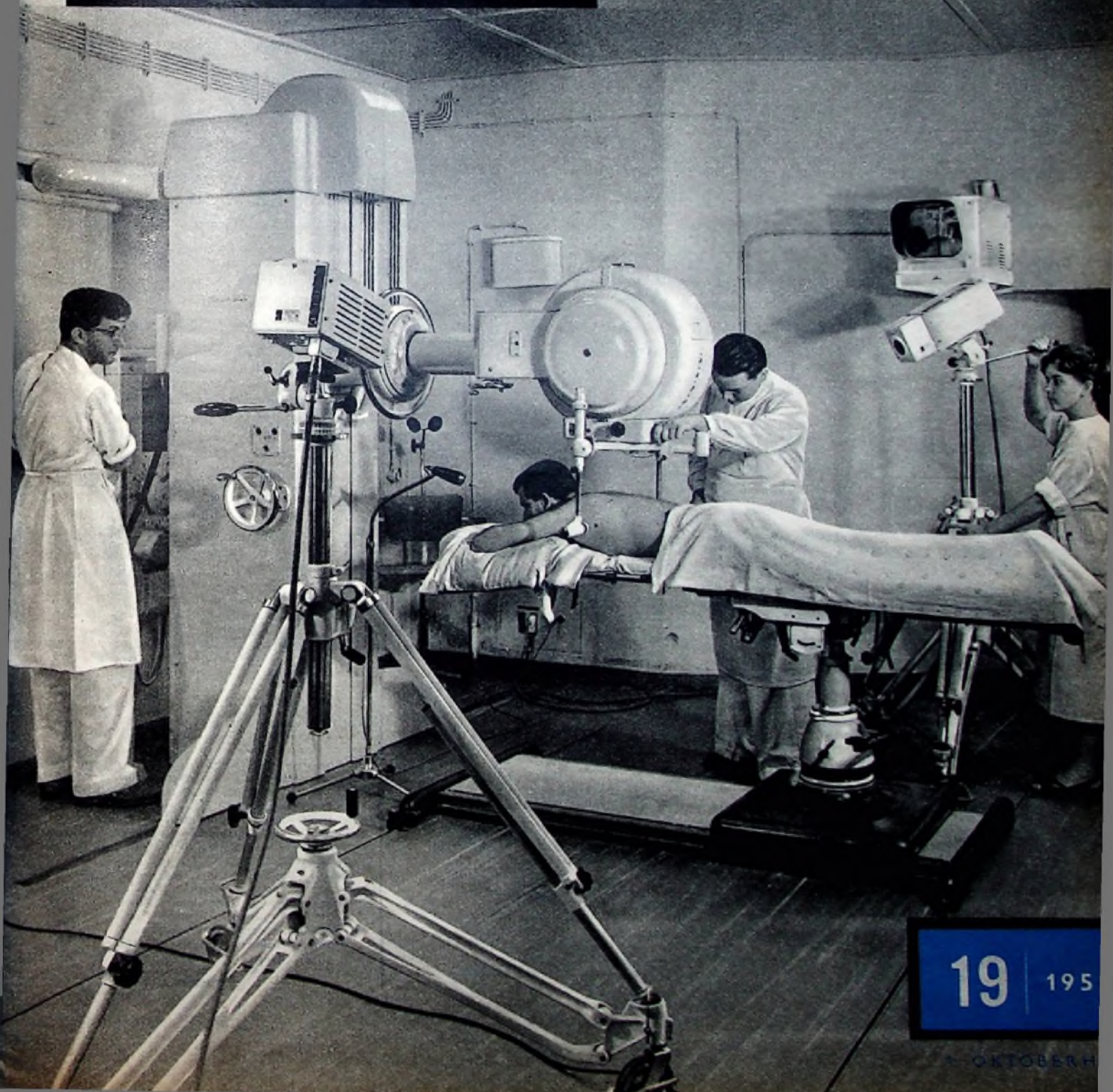


BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



19 | 195

OCTOBER

1. OKTOBERHEFT 1958

Jahrestagung der Fachabteilung Schwachstromtechnische Bauelemente

Am 2. und 3. Oktober 1958 hält die Fachabteilung Schwachstromtechnische Bauelemente im ZVEI in Bad Wiessee/Tegeernsee ihre Jahresmitgliederversammlung ab. Die reichhaltige Tagesordnung enthält als besonderen Punkt auch die Frage der Beteiligung der Mitgliedsfirmen an der Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung 1958 in Frankfurt a. M.

Ampex-Vorführung auf der photokina

Auf der zur Zeit in Köln stattfindenden photokina wird auf dem Siemensstand ein Ampex-Gerät für magnetische Bildaufzeichnung (s. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 21, S. 729-730) vorgeführt. Die Siemens & Halske AG hat seit einiger Zeit die Umarbeitung von Ampex-Geräten auf die europäische Fernsehnorm übernommen.

Besuch in der amerikanischen Elektroindustrie

Im Einvernehmen mit dem Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) führen das Rationalisierungskuratorium der Deutschen Wirtschaft (RKW) und der Wirtschaftsdienst Studienreisen der Hapag-Lloyd-Organisation Frankfurt/M., Kirchnerstr. 4, vom 9. bis 29. November 1958 eine Reise zum Studium des Managements und der technischen Ausrüstung in Mittel- und Großbetrieben der amerikanischen Elektroindustrie durch. Den Besuchern der etwa 15 bis 20 namhaften Firmen in den USA werden Einblicke in die inner- und außerbetriebliche Organisation, in Fertigungsverfahren, Produktionskontrolle, Verkaufs- und Vertriebsmanagement usw. gewährt. Der Preis der Reise beträgt je Person 6325 DM. Ein genaues Programm mit allen Einzelheiten und Bedingungen ist beim Wirtschaftsdienst Studienreisen unmittelbar erhältlich.

Zusammenarbeit auf dem Elektronenröhren-Gebiet

Gemeinsam mit den niederländischen Philips-Glühlampenfabriken und der französischen Firma La Radiotechnique hat die Valvo GmbH eine Gesellschaft mit Sitz in Luxemburg zur Förderung der internationalen Zusammenarbeit

auf dem Gebiet der Elektronenröhren und des Zubehörs gegründet. Die Gesellschaft soll die Gründung nationaler Erzeugerverbände von Elektronenröhren und deren Zusammenschluß in einem internationalen Verband fördern und die Zusammenarbeit zur Standardisierung und Rationalisierung der Bezeichnungen von Elektronenröhren betreiben.

Hausbesitzer muß Fernsehantenne dulden

Kürzlich entschied das Amtsgericht München, daß ein Hausbesitzer die Anbringung einer Fernsehantenne durch seine Mieter dulden muß. Unter Umständen kann er lediglich den Ort bestimmen, an dem sie angebracht werden soll. Dem Urteil liegt die Klage eines Mieters gegen die Hausbesitzerin zugrunde, die die angebrachte Fernsehantenne nach wenigen Tagen vom Dach gerissen hatte, da der Mieter vorher nicht um Genehmigung nachgefragt hatte. Im Verlaufe des Prozesses wollte die Hausbesitzerin den Mieter veranlassen, auf eigene Kosten eine Gemeinschaftsantenne mit Verstärker zu errichten an der dann später andere Mieter gegen Kostenanteil ihre Fernsehgeräte anschließen könnten. Das Gericht stellte eindeutig fest, daß eine solche Regelung für den ersten Fernsehteilnehmer eines Hauses unzumutbar sei. Solange die Hausbesitzerin sich nicht entschließen kann, eine Gemeinschaftsantenne — die Kosten würden auf die beteiligten Mieter umgelegt — anzulegen, müßte sie es in Kauf nehmen, wenn mehrere Einzelantennen auf dem Dach angebracht werden.

Vier Preisklassen für Teldec Stereo-Schallplatten

Das Startprogramm der Teldec umfaßt 25 Stereo-Aufnahmen der Marken Telefunken, Decca und RCA. Die vier Preisgruppen unterteilen sich in Stereo-Klassik (30 cm und 25 cm) für 32 DM bzw. 22 DM und Stereo-Tanz- und -Unterhaltungsmusik (30 cm und 25 cm) für 22 DM bzw. 18 DM. Außerdem gab Teldec die erste deutsche Stereo-Demonstrationsplatte, die zunächst für Händler, Institute und Archive gedacht ist, als 30-cm-Langspielplatte (24 DM) heraus, um dem Hörer einen Eindruck von den Klangmöglichkeiten der Stereophonie zu vermitteln.

Die ersten Stereo-Schallplatten von Philips

Der Oktober-Prospekt der Philips-Schallplatte stellt die erste Serie von Stereo-Schallplatten vor, die u. a. Aufnahmen von ausgewählten Werken der klassischen und neueren Musikliteratur sowie auch Folgen populärer Musikstücke enthält. Die Stereo-Platten mit klassischer Musik (30 cm) kosten 32 DM, die Platten mit populärer Musik (30 cm) 26 DM.

„EL 3515“, ein neues Magnetongerät

Anfang Oktober beginnt die Deutsche Philips GmbH mit der Auslieferung eines neuen preiswerten Magnettonkoffers „EL 3515“. Das Gerät arbeitet mit 9,5 cm/s (50/14 000 Hz; Misch- und Mißhörmöglichkeit; automatische Band-Endabschaltung; Fernsteuerung; dreistufiger Verstärker mit 2,5 W Ausgangsleistung).

Drei neue Tonbandgeräte von Telefunken

Telefunken stellte auf der Deutschen Industrieausstellung Berlin 1958 u. a. drei neue Magnettongeräte aus, und zwar das „M 23“ (Studio-Tonbandgerät; 9,5 und 19 cm/s; Halbspur; 30/15 000 Hz bei 9,5 cm/s und 30/20 000 Hz bei 19 cm/s; Tonhöhenabweichungen $\pm 30/00$ bei 19 cm/s und $\pm 1,50/00$ bei 9,5 cm/s; Störspannungsabstand bezogen auf Vollaussteuerung 46 dB; Klirrfaktor bei Vollaussteuerung 5% bei 9,5 cm/s und 3% bei 19 cm/s; Bandzählwerk; automatischer Band-Endabschalter), ferner das „Magnetophon 85 Stereo“ (Heim-Magnetophon; 9,5 cm/s und 19 cm/s; Halbspur; 30/15 000 Hz bei 9,5 cm/s und 30/20 000 Hz bei 19 cm/s; Tricktaste) und das „Magnetophon 75“ (Weiterentwicklung des „KL 65“).

Neue Fernsehempfänger

Auf der Deutschen Industrieausstellung Berlin 1958 wurden von einigen Firmen neue Fernsehempfänger vorgeführt, so zum Beispiel von der AEG die Empfänger „Visavox FE 953 T“ (Tischgerät; 53-cm-Bildröhre; 20 R₀ + 4 Ge-Dioden + Tg); Abstimmanzeige mit PM 84; elektronisch gesteuerte Feinabstimmung; Helligkeits- und Kontrastautomatik; 5-stufiges Drucktastenregister; gedruckte Schaltungsgruppen; herausschwenkbare Vertikalchassis; Fernbedienung; Tonbandanschluß. „Visavox FE 953 S“ (Standgerät) mit gleichen technischen Daten) und „Visavox PE 1053 T“ (Tischgerät; 53-cm-Bildröhre; 17 R₀ + 5 Ge-Dioden + Tg); elektronisch gesteuerte Feinabstimmung; Helligkeits- und Kontrastautomatik; Sprache/Musikschalter; gedruckte Schaltungsgruppen; herausschwenkbare Vertikalchassis; Fernbedienung; Tonbandanschluß. Telefunken zeigte u. a. die neuen Fernsehempfänger „FE 16/53 S“, „FE 16/53 T“ und „FE 17/53 T“, deren technische Daten etwa den vorgenannten AEG-Empfängern entsprechen.

PC 86

Die neue UHF-Trilode PC 86 (s. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958), Nr. 13, S. 438-441 und Nr. 14, S. 576-578) wird außer von Siemens, Telefunken und Valvo auch von der Standard Elektrik Lorenz hergestellt.

FT-Kurznachrichten	638
Die große Stereo-Schau in Berlin	641
Zur Stereo-Wiedergabe	642
Drehmelder und ihre Anwendungen (1) ..	644
Aus dem Ausland	646
Meßgerät für Permeabilität und Verluste von Ferriten bei höheren Feldstärken ..	647
Persönliches	649
Von Sendern und Frequenzen	649
Zur Berechnung von Breitbandverstärkern ..	650
Unsere Leser berichten	
Löten, aber richtig	651
Ein Liliput-Foniesender	651
Für den KW-Amateur	
Die Bemessung von Sender-Endstufen ..	652
Ein wenig bekanntes Verfahren zur Bestimmung der Güte von Schwingungskreisen	657
Für den Anfänger	
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (2)	660
Aus Zeitschriften und Büchern	
Rundfunkwellen speisen Transistorschaltungen	664
Hochselektive Niederfrequenzkreise mit Transistoren	666

Unser Titelbild: Einsatz einer industriellen Fernsehkamera bei der Behandlung mit einer 2000-Curie-Kobalt-Strahleranlage „Gamma-tron“ der Siemens-Reiniger-Werke AG im Strahleninstitut des Stadt Krankenhauses Berlin-Maabit Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen FT Schwahn (1); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelberg, Rehberg, Schmidtke, Schmah, Siraube) nach Angaben der Verleger. Seiten 639, 640, 654, 655, 659, 661, 667, 669 und 670 ohne redaktionellen Teil.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-167, Telefon Sammel-Nr. 49 23 31. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 01 84352. Fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Hasselhorst; Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckkonto Berlin-West Nr. 24 93. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Satz: Druckhaus Tempelhof, Berlin. Druck: Elsnerdruck, Berlin SW 68.



