des Verlangten zu halten.

Auf eine wohl unerforschbare psychologische Gegebenheit scheint es zurückzuführen zu sein, daß sich der Homo sapiens leichtfertigerweise gerade der Arbeit nicht zuerst und nicht am liebsten zuwenden mag, deren Erledigung am meisten Eile hat, selbst wenn er voraussehen kann, daß ihm einmal die Eile-mit-Weile-Weisheit zum Schaden gereichen muß. Entsprechend gefährlich handelt mit aller Sicherheit der, der glaubt, sich in einer Ära der Wirtschaftskonjunktur und des sich aus ihr ergebenden reichlichen Stellenangebots ruhig Zeit damit lassen zu können, der Weiterbildung Beachtung zu schenken. Niemand darf sich davor verschließen, daß das noch zu beobachtende erfreuliche Steigen des Wirtschaftsvolumens einmal stagnieren könnte, und für diese Zeit sollte dann der kluge Mann frühzeitig genug — am besten immer sofort beginnend — vorgebaut haben. Eine gute Möglichkeit zur Vorsorge hierfür bieten die Fachbücher des VERLAGS FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH; ihren reichen Inhalt kann man selbstverständlich nicht kurzerhand in sich aufnehmen, wenngleich ihr Stoff auch oftmals als begrüßenswerte Fertigware dargeboten wird, so daß zur Bereicherung der bisherigen Kenntnisse ein gerader Weg beschreibbar wird.

Wir leben nicht mehr in einem Zeitalter, das Improvisieren in der Technik zuläßt. Auch ein unvorbereitetes Handeln des Geistes, der die Technik leitet, muß unweigerlich zu Fehlschlägen führen, gegen die es sich zu versichern gilt. Ein bewährtes Versicherungsunternehmen für den Geist ist das gute Fachbuch (am besten neben einer guten Fachzeitschrift) — nur hinkt eben dieser Vergleich mit dem Versicherungsinstitut insofern, als ja die Prämie für den Kauf eines der nebenstehend genannten Fachbücher nur einmal erhoben wird und die Auszahlung eines hohen Gegenwertes nicht lange auf sich warten läßt. Wollen Sie sich die Chance dieser vorsorgenden „Versicherung“, der Sicherung modernen Fachwissens, entgehen lassen? Wollen nicht auch Sie lieber eine Wahl aus dem treffen, was sich Ihnen hier anbietet, für Ihre eigenen Bedürfnisse oder als wertvolle Gabe für die, die Sie zu Weihnachten beschenken möchten?



Gute Fachbücher- beliebte Weihnachtsgeschenke

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten · 646 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
 II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
 III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
 IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder Ganzleinen 19,50 DM
 V. Band: **Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen**
 810 Seiten · 514 Bilder Ganzleinen 26,80 DM
 VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder Ganzleinen 19,50 DM

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
 Über 400 Seiten · Über 340 Bilder · 13 Tabellen · Ganzl. 36,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

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

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

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

Elektrische Antriebe elektronisch gesteuert und geregelt

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

Spezialröhren

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

Oszillografen-Meßtechnik

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

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
 von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
 223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen · Ganzleinen 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 · Ganzleinen 36,— DM

Fernsehempfänger

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

Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang

von Dr.-Ing. AUGUST FIEBRANZ
 235 Seiten · 165 Bilder · 22 Tabellen · Ganzleinen 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 · Ganzleinen 19,50 DM

Kompodium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
 Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
 358 Seiten · 157 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
 334 Seiten · 51 Bilder · Ganzleinen 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
 663 Seiten · Ganzleinen 39,50 DM

Leuchtröhrenanlagen für Lichtreklame und moderne Beleuchtung

Vierte, wesentlich erweiterte und verbesserte Auflage
 von HERMANN SPANGENBERG
 77 Seiten · 46 Bilder · 7 Tabellen · 4,80 DM

Fachzeitschriften

FUNK-TECHNIK · ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
 RUNDFUNK-FERNSEH-GROSSHANDEL
 PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT · KINO-TECHNIK
 LICHTTECHNIK · KAUTSCHUK UND GUMMI
 MEDIZINAL-MARKT / ACTA MEDICOTECHNICA

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
 HELIOS-VERLAG GMBH · Berlin-Borsigwalde

Stereo-Entzerrer „M 66“ mit Studioqualität

Die in der Schallrinne aufgezeichnete Information ist durch die sogenannte Schnelle v gekennzeichnet, die das Produkt von Auslenkung a und Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ ist.

$$v = a \cdot 2\pi f \quad [\text{cm s}^{-1}]$$

Man erkennt aus dieser Beziehung, daß für konstante Schnelle v bei tiefen Frequenzen f die Auslenkung a größer werden muß. Da man aber bemüht ist, auf einem bestimmten Plattendurchmesser eine möglichst lange Spieldauer unterzubringen, versucht man, mit möglichst kleinem Rillenabstand zu arbeiten. Deshalb zeichnet man die tiefen Frequenzen mit einer nach bestimmter Gesetzmäßigkeit abnehmenden Schnelle auf. Die hohen Frequenzen zeichnet man dagegen mit größerer Schnelle auf, als es den tatsächlichen Verhältnissen entspricht, um eine größere Nutzamplitude zu haben und dadurch den relativen Anteil des Plattenrauschens verringern zu können. Die auf der Schallplatte aufgezeichnete Schnelle ist deshalb nicht der Frequenz proportional, sondern sie wird für konstante Eingangsspannung nach bestimmten Gesetzmäßigkeiten, dem sogenannten Aufnahme-frequenzgang, verzerrt aufgezeichnet.

Für Stereo-Schallplatten mit $33\frac{1}{3}$ U/min ist nach DIN 45 547 (Entwurf August 1960) der Frequenzgang der Schnelle durch die Reihenschaltung dreier RC-Glieder mit einer bestimmten Zeitkonstante festgelegt. Die

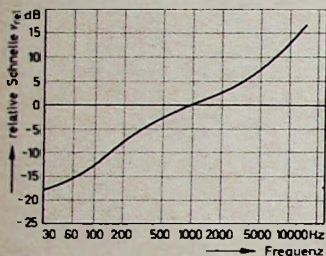


Bild 1. Frequenzgang der Schnelle bei konstanter Eingangsspannung (nach DIN 45 547)

$$v = 10 \lg(1 + 4\pi^2 f^2 t_1^2) - 10 \lg\left(1 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 t_2^2}\right) + 10 \lg\left(1 + \frac{1}{4\pi^2 f^2 t_3^2}\right)$$

Will man mit einem solchen Schneidfrequenzgang aufgenommenene Schallplatten naturgetreu wiedergeben, dann muß man die vom Tonabnehmer abgegebene Spannung so entzerren, daß sich im gesamten Frequenzbereich möglichst wieder ein vollkommen linearer Frequenzgang der Spannung ergibt. Hinsichtlich des Frequenzgangs der abgegebenen Spannung verhalten sich piezoelektrische und magnetische (dynamische) Tonabnehmersysteme verschieden. Die beim Kristall-Tonabnehmer vom piezoelektrischen System abgegebene Spannung ist etwa der Auslenkung a proportional. Beim Abtasten einer mit konstanter Schnelle aufgenommenen Aufzeichnung sinkt also die Spannung mit steigender Frequenz. Es tritt demnach hier durch das benutzte physikalische Prinzip bereits eine weitgehende Entzerrung ein, das heißt, der Frequenzgang der von einem Kristall-Tonabnehmer abgegebenen Spannung ist weitgehend linear.

Ganz anders liegen die Verhältnisse beim magnetischen und dynamischen Tonabnehmer. Hier ist die abgegebene Spannung proportional der Schnelle der Aufzeichnung, das heißt, ihr Frequenzgang ist ein getreues Abbild des bei der Aufnahme benutzten Frequenzgangs. Will man deshalb hier linearen Frequenzgang der dem Verstärker zugeführten Eingangsspannung erreichen, dann ist bei den tiefsten Frequenzen eine Anhebung um etwa 20 dB und bei den höchsten Frequenzen eine Absenkung um etwa 20 dB erforderlich. Bei Verwendung magnetischer oder dynamischer Tonabnehmer ist deshalb in jedem Fall ein Entzerrer erforderlich, der die Tonabnehmerspannung invers zum Frequenzgang der Schneidkennlinie entzerrt.