„PE Musical 99 V Stereo“ ist die Typenbezeichnung eines neuen, interessanten Verstärker-Phonokoffers von Pergeluum-Ebner. Der eingebaute vollautomatische Stereo-Plattenwechsler spielt in gemischter Reihenfolge beliebige Schallplattengrößen zwischen 16 cm und 30,5 cm Durchmesser ab, und zwar lassen sich sowohl Stereo-Schallplatten als auch Langspielplatten und Normalplatten abspielen. Der für zwei Kanäle ausgelegte Verstärker hat eine Ausgangsleistung von 2 x 2,5 W. Im geteilten Deckel des Koffers sind zwei Lautsprecher untergebracht, die bei Stereo-Wiedergabe in einem Abstand von 1,5 m aufzustellen sind. Bei monoauraler Wiedergabe ist ein Auseinandernehmen des

Deckels nicht erforderlich. Das neue Stereo-Programm der Firma enthält außerdem zwei Stereo-Plattenwechsler und drei stereofähige Verstärker-Phonokoffer, bei denen für Stereo-Wiedergabe eine Steckbuche für Anschluß eines zweiten Verstärkers eingebaut ist.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

**FUNK-
TECHNIK**
FERNSEHEN · ELEKTRONIK

Deutsche Industrieausstellung 1958

Die große Stereo-Schau in Berlin

Als einzige öffentliche Ausstellung zeigte die Deutsche Industrieausstellung Berlin 1958 in diesem Jahr in geschlossener Form das Angebot der Rundfunk-, Fernseh- und Phonaindustrie. Aus guten Gründen hat die Industrie beschlossen, nur alle zwei Jahre eine Große Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung zu veranstalten. Diesmal hat sich aber eindeutig gezeigt, daß eine neue Technik auch einer in den Jahren zwischen den Funkausstellungen liegenden Ausstellung ihre große Bedeutung für die Branche geben kann. Alle maßgebenden Firmen der Radio- und Fernsehindustrie zeigten in Berlin auf repräsentativen Ständen ihr vollständiges und stark beachtetes Angebot. Um so bedauerlicher ist es, daß gerade in diesem Jahr die Hersteller von Phonogeräten — soweit sie nicht auch Gerätehersteller sind — in Berlin nicht vertreten waren. Die Besucher haben sie offenbar auch vermißt, wie zahlreiche Fragen nach den Ständen dieser Firmen bewiesen.

Die Berliner Ausstellung stand ganz im Zeichen der Stereophonie. Manche Aussteller waren überrascht, welch lebhaftes Interesse diese neue Technik beim breiten Publikum fand. Wo man auch hinhörte, Stereophonie war Thema Nummer eins. Wesentlich trug mit dazu bei, daß die meisten Schallplattenfirmen in diesen Tagen ihr Startprogramm in Stereo bekanntgaben, so daß nun jedermann Gelegenheit geboten ist, persönlich an diesem neuen Erleben der Musik teilzuhaben. Die neunte Deutsche Industrieausstellung wird einmal in die Geschichte als der Tag eingehen, an dem die Stereophonie in Deutschland aus der Taufe gehoben wurde.

Der gute Eindruck von der Qualität der stereophonischen Übertragung hat verständlicherweise immer wieder die Frage laut werden lassen, wann auch der Rundfunk sich dieser Technik bedienen wird. Noch ist es nicht soweit. Die Rundfunkanstalten werden sich aber sehr intensiv mit dieser Frage beschäftigen müssen, wenn sie nicht ins Hintertreffen geraten wollen. Gewiß, die zu lösenden Fragen sind nicht einfach, denn es kommen ausschließlich Verfahren in Betracht, die mit nur einem HF-Träger arbeiten und außerdem unbedingt kompatibel sein müssen, um auch mit Empfängern bisheriger Bauart UKW-Empfang ohne Qualitätseinbuße zu ermöglichen. Der offenen Fragen sind zwar noch viele, aber möglicherweise wird die Funkausstellung im nächsten Jahr schon neue Wege erkennen lassen. Warten wir ab.

„Stereo muß man hören“, diese Forderung kann man nicht nachdrücklich genug erheben, und der Erfolg steht und fällt mit der richtigen Vorführung. Zwei führende Hersteller hatten in klarer Erkenntnis der Dinge im firmeneigenen Pavillon beziehungsweise in einem Pavillon am Platz der Nationen auf dem Ausstellungsgelände die notwendigen Voraussetzungen für Stereo-Demonstrationen geschaffen. Was man dogen in der Rundfunkhalle hörte, war nur eine ins Gigantische gesteigerte Kakophonie mit einem fast die Schmerzschwelle erreichenden Pegel. So geht es nicht! Und man hat dem Stereo-Gedanken mit dieser Art Vorführung einen schlechten Dienst erwiesen, denn das neuartige Klangerleben ging in der Rundfunkhalle in der Fülle von „Musik“ unter. Wer nur hier Gelegenheit hatte, Stereo-Vorführungen zu hören, der mag wohl unbefriedigt und ohne innere Einstellung zu dieser neuen Technik nach Hause gegangen sein. Darum tut für die Zukunft Abhilfe dringend not. Bis zur nächsten Funkausstellung sind noch rund zehn Monate. Mögen die Verantwortlichen schon jetzt daran denken, für Frankfurt die notwendigen Voraussetzungen zu schaffen. Eine „audio hall“ mit gegeneinander schallisolierten Vorführräumen ist eine *conditio sine qua non*. Und vergesse man auch nicht, daß in sieben Monaten in Hannover ähnliche Probleme auftreten werden.

Was zeigte nun Berlin? Die Skala der angebotenen Geräte umspannte nach Qualität, Ausstattung und Preis einen weiten Bogen. Man sah ausgesprochene Spitzenleistungen, die mit Erfolg unter Hintansetzung des technischen Aufwandes (und damit des Preises) ein Maximum an Qualität erreichten und ein eindrucksvolles Bild von dem gaben, was Stereophonie zu bieten vermag. Daneben standen gut durchentwickelte Anlagen mit annehmbarer Relation zwischen Preis und Leistung. Ganz vereinzelt sah man aber auch — bescheiden im Hintergrund gehalten — Lösungen, die besser sofort wieder in der Versenkung verschwänden. Eigentlich sollte sich inzwischen bis in den letzten Winkel herumgesprachen haben, welche unabdingbaren Forderungen die Stereophonie stellt. Gewisse technische Dinge sind nun einmal notwendig, und davon befreit auch die Beredsamkeit eines Demosthenes nicht. Es wird wohl ein ewiges Geheimnis bleiben müssen, wie beispielsweise der technische Laie zwei getrennte Lautstärkereger bedienen und dabei einen vernünftigen Stereo-Eindruck erreichen soll. Hüten wir uns davor, im Zeitalter des Bedienungskomforts und der Automatisierung in der Bedienung komplizierte Geräte zu bauen. Der Kunde kauft keine Technik, sie darf für ihn nur Mittel zum Zweck sein.

Die Schaltungstechnik der erst zu nehmenden Geräte zeigt gemeinsame Lautstärkereger und Klangregler für beide Kanäle. Auch der Mittenregler fehlt durchweg nicht, denn er hat nicht nur die Aufgabe, Pegelunterschiede auszugleichen, sondern ist ein notwendiges Hilfsmittel, um im Wiedergaberaum den Mitteneindruck innerhalb gewisser Grenzen den örtlichen Gegebenheiten anpassen zu können. Die Endstufen sind zu einem großen Teil in Gegentakt-Schaltung ausgeführt und arbeiten bei monauraler Wiedergabe gleichphasig parallel. Die Anschlüsse für Tonabnehmer, Magnetlagergerät und Lautsprecher bedürfen nach der Verbesserung und Vereinheitlichung. Man sollte sich überlegen, ob es nicht zweckmäßig ist, beispielsweise für Stereo-Magnetlagergeräte eine neue Flanschbuchse einzuführen, um eine Vertauschung beider Kanäle unmöglich zu machen. Ebenso scheint es zweckmäßig, als Anschlußbuchse für die Außenlautsprecher unverwechselbare Ausführungen zu wählen, um stets phasenrichtigen Anschluß zu gewährleisten. Nach so guter Beschriftung gibt keine Gewähr dafür, daß ein versehentlich herausgezogener Stecker auch wieder richtig eingeführt wird. Hier ist Vereinheitlichung dringend zu empfehlen, wenn man mit Rücksicht auf die fortschreitende Entwicklung heute noch nicht normen will.

Besondere Aufgaben ergeben sich für Industrie und Handel bei der Umstellung bereits vorhandener Truhen auf Stereo-Wiedergabe. Einige bereits gezeigte oder angekündigte Modelle von Zusatzverstärkern sind akzeptabel, zum Teil in ihrer Konzeption ausgesprochen gut. Welche Vorschläge die Hersteller im einzelnen zu machen gedenken, bleibt abzuwarten. Auf jeden Fall wird dieses Problem für den Handel mehr und mehr an Aktualität gewinnen. Überhaupt stellt die Stereo-Technik den Fachhändler vor neue Aufgaben. Im Gegensatz zum Rundfunkgerät und zur Musiktube bisheriger Art muß man bei Stereo-Anlagen mehr zum Prinzip der individuellen Ausstattung übergehen, weil verschiedenartige Wohnräume auch verschiedenartige Ausstattungen mit Zusatzlautsprechern usw. erfordern. Der Händler muß deshalb mehr als in der Vergangenheit wieder Techniker werden, um seinen Aufgaben gerecht werden zu können.

Mit der Eröffnung der Deutschen Industrieausstellung Berlin 1958 hat die Stereophonie ihren Weg in der Öffentlichkeit begonnen. Es war kein zaghaftes Schreiten, sondern mehr ein kräftiger Paukenschlag. Die technischen Probleme sind grundsätzlich gelöst; der Weg ist klar. —th

Zur Stereo-Wiedergabe

Die Stereo-Technik wirft auf der Wiedergabeseite eine Reihe von Problemen und Fragen auf, die sorgfältiger Behandlung bedürfen, um den Möglichkeiten dieser neuen Technik gerecht zu werden. Einige dieser Probleme betreffen die Eigenschaften des Wiedergaberäumes und die zweckmäßige Aufstellung der Stereogeräte nebst Zusatzlautsprechern. Dabei sind bestimmte Anforderungen zu erfüllen, wenn optimale Wiedergabequalität erreicht werden soll. Die nachstehenden Ausführungen sollen hierfür einige Richtlinien und Anregungen geben, um nach Möglichkeit Mißerfolge und Zeitverlust von vornherein zu vermeiden.

Als besonderer Vorteil der Stereophonie wird oft die Möglichkeit der Ortung, das heißt der Richtungsbestimmung des einfallenden Schalles, genannt. Für bewegte Schallquellen ist das ohne Frage richtig. Man sollte aber stets bedenken, daß man es bei der Wiedergabe von Stereo-Schallplatten im allgemeinen nicht mit bewegten, sondern mit ruhenden Schallquellen zu tun hat. Die Ortung kann und darf deshalb nicht Selbstzweck, sondern nur Mittel zum Zweck sein, nämlich einer Verbesserung des Wiedergabeeindrucks. Hier ist die Stereophonie berufen, Hervorragendes zu leisten, denn sie gibt der Musik eine Durchsichtigkeit (Transparenz), die bei Einkanal-Wiedergabe und bei Anordnungen mit Pseudo-Stereo-Effekten grundsätzlich niemals zu erreichen ist. Wie im Konzertsaal, kann man sich bei stereophonischer Wiedergabe auf jedes beliebige Instrument oder jede Instrumentengruppe konzentrieren, und bei der Wiedergabe eines Gesangsstückes mit Orchesterbegleitung nimmt beispielsweise die Wortverständlichkeit erheblich zu, weil man seine ganze Aufmerksamkeit auf den gesungenen Text richten kann. Die Erfahrung hat gezeigt, daß auch bei Stereo-Wiedergabe nur eines Instrumentes (zum Beispiel Klavier) oder eines einzelnen Sprechers ein merkbar besserer Höreindruck entsteht. Offenbar deshalb, weil die „Atmosphäre“ des Aufnahmegebietes bis zu einem gewissen Grade in den Wiedergaberaum übertragen wird.

Alle diese Möglichkeiten lassen sich aber nur erreichen, wenn gewisse technische Voraussetzungen auf der Wiedergabeseite erfüllt sind. Dabei ist als selbstverständlich vorausgesetzt, daß die Aufzeichnung auf dem Tonträger selbst sowohl technisch als auch künstlerisch einwandfrei ist. Die Schallplattenhersteller nehmen bei der Aufnahme bereits durchweg darauf Rücksicht, daß die Wiedergabe in Räumen begrenzten Volumens (normale Wohnräume) und nicht in Sälen erfolgen soll. Über die grundsätzlichen Anforderungen an die Wiedergabetechnik ist bereits ausführlich in der FUNK-TECHNIK berichtet worden¹⁾. Es sollen deshalb hier nur die mit dem Wiedergaberaum und der Anordnung der Lautsprecher zusammenhängenden Fragen diskutiert werden.

Der Wiedergaberaum

Die bisherigen Erfahrungen haben gezeigt, daß stereophonische Wiedergabe eine gewisse Mindestgröße des Wiedergaberäumes voraussetzt. In Kleinstwohnungen und in Wohnküchen kommt die Stereophonie nicht voll zur Geltung, und es lassen sich höchstens pseudo-stereophonische Eindrücke erreichen. Bei den üblichen Höhen der Zimmer liegt die Mindestgröße bei

etwa 15 m² Grundfläche, und 12 m² scheinen die untere Grenze zu sein; Räume mit 20 ... 25 m² Grundfläche bieten selbstredend bessere Möglichkeiten. Der Grundriß sollte möglichst quadratisch sein, denn lange und schmale Räume bringen oft unüberwindbare akustische Schwierigkeiten mit sich.

Die Akustik des Wiedergaberäumes entspricht am besten der üblich ausgestatteter Wohnräume, das heißt, die Nachhallzeit darf nicht zu lang sein. Ein weicher Fußbodenbelag (Teppich) ist deshalb in jedem Fall zu empfehlen. Die Ausstattung des Raumes mit Gardinen, Vorhängen und

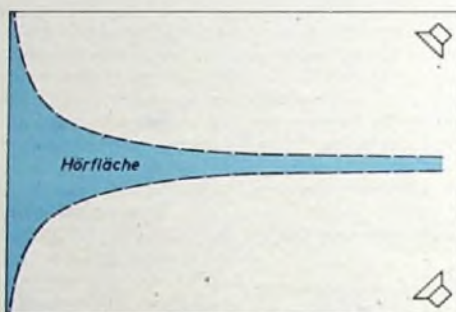


Bild 1 Stereo-Wiedergabe mit nur zwei Lautsprechern ergibt eine schmale Fläche guter Hörsamkeit

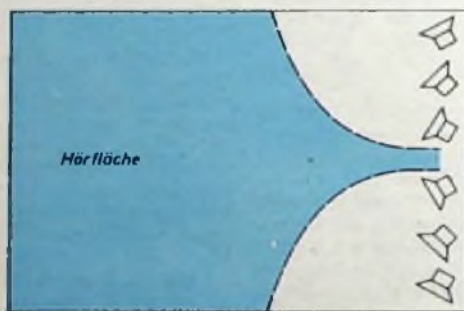


Bild 2. Mit mehreren Lautsprechern in einer Ebene läßt sich die Hörfläche erheblich verbreitern

Polstermöbeln trägt mit dazu bei, unerwünschte Raumreflexionen zu unterdrücken und gibt gleichzeitig dem Wiedergaberaum einigermaßen konstante akustische Verhältnisse, so daß - ohne Rücksicht auf die Anzahl der im Raum anwesenden Personen - stets gleichbleibende Wiedergabeverhältnisse zu erwarten sind. Es ist von Vorteil, wenn der Raum symmetrisch bezüglich der akustischen Eigenschaften der Begrenzungswände ist.