Vor einiger Zeit wurde über das Hi-Fi-Abtastgerät „Stereo-Dynetic“ der amerikanischen Firma Shure berichtet¹⁾, das zu den weltbesten Erzeugnissen gehört. Seine Ausgangsspannung ist im gesamten Tonfrequenzbereich der Schnelle streng proportional. Für die Entzerrung der Ausgangsspannung dieses Systems liefert Shure den hochwertigen Entzerrer „M 66“ (Bild 2) mit absoluter Studioqualität. Es handelt sich beim „M 66“ um einen passiven

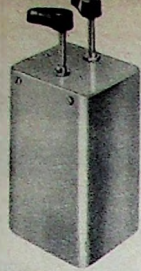
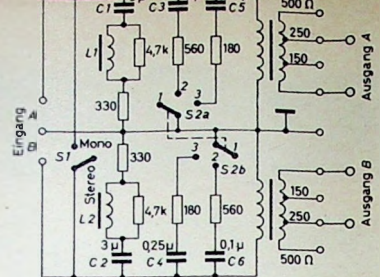


Bild 2. Stereo-Entzerrer „M 66“ der Firma Shure

Bild 3. Schaltung des Stereo-Entzerrers „M 66“



Entzerrer, das heißt um einen Entzerrer ohne verstärkende Elemente (Röhren oder Transistoren).

Wie das Schaltbild (Bild 3) zeigt, hat der Entzerrer einen dreipoligen Stereo-Eingang für die Kanäle A und B mit gemeinsamer Masseverbindung und für beide Stereo-Kanäle getrennte, auf 150, 250 und 500 Ohm Ausgangsimpedanz umschaltbare Ausgänge. Der Entzerrer paßt gleichzeitig die niedrige Impedanz des Tonabnehmers an den Eingangswiderstand des Verstärkers an, so daß sich die relativ kleine Einfügungsdämpfung von 28 dB ergibt. Zur Entzerrung dient in jedem Kanal ein gedämpfter Serienkreis (L1, C1 bzw. L2, C2). Die beiden Spulen haben etwa je 60 mH Induktivität und eine Güte von $Q = 20$. Über den Umschalter S2a/S2b können in den Schalterstellungen 2 und 3 diesem Kreis weitere Kapazitäten (C3 und C5 bzw. C4 und C6) mit entsprechenden Serienwiderständen parallelgeschaltet werden, um den Frequenzgang des Entzerrers zu verändern. Für die Wiedergabe von Mono-Schallplatten lassen sich beide Stereo-Kanäle mittels des Schalters S1 parallelschalten.

Die Eingangsschaltung ist an die Shure-Tonabnehmersysteme mit Studioqualität angepaßt (Induktivität etwa 365 mH, ohmscher Widerstand etwa 330 Ohm). Für diese Systeme entzerrt der „M 66“ den Frequenzgang im Bereich 30 ... 20 000 Hz auf ± 1 dB. Werden Tonabnehmersysteme mit höherer oder niedrigerer Impedanz (etwa 500 mH bzw. 175 mH) benutzt, dann bleibt die Linearität des Frequenzgangs auf ± 1 dB bzw. ± 2 dB erhalten, jedoch sinkt der Ausgangspegel um 3 dB bzw. steigt er um 1 dB.

Mit dem Umschalter S2 lassen sich drei Frequenzgänge einstellen. Stellung 1 ist für Aufnahmen ohne Höhenanhebung bestimmt, senkt also Frequenzen oberhalb 1000 Hz nicht ab. In Stellung 2 wird der Frequenzgang nach RIAA (entspricht etwa DIN) entzerrt, und in Stellung 3 werden die hohen Frequenzen ab etwa 4000 ... 5000 Hz um rund 8 dB abgesenkt, um das Plattenrauschen älterer Aufnahmen unterdrücken zu können. Die drei Schalterstellungen entsprechenden Frequenzgänge zeigen die Bilder 4 und 5.

Bild 4. Resultierender Frequenzgang für „Stereo-Dynetic“ und „M 66“ bei den Schalterstellungen 1, 2 und 3

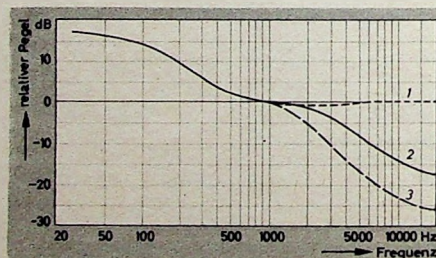
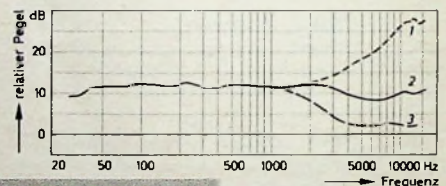


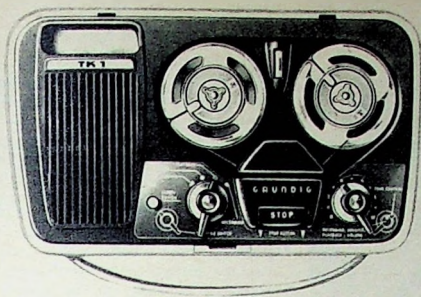
Bild 5. Frequenzgang des Übertragungsmaßes beim Anschluß des „M 66“ an eine Spannungsquelle mit ohmschem Ausgang für die Schalterstellungen 1, 2 und 3

Die Übersprechdämpfung des „M 66“ entspricht höchsten Anforderungen. Sie ist im gesamten Übertragungsbereich 30 ... 20 000 Hz größer als 30 dB und verschlechtert damit die Übersprechdämpfung auch bester Tonabnehmersysteme nicht.

Beim Betrieb des „M 66“ mit dem „Stereo-Dynetic“-Tonabnehmersystem ergibt sich am Ausgang ein Pegel von etwa -67 dBm, gemessen mit der RCA-Testplatte Nr. 12-5-71. Diese Meßplatte für 78 U/min enthält für jeden Kanal getrennte Aufzeichnungen von 1000 ... 20 000 Hz in Stufen von je 1000 Hz und ist mit konstanter Schnelle von 4 cm s^{-1} geschnitten. (Nach DIN 45 547 gilt bei 1000 Hz für Vollaussteuerung 8 cm s^{-1} Schnelle.)

Der Entzerrer ist sorgfältig abgeschirmt in einem Blechgehäuse von $3\frac{1}{2} \times 3 \times 5\frac{1}{8}$ (etwa $8,9 \times 7,5 \times 13 \text{ cm}$) eingebaut, um jede Brumm-einstreuung zu verhindern. Als Hinweis für die Güte der Abschirmung sei erwähnt, daß keine meßbare Erhöhung der Brumm-spannung auftritt, wenn man den relativ stark streuenden Zweipolmotor eines Abspielgerätes in etwa 30 cm Entfernung vom Entzerrer anbringt.