Sind bei schlechten raumakustischen Verhältnissen gewisse Korrekturen notwendig - für die Vorführräume beim Handel wäre ein solcher Fall denkbar -, dann sollte man sie dezent und möglichst so anbringen, daß der Kunde sie nicht als störend oder auffällig empfindet. Möglicherweise entsteht sonst der falsche Ein-

druck, daß Stereo-Wiedergabe nur in besonders dafür hergerichteten Räumen möglich ist. Tatsächlich haben diese raumakustischen Verbesserungen ja doch nur den Zweck, dem Kunden die Stereo-Anlage oder die Stereo-Schallplatte mit einer seinem Wohnzimmer möglichst ähnlichen Raumakustik vorzuführen. Ein geschickter Innenarchitekt oder Dekorateur wird hier immer eine Lösung finden können, die dem ästhetischen Empfinden genügt, ohne dabei die raumakustischen Belange allzusehr zu stören.

Anordnung der Lautsprecher

Da das Ohr für Frequenzen unterhalb 300 Hz für Dauertöne kein ausgesprochenes Richtungsempfinden mehr hat, genügt es, die Endstufen der beiden NF-Kanäle auf einen gemeinsamen Tiefton-Lautsprecher arbeiten zu lassen. Sie sind zu diesem Zweck über Frequenzweichen (Tiefpaß) mit etwa 250 ... 300 Hz oberer Grenzfrequenz mit dem Lautsprecher zu verbinden. Diese sich wegen der Eigenschaften des menschlichen Ohres bietende Möglichkeit hat den Vorteil, mit einem einzigen Tiefton-Lautsprecher auskommen zu können, so daß sich der sonst unter Umständen untragbar große Aufwand für zwei Tiefton-Lautsprecher auf die Hälfte verringert. Man kann deshalb für beste Tiefton-Wiedergabe ein hochwertiges Lautsprechersystem in ein entsprechend groß ausgeführtes Baßreflexgehäuse oder eine ähnlich wirkende Anordnung einbauen. Die Benutzung nur eines Tiefton-Lautsprechers beeinträchtigt das Richtungsempfinden bei tiefen Frequenzen trotzdem nicht, weil die für die Ortung wichtigen Einschwingvorgänge, die im hohen Frequenzbereich liegen, über die Seitenlautsprecher richtig wiedergegeben werden.

Eine aus einem Tiefton-System in der Mitte und je einem Mittel-Hochton-System auf beiden Seiten bestehende Anordnung ist jedoch nur für kleine Räume geeignet, weil die Zone guter stereophonischer Hörsamkeit in einem sehr schmalen Bereich in Richtung der Mittelsenkrechten liegt. Versuche haben gezeigt, daß diese Zone von zwei Hyperbeln gebildet wird, in deren Brennpunkten die beiden Seitenlautsprecher stehen (Bild 1). Infolge der Schallreflexionen an den Wänden ist diese Fläche in der Praxis breiter, als es der Theorie und den Messungen im schalltoten Raum entspricht, und deshalb für kleine Räume durchaus noch geeignet. Benutzt man je Kanal mehrere Seitenlautsprecher, also beispielsweise neben den in der Truhe eingebauten Seitenlautsprechern noch weitere Zusatzlautsprecher, und stimmt man deren abgestrahlte Leistung und Abstrahlrichtung (durch Versuch) richtig aufeinander ab, so ergibt sich eine größere Fläche guter stereophonischer Hörsamkeit (Bild 2). Eine solche Lösung ist aber stets ein Kompromiß zwischen der größten Fläche guter Hörsamkeit und der Abbildungsbasis der Stereo-Übertragung, weil die Fläche guter Hörsamkeit um so kleiner und die Basis um so größer wird, je stärker der Einfluß der äußeren Lautsprecher ist. Steht die Truhe beispielsweise in der Mitte der Abstrahlungsfläche und hat sie zwei unter 45° seitwärts strahlende Lautsprecher, dann können die beiden Zusatzlautsprecher in Anpassung an die Verhältnisse im Wiedergaberaum so ausgerichtet werden, daß sich ein optimaler Stereo-Eindruck ergibt.

Bei Truhen mit eingebauten Lautsprechern gelten wegen der relativ kleinen Basis für die Verteilung der Sitzplätze ähnliche Gesichtspunkte wie beim Fernsehen: Sie sollen möglichst im Bereich der Mittel-

¹⁾ Stereophonie. Ein Weg zu neuem Hören. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 11, S. 363. Stereophonische Aufnahme und Wiedergabe von Schall. FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 11, S. 364-366

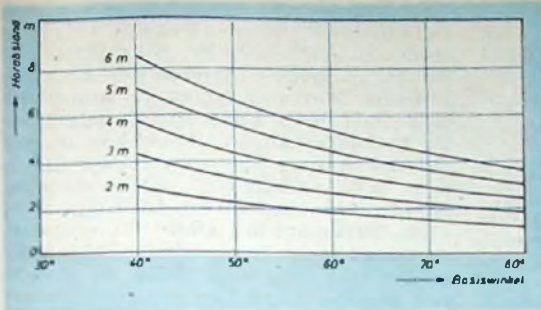


Bild 3. Hörabstand als Funktion der Basisbreite für Basiswinkel zwischen 40° und 70°

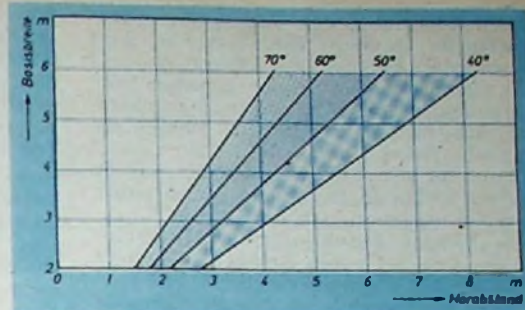


Bild 4. Basisbreite als Funktion des Hörabstandes: der Bereich 50° - 60° ist zu bevorzugen

senkrechten liegen. Wenn die räumlichen Verhältnisse es gestatten, wird man die Truhe in Richtung auf die üblicherweise benutzten Sitzgelegenheiten ausrichten. Bei kleinen Truhen kann es von Vorteil sein, sie schrag in einer Raumecke so aufzustellen, daß die Frontlautsprecher in Richtung der Raumdiagonale strahlen. Die Wände des Raumes tragen dann zur Verteilung des Seitenschalles mit bei.

In etwas größeren Räumen ist eine Anordnung zu bevorzugen, bei der Stereo-Basis und Platz des Zuhörers ein etwa gleichseitiges Dreieck bilden. Erfahrungsgemäß erreicht man beste Verhältnisse, wenn die Stereo-Basis vom Platz des Zuhörers (Hörabstand) unter einem Winkel (Basiswinkel) von 50° - 60° gesehen wird. Der Kurven im Bild 3 läßt sich für Basisbreiten zwischen 2 und 6 m und für Basiswinkel zwischen 40° und 70° der Hörabstand entnehmen, während die Kurven im Bild 4 dazu dienen können, für vorgegebenen Hörabstand die notwendige Basisbreite für einen gewünschten Basiswinkel zu bestimmen. Der zu bevorzugende Bereich 50° - 60° ist besonders hervorgehoben, aber auch in den Nachbarbereichen ist noch ein guter Höreindruck erreichbar.

Ein einfaches Hilfsmittel zur ungefähren Bestimmung des zweckmäßigen Hörabstandes sei hier noch erwähnt: der Sucher einer fotografischen Kamera. Die Normal-Objektive aller Kameras haben - unabhängig vom Bildformat - etwa 45° Öffnungswinkel. Blickt man also durch den diesem Objektiv angepaßten Sucher so, daß die Außenlautsprecher gerade noch eben im Sucherbild sichtbar sind, dann steht man etwa im zweckmäßigen Hörabstand.

Stereo-Truhen mit eingebauten Lautsprechern werden sich wahrscheinlich der besonderen Gunst des Publikums erfreuen, weil alles „aus einem Guß“ ist. Trotz der Abneigung vieler Kreise gegen „Zubehör“ ist es aber in dafür geeigneten Räumen dennoch zweckmäßig, die Stereo-Basis durch Aufstellen von Zusatzlautsprechern zu verbreitern. Nach Möglichkeit sollte man 4 - 5 m Abstand zwischen diesen Lautsprechern anstreben,

wobei der in der Truhe eingebaute Tiefton-Lautsprecher in der Mitte dazwischen steht und alle Lautsprecher in einer Ebene angeordnet sind. Durch Verändern der Abstrahlrichtung der Zusatzlautsprecher läßt sich die Stereo-Wirkung individuell anpassen.

Die Verwendung der Kurven im Bild 4 bei der Ermittlung der notwendigen Basisbreite für einen vorgegebenen Hörabstand sei kurz erläutert.

Beispiel: Welche Basisbreite ist für 5 m Hörabstand zu wählen, wenn die Basis unter einem Winkel von 60° erscheinen soll? Über 5 m Hörabstand auf der x-Achse liest man am Schnittpunkt mit der 60°-Kurve 5,75 m Basisbreite ab. Läßt sich aus räumlichen Gründen beispielsweise nur eine Basisbreite von 5 m realisieren, so kann man dem Diagramm sofort entnehmen, daß man trotzdem noch im Bereich guter Hörsamkeit liegt, denn der Schnittpunkt für 5 m Hörabstand (x-Achse) und 5 m Basisbreite (y-Achse) liegt noch in dem gekennzeichneten Bereich guter Hörsamkeit zwischen 50° und 60°.

Die führenden Hersteller von Stereo-Anlagen bieten eine gute Auswahl an Zusatzlautsprechern an, die sich nach Größe und äußerer Ausführung jedem Wohnraum harmonisch einfügen lassen (Bilder 5 bis 7). Vielfach ist es möglich, die Zusatzlautsprecher in den Ecken des Wohnraumes unterzubringen, so daß sie optisch nicht störend in Erscheinung treten. Außerdem kann man notfalls die Lautsprecher durch geschickt angebrachte Vorhänge oder Drapierungen kaschieren, wobei möglichst darauf zu achten ist, daß die gewählten Vorhangstoffe im Bereich der hohen Frequenzen keine allzu große Absorption haben. Notfalls läßt sich der auftretende Höhenverlust durch entsprechende Einstellung des Höhenreglers korrigieren.

Aus Stereo-Verstärker und Lautsprechern bestehende Anlagen geben für den Einbau besonders viel Freiheit. Für den gemeinsamen Tiefton-Lautsprecher ist ein Baßreflexgehäuse immer empfehlenswert. Für die Mittel-Hochton-Lautsprecher ergeben sich teilweise recht interessante Möglich-

keiten, um diese Lautsprecher der Zimmereinrichtung gut anzupassen. Da diese Systeme nur Frequenzen oberhalb etwa 250 - 300 Hz wiederzugeben haben, genügen akustische Gehäuse verhältnismäßig kleinen Volumens, die sich auch so gestalten lassen, daß man sie beispiels-



Bild 8. Bei richtiger Phasenlage füllt die Schallquelle den Raum zwischen den Lautsprechern aus

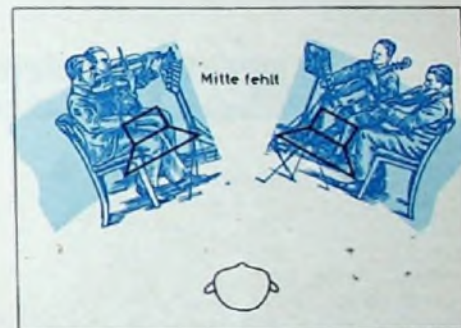


Bild 9. Bei falscher Phasenlage ist das Klangbild zerrissen; in der Mitte entsteht scheinbar ein later Raum

weise - waagrecht oder senkrecht angeordnet - mit Regalen moderner Formgebung gut kombinieren kann.

Inbetriebnahme von Stereo-Anlagen

Wie bereits mehrfach in der FUNKTECHNIK erwähnt, sind Symmetrie und Phasengleichheit beider Übertragungskanäle wichtige Voraussetzungen für einwandfreie Stereo-Wiedergabe. Es ist deshalb notwendig, die Einhaltung dieser Voraussetzungen bei der ersten Inbetriebnahme zu überprüfen. Bei nicht fest installierten Anlagen empfiehlt es sich, über unverwechselbare Buchsen und Stecker jederzeit die seiten- und phasenrichtige Verbindung aller Teilgeräte sicherzustellen.

Zweckmäßigerweise kennzeichnet man - vor allem bei selbstgebauten Anlagen - die Eingangs- und Ausgangsbuchsen beider Kanäle eindeutig mit „1“ und „2“ oder mit „links“ und „rechts“. Die Lautsprecher müssen unbedingt phasenrichtig angeschlossen sein, weil sonst die räumliche Struktur des Klangbildes falsch wird. Es werden dann nicht wie bei fal-

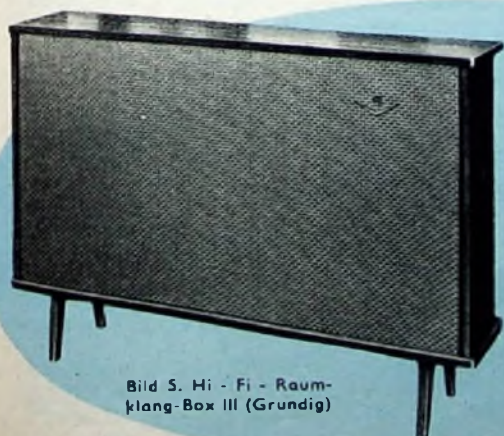


Bild 5. Hi-Fi-Raumklang-Box III (Grundig)



Bild 6. Kleiner Stereo-Standlautsprecher (Laewa Opta)



Bild 7. „Allvox-Strahler R“ (Telefunken)

scher Zuordnung der Kanäle die Seiten vertauscht, sondern das Klangbild wird „zerrissen“. Bei richtiger Phasenlage füllt das Orchester den Raum zwischen den Seitenlautsprechern scheinbar kontinuierlich aus (Bild 8). Bei falscher Phasenlage entsteht jedoch in der Mitte ein „toter“ Raum, der den Eindruck erweckt, als ob je eine Hälfte des Orchesters außen neben den Lautsprechern stände (Bild 9). Zur richtigen Einstellung des Mitteneindrucks sind bei guten Anlagen besondere Mittenregler (Balanceregler, „Stereo-Waage“ usw.) vorhanden. Sie gleichen einmal geringfügige Verstärkungsunterschiede der beiden Kanäle aus und gestatten innerhalb gewisser Grenzen auch das Einstellen der akustischen Mitte in die gewünschte Richtung des Raumes. Zum anderen lassen sich damit aber auch Unterschiede im Wirkungsgrad der Zusatzlautsprecher ausgleichen. Um den richtigen Mitteneindruck einzustellen, geht man zweckmäßigerweise so vor, daß man eine Stereo-Schallplatte mittels Stereo-Tonabnehmers abtastet und den Verstärker auf Einkanal-Wiedergabe umschaltet, das heißt, man gibt die Stereo-Aufnahme monaural wieder. Dreht man jetzt den Mittenregler, so wandert die Schallquelle scheinbar zwischen den Lautsprechern hin und her. Die Einstellung ist richtig, wenn der Schall aus der Mitte zwischen der Verbindungslinie der beiden Lautsprecher zu kommen scheint. Stereo-Truhen, die wahlweise mit den eingebauten Seitenlautsprechern oder mit Zusatzlautsprechern betrieben werden

können, sollten für den Anschluß der Zusatzlautsprecher zweckmäßigerweise auch Schaltbuchsen haben, um im Bedarfsfall die eingebauten Seitenlautsprecher abschalten zu können.

Test-Schallplatten

Hier muß man unterscheiden zwischen Demonstrations-Schallplatten und Prüf-Schallplatten. Erstere dienen vornehmlich dazu, dem Hörer das Wesen der Stereophonie an Hand markanter Beispiele vorzuführen, und enthalten vielfach auch Ausschnitte aus dem Repertoire der jeweiligen Schallplattenfirma.

Teldec hat eine solche Demonstrations-Schallplatte (T Ste 72 222) herausgegeben, die neben gut ausgewählten Musikbeispielen auch für die Stereophonie besonders charakteristische Aufnahmen enthält. Überzeugend sind beispielsweise das Ping-Pong-Spiel und das gleichzeitige Sprechen mehrerer Personen. Letzteres kennzeichnet besonders deutlich die bereits erwähnte erhöhte Transparenz der Stereo-Wiedergabe. Aufnahmen von einem Automobil-Rennen geben einen typischen Eindruck von den erreichbaren Richtungseffekten. Amerikanische Platten haben für den gleichen Zweck beispielsweise Aufnahmen aus dem New Yorker Hafen, von vorbeifahrenden Eisenbahnzügen usw.

Im Gegensatz zu diesen Demonstrations-Schallplatten ermöglichen Prüf-Schallplatten dem Techniker im Service und in der Werkstatt die schnelle

Überprüfung von Stereo-Anlagen. Diese Platten sind für die Zukunft ein nicht mehr zu entbehrendes Hilfsmittel und sollten in keinem Rundfunkgeschäft und in keiner Werkstatt fehlen. Im Augenblick sind zwar noch keine Prüf-Schallplatten im Handel erhältlich, jedoch konnte man auf der Anfang September stattgefundenen NTG-Fachtagung „Elektroakustik“ hören, daß eine Firma in Kürze eine solche Platte auf den Markt bringen wird. An Hand einer ausgewählten Musikaufnahme läßt sich gehörmäßig die Gleichheit der Pegel und Frequenzgänge beider Kanäle überprüfen. Zur Feststellung der Seitenrichtigkeit hat man ein Metronom aufgenommen, und zur Kontrolle der Phasenrichtigkeit dient ein abstraktes Geräusch, das je nach Phasenlage einen Bewegungsablauf vortäuscht, der sich entweder von der Mitte aus in den Raum hinein oder umgekehrt ausbreitet.

An spezielle Meß-Schallplatten sind besonders hohe Anforderungen zu stellen, die heute noch nicht in allen Punkten festliegen. Wichtig ist eine Platte zur Kontrolle der richtigen Lage des Achsenkreuzes von Stereo-Tonabnehmern. Diese Kontrolle ist deshalb so wichtig, weil die Übersprechdämpfung des Stereo-Abtasters von der Winkelgenauigkeit des Achsenkreuzes abhängt. Für 20 dB Übersprechdämpfung sind höchstens 5°...6° Winkelabweichung zulässig, ein Wert, der bei den kleinen mechanischen Abmessungen des Abtastsystems mit herkömmlichen Methoden kaum zu messen ist. —th

G. CLAUS

DK 621.398.013 23. 531 74

Drehmelder und ihre Anwendungen

Unter dem Sammelbegriff „Drehmelder“, für den oft auch die amerikanische Bezeichnung „Synchros“ gebraucht wird¹⁾, faßt man eine Gruppe von elektromechanischen Bauelementen zusammen, die zur Umwandlung und Fernübertragung von Winkelstellungen und Drehmomenten auf elektrischem Wege dienen. Drehmelder-

Anordnungen werden hauptsächlich in zivilen und militärischen Luft- und Seefahrtseinrichtungen verwendet; darüber hinaus haben sie aber auch als Mittel zur Fernsteuerung und Fernübertragung von Informationen Eingang in viele Industriezweige gefunden. Sonderbauformen setzt man in elektrischen und elektromechanischen Analogie-Rechengeräten sowie zur Lösung vieler Probleme der industriellen Regelungstechnik ein (Bild 1).

Tab. I enthält die gebräuchlichsten deutschen und amerikanischen Bezeichnungen

der einzelnen Drehmeldertypen. In ihrem äußeren Aufbau ähneln sich die Bauelemente mehr oder weniger stark; sie haben jedoch innerhalb der Signalübertragungskette verschiedene Funktionen, die in Tab. I ebenfalls angegeben sind. Zu einer Signalübertragung gehört eine Kombination von mindestens zwei der in Tab. I genannten Systeme. So arbeiten zum Beispiel die Geräte 1 und 2, 1 und 3, 1, 4 und 2 oder 3 sowie 1 und 5 zusammen. Der Typ 6 (Koordinatenwandler) wird dagegen hauptsächlich in Rechengeräten verwendet. Größe und Gewicht der Typen schwankt infolge des großen Anwendungsgebietes, das von Luftfahrt-Bordgeräten bis zu Anlagen der Schwerindustrie reicht, in weiten Grenzen, während die prinzipielle Wirkungsweise immer gleichbleibt. Im folgenden sollen

¹⁾ Andere Bezeichnungen sind „Drehfeldsysteme“ oder „selsyns“. Die Nomenklatur auf diesem Gebiet ist sowohl in der Gesamtbezeichnung als auch in den Benennungen der einzelnen Bauelemente noch sehr uneinheitlich.

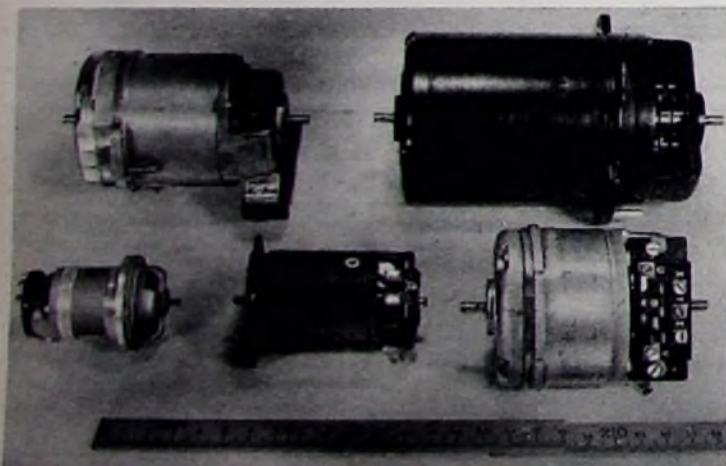
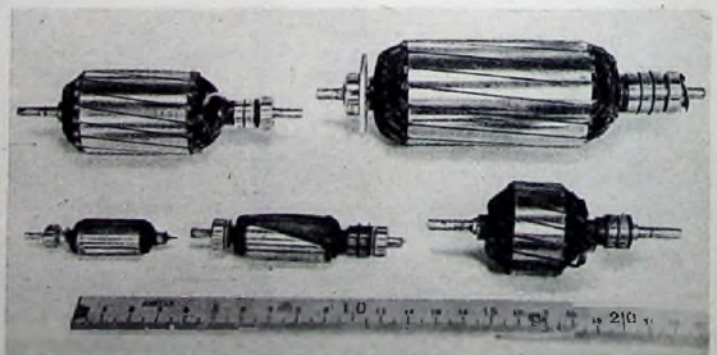


Bild 1. Verschiedene Drehmelder; a) Drahtrolle (induktiver Geber), b) Differential-Geber, c) Drehmelder-Geber, d) Drehmelder-Empfänger, e) Steueramplifier

Bild 2. Reloren der im Bild 1 dargestellten Drehmelder



Tab. I. Drehmeldertypen und ihre Eingangs- und Ausgangsgrößen

	Bezeichnung	Eingangsgrößen	Ausgangsgrößen
1	Drehmelder-Geber synchro-generator transmitter	mechanischer Drehwinkel	3 elektrische Spannungsamplituden
2	Drehmelder-Empfänger Momentenempfänger synchro-motor repeater	3 elektrische Spannungsamplituden	mechanischer Drehwinkel
3	Steuerempfänger Rückmelder synchro control-transformer	mechanischer Drehwinkel und 3 elektrische Spannungsamplituden	1 elektrische Spannung
4	Differential-Geber synchro differential-generator differential transmitter	mechanischer Drehwinkel und 3 elektrische Spannungsamplituden	3 elektrische Spannungsamplituden
5	Differential-Empfänger synchro differential-motor differential-repeater	2x3 elektrische Spannungsamplituden	mechanischer Drehwinkel
6	Koordinatenwandler resolver	mechanischer Drehwinkel und 1 oder 2 elektrische Spannungen	2 elektrische Spannungen

daher nur der grundsätzliche Aufbau und die Wirkungsweise der Drehmelder beschrieben werden, während die angegebenen technischen Daten nur zur Veranschaulichung der Größenordnung der betreffenden Werte dienen.

1. Drehmelder-Geber

1.1 Aufbau

Der Statoraufbau ist für die in Tab. I unter 1...5 zusammengefaßten Drehmeldertypen grundsätzlich gleich und kann sich höchstens in der Dimensionierung der Wicklungen unterscheiden. Dagegen hängen Rotorform- und -wicklung vom Verwendungszweck ab (Bild 2). Der Statorkörper besteht aus einem zur Vermeidung von Wirbelstromverlusten geblechten Eisenpaket, das meistens in einem Leichtmetall-Druckgußgehäuse untergebracht ist. Er hat halbgeschlossene Nuten, deren Anzahl sich nach der Größe des Systems richtet und bei kleinen und mittleren Ausführungen gewöhnlich 12, bei großen auch 24 und mehr beträgt. Die Statornuten werden entweder gerade oder mit einer Steigung entsprechend einer Nutenteilung je Statorlänge geschränkt ausgeführt. Der Magnetfluß ist nämlich unter den Zähnen und Lücken der Statorteilung verschieden; durch die Schränkung der Nuten erreicht man einen gleichmäßigeren mittleren Fluß und damit eine Verringerung der durch die Nutenteilung bedingten Fehler des Systems. Bei geraden Statornuten werden die Nuten der zugehörigen Rotoren geschränkt.

In den Statornuten sind die Wicklungen untergebracht (Bild 3). Man verwendet im allgemeinen eine zweischichtige Wicklung, bei der in jeder Nut zwei Spulenseiten liegen. Neben besserer elektrischer und magnetischer Symmetrie ergibt sich dadurch auch eine bessere Montagemöglichkeit. Die einzelnen Wicklungen sind zu drei gleichen Spulengruppen verbunden, deren Achsen um je 120° räumlich gegeneinander versetzt sind. Der Statoraufbau ähnelt also dem einer zweipoligen Drehstrommaschine. Die Spulengruppen sind untereinander in Sternschaltung verbunden und ihre Anschlüsse an Klemmen geführt, die bei deutschen Systemen mit x, y und z bezeichnet werden.

Der Rotor eines Drehmelder-Gebers wird als Doppel-T-Anker oder als Trommelanker ausgeführt und ist ebenfalls geblecht. Die Anzahl der Rotornuten kann von der des Stators verschieden sein; das Verhältnis der beiden Nutenzahlen beeinflusst den Verlauf der Fehlerkurve des



Bild 3. Statoraufbau eines Drehmelders



Bild 4. Polfeldsystem mit Statorerregung

Systems. Bei Systemen mit geraden Statornuten sind die Rotornuten geschränkt beziehungsweise der Doppel-T-Körper ist in Längsrichtung verwunden (Bild 2). Die Rotorwicklung besteht nur aus einer Spulengruppe mit einer ausgeprägten magnetischen Achse. Ihre Anschlüsse führen an Schleifringe aus Kupfer- oder Silberlegierungen, die an beiden Seiten des Rotors oder häufiger nebeneinander an einer Seite angebracht sind. Die Stromzuführung erfolgt über Bürsten oder Bürstensäetze. Um kleine Reibungsmomente zu erreichen, werden Silberkontakte verwendet, die auch bei relativ geringem Druck guten Kontakt geben. Diese Bürsten erlauben jedoch nur geringe Umdrehungsgeschwindigkeiten; dauernde Überschreitung der zulässigen Drehzahl führt zu rascher Zerstörung der Bürsten und Schleifringe durch Funkenbildung. Drehmelder, die mit höheren Drehzahlen als etwa 200 U/min betrieben werden sollen, rüstet man deshalb mit besonderen Kupferkohle- oder Silbergraphitbürsten aus. Die Rotoranschlüsse werden mit u und v bezeichnet. Die Rotorachsen laufen in Kugellagern, die geringe Reibungsmomente ermöglichen. Systeme für höhere Drehzahlen müssen eine besondere Schmierung erhalten. Neben den Systemen mit Rotorspeisung gibt es noch Polfeldsysteme, bei denen die

Erregerwicklungen auf dem Stator untergebracht sind (Bild 4). Dieser ähnelt dem einer zweipoligen Gleichstrommaschine und hat zwei ausgeprägte Pole. Die drei Sekundärwicklungen liegen bei diesen Systemen in den Nuten des als Trommelanker ausgebildeten Rotors. Ihre Enden sind an drei Schleifringe geführt. In ihrer Wirkungsweise unterscheiden sich diese Systeme nicht von den häufiger verwendeten Drehmeldern mit Rotorspeisung. Sie haben jedoch den Vorteil, daß sich die in der Erregerwicklung entstehende Verlustwärme leicht ableiten läßt, während das sonst nur über den Luftspalt möglich ist. Da hier aber die Bürstenkontakte im Signalstromkreis liegen, können Fehler auftreten, die bei Rotorspeisung vermieden werden. Allgemein ist es auch schwieriger, diese Systeme mit hoher Präzision herzustellen, so daß man sie meistens nur für verhältnismäßig einfache Fernanzeigeaufgaben einsetzt.