¹⁾ „Stereo-Dynetic“ – Ein Hi-Fi-Abtastgerät mit ungewöhnlichen Eigenschaften. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 9, S. 331-332



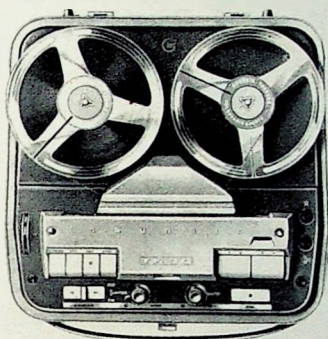
TK 1

DM 249,-



TK 14

DM 299,-



TK 40

DM 638,-



TK 45

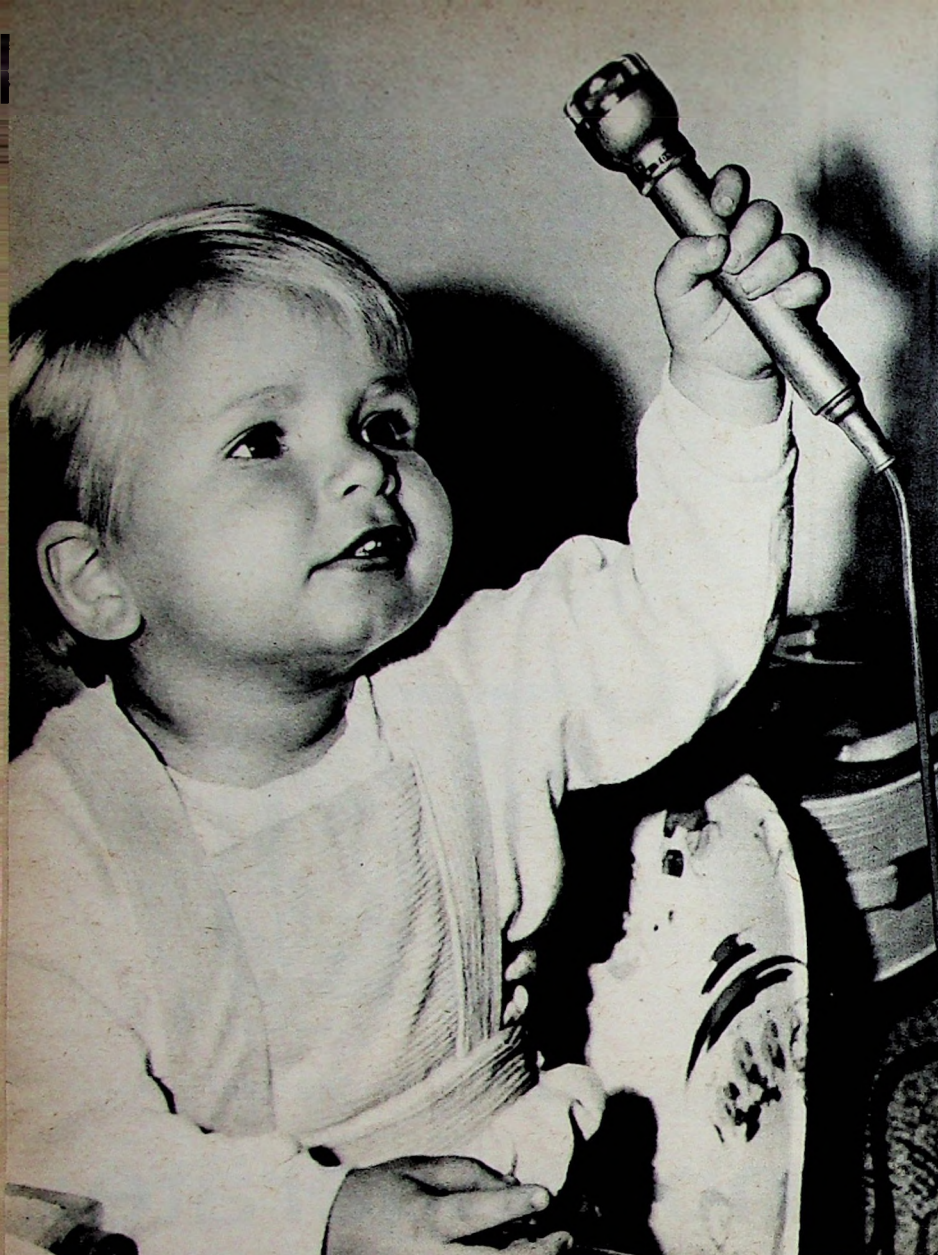
DM 835,-

Grundig Tonbandgeräte: immer ein Plus für Sie...

Auch für Ihren Umsatz spielt der Verkauf von Tonbandgeräten eine sehr wichtige Rolle. Es ist völlig klar, daß diese Sparte Ihres Geschäftes im Laufe der Zeit sogar noch weiter wächst. Deshalb dürfen wir Ihnen immer wieder sagen: Auf Tonbandgeräte der Marke GRUNDIG können Sie sich als Fachhändler unbedingt verlassen. Das breite Publikum kennt und verlangt gerade diese robusten und preisgünstigen Geräte.

GRUNDIG

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



D 19 B MIKROFONE



AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTRASSE 16 · TELEFON 555545 · FERNSCHREIBER 05 23626

PERSÖNLICHES

C. Schneider 60 Jahre

Am 4.11.1961 wurde Carl Schneider, Chef der Carl Schneider KG, Rohrbach/Darmstadt, 60 Jahre. Die Spezialfabrik für Magnetbandspulen, Filmspulen, Kassettens und Zubehör entstand aus einem Fertigungsbetrieb, dessen Zelle eine von Carl Schneider im Jahre 1925 gegründete Bau- und Maschinenschlosserei war. Die grundlegende Umstellung auf das heutige Fertigungsprogramm erfolgte kurz nach 1945 und begann mit der Fertigung von Wickelkernen für Magnetband-Studioeräte. Bald kamen Tonbandspulen aus Kunststoff hinzu, denen unter anderem die Aufnahme der Fertigung von Schmalfilmspulen aus Kunststoff, von Archivkassetten für Tonbänder und anderem Zubehör folgte. Neben der Serienfertigung im Kunststoffsektor lief für Spezialgeräte ein beachtliches Programm auch im Sektor Metallfertigung an; hingewiesen sei auf NARTB-Metallspulen, NARTB-Metallkerne, Spezialspulen für Rechengeräte und Metall-Filmspulen. Zum Fabrikationsprogramm gehören weiterhin beispielsweise Tonköpfe, Telefonadapter und Zubehör.

F. Freitag und H. Mailandt 25 Jahre bei Telefunken

Der technische Leiter der Fertigungsgruppe Ausland des Geschäftsbereiches „Geräte Rundfunk, Fernsehen“ der Telefunken GmbH, Fritz Freitag, ist jetzt 25 Jahre bei Telefunken tätig. Ab 1936 war er zunächst im Prüffeld in Berlin beschäftigt und später für die Überleitung von neuentwickelten Geräten in die Serienfertigung verantwortlich. Ab 1949 übernahm er in Hannover Aufgaben in der Export-Abteilung. Seit 1951 gehörten zu seinem Aufgabengebiet die Exportgerätektechnik, die technische Betreuung ausländischer Beteiligungsgesellschaften sowie die Beratung ausländischer Lizenznehmer auf dem Gerätegebiet. Mit der technischen Leitung der Fertigungsgruppe Ausland ist Fritz Freitag im Jahre 1957 betraut worden.

Dr.-Ing. Hanspeter Mailandt, Leiter der Anlagen-Außenstelle Hamburg der Telefunken GmbH, war am 1. November 1961 25 Jahre bei der Firma. Der Jubilar arbeitete in Berlin maßgeblich an der Planung und dem Vertrieb von Rundfunksendern und kam 1945 nach Hamburg, wo er die Grundlage für die heutige Anlagen-Außenstelle legte, die jetzt den gesamten norddeutschen Raum betreut.

NTG-Preis für K. Baur

Der Vorstand der NTG hat Dr. Karl Baur, Mitarbeiter der Telefunken GmbH, Ulm, für dessen Arbeit „Zur Theorie des allgemeinen Adcocks“, die als eine der besten des Jahres bewertet wurde, den Preis der NTG zuerkannt.

H. Mueller †

Das seit einem Jahr im Ruhestand lebende Vorstandsmitglied der Telefunken GmbH, Direktor Hermann Mueller, starb am 25. Oktober 1961 nach kurzer, schwerer Krankheit im 67. Lebensjahr.

Direktor Mueller, der 1919 bei der AEG eingetreten war, kam 1950 zu Telefunken. Als Leiter des Bereiches „Fertigung“ hatte er auf Grund seiner langjährigen Erfahrungen auch auf dem Gebiet der modernen Serien- und Massenfertigung maßgeblichen Anteil an der Umstellung der Firma vom Entwicklungs- zum Fertigungsunternehmen. 1953 wurde er zum stellvertretenden und 1957 zum ordentlichen Vorstandsmitglied ernannt. Auch nachdem er am 1. April 1960 in den Ruhestand getreten war, stellte er weiter seine Kenntnisse in den Dienst des Unternehmens.