1.2 Schaltung und Wirkungsweise

Die meisten Drehmelder-Geber werden mit Wechselspannung erregt. Die Erregerfrequenz ist 50 oder 500 Hz, bei amerikanischen Systemen auch 400 Hz. Für eine höhere Frequenz bestimmte Systeme lassen sich entweder kleiner oder mit geringeren Fehlern als entsprechende 50-Hz-Systeme ausführen. Ein grundsätzlicher Unterschied besteht jedoch nicht, so daß man auch 500-Hz-Systeme mit 400 Hz oder 50 Hz betreiben kann, wenn man die Erregerspannung entsprechend herabsetzt. Die Nennspannungen für die Erregerwicklungen liegen zwischen 24 V und 110 V (115 V).

Durch den Erregerstrom bildet sich im Rotor ein magnetisches Wechselfeld aus, dessen räumliche Achse durch die Rotorstellung festgelegt ist. Dabei verläuft die Verteilung des magnetischen Flusses über den Rotorumfang bei Doppel-T-Ankern etwa nach einer Trapezkurve mit abgerundeten Ecken. Bei Trommelankern wird durch die Art der Wicklung ein Sinusverlauf angestrebt. Betrachtet man also einen bestimmten Punkt des Luftspalts zwischen Rotor und Stator und dreht man den Rotor langsam durch, so ändert sich bei einem Trommelanker die Amplitude des Magnetflusses an dieser Stelle nach einer Sinusfunktion. Als Nullstellung der Drehmelder ist dabei die Lage definiert, in der die magnetische Achse des Rotors mit der y-Statorspule zusammenfällt. Durch den zeitlich sich ändernden Erregerfluß werden in den drei Statorspulen des Drehmelders wie bei einem Transformator Spannungen induziert. Die Grundgleichung aus dem Induktionsgesetz lautet dafür:

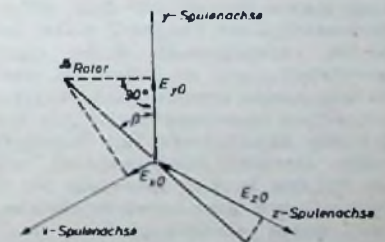


Bild 5. Vektorbild zur Ermittlung der induzierten Spannungen E_{x0} , E_{y0} , E_{z0}

Die Grundgleichung aus dem Induktionsgesetz lautet dafür:

$$E_{ind} = \omega \sum w_b \Phi_n \quad (1)$$

Darin ist ω die Kreisfrequenz der Erregerspannung, und die einzelnen Φ_n sind die Komponenten des Erregerflusses, die

die aus w_n Windungen bestehenden Windungsebenen der Statorspulen senkrecht durchsetzen. Eine besonders anschauliche Darstellung der induzierten Spannungen erhält man, wenn man zunächst annimmt, daß jede Statorspule nur eine einzige Windungsebene hat und daß das Erregerfeld homogen ist, daß also alle magnetischen Feldlinien parallel und in gleichem Abstand verlaufen. Ein solches System könnte man sich als Polfeldsystem mit Statorerregung vorstellen, dessen Feldmagnete genügend groß sind und dessen Rotorkörper aus einem unmagnetischen Werkstoff besteht, so daß er die Feldlinien nicht verzerrt. Unter diesen Voraussetzungen kann man die Lage des Erregerfeldes und der Spulenachsen durch Vektoren darstellen (Bild 5). Die Beträge der induzierten Spannungen ergeben sich als die senkrecht auf den Windungsebenen stehenden Komponenten des Erregerfeldvektors, d. h., sie sind den Projektionen des Flußdichtevektors \mathfrak{B} auf die

$$\begin{aligned} E_{xz} &= K \sqrt{3} \cos(\beta - 90^\circ) \\ E_{zy} &= K \sqrt{3} \cos(\beta - 210^\circ) \\ E_{yx} &= K \sqrt{3} \cos(\beta - 330^\circ) \end{aligned} \quad (3)$$

Besonders hervorgehoben sei, daß die drei Spannungen nach Gl. (3) zeitlich phasengleich sind (es handelt sich also nicht um Drehstrom!) und daß durch Gl. (2) und Gl. (3) die Amplituden von Wechselspannungen in Abhängigkeit von einem Winkel β beschrieben werden, die alle mit der Kreisfrequenz ω verlaufen und zum gleichen Zeitpunkt ihren Nulldurchgang haben. Durch diese Amplituden ist die Rotorstellung relativ zur gewählten Bezugslinie eindeutig festgelegt. Das bedeutet, daß zu einer Rotorstellung drei ganz bestimmte Spannungen gehören und daß umgekehrt ein bestimmtes Spannungsverhältnis nur einer Rotorstellung entspricht. Der Drehmelder-Geber formt einen mechanischen Drehwinkel als Eingangsgröße in drei Wechselspannungen

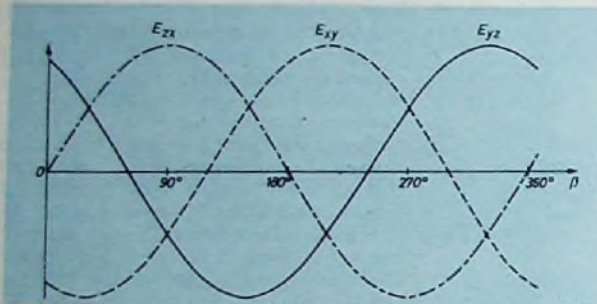


Bild 6. Statorklemmspannungen in Abhängigkeit vom Drehwinkel des Rotors

drei Spulenachsen proportional. Formelmäßig läßt sich dieser Zusammenhang folgendermaßen schreiben:

$$\begin{aligned} E_{y0} &= K \cos \beta; & E_{x0} &= K \cos(\beta - 120^\circ); \\ E_{z0} &= K \cos(\beta - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2)$$

Die Konstante K hängt von der Erregerstromstärke und -frequenz, dem Verhältnis der Windungszahlen und der Struktur des magnetischen Kreises ab, β ist der Verdrehungswinkel des Rotors aus seiner Nulllage. Obwohl bei technischen Drehmeldern kein homogenes Erregerfeld vorliegt, wird auch hier ein Verlauf der Statorspannungen nach einem Kosinussatz entsprechend Gl. (2) angestrebt, so daß das Vektordiagramm Bild 5 auch zur Beschreibung der Spannungsverteilung in technischen Drehmeldern verwendet werden kann.

Die konstruktiven Maßnahmen zur Erreichung des sinusförmigen Spannungsverlaufes bestehen bei Drehmeldern mit Trommelanker in einer entsprechenden Wicklungsverteilung auf dem Rotor. Bei Drehmeldern mit Doppel-T-Anker werden die in verschiedenen Nuten liegenden Statorwicklungen so aufgeteilt, daß sich ein angenähert sinusförmiger Verlauf der induzierten Spannung ergibt. Da sich die erstrebte Abhängigkeit nur innerhalb gewisser Grenzen annähern läßt, ergeben sich für den Spannungsverlauf der Drehmelder-Geber grundsätzliche Fehler, die nicht durch Ungenauigkeiten bei der Fertigung und Montage bedingt sind. Die Nutenteilung von Stator und Rotor hat weitere Einflüsse zur Folge, die durch die nichtsinusförmige Flußverteilung hervorgerufene Fehler vergrößern oder auch verringern können. Da die insgesamt auftretenden Fehler aber nur klein sind, soll im folgenden immer nur mit den idealen Spannungen nach Gl. (2) gerechnet werden. Die Klemmspannungen zwischen x - y - z errechnen sich aus den Differenzen der Spannungen gegen den Sternpunkt.

um, deren Amplituden die Ausgangsgröße darstellen. Die Maximalwerte dieser Spannungen liegen in der Größenordnung der Erregerspannung, also etwa zwischen 12 V und 120 V.

Größe und Gewicht sowie Ströme und Leistungen der Geber hängen von den Anwendungszwecken ab. Die Typenreihe reicht von Systemen mit 27 mm Durchmesser und 43 mm Länge bei einem Gewicht von 115 g bis zu solchen mit 175 mm Durchmesser, von 250 mm Länge und mehr als 10 kg Gewicht. Größere Geber werden jedoch weniger dazu verwendet, in Zusammenarbeit mit entsprechend großen Empfängern verhältnismäßig große Drehmomente zu übertragen, obwohl das natürlich auch möglich ist, sondern man benutzt sie, um eine größere Anzahl kleinerer Empfänger zu steuern und Informationen gleichzeitig an viele Stellen zu übertragen. Die Leerlauf-Stromaufnahme der Geber hängt von der Spannung und der Erregerfrequenz ab. Der Erregerstrom dient hauptsächlich zum Aufbau des Erregerfeldes, so daß er nahezu 90° Phasenverschiebung gegenüber der Erregerspannung hat. Die aufgenommene Wirkleistung deckt die Wirbelstrom- und Hystereseverluste im Eisenkern sowie die Stromwärmeverluste in der Wicklung. Sie ist etwa 10...30% der Scheinleistung $U_{err} \cdot I_{err}$ und liegt bei Systemen mittlerer Größe bei einigen Watt.

Die Reibungsmomente der Rotorwelle in den Lagern und die Bürstenreibung stellen die untere Grenze für die Rückwirkung des Drehmelder-Gebers auf das Meßobjekt dar. Sie müssen besonders dann beachtet werden, wenn durch den Meßvorgang nur sehr geringe Kräfte oder Momente aufgebracht werden können. Da die Reibungsmomente stark vom Verhalten des Schmiermittels abhängen, haben Drehmelder, die für den Betrieb bei höheren Drehzahlen stärker geschmiert wer-

den, auch höhere Reibungsmomente. Ferner sind diese Momente noch temperaturabhängig. Zum Beispiel gibt Siemens für die in Lizenz gebauten *Kearfott*-Drehmelder-Geber bei $+25^\circ\text{C}$ ein Reibungsmoment von 4 cmp und bei -55°C einen Wert von 16 cmp an.

1.3 Fehler der Drehmelder-Geber

Der elektrische Fehler der Drehmelder-Geber läßt sich folgendermaßen bestimmen: Man stellt genau definierte Drehwinkel α des Rotors ein und mißt die dabei auftretenden Statorspannungen. Nach Gl. (3) kann man nun aus dem Verhältnis der drei Spannungen einen Winkel β errechnen, der bei fehlerfreiem Geber gleich dem Rotordrehwinkel α sein müßte. Die Differenz zwischen α und β ist der elektrische Fehler des Drehmelder-Gebers.

Aufgenommene Fehlerkurven zeigen einen periodischen Verlauf. Durch Fertigungsungenauigkeiten ergeben sich Fehlerkurven, die der Grundwelle oder der ersten Oberwelle der Rotordrehung entsprechen und daher bei einer Drehung des Rotors von $0 \dots 360^\circ$ ein beziehungsweise zwei Maxima und Minima haben. Diesen Fehlerkurven, deren Amplituden im allgemeinen relativ groß sind, überlagern sich solche, die durch die Wicklungsverteilung und die Nutzung verursacht werden und die bei einer Umdrehung des Rotors eine große Anzahl von Maxima und Minima mit geringen Amplituden zeigen. Die maximalen Werte der elektrischen Fehler von Drehmelder-Gebern in Standardausführung liegen bei 8...15 Winkelminuten, sie sind also nicht sehr groß. In praktischen Schaltungen zur Signalübertragung werden die Geber in Verbindung mit Drehmelder-Empfängern oder Steuerempfängern betrieben, die ebenfalls eigene Fehler haben, so daß sich der Gesamtfehler der Signalübertragung aus den Einzelfehlern der beteiligten Bauelemente ergibt

(Wird fortgesetzt)

Aus dem Ausland

WESCON-Sonderbericht

Vom 18. bis zum 22. August fand in Los Angeles die diesjährige WESCON (Western Electronic Show Convention) statt.

Amprex stellte Röhren in Spanngitter-Technik („frame grid“) für die Tuner-Stufen von Fernsehgeräten aus. Es handelt sich für USA um die ersten Serienfabrikate in Spanngitter-Technik für VHF-Empfänger.

International Telephone & Telegraph brachte einen Fernsehempfänger, der mit einer Bildspeicher-Röhre gekoppelt war. Die Röhre soll zwar zuerst für Radar- und ähnliche Zwecke eingesetzt werden, später jedoch auch zum „Einfrieren“ von Fernsehbildern oder Teilen davon, zum Beispiel bei der Bearbeitung von magnetisch aufgezeichneten Fernsehprogrammen.

Hallamare zeigte eine leichte Fernseh-Kamera, die mit Ausnahme der Vidicon-Röhre volltransistorisiert ist. Eine automatische Sonnenblende schützt die Kameraröhre vor Beschädigungen durch direkt einfallendes Sonnenlicht.

Electron Corp., eine Tochter-Gesellschaft der Ling-Gruppe, führte das „billigste“ bisher entwickelte Closed-Circuit-System (Fernseh-Drahtübertragung) vor. Empfängerpreis: \$ 900. Für Amateure bietet die gleiche Gesellschaft einen kompletten Fernsehsender (den ersten auf diesem Gebiet) für \$ 2495. Er arbeitet im Bereich 420 bis 450 MHz.

Eine Stabilisierungsmethode für die Speicherung von Farbsendungen ist vom *Stanford Research Institute* entwickelt worden. Durch eine kombinierte Rückkopplungs- und Servo-Schaltung wird die Umlaufgeschwindigkeit der Aufnahme- und Wiedergabe-Köpfe hochkonstant gehalten (System Ampex). Die Bildqualität soll dadurch erheblich gewinnen.

Meßgerät für Permeabilität und Verluste von Ferriten bei höheren Feldstärken

DK 621.317.4:546.723-31

1. Allgemeines

Angaben über Permeabilität und Verluste von Ferriten werden überwiegend nur für kleine magnetische Induktionen gemacht. Es zeigt sich jedoch, daß eine Extrapolation auf Werte, wie sie zum Beispiel im Zeilentrafo von Fernsehgeräten vorkommen, nicht eindeutig ist und Fehler bis zu einem Faktor über 2 möglich sind. Deshalb hat man nach einem brauchbaren Meßverfahren gesucht. Da bei der Induktion von 1000 G lineare Zusammenhänge nicht mehr existieren, ist es sinnlos, als

dem Energieverlust N_v je Volumen Vol In Formeln ausgedrückt also:

$$H \sim i \sim x\text{-Koordinate} \quad (1)$$

$$U \sim dB/dt \quad (2)$$

$$B \sim \int U dt \sim y\text{-Koordinate} \quad (3)$$

$$u_{tot} = B/H \sim y/x \quad (4)$$

$$N_v/Vol = f \cdot \oint BdH \sim \oint y dx = F_{Hy} = \text{Flächeninhalt der Hysteresekurve} \quad (5)$$

2. Schaltung zur oszillografischen Darstellung der Hysteresekurve

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung. Ein Generator G gibt eine sägezahnförmige

sentlichen Faktoren. Der erste ist nur von der Bemessung der Schaltelemente abhängig und enthält gleichzeitig die Maßsystemfaktoren.

Der zweite Faktor enthält die Eigenschaften des Oszillografen: die Ablenkempfindlichkeit AE (gemessen in Skalenteilen je Volt) und den Verstärkungsfaktor, jeweils für die X- und die Y-Ablenkung.

Der dritte Faktor wird durch die geometrischen Verhältnisse des Trafokerns bestimmt. F ist die Fläche des Querschnitts (Mittelwert, senkrecht zu den magnetischen Feldlinien). Die Länge der Verbindungslinie der Mittelpunkte dieser Flächen ist l' und aus den Abmessungen des Kernes zu berechnen. Wegen der Zusammendrängung der Feldlinien an den Ecken der Kerne und des stets vorhandenen - wenn auch kleinen - Luftspaltes ist die effektive mittlere Feldlinienlänge l^* etwas kürzer als l' . Man rechnet vereinfacht mit einem konstanten Verhältnis für alle normalen Zeilentrafokerne von

$$l^*/l' = 0,95$$

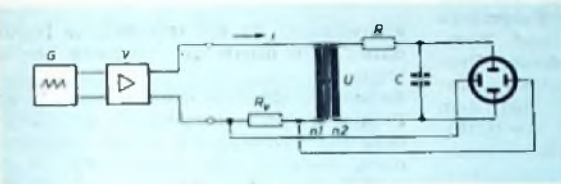


Bild 1. Prinzipschaltung zur oszillografischen Darstellung der Hysteresekurve $B = f(H)$

Bestimmungsgrößen die Selbstinduktion L und den Verlustwiderstand R zu verwenden, und alle Verfahren zu deren Bestimmung müssen ausscheiden.

In einer Toroidspule auf einem ferromagnetischen Kern ist die magnetische Feldstärke H proportional dem durch die Spule fließenden Strom i und die induzierte Spannung U proportional der zeitlichen Änderung der magnetischen Induktion B . Durch (elektrische) Integration der Spannung an einer Sekundärspule erhält man den zeitlichen Verlauf von B . Man kann eine der Feldstärke H proportionale Spannung auf die X-Ablenkplatten und eine der Induktion proportionale auf die Y-Ablenkplatten eines Oszillografen mit ausreichenden Eigenschaften (Phasenreinheit, Verstärkungsfaktor, Bandbreite) geben und erhält damit die Hysteresekurve $B = f(H)$ des Materials (Wirbelströme sind in Ferritkernen bei einer Frequenz von 15 kHz und Raumtemperatur zu vernachlässigen).

Das Verhältnis der Spitzenwerte B/H ist nach Definition gleich der totalen Permeabilität μ_{tot} , und die von der Kurve umschriebene Fläche F_{Hy} ist proportional

Spannung von Zeilenfrequenz (15 625 Hz) und üblicher Rückschlagzeit auf einen Verstärker V , der im wesentlichen aus einer eisenlosen Endstufe besteht [1]. Der zu prüfende Trafokern trägt eine Wicklung mit sehr wenigen Windungen. Eine Verteilung der Primärwicklung ($n_1 = 40$ Wdg.) auf zwei einander gegenüberliegende Schenkel ergibt ausreichend toroidähnliche Verhältnisse. Der Primärstrom i , der die äußere Feldstärke H_a bestimmt, wird über einen Meßwiderstand R_v (10 Ohm) geführt, an dem die Spannung für die Horizontal-Ablenkung x des Oszillografen abgenommen wird. Hat der Kern keinen Luftspalt, dann ist H_a gleich der tatsächlichen Feldstärke H im Material. Die Induktion B wird mittels einer Sekundärwicklung ($n_2 = 40$ Wdg.) gemessen, die ebenfalls auf beide Schenkel verteilt ist und deren Spannung U mit einem RC-Glied ($R = 100$ kOhm, $C = 10$ nF) integriert und auf die Vertikal-Ablenkung y gegeben wird.

3. Auswertung des Oszillogramms

Hierfür sollen die erforderlichen Formeln in Tab. I nur angegeben werden [2]. Jede dieser Formeln besteht aus vier wie

Der vierte Faktor wird jeweils aus den Werten gebildet, die auf der Skala des Oszillografenschirmes abgelesen werden. Dabei gelten Gl. (6) und Gl. (7) sowohl für Momentan- als auch für Spitzenwerte (y , B , x , H) und für von Spitze zu Spitze abzulesende Werte (y_{ss} , B_{ss} , x_{ss} , H_{ss}). Die Größe der Fläche der Hysteresekurve F_{Hy} (gemessen in Skalenteil-Quadraten) muß ausgezählt werden. Für Serienmessungen werden deshalb Differenzschaltungen angegeben, mit denen der Vergleich von Prüfkernen und Normalkernen sowohl für μ_{tot} als auch N_v direkt aus dem Leuchtschirmbild möglich ist.

4. Differenzschaltungen für konstante Feldstärkeamplitude

Die einfachste Differenzschaltung ist im Bild 2 angegeben. Die Primärwicklungen für einen „Prüfkern“ und einen „Normkern“ sind in Serie geschaltet. Dann ist bei gleichen geometrischen Verhältnissen gleiche Feldstärke in beiden Kernen gewährleistet. Sie wird wie im Bild 1 mit

$$B_{[G]} = \frac{10^8 \cdot R_{[M\Omega]} \cdot C_{[\mu F]} \cdot l}{n_2 [Wdg.] \cdot AE_Y \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot Verst_Y \cdot F_{[cm^2]} \cdot \eta [Skte]} \quad (6)$$

$$H_{[Oe]} = \frac{0,4 \pi \cdot n_1 [Wdg.] \cdot l}{R_v [Ohm] \cdot AE_X \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot Verst_X \cdot l^* [cm] \cdot x [Skte]} \quad (7)$$

$$\mu_{tot} = \frac{10^8 \cdot R_v [Ohm] \cdot R_{[M\Omega]} \cdot C_{[\mu F]} \cdot l}{0,4 \pi \cdot n_1 [Wdg.] \cdot n_2 [Wdg.] \cdot AE_Y \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot Verst_Y \cdot F_{[cm^2]} \cdot \frac{2 \cdot y [Skte]}{2 \cdot x [Skte]}} \quad (8)$$

$$N_v [W] = \frac{f [Hz] \cdot R_{[M\Omega]} \cdot C_{[\mu F]} \cdot n_1 [Wdg.] \cdot l}{R_v [Ohm] \cdot n_2 [Wdg.] \cdot AE_X \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot AE_Y \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot Verst_X \cdot Verst_Y \cdot \frac{l^* [cm]}{l^* [cm]} \cdot F_{Hy} [Skte^2]} \quad (9)$$

$$\frac{N_v}{Vol} \left[\frac{W}{cm^3} \right] = \frac{f [Hz] \cdot R_{[M\Omega]} \cdot C_{[\mu F]} \cdot n_1 [Wdg.] \cdot l}{R_v [Ohm] \cdot n_2 [Wdg.] \cdot AE_X \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot AE_Y \left[\frac{Skte}{V} \right] \cdot Verst_X \cdot Verst_Y \cdot F_{[cm^2]} \cdot l^* [cm]} \cdot F_{Hy} [Skte^2] \quad (10)$$

Tab. I. Formeln zur Auswertung der Oszillogramme

Hilfe eines Vorwiderstandes gemessen und als x -Koordinate angezeigt. Die Sekundärwicklungen beider Kerne sind gegeneinandergeschaltet, so daß die abgegebene Spannung die Differenz ΔU der Einzelspannungen ist und somit die Differenz der Differentialquotienten der Induktion nach der Zeit (dB/dt) darstellt. Auf dem Oszillografenschirm sieht man dann Kurven, aus denen ein erfahrener Beobachter Schlüsse auf die magnetischen Eigenschaften ziehen kann. Dieses Verfahren wird zum Beispiel bei Eisenblechen angewandt.

Integriert man die soeben erwähnte Spannungsdifferenz (Bild 3), so erhält man als y -Koordinate die jeweilige Differenz der magnetischen Induktionen beider Kerne, also die Differenz der Hysteresekurven. Daß diese im Grunde einfache Schaltung nicht häufiger benutzt wird, hat vermut-

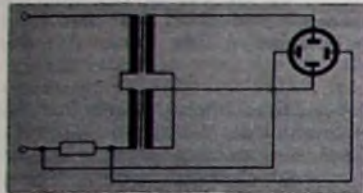


Bild 2. Die einfachste Differenzschaltung ergibt $\Delta U = f(H)$

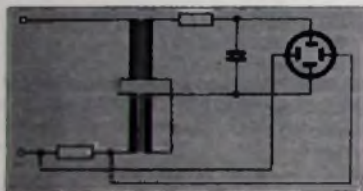


Bild 3. Integration der Spannungsdifferenz ΔU ergibt $\Delta B = f(H)$

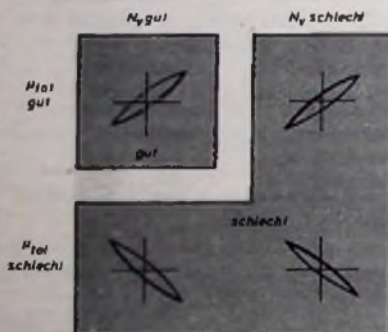


Bild 4. Die vier möglichen Differenzkurven

lich zwei Gründe: 1) Man braucht einen genügend empfindlichen, phasenreinen Oszillografen, der noch nicht lange im Handel erhältlich ist. 2) Bei der Messung von Eisenproben entsteht auf dem Leuchtschirm eine Kurve, die sowohl durch die Hystereseverluste als auch durch die Wirbelströme bestimmt wird und deshalb unübersichtlich ist. Bei Ferriten, die bei der Zeilenfrequenz nur sehr geringe Wirbelstromverluste haben, sieht man die tatsächliche Hysteresekurve. In der Differenzschaltung erscheint eine Kurve, deren Anstieg! der μ_{tot} -Differenz und deren Flächeninhalt der Hystereseverlust-Differenz beider Kerne proportional ist.

Bild 4 zeigt vereinfacht die vier prinzipiell möglichen Differenzkurven. Wenn man den Wickelsinn der Spulen beim Zusammenschalten berücksichtigt, so bedeutet die Lage der Zipfel im 1. und 3. Quadranten

1) Anstieg der durch beide Spitzen der Kurve gezogenen Geraden

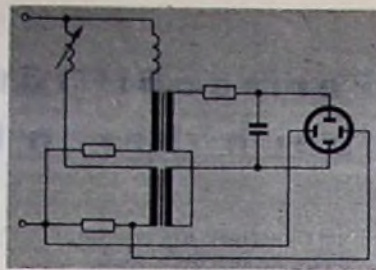


Bild 5. Schaltung zum Einstellen gleicher Induktionen

ten (rechts oben, links unten), daß der Prüfkern eine höhere totale Permeabilität μ_{tot} als der Normkern hat. Das Gegenteil ist der Fall (μ_{tot} schlechter), wenn die Zipfel im 2. und 4. Quadranten liegen.

Für die Feststellung des Vorzeichens der Verlustdifferenz muß man wissen, ob die Differenzkurve links- oder rechts herum durchlaufen wurde. Bei Betrieb der Anordnung mit sägezahnförmiger Feldstärke mit verschiedenem langem Hin- und Rücklauf ergibt sich die Lösung dieses Problems von selbst, da der langsame Hinlauf heller als der Rücklauf auf dem Schirm erscheint. Daraus folgt als Kriterium für einen „guten“ oder einen „schlechten“ Kern (d. h. N_v kleiner bzw. N_v größer als beim Normkern) einfach die Feststellung, ob der hellere Teil der Differenzkurve unterhalb oder oberhalb des dunkleren Teiles liegt (Bild 4).

Für Serienmessungen läßt sich die Ablesung noch deutlicher machen, indem man den Strahlstrom mit einer Frequenz von einigen 100 kHz austastet. Dann entspricht eine dichte Punktfolge der hellen und eine um einen Faktor 6 weitere Punktfolge der dunklen Hälfte der Kurve.

Ein Schema gemäß Bild 4 wird neben dem Leuchtschirm angebracht, und der Beobachter kann mit einem Blick erkennen, ob der Kern gleichzeitig für beide Meßgrößen μ_{tot} und N_v „gut“, das heißt besser als der Normkern, ist oder nicht.