Volltransistor-Magnettongerät hoher Qualität (Ergänzung)

Auf Seite 742 dieses Beitrages im Heft 20/1961 ist im Bild 5 die Prinzipschaltung einer elektronischen Regelung mittels Frequenzgenerators erwähnt. Weitere Einzelheiten über eine solche Regelung sind in einem Aufsatz von A. Tolk „Ein neues Reportage-Magnettongerät“ enthalten, der in der Zeitschrift „Technische Mitteilungen BRF“ Bd. 5 (1961) Nr. 1, S. 10–20, erschienen ist. Zwischen Kollektor des linken Transistors und Basis des rechten Transistors ist gemäß der dort im Bild 5 auf Seite 12 veröffentlichten Schaltung zweckmäßigerweise noch ein Widerstand zu schalten, da der linke Transistor sonst im Kennlinienknick arbeitet und das Regelverhalten nicht optimal ist.

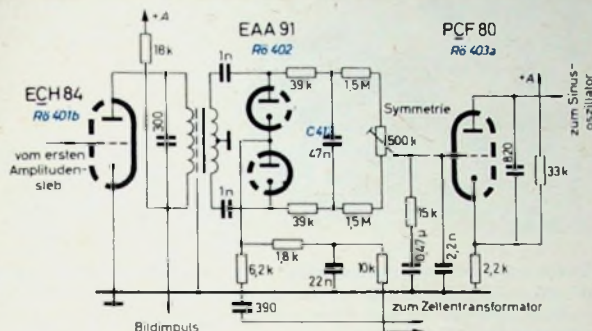
Schaltungstechnische Varianten in neuen Fernsehempfängern

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 22, S. 791

DK 621.397.62

Nachsteuer-Automatik im Zeilenkippteil

Die neuen Fernseh-Chassis „430 F“ und „430 FD“ von Graetz haben im Zeilenkippteil eine neue automatische Nachsteuer-schaltung, die den Fangbereich der Zeilensynchronisation vergrößert. Da durch diese Automatik ein Außertrittfallen der Synchronisation auch bei größeren Frequenzabweichungen vermieden wird, konnte der Regler für die Feineinstellung entfallen. Solange die Frequenzabweichung von Synchronisierimpul-



Zeilen-Nachsteuer-Automatik der Graetz-Fernsehchassis „430 F“ und „430 FD“

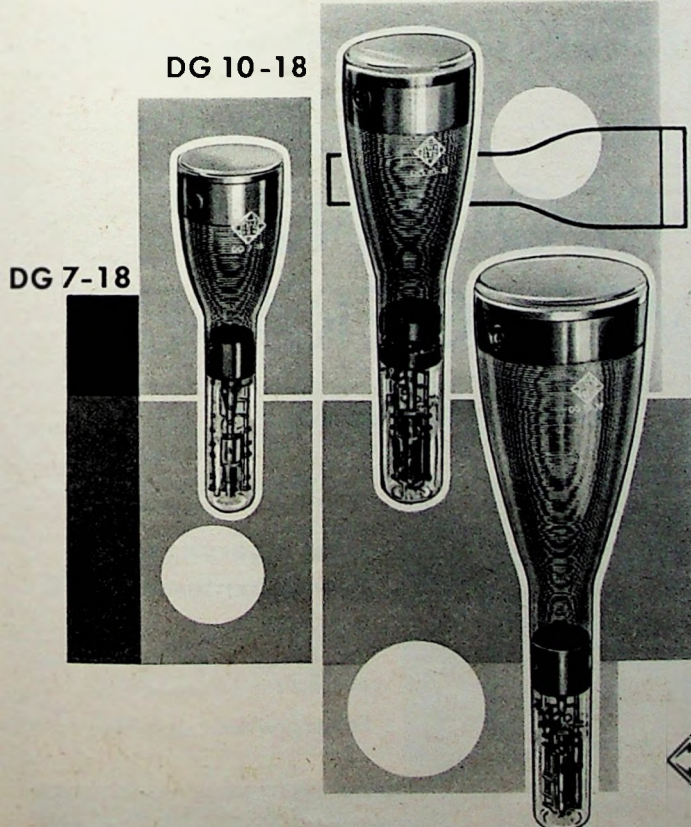
sen und Vergleichsimpulsen innerhalb des normalen Fangbereiches liegt, arbeitet die Schaltung in üblicher Weise. Sie ist jedoch durch die Verwendung von Röhrendioden an Stelle von Halbleiterdioden hochohmiger ausgelegt (s. Teilschaltbild). Dadurch wird erreicht, daß bei plötzlicher Unterbrechung der Synchronisation infolge von Störungen eine Nachsteuerspannung an der

Reaktanzröhre R6 403a stehenbleibt. Diese Spannung hat nun je nach Abweichung von der Sollfrequenz einen schwach positiven oder negativen Wert, der durch die Speicherung von Interferenzimpulsen an C 412 gebildet wird. Die Interferenzimpulse entstehen aus der Synchronisationsfrequenz und der Frequenz des frei laufenden Oszillators. C 412 kann sich bei kurzfristigem Außertrittfallen nicht über die hochohmigen Diodenstrecken entladen, und seine Spannung schiebt die Oszillatorfrequenz wieder in den üblichen Fangbereich der Phasenvergleichsschaltung.

Einschaltbrumm-Unterdrückung

In den neuen Graetz-Fernsehempfängern wird der ZF-Verstärker zur Unterdrückung des Einschaltbrumms während der Anheizzeit der Zeilen-Endstufe durch eine ausreichend hohe negative Spannung gesperrt. Diese Spannung darf aber nur so lange auf den ZF-Verstärker einwirken, bis die getastete Regelung einsetzt. Danach soll die Sperrspannung wieder abgeschaltet sein, damit die normale Regelspannung nicht beeinflusst wird.

Bei der Untersuchung der Anheizzeit verschiedener Röhren wurde festgestellt, daß die PCF 80, die in den Graetz-Fernsehempfängern als Zeilenoszillator arbeitet, mit Sicherheit schneller anheizt als die ZF-Verstärkerröhren. Der Sinusoszillator schwingt also bereits etwa 15 s nach dem Einschalten. Von der Anode des Pentodensystems dieser Röhre werden über R3 und C1 (siehe umstehende Teilschaltung) Zeilenimpulse der Diode D1 zugeführt, deren Kathode an Masse liegt. D1 wirkt in dieser Schaltung zunächst als Gleichrichter für die Zeilenimpulse und erzeugt eine negative Gleichspannung, die über den Trennwiderstand R4 auf die Regelleitung des ZF-Verstärkers gegeben wird. Bei einer Sperrspannung von etwa -8 V ist der ZF-Verstärker mit Sicherheit gesperrt.



3 interessante TELEFUNKEN-Elektronenstrahlröhren mit hoher Ablenkempfindlichkeit

	Schirm- durchmesser cm	Gesamt-Beschleu- nigungsspannung V	Ablenkfaktor 1) V/cm	maximale Auslenkung 1) mm
DG 7-18	7	1600	3,7	60
DG 10-18	10	2000	3,3	80
DG 13-38	13	6000	3,5	60

1) Kathodennahe Ablenkplatten (Meßplatten)

TELEFUNKEN-Elektronenstrahlröhren für Oszillographen sind Erzeugnisse langjähriger Forschung und Entwicklung. Sie vereinigen große Linienschärfe und enge Toleranzen mit großer Leuchtdichte und Ablenkempfindlichkeit und werden von Jahr zu Jahr in steigendem Maße verwendet.

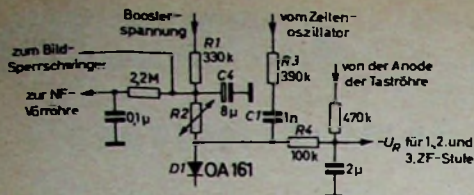


TELEFUNKEN

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

DG 13-38

Wir senden Ihnen gern Druckschriften
mit genauen technischen Daten.



Schaltung der Einschaltbrumm-Unterdrückung von Graetz

Der ZF-Verstärker bleibt so lange gesperrt, bis die Zeilen-Endstufe geheizt ist. Die gleichzeitig entstehende Boosterspannung gelangt über R1 und den VDR-Widerstand R2 zur Diode D1. Dadurch arbeitet die Diode nunmehr im Durchlaßbereich und stellt den unteren Teilwiderstand eines Spannungsteilers für die Boosterspannung dar. Die ebenfalls an der Diode liegenden Zeilenimpulse werden dann nach Masse kurzgeschlossen. Es verbleibt eine Restspannung von etwa +100 mV, die jedoch die Tastregelspannung nicht beeinflussen kann.

Der VDR-Widerstand R2 erfüllt zwei Aufgaben: Er bewirkt zunächst, daß die Diode erst dann eine positive Spannung erhält, wenn die Booster-Sollspannung fast erreicht ist. Der Wert liegt bei etwa 380 ... 400 V. Dadurch wird die Sperrspannung erst zu dem Zeitpunkt aufgehoben, bei dem die getastete Regelung voll wirksam ist.

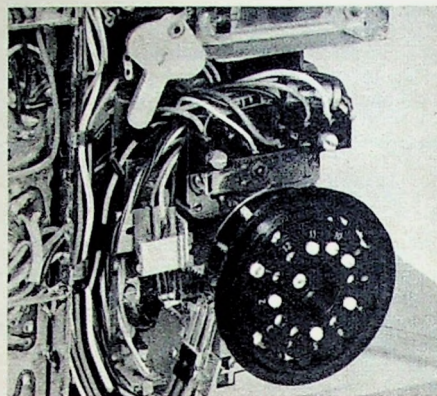
Bei leitender Diode wirkt der VDR-Widerstand als Spannungstabilisator. Die Boosterspannung wird dann nämlich über R1 und R2 geteilt und durch R2 stabilisiert. Die so gewonnene Spannung erhält das Triodensystem einer PCL 85, die als Bildsperrschwinger arbeitet. Damit ist der Sperrschwinger weitgehend unempfindlich gegen Netzspannungsschwankungen.

Motor-Senderschnellwahl für VHF und UHF

Die neue Motor-Senderwahl „Multimat“ von Grundig arbeitet mit zwei Motoren und bietet erstmals den Bedienungskomfort einer Programmschnellwahl auch für mehrere UHF-Sender durch einfachen Tastendruck. Alle am Empfangsort einwandfrei zu empfangenden Sender, gleichgültig ob im UHF- oder VHF-Bereich, kann man mit dem „Multimat“ schnell nacheinander auf dem Bildschirm erscheinen lassen, nachdem man sie einmalig beim Aufstellen des Empfangsgerätes vorgewählt hat.

Sieht man sich die Bedienungsleiste dieser Luxusgeräte näher an, so fällt sofort das Fehlen der Kanalwählerknöpfe auf. Lediglich

die beiden Linearskalen für VHF und UHF sind vorhanden und zeigen an, welcher Kanal eingestellt ist. Neben einer VHF-Taste sind noch drei UHF-Tasten angeordnet. Durch einen Handabstimmknopf lassen sich drei beliebige UHF-Kanäle für die drei UHF-Tasten vorwählen, die beim Drücken der einzelnen UHF-Tasten über einen Motorantrieb eingestellt werden. Die Voreinstellung der VHF-Kanäle erfolgt an einer an der Empfänger-rückseite angebrachten Wählscheibe durch Einrasten von Stellschrauben für die gewünschten Kanäle. Beim Drücken der



Wählscheibe zur Einstellung der VHF-Kanäle bei der Motor-Senderschnellwahl von Grundig

VHF-Taste oder der entsprechenden Taste des Fernreglers schaltet sich dann der gleichfalls motorisch angetriebene VHF-Tuner nicht von Kanal zu Kanal durch, sondern bleibt nur auf den vorgewählten Kanälen stehen.

Um auch die drei ausgewählten UHF-Sender mit dem Fernregler einstellen zu können, besteht an der VHF-Wählscheibe zusätzlich noch die Möglichkeit, die Funktionen der drei UHF-Tasten auf drei beliebige unbenutzte VHF-Schalterstellungen zu übertragen. Ein Druck auf den „Multimat“-Knopf am Fernregler steuert immer zuerst den VHF-Tuner auf den nächstgelegenen vorgewählten Kanal. Ist diese Stellung erreicht und war sie für UHF vorbestimmt, so schaltet sich dann der UHF-Motor ein und bringt den UHF-Tuner in die vorbestimmte gewünschte Abstimmungslage.



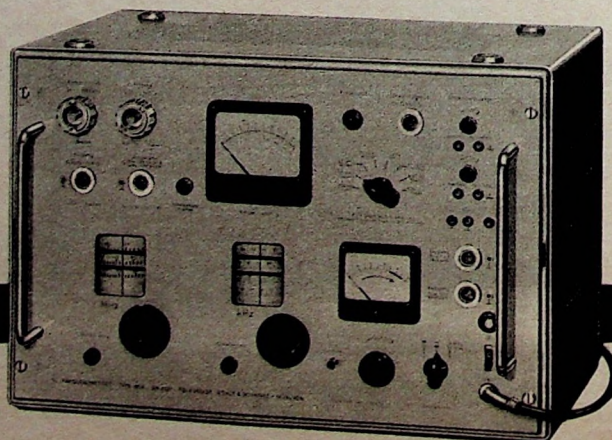
Einfacher Resonanz-Frequenzmesser WEN

10 kHz ... 30 MHz
Fehlergrenzen: $\pm 5\%$



FREQUENZ-MESSGERÄTE

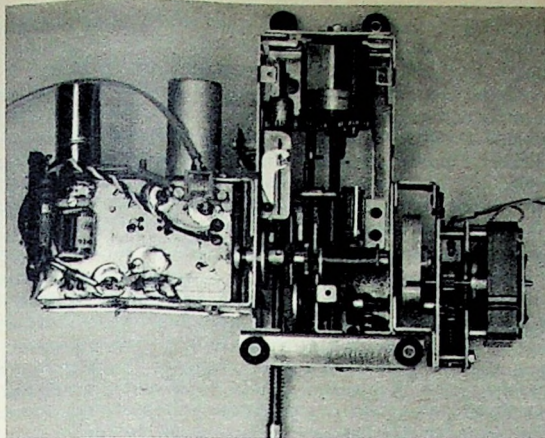
Für alle Frequenzbereiche
von 10 Hz bis 12,4 GHz lieferbar.



Überlagerungs-Frequenzmesser WIK

quarzstabilisiert,
von 10 Hz bis 1000 MHz stetig
durchstimmbar.

Fehlergrenzen: $\pm 1 \cdot 10^{-7}$



UHF-Motor-Abstimmereinheit (Grundig)

Das obenstehende Foto zeigt die komplette UHF-Motor-Abstimmereinheit. Zwischen dem Tuner (links) und dem Motor (rechts) liegt der mechanische Steuerteil. Der Motorantrieb läuft über ein Untersetzungsgetriebe zu einer Exzentrerscheibe, die eine Zahnstange bewegt und mit der Tunerachse im Eingriff steht. Der Hub der Zahnstange wird durch einen Wählknopf mit drei Stellschrauben begrenzt. Vom UHF-Handabstimmknopf können diese Stellschrauben über Zahnräder jeweils auf den gewünschten UHF-Kanal eingestellt werden, wobei die Zahnstange den Bewegungen der Stellschrauben folgt. Die Handabstimmachse muß bei der Abstimmung etwas nach vorn gezogen werden; erst dann steht sie mit der Stellschraube in Eingriff und unterbricht gleichzeitig die Stromkreise für den Motor und die magnetische Scharfabstimmautomatik. Der Wählknopf schwenkt jeweils eine der drei Stellschrauben, von denen jede einer bestimmten UHF-Drucktaste zugeordnet ist, an die Zahnstange heran. Der Antrieb für das Schwenken des Wählknopfes erfolgt über ein Kegelhäderpaar hinter dem Motor-Untersetzungsgetriebe und läuft über ein Malteserkreuz auf der Wählknopfachse.

Ultraschall-Fernsteuerung

Von verschiedenen Herstellern wurden auf der Funkausstellung neue Ultraschall-Fernsteuerungen gezeigt. Die Ultraschall-Fernsteuerung von *Nordmende* ist besonders für das tragbare Fernsehgerät „Colonel de luxe“ bestimmt. Der Geber erzeugt die Ultraschallwellen auf rein mechanischem Wege und erfordert daher keine Röhren oder Transistoren und auch keine sonstigen elektrischen Schaltteile.