5. Differenzschaltung für konstante Amplitude der magnetischen Induktion

In der Anwendung im Fernsehgerät soll eine bestimmte Zeilenbreite mindestens erreicht werden, das heißt, die Induktion im Kern muß einen entsprechenden Mindestwert überschreiten. Der dazu erforderliche Anodenstrom der Zeilen-End-

röhre ist unter anderem durch die energieverbrauchenden Hystereseverluste bestimmt. Man wird also die Kerne für einen bestimmten Anwendungsfall bei gleicher Induktionsamplitude vergleichen müssen. Eine Parallelschaltung der Primärspulen (entsprechend Bild 3) ist nicht

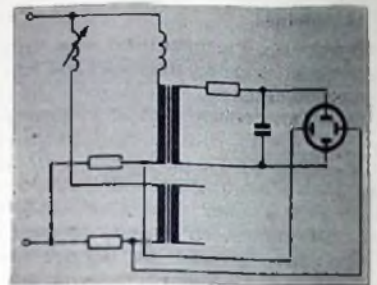


Bild 6. Schaltung für $B = f(I, H)$ bei $\Delta B = 0$

ausreichend, da die tatsächliche Induktion dabei noch durch die Verluste beeinflußt wird.

Es werden deshalb die Spannungen an den Primärspulen so eingestellt, daß die Differenz der Induktionen gleich Null ist. Danach beginnt die eigentliche Messung. Bild 5 zeigt die Schaltung zum Einstellen gleicher Induktionen. Die Primärspulen werden über je eine kleine regelbare Selbstinduktion an den gemeinsamen Generator angeschlossen. (Es sei erwähnt, daß ein Abgleich mit Hilfe eines Widerstandes an Stelle der Selbstinduktionen so starke Phasendrehungen zur Folge hätte, daß keine einwandfreie Messung mehr möglich wäre.) Eine der Feldstärken aus Prüfkern oder Normkern dient zur X-Ablenkung, die Differenz der Induktionen zur Y-Ablenkung. Es entsteht auf dem Leuchtschirm ein schrägliegender Strich (Hin- und Rücklauf fallen praktisch aufeinander). Bei Veränderung der vorgehaltenen Selbstinduktionen ändert sich die Neigung der Geraden. Sie wird waagrecht eingestellt, was besagt, daß dann die Induktion in beiden Kernen gleich ist. Sodann wird (mit Hilfe eines Mehrebenen-Schalters) die Schaltung nach Bild 6 hergestellt. Als y -Koordinate wird eine der beiden (gleichen) Induktionen geschrieben, als x -Koordinate die Differenz der Feldstärken. Wieder gibt es ein Auswert-

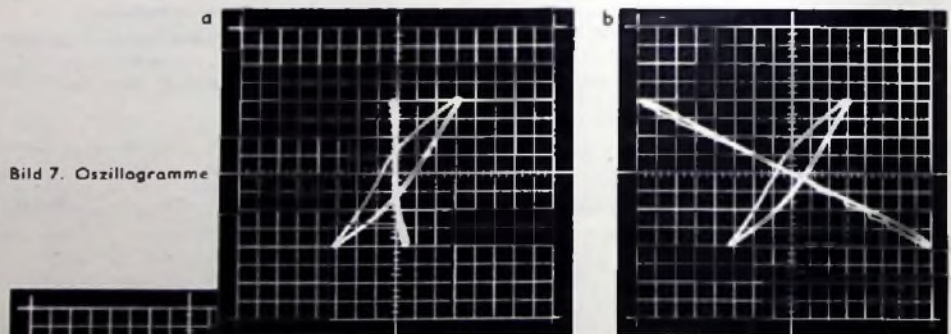
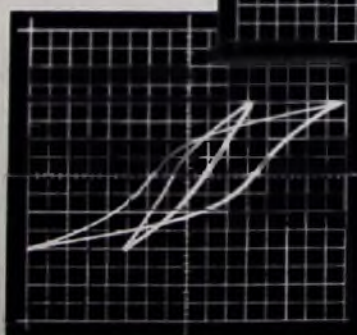


Bild 7. Oszillogramme



a) annähernd senkrechte Linie: Differenzkurve $B = f(I, H)$ zweier Kerne derselben Fabrikcharge; Unterschiede innerhalb der Meßfehler. Breitere Kurve (wie auch in b) und c): Hysteresekurve des Normkernes; X-Ablenkung zehnmal unempfindlicher als bei der Differenzkurve

b) $B = f(I, H)$ für Prüfkern aus Laborversuch; μ_{tot} um etwa 25% schlechter als beim Normkern, N_v nahezu wie beim Normkern. Dazu Normkurve wie in a)

c) $B = f(I, H)$ für Prüfkern aus Laborversuch; μ_{tot} um 25% besser und N_v um etwa 35% niedriger als beim Normkern. Dazu Normkurve wie in a)

schema entsprechend Bild 4, nur sind jetzt die Angaben „oberhalb“ und „unterhalb“ durch „rechts“ beziehungsweise „links“ zu ersetzen.

Die Vorteile des Verfahrens nach Abschnitt 4 sind geblieben. Auch hier ist die Entscheidung „gut“ oder „schlecht“ mit einem Blick möglich. Hinzu kam nur eine Schallstellung „Abgleichen“. Mit dieser wird die Möglichkeit gegeben, beide Kerne bei vorbestimmter Amplitude der magnetischen Induktionen zu vergleichen.

6. Auswertung und Meßfehler der Differenz-Methoden

Will man über die einfache Feststellung „gut“ oder „schlecht“ hinausgehen, so sind für die zahlenmäßige Bestimmung der Differenzen die gleichen Formeln Gl. (6) bis Gl. (10) wie für die absolute Messung zu benutzen. Bei geringen Differenzen muß die Empfindlichkeit des Oszillografen für die entsprechende Koordinate rund 10mal größer sein als bei der absoluten Messung. Die dabei vorhandenen Fehler (z. B. Unsymmetrien) der Schaltung und des Oszillografen erkennt man einfach

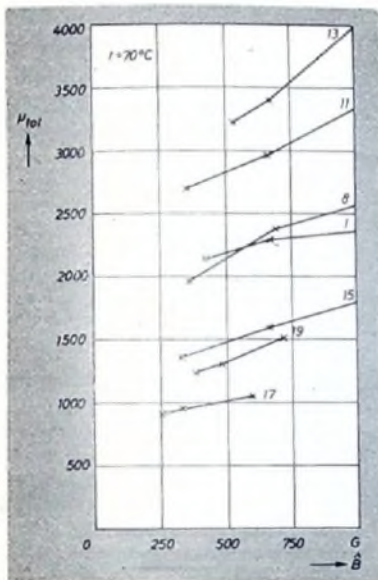


Bild 8. $\mu_{tot} = f(B)$ bei $t = 70^\circ\text{C}$ für U-Kerne aus verschiedenen Werkstoffen

Mißt man bei $\delta = 0$, so wickelt sich ein sehr kleiner Luftspalt schon erheblich auf den Meßwert für μ_{tot} aus. Die Auflagefläche muß deshalb nicht nur einwandfrei gereinigt, sondern sogar besser als für eine Anwendung mit Luftspalt erforderlich geschliffen sein. Will man diesem Nachteil begegnen, so ergibt sich die Schwierigkeit, einen bestimmten Luftspalt bei Serienmessungen zu reproduzieren. Für grundsätzliche Untersuchungen wurden dafür Glimmer-Spaltschichten benutzt. (Es sei noch erwähnt, daß in vielen Anwendungsfällen eine Gleichstromvormagnetisierung vorhanden ist, auf deren Auswirkungen hier nicht näher eingegangen sei.) Der gemessene Hystereseverlust ist vom Luftspalt unabhängig. Eine Scherung bei konstantgehaltener Induktion ändert die Verluste nicht.

8. Kontrolle der Verlustmessung

Es wurden Kerne mit Wicklung in ein mit Spezial-Öl gefülltes Kalorimeter-Gefäß getaucht, dabei gleichzeitig oszillografiert und die Wärmeezeugung gemessen. Zwischen beiden Verlustmessungen ergaben

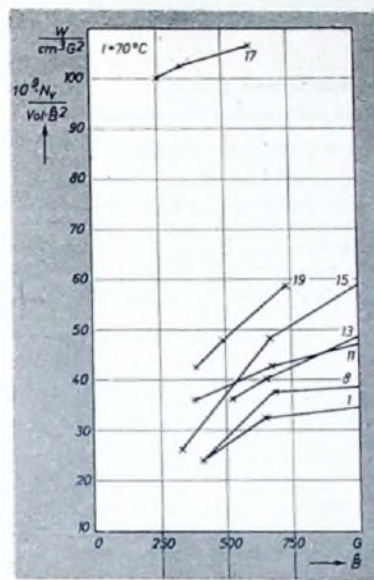


Bild 9. Aus der Hystereseurve ermittelte Verluste der Kerne im Bild 8 bei $t = 70^\circ\text{C}$

durch Vertauschen von Norm- und Prüfkern. Dabei zeigt sich, daß der Fehler der Differenzmessung (oder der „besser“-„schlechter“-Bestimmung)

$$\begin{aligned} \text{für } \mu_{tot} & \text{ ungefähr } 1 \dots 2\% \\ \text{für } N_v & \text{ ungefähr } 3 \dots 4\% \end{aligned}$$

ist. Das dürfte für die üblichen Anwendungsfälle weitaus ausreichend sein. Bild 7 zeigt einige Beispiele.

7. Einfluß des Luftspaltes

Es wurde bisher vorausgesetzt, daß der Luftspalt praktisch vernachlässigbar ist, daß also die äußere Feldstärke gleich der im Material ist. Bringt man zwischen die Kern-Hälften (U-Kerne) einen Luftspalt δ , so zeigt sich, daß für den praktisch vorkommenden Bereich von $\delta = 0$ bis über $2 \times 0,1 \text{ mm}$ der Zusammenhang

$$\frac{1}{\mu_\delta} = \frac{1}{\mu_{\delta=0}} + \frac{\delta}{l^*}$$

gültig ist (die Meßergebnisse werden hier nicht behandelt). Es ist deshalb nicht erforderlich, einen U-Kern, der mit verschiedenen Luftspalten benutzt wird, auch bei mehreren Luftspalten zu messen. Dabei stellt sich jedoch ein Nachteil ein:

Persönliches



E. Seitz
25 Jahre
bei Schaub

Seit 25 Jahren Schaub-Mann, seit 20 Jahren Betriebsleiter — das ist der „Steckbrief“ des Jubilars Ernst Seitz, der am 1. Oktober seinen Ehrentag feiern durfte. Vor seinem Eintritt bei Schaub sah er sich, nachdem er eine gründliche Ausbildung absolviert hatte, in mehreren Werken des In- und Auslandes um, zuletzt in einer Firma der schweizerischen Radioindustrie. Bereits nach zweijähriger Tätigkeit bei Schaub rückte er zum Prüffeldleiter und drei Jahre danach zum Betriebsleiter auf. Der jetzt 52jährige Jubilar hat sich dank seiner hervorragenden fachlichen Qualitäten und seiner sicheren Hand bei der Führung der Belegschaft große Verdienste um die Entwicklung des Schaub-Werkes erworben und darf der uneingeschränkten Anerkennung all derer sicher sein, die ihn und seine Arbeit kennen.

Von Sendern und Frequenzen

Deutschland

Am 3. 9. 1958 fand beim NDR in Hannover eine Pressekonferenz statt, auf der Intendant Dr. Hilpert und der technische Direktor des Norddeutschen Rundfunks, Dr. Rindfleisch, über aktuelle Fernsehfragen sprachen. Nach einer Übersicht über die Gesamtlage wurde darauf hingewiesen, daß jetzt wohl 75–80% der Bevölkerung der Bundesrepublik Fernsehsendungen empfangen können, nach wie vor größere Flächen des Bundesgebietes jedoch noch nicht erfüllt seien. Diese Gebiete können nur durch Sender in Band IV erschlossen werden. Für die Versorgung der restlichen 25% der Bevölkerung sind zusätzlich sechs große Fernsehsender nötig.

Der NDR hat bisher als einzige Rundfunkanstalt im Bundesgebiet mit dem Bau eines Senders, der in Band IV arbeiten wird, begonnen. Er steht in Lingen (Emsland). Weitere Sender in Band IV, die Lücken füllen sollen, sind für Ostfriesland, Osnabrück, Ostholstein, Dithmarschen und zwischen Hamburg und Hannover vorgesehen, zusammen also sechs Sender. Dazu werden später voraussichtlich noch ein bis zwei Sender in Süddeutschland kommen, eine süddeutsche Rundfunkanstalt hat bereits einen Sender bestellt. Von seiten des NDR wurde ausdrücklich betont, daß alle diese Sender nur dazu dienen, die genannten Lücken auszufüllen und nicht als Vorbereitung für die Ausstrahlung eines zweiten Fernsehprogramms anzusehen seien. Für ein zweites Fernsehprogramm müßten die Rundfunkanstalten neue Sender errichten und die Bundespost müßte für diesen Zweck eine zweite Fernseh-Übertragungsstrecke aufbauen.

Der NDR nimmt mit Sicherheit an, daß er Sendeerlaubnis in Band IV für das Erste Fernsehprogramm erhalten wird; das Zweite Fernsehprogramm könnte ebenfalls nur in Band IV gesendet werden.

Kürzlich konnte der Hessische Rundfunk den neuen Fernsehsender Biedenkopf in Betrieb nehmen. Zum gleichen Zeitpunkt stellten der alte in Kanal 5 und der provisorisch in Kanal 2 arbeitende Umsetzer ihren Betrieb ein. Mit dem gleichzeitigen Betrieb beider Anlagen soll September 1957 sollte den Teilnehmern Gelegenheit geboten werden, die Antennen für Kanal 2 zu ändern. Außer dem Antennenumbau und der Umschaltung des Kanalwählers sind keine weiteren Maßnahmen erforderlich. Der neue Fernsehsender arbeitet in Kanal 2 mit 20 kW für Bild und 4 kW für den Ton. Die Polarisation ist vertikal.

Der Südwestfunk nahm in letzter Zeit neue Fernseh-Kleinumsetzer in Niederzissen/Krs. Ahrweiler (Kanal 10), Burgbrahl/Krs. Mayen (Kanal 7), Kachem (Kanal 10) und Nassau (Kanal 10) in Betrieb. In Zweibrücken wurde der Umsetzer an einem neuen günstigeren Standort in etwa 500 m Entfernung vom bisherigen aufgestellt.

sich innerhalb der abzuschätzenden Meßfehler keine Unterschiede. An die kalorimetrische Messung mußten dabei sehr hohe Anforderungen gestellt werden.