Im Empfänger werden die Steuersignale mit einem Spezial-Kondensatormikrofon aufgefangen und in einem 4-Röhren-Verstärker ($2 \times EF 184$, $2 \times PCC 85$) um den Faktor 10^7 verstärkt. Die Ultraschall-Einrichtung ermöglicht das Fernsteuern der Lautstärke in drei Stufen, die Betätigung der Netz-Austaste sowie das Umschalten vom ersten auf das zweite Programm.

Der *Nordmende*-Ultraschall-Geber „Ultra de luxe“ hat drei Tasten. Zwei (I und II) sind für die Programmwahl, die dritte Taste dagegen für das Nachregeln der Lautstärke und zum Betätigen des Netz-Ausschalters bestimmt. Ein Schrittschaltwerk ermöglicht die Doppelfunktion der dritten Taste. Der Ablauf des Steuervorganges läßt sich am besten durch das stichwortartige Aufzählen einer Schaltfolge erklären. Zunächst wird das Fernsehgerät eingeschaltet und die Lautstärke wie üblich eingestellt. Das Schrittschaltwerk steht dabei in Stellung 1 (Grundstellung). Erster Druck auf die Taste: Das Schrittschaltwerk schaltet auf Stellung 2 um; der Ton wird etwas leiser. Zweiter Druck: Das Schaltwerk dreht weiter auf Stellung 3; die Lautstärke geht weiter zurück und ist jetzt leise. Dritter Druck: Das Schrittschaltwerk erreicht

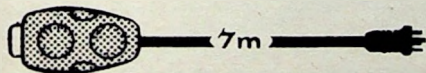


Ultraschall-Geber
„Ultra de luxe“
(Nordmende)

schaltwerk steht dabei in Stellung 1 (Grundstellung). Erster Druck auf die Taste: Das Schrittschaltwerk schaltet auf Stellung 2 um; der Ton wird etwas leiser. Zweiter Druck: Das Schaltwerk dreht weiter auf Stellung 3; die Lautstärke geht weiter zurück und ist jetzt leise. Dritter Druck: Das Schrittschaltwerk erreicht

Zubehör als Weihnachtsgeschenk

Mit wenigen Worten überzeugend erklärt und schnell verkauft ... ist das praktische GRAETZ-Fernsehgerätezubehör. Viele Kunden werden Ihnen dankbar sein, wenn Sie auf diese praktischen Weihnachtsgeschenke aufmerksam machen:



Komfort-Fernbedienung DM 26,-
Bestellwort: Blau für Markgraf, Mandarin, Maharadscha, Gouverneur und Exzellenz

Luxus-Fernbedienung DM 27,50
Bestellwort: Violett für Burggraf F 443, Kalif F 453 und Maharani F 493

Anschrubfüße für Markgraf, Gouverneur und Burggraf DM 22,50



UHF-Konverter FK 61 zum Anschluß an ältere Fernsehempfänger, gleich welchen Fabrikates, für den Empfang des 2. Programms DM 158,-



Graetz

BEGRIFF DES VERTRAUENS

TUCHEL-KONTAKT

SELBSTREINIGEND RÜTTELSICHER VERLUSTARM

sind die wesentlichen Merkmale des
Sicherheits-Kontaktes

Die Richtigkeit seines Arbeitsprinzips beweist sich ständig auf neue - von der Mikrominiatur- bis zur Steuerstrom-Technik großer Leistung. TUCHEL-KONTAKT-Einrichtungen existieren heute in vielen konstruktiven Variationen für jede Aufgabe.

TUCHEL-KONTAKT GMBH
Heilbronn/Neckar · Postfach 920 · Tel. *6001



FÜR HOHE ANSPRÜCHE
WELTBEKANNT
THROUGHOUT THE WORLD

Kondensator-Mikrophone



TYP U 67

STUDIOMIKROPHONE

Robuste Ausführungen für Rundfunk-, Schallplatten- und Filmaufnahmen.
MODELL 1961, TYP U 67

KLEINMIKROPHONE

Definierte oder umschaltbare Richtcharakteristiken. Besonders geeignet für Fernsehstudios und repräsentative Veranstaltungen

STEREOMIKROPHONE

Zwei Membransysteme und drei fernumschaltbare Richtcharakteristiken. Besonders geeignet für Intensitäts-Stereophonie

MESSMIKROPHONE

Für akustische Messungen im Frequenzbereich von 30 ... 40.000 Hz

MIKROPHONZUBEHÖR

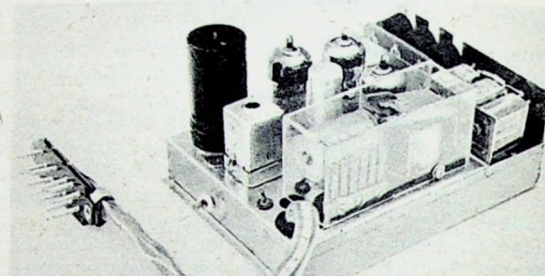
Mikrophonständer, Spezialarmaturen, Netzanschluß- und Batteriegeräte

FORDERN SIE PROSPEKTE AN · WRITE FOR YOUR COPY

GEORG NEUMANN LABORATORIUM FÜR ELEKTROAKUSTIK GMBH
BERLIN SW 61 · CHARLOTTENSTRASSE 3 · TELEFON 61 48 92

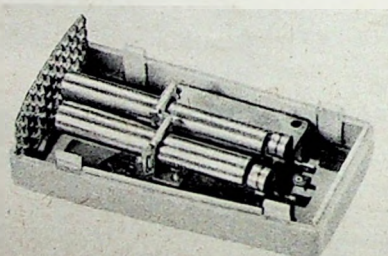
Stellung 4; der Ton ist abgeschaltet, das Bild bleibt jedoch unverändert sichtbar. Vierter Druck: Das Schrittschaltwerk gelangt in die Stellung 5; Ton und Bild sind abgeschaltet, der Bildschirm bleibt jedoch hell. Nach 15 ... 25 s wird das Gerät völlig abgeschaltet. Gleichzeitig dreht sich die Schaltwalze automatisch auf Stellung 1, so daß der Fernsehempfänger nach dem Wiedereinschalten Ton und Bild in normaler Grundeinstellung wiedergibt. Folgt der fünfte Druck auf die Geber-Taste jedoch kurz nach dem vierten Drücken (etwa innerhalb 10 ... 15 s), so dreht sich die Schaltwalze ohne Betätigen des Netzschalters auf Stellung 1.

Einige Besonderheiten weist der Ultraschall-Verstärker auf. Die erste und zweite Stufe sind mit der steilen Spannungströhrchen EF 184 bestückt. Anschließend folgen zwei Röhren PCC 85 von denen ein Triodensystem noch als gemeinsame Verstärkerröhre mit drei auf 38, 40 und 42 kHz abgestimmten Resonanzkreisen im Ausgang dient, während die drei übrigen Trioden als Schalt-röhren hinter den Kreisen arbeiten. In den Anodenkreisen der Trioden liegen Relais, die den Magnetschalter für die Programm-wahl beziehungsweise das Schrittschaltwerk auslösen.



Ultraschall-Verstärkerbaustein (Nordmende)

Die Ultraschall-Fernsteuerung von Loewe Opta ermöglicht die Umschaltung vom ersten auf das zweite Programm und umgekehrt sowie die Veränderung der Lautstärke. Der Ultraschall-Geber ist in einem Kunststoffkästchen (11 x 6 x 3,5 cm) untergebracht. Zwei Metallstäbe im Innern des Kästchens werden durch kurzes Anschlagen in Schwingungen versetzt und geben dann die ihren Abmessungen entsprechenden Frequenzen (35 und 41 kHz) ab. Die vom Geber abgestrahlten Ultraschallwellen werden von einem speziell für dieses Frequenzgebiet entwickelten statischen Mikrofon aufgenommen und in einem Transistorver-stärker verstärkt. Im Ausgang des Verstärkers liegen zwei



Der Geber der Ultra-schall-Fernsteue-rung von Loewe Opta

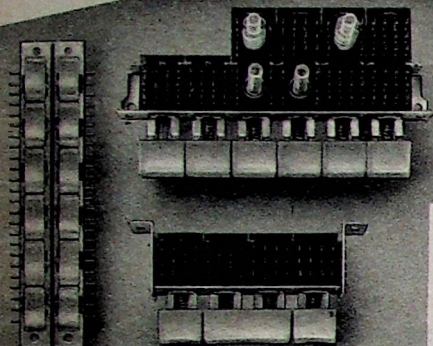
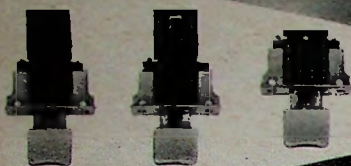
Schwingkreise, die auf die Frequenzen 35 und 41 kHz abgestimmt sind. Die an den Schwingkreisen auftretende Spannung wird zwei Schaltstufen zugeführt, die über Steuerrelais die Umschal-tung VHF/UHF beziehungsweise Laut/Leise bewirken.

Besonderheiten bei Fernsehtruhen

Bei Fernseh-Kombinationstruhen hat der Kunde oft spezielle Wünsche für die Verwendung der einzelnen Chassis. Telefunken baute daher die Fernsehtruhe „Terzola VI“ so auf, daß alle Ge-räte unabhängig voneinander eingeschaltet werden können. Da-mit ist es zum Beispiel möglich, während das Fernsehprogramm gesehen wird, Rundfunksendungen auf Tonband aufzunehmen oder das Rundfunkprogramm über einen Außenlautsprecher in ein Nebenzimmer zu übertragen.

Die Truhe enthält insgesamt fünf Lautsprecher. Zwei Tiefton-Lautsprecher sowie je ein Mittelhochton-Lautsprecher für die Stereo-Kanäle sind in dem Schallraum unterhalb des Gehäuses angeordnet. Ein Hochton-Lautsprecher liegt hinter der seitlichen Frontplakette des Fernsehempfängers. Bei Fernsehempfang sind die beiden Tiefton-Lautsprecher sowie der Hochton-Lautsprecher eingeschaltet. Dadurch ergibt sich ein von der Bildröhre aus-gehender Schalleindruck, gewissermaßen ein „sprechendes Bild“. Um diesen Effekt nicht abzuschwächen, sind die beiden Mittel-hochton-Lautsprecher bei Fernsehempfang außer Betrieb. Bei Rundfunkempfang und Schallplattenwiedergabe wird der Fern-seh-Hochton-Lautsprecher nicht benutzt, weil hierdurch der

SCHADOW-Drucktastenschalter^M



Miniaturserie

für HF-, NF- und
Meßtechnik
Geringe Bauhöhe
und Bautiefe
Tandemausführungen

Fordern Sie unseren
ausführlichen
Sammelkatalog

RUDOLF SCHADOW K.G.

BAUTEILE FÜR RADIO- UND FERNMELDETECHNIK · BERLIN-BORSIGWALDE



KONTAKT: KONTAKT 60 : 61

das zuverlässige
Kontaktreinigungs- und
Pflegemittel in der prak-
tischen Spraydose
Ein universelles
Reinigungs- und Korro-
sionsschutzmittel für neue
Kontakte sowie elektro-
mech. Triebwerkteile.
Ebenfalls in Spraydose

jetzt mit Sprühbrüchchen

KONTAKT-CHEMIE-RASTATT Postfach 52

KARLGUTH

BERLIN SO 36

Reichenberger Str. 23



STANDARD- LÖTÖSEN-LEISTEN

Abdeckleisten 0,5 mm
Lösen 3 K 2

Lochmitte: Lochmitte 8 mm

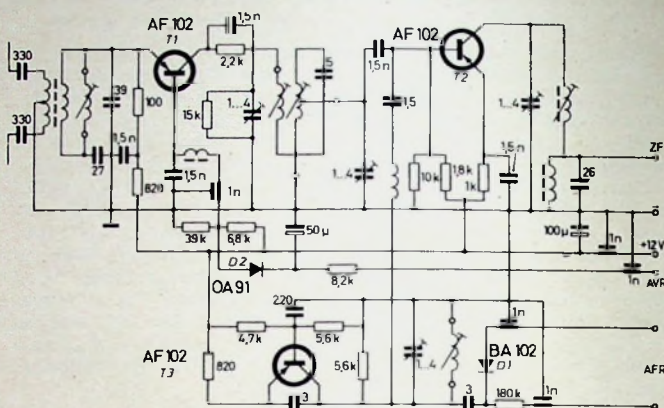
Meterware: -selbst trennbar!



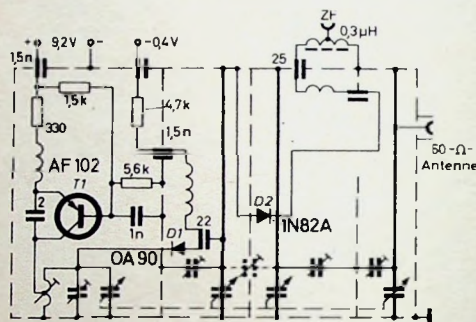
Betriebs-
Einrichtungen
PAULSCHE
Stahlblechbau
AUMENAU
Lahn

auf, die sich jedoch nicht nachteilig auswirkt. Eine Diode OA 91 (D 2) verzögert den Regeleinsatz.

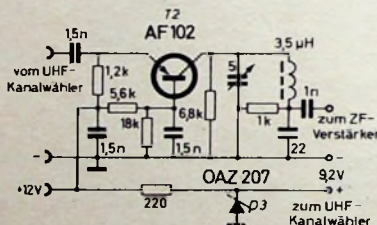
Der UHF-Tuner besteht aus einer Mischstufe mit der Mischdiode 1N82A, der Oszillatorstufe T 1 und einer zusätzlichen ZF-Stufe. Es wäre auch möglich, für die ZF-Stufe den Transistor AF 102 der Mischstufe des VHF-Kanalwählers durch Umschaltung auszunutzen. Der Oszillatortransistor T 1 schwingt auf $\frac{1}{3}$ der für die Mischung erforderlichen Frequenzen. Die Kurvenform der Oszillatorspannung wird durch die Diode D 1 (OA 90) verzerrt.



Schaltung eines VHF-Kanalwählers mit Transistoren (Demonstrationsmodell von Valvo)



Oben: Schaltung des transistorisierten UHF-Tuners



Die zusätzliche ZF-Stufe für den UHF-Tuner

Ein auf die dritte Harmonische der Oszillatorfrequenz abgestimmter Schwingkreis siebt die für den Mischvorgang benötigte, im Bereich 500 ... 850 MHz liegende Frequenz heraus. Außerhalb des UHF-Tuners liegt die erste (zusätzliche) ZF-Stufe. Auf einer Regelung dieser Stufe wurde verzichtet, da infolge des Verstärkungsverlustes in der Mischstufe nicht mit so großen Eingangssignalen an der ersten ZF-Stufe zu rechnen ist. Die Frequenzkonstanz des Oszillators wird mit der Stabilisierungsdioden D 3 verbessert.

Berichtigung

Neuartige Aussetzer-Meßanlage (Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 21, S. 763-764). Im Bild 3 auf Seite 764 muß die Diode D 4 (OA 85) umgekehrt gepolt sein.



TRANSFORMATORENBAU G. SCHÜLER, Berlin-Charlottenburg 9

Die bekannten Schüler Qualitätstrafos, Drosseln u. Spez. Ausgangstransformatoren erhalten Sie in Berlin bei der Firma:

ARLT RADIO ELEKTRONIK WALTER ARLT GMBH

Verandaabteilung Berlin-Neukölln 1, Karl-Marx-Str. 27
u. Stadtverkauf: Postfach 2 · Telefon 60 11 04
Postcheckkonto Berlin-West 197 37

Stadtverkauf: Berlin-Charlottenburg
Kaiser-Friedrich-Str. 18 · Telefon 34 66 04



**Fahre
gut-
und
höre
Becker**

becker

autoradio

Kaufgesuche

Laber-Meßinstrumente aller Art, Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Ing. Wolfg. Brunner, Kalkheim/Taunus, Im Herrwald 25, kauft Röhren aller Art gegen sofortige Kasse bei schnellster Erledigung und bittet um Ihr Angebot

Verkäufe

FUNK-TECHNIK, alle Jahrgänge ab 1947, gegen Höchstgebot abzugeben. P. P. 8382

QUARZE

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

Prospekte frei.

**Quarze vom Fachmann —
Garantie für jedes Stück!**

WUTKE-QUARZE

Frankfurt/Main 10, Hainerweg 271 d
Telefon 62268

Transistoren
Miniaturbauweise
Gedruckte Schaltungen
Transistorradiogeräte
Transistor-Bausätze u. v. a.

Verlangen Sie bitte den kostenlosen Katalog E 13

„Alles für Transistorgeräte“
Fachhändler Rabattliste anfordern

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

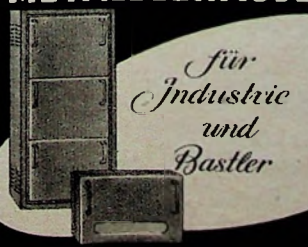
Mogler berichtet:
Die Alarmglocke ist bei veralteten Kassen meist nicht aufgegangen. Diesen gefährlichen Zustand sollten Sie sofort durch eine neue **Mogler**-Kasse mit automatischem Glockenaufzug beheben und ...

Mit **Mogler** Kassen
Diebe fassen

Abt. 188

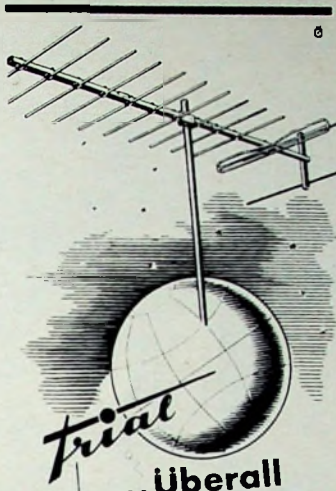
MOGLER KASSENFABRIK WEILBRUNN

METALLGEHÄUSE



für
Industrie
und
Bastler

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



trial
...Überall

Für UHF

Frequenz-Umsetzer
Kpl. mit Netzteil
für 1-4 Teiln. DM 210,— br.
für 4-10 Teiln. DM 310,— br.
Neueste Ausführg. EC 88 EC 86

Filter-Antennen B IV-V
mit Filter B III
11 Elemente DM 48,— br.

Koaxialkabel
Musterralle 91 Meter
DM 42,— franko

Bitte Angebot anfordern

Dr. Th. DUMKE KG · RHEYDT

Postfach 75

Unterricht



Ihre
eigene
Funkstation

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

Institut für Fernunterricht

Bremen 17, Postfach 7026 Abt. V8 35

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

Der

Aclt - Bauteile - Katalog 1962

ist soeben erschienen.

Auf 416 Seiten zeigt sich hier wieder einmal, was unsere erfahrenen Kunden schon seit mehr als 30 Jahren wissen:

ARLT HAT EINE RIESEN-AUSWAHL AN EINZELTEILEN

Der Katalog bringt in übersichtlicher Form — nach Warengruppen geordnet — einen Querschnitt durch das Fertigungsprogramm unserer führenden Herstellerfirmen für elektronische Bauteile.

Alles, was den Funkamateure, Techniker und Wissenschaftler, den Betriebskäufermann u. den Industrie-Einkäufer interessiert, ist in diesem Katalog enthalten.

Die Schutzgebühr beträgt DM 2,50. Die Gesamtkosten betragen bei Nachnahme-Versand DM 3,75 und bei Vorkasse DM 3,20. Ausland nur Vorkasse DM 3,50.

Neben den günstigen Angeboten in unserem Katalog empfehlen wir noch besonders die nachstehenden Sonderangebote:

Tonbandköpfe, Telefunker
Kombikopf, Halbspur 4,95 | Löschkopf, Halbspur 2,95
Kombikopf, Vierspur 6,75 | Löschkopf, Vierspur 3,75

Drehkondensatoren, besonders preiswert (Industrierestposten)
2x500 pF, Feintrieb 6:1, 64x50x36 mm 2,75
410+149 pF, Feintrieb 4:1, 56x47x32 mm 2,75
3x298 pF, kugellagert, 76x74x35 mm 2,75
2x298 pF + 1x5,5 pF + 2x10 pF, Feintrieb 4:1, 60x40x35 mm 3,95

Besonders preiswerte Lautsprecher
130 mm Ø, 3 W, auf Schallwand 5,95
155x95 mm, 3 W 5,95
210x150 mm, 4 W, auf Schallwand 12,50
57 mm Ø, Höhe 30 mm, 0,5 W, 10 Ω 5,75

Drucklastenschalter
5 Tasten (4x Bereich, 1x Aus) 2,50
7 Tasten (4x Bereich, 2x Klang, 1x Aus) 2,50
8 Tasten (4x Bereich, 3x Klang, 1x Aus) 2,50
3 Schiebelasten (2x2 Arb.-Kont., 1x Leer) 0,75
5 Schiebelasten (4x1 Umsch.-Kont., 1x Aus) 2,—

Rundfunkgleichrichter
AEG E250 C120 L 2,75
AEG E250 C220 L 3,95
AEG B250 C90 L 3,95
Siemens SSF B125 C160 3,50

Potentiometer m. Sch.
0,5 MΩ log 1,50
1 MΩ log 1,50
1,3 MΩ log m. Anz. 1,50

Doppelpotentiometer
1 MΩ log + 1,3 MΩ log 0,95

Drahtpotentiometer
1,5 KΩ, 2,5 W 1,20

Schaltbuchsen
1 Umsch.-Kontakt 0,60
2 Umsch.-Kontakte 0,75

Lautsprecher-Abdeckgitter
goldbraun, 205 x 90 mm 0,65



Einzelhändler fordern bitte unsere Röhren-Netto-Preisliste an.

ARLT RADIO ELEKTRONIK WALTER ARLT GMBH

Düsseldorf 11, Friedrichstr. 61a, Postfach 1406
Berlin-Neukölln 1, Karl-Marx-Str. 27, Postf. 2
Stuttgart-W, Rotebühlstraße 93

IHRE GROSSE CHANCE!

Radio-, Elektronik- und Fernsehfachleute werden immer dringender gesucht. Unsere modernen Fernkurse in Elektronik, Radio- und Fernsehtechnik mit Abschluszeugnis, Aufgabenkorrektur und Betreuung verhelfen Ihnen zum sicheren Vorwärtkommen im Beruf. Getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene, sowie Radio-Praktikum und Sonderlehrbriefe.

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK
Ingenieur Heinz Richter · Günterling/Post Mechendorf · Pilsensee/Obb.

Eine neue Röhrentechnik:

VALVO NUVISTOREN



Für den Aufbau elektronischer Systeme eröffnen sich jetzt neue Wege durch Verwendung von VALVO-Nuvistoren, die die kleinen Abmessungen des Transistors mit den vorteilhaften Eigenschaften der Elektronenröhre verbinden.

Nuvistoren sind Spezial-Verstärkerröhren, die in einer neuartigen Metall-Keramik-Technik ausgeführt sind. Ihr Elektrodensystem ist coaxial aufgebaut. Jede Elektrode bildet eine starre Einheit mit einem kegel- oder scheibenförmigen Träger, der mit drei Halterungsstiften in der Keramik-Sockelplatte verankert ist. Die Elektroden sind leichte, freitragende Zylinder. Mit dieser Konstruktion erhält man sehr stoß- und vibrationsfeste Röhren, die gleichzeitig sehr gute Isolationseigenschaften während der Lebensdauer haben.

Die Nuvistoren können bei hohen Umgebungstemperaturen betrieben werden, wozu auch die Ausführung des Röhrenkolbens aus Stahlblech beiträgt. Es liegt im Wesen der Nuvistor-Konstruktion, daß diese Röhren mit geringen Exemplarstreuungen und engen Toleranzen der elektrischen Werte gebaut werden können.

Nuvistor-Triode 7586

Kenndaten:

$U_a = 26,5$	75 V
$J_a = 2,8$	10,5 mA
$S = 7,0$	11,5 mA/V
$\mu = 31$	33

Heizung:
indirekt durch Wechsel-
oder Gleichstrom,
Parallelspeisung
(≈ 140 V)