9. Meßergebnisse

Einige Ergebnisse, die mit der in den Abschnitten 2. und 3. beschriebenen Methode gewonnen wurden, sollen hier gezeigt werden. Bild 8 zeigt die Funktionen

$\mu_{tot} = f(B)$ für eine Reihe von U-Kernen aus verschiedenen Werkstoffen. Die Abmessungen und die Form des Schenkelquerschnittes waren teilweise verschieden. Bild 9 zeigt die aus der Hystereseurve ermittelten Verluste derselben Kerne. Als Ordinate wurde zur Erhöhung der Übersichtlichkeit der Quotient

$$\frac{N_v}{\text{Vol} \cdot B^2}$$

gewählt.

Schrifttum

- 1) A s c h e r m a n n, W.: Transformatorlose Gegentakttschaltung. FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 9, S. 240–244
- 2) C z e c h, J.: Der Elektronenstrahl-Oszillograf, S. 178–179. Berlin-Borsigwalde 1955, Verlag für Radio-Foto-Klontechnik GmbH

Zur Berechnung von Breitbandverstärkern

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 13 (1958) Nr. 18, S. 816

6. Die Frage nach der maximalen Verstärkung

Es läßt sich noch eine andere Problemstellung anfügen. Wenn f_0 und F und somit s gegeben sind, so läßt sich die größte erreichbare Verstärkung $V = V_M$ dadurch bestimmen, daß man zu s das kleinste q aufsucht, d. h., daß man die Neigung der durch den Abszissenpunkt s gehenden Tangente $G(y)$ an die gegebene Kurve $m(y;P)$ oder $E_1(y)$ bestimmt (Bild 6). Die

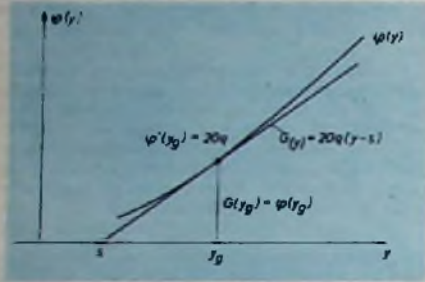


Bild 6. Grenzfall der Lösbarkeit

Abszisse des Berührungspunktes ist y_0 , und da in diesem Fall der ganze Lösungsabschnitt nur aus einem Punkt besteht, ist nach Gl. (32) die Stufenzahl N für maximale Verstärkung

$$N = n_1 = n_2 \quad (34)$$

und die Verstärkung V_n je Stufe wird nach Gl. (31)

$$V_n = \frac{V_M}{N} = 20(y_g - s) \quad (35)$$

wobei ebenfalls $y_0 = y_1 = y_2$ ist. Aus Bild 6 ist leicht zu sehen, daß auch gilt

$$V_n = \frac{G(y_g)}{q} \quad (36)$$

Wenn man mit $q(y)$ die Kurve im Bild 6 bezeichnet, dann ist bei $y = y_0$

$$q = \frac{q}{q'} = y \quad (37)$$

Diese Gleichung gilt auch, wenn man s um ds , q um $q' dy$, q' um $q'' dy$ und y um dy vergrößert

$$s + ds + \frac{q + q' dy}{q' + q'' dy} = y + dy \quad (38)$$

Durch Subtraktion der ersten von der zweiten Gleichung folgt

$$ds + \frac{(q' - q'') dy}{q'(q' - q'') dy} = dy$$

Hier kann im Nenner $q'' dy$ gegen q' vernachlässigt werden. So folgt für $y = y_0$

$$\frac{ds}{dy} = \frac{q' \cdot q''}{q'^2} \quad (39)$$

Nun ist im vorliegenden Fall bei $y = y_0$

$$q' = 20q$$

und somit

$$q'' = 20 \frac{dq}{dy}$$

und

$$q = G(y)$$

Damit folgt bei $y = y_0$

$$\frac{ds}{dy} = \frac{20 G(y)}{400 q^2} \frac{dq}{dy} \quad (40)$$

oder

$$ds = \frac{1}{20} \frac{G(y)}{q} \frac{dq}{q} = \frac{V_n}{20} d \ln q$$

$$= - \frac{V_n}{20 \lg e} d \lg q \quad (41)$$

Daraus läßt sich ableiten, daß

$$V_n = 20 \lg e \frac{ds}{d \lg q} = 8,28 \frac{ds}{d \lg q} \quad (42)$$

ist.

Diese allgemeinen Ausführungen werden nun im folgenden noch einzeln ausgeführt.

7. Der Sonderfall $L = 0$

Hier handelt es sich um die Kurve

$$v(y,0) = m(y,0) = 10 \cdot \lg(1 + 10^{2y}) \quad (43)$$

Der Grenzfall, wo $G(y)$ diese Kurve berührt, ist durch eine Beziehung zwischen s und q gegeben, die man erhält, indem man aus der Gleichung $G(y) = v(y,0)$ und der Gleichung der Gleichheit der Neigungen von $G(y)$ und $v(y,0)$, aus der

$$2y = \lg \frac{q}{1-q} \quad (44)$$

folgt, das Argument y ($= y_0$) eliminiert. So ergibt sich die Gleichung

$$2s = \left(\frac{1}{q} - 1\right) \cdot \lg\left(\frac{1}{q} - 1\right) - \frac{1}{q} \cdot \lg \frac{1}{q} \quad (45)$$

Bei sehr kleinen Werten von q gilt die asymptotische Annäherung

$$s = \frac{1}{2} \cdot \lg \frac{q}{e} \quad (46)$$

Es ist nämlich nach Gl. (45)

$$2s = \lg q + \left(\frac{1}{q} - 1\right) \cdot \lg(1 - q) \quad (47)$$

Ist q sehr klein, dann gilt also

$$2s = \lg q + \left(\frac{1}{q} - 1\right) \cdot \lg e \cdot \ln(1 - q)$$

$$= \lg q - (1 - q) \cdot \lg e = \lg q - \lg e = \lg \frac{q}{e}$$

Gl. (45) ist im Bild 7 als Kurve a aufgetragen; die Asymptote ist gestrichelt. Die Kurve teilt in der $s, \lg q$ -Ebene das Gebiet I + II vom Gebiet III + IV + V + VI. Der Punkt s, q muß im Gebiet I + II liegen, damit ein Lösungsabschnitt existiert. Je näher dieser Punkt an der

Gebietsgrenze liegt, desto kürzer ist der Lösungsabschnitt und desto schwerer ist die praktische Verwirklichung des Verstärkers. Um also eine Lösung mit $L = 0$ zu erhalten, muß man durch geeignete Röhrenausswahl F so bestimmen, daß der Punkt s, q möglichst tief im Bereich I + II des Bildes 7 liegt. Im übrigen verläuft die Berechnung wie bereits oben allgemein beschrieben.

Wenn f_0 und durch Vorliegen bestimmter Röhren F und somit s gegeben sind und die maximal mögliche Verstärkung V_M zu bestimmen ist, liegt der entsprechende Punkt s, q auf der Kurve a des Bildes 7. Aus q und der zugelassenen Schwankung B ergibt sich die maximale Verstärkung

$$V_M = \frac{B}{q} \quad (48)$$

Der zugehörige Wert y_0 folgt aus Gl. (44). Damit ergibt sich aus Gl. (35) und Gl. (45) für die Verstärkung je Stufe

$$V_n = \frac{10}{q} \lg \frac{1}{1-q} \quad (49)$$

Nach Gl. (42) ist mit Hilfe des Bildes 7 leicht zu erkennen, daß die Verstärkung je Stufe von großen Werten bei absolut kleinem s , d. h. bei niedrigen Werten von F/f_0 , stetig abnimmt und sich schließlich einem Grenzwert nähert, der aus Gl. (49) unter der Voraussetzung kleiner Werte von q folgt.

$$V_n = 10 \cdot \lg e = 20 \cdot \lg \sqrt{e} = 4,34 \text{ dB} \quad (50)$$

Dementsprechend ist der Verstärkungsfaktor einer Stufe gleich $V_n = 1,649$.

In diesem Grenzfall großer Werte von F/f_0 ist nach Gl. (46) und Gl. (19)

$$\frac{V_M}{B} = \frac{1}{q} = \frac{10^{-2s}}{e} = \frac{F^2}{4\pi^2 e f_0^2} = 0,00932 \left(\frac{F}{f_0}\right)^2 \quad (51)$$

Für die zugehörige Stufenzahl N folgt

$$N = \frac{V_M}{V_n} = \frac{B \cdot 10^{-2s}}{10e \cdot \lg e} = 0,00215 \cdot B \cdot \left(\frac{F}{f_0}\right)^2 \quad (52)$$

1) Kleen, W.: Über den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite bei einem mehrstufigen Verstärker mit Kreisen gleicher Resonanzfrequenz. FUNK UND TON Bd. 3 (1949) Nr. 11/12, S. 584-591.

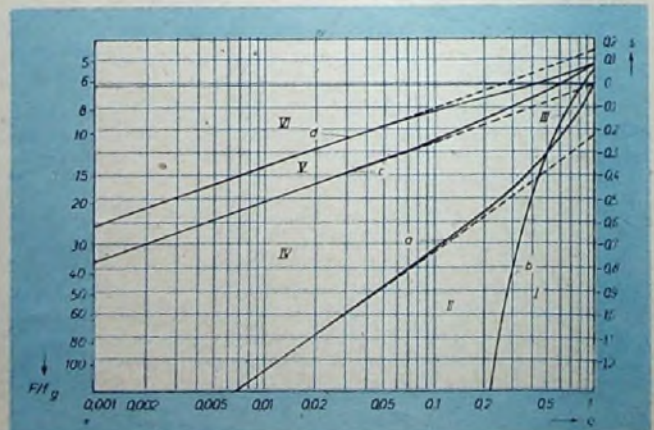


Bild 7. Lösbarkeitsbereiche

Definiert man den Durchlaßbereich dadurch, daß an der oberen Grenze die Verstärkung auf den $\sqrt{2}$ ten Teil abfallen darf, so ist

$$B = 20 \cdot \lg \sqrt{2} = 3 \text{ dB}$$

Damit wird nach Gl. (51) der maximale Verstärkungsfaktor des Verstärkers

$$\frac{V_M}{10} 20 = 2 \frac{P^2}{8\pi^2 f^2 e} = 2 \frac{0,0047 \left(\frac{P}{f}\right)^2}{1} = 1,0032 \left(\frac{P}{f}\right)^2$$

8. Der allgemeine Fall ohne Überhöhung

Hier ist $P \leq P_0$. Die Gerade $G(y)$ wird mit der Gesamtheit der Kurven $m(y;P) = v(y;P)$ für diesen Wertebereich des Parameters P geschnitten. Die Kurve $v(y;P_0)$ bildet zunächst bis zu dem Punkt mit der Abszisse y_{P_0} , in dem sie die Einhüllende $E(y)$ berührt, die untere Grenze dieser Kurvengesamtheit; dann besteht die Grenze aus dem Teil von $E(y)$, in dem $y \neq y_{P_0}$ ist.

Alle Geraden $G(y)$, die durch den Berührungspunkt zwischen $v(y;P_0)$ und $E(y)$ gehen, sind durch

$$s = y_{P_0} - \frac{E'(y_{P_0})}{20q} = 0,458 - \frac{0,383}{q} \quad (53)$$

bestimmt. Diese Funktion ist als Kurve b

im Bild 7 aufgetragen. Liegt der Punkt s, q im Bereich I + III, so schneidet $G(y)$ die Einhüllende $E(y)$ in einem Punkt, in dem $y = y_P > y_{P_0}$ und daher nach Gl. (11) $P < P_0$ ist. Liegt s, q im Bereich II + IV + V + VI, dann schneidet $G(y)$ die Einhüllende $E(y)$ in einem Punkt mit $P > P_0$.

Ist $G(y)$ eine Tangente an $v(y;P_0)$, so gilt für die dazugehörige Beziehung zwischen s und q das Gleichungspaar

$$s = y - \frac{v(y;P_0)}{20q} \quad (54)$$

$$q = \frac{P_0^2 10^{4y} (2 + P_0^2 10^{2y})}{1 + 2P_0^2 10^{2y} + (P_0^2 + P_0^4) 10^{4y} + P_0^4 10^{8y}} \quad (55)$$

Durch Elimination von y läßt sich numerisch diese Abhängigkeit zwischen s und q bestimmen; sie ist im Bild 7 als Kurve c aufgetragen. Für kleine Werte von q ist

$$s = \frac{1}{4} \cdot \lg \frac{q}{2P_0^2 e} = \frac{1}{4} \cdot \lg 1,072 q = 0,0075 + \frac{1}{4} \cdot \lg q \quad (56)$$

Für Punkte s, q im Gebiet I + II + III + IV schneidet $G(y)$ die Kurve $v(y;P_0)$. Liegt der Punkt aber in V + VI, dann schneidet $G(y)$ diese Kurve nicht.

Daraus ergibt sich zusammenfassend: Liegt der Punkt s, q im Gebiet II + IV, so schneidet $G(y)$ nur die Kurve $v(y;P_0)$, aber nicht den Teil der Einhüllenden $E(y)$, in dem $P < P_0$ ist. In diesem Fall besteht der Lösungsabschnitt aus dem Teil der Geraden $G(y)$ zwischen den beiden Schnittpunkten mit $v(y;P_0)$.

Liegt der Punkt s, q im Gebiet I + III, so schneidet $G(y)$ sowohl $v(y;P_0)$ als auch den Teil der Einhüllenden $E(y)$, in dem $P < P_0$ ist. Dann besteht der Lösungsabschnitt aus der Strecke zwischen dem ersten Schnittpunkt von $G(y)$ mit $v(y;P_0)$ und dem Schnittpunkt mit $E(y)$. Wenn die Stufenzahl n so gewählt wird, daß $y_0 > y_{P_0}$, dann muß man den Parameter P nach Gl. (12) mit $y_0 = y_P$ bestimmen. Im anderen Fall ist $P = P_0$.

Liegt der Punkt s, q im Gebiet V + VI, dann gibt es keine Lösung des gestellten Problems ohne Verstärkungsüberhöhung. (Wird fortgesetzt)

Unsere Leser berichten

Löten, aber richtig!

Es ist oft vorgekommen, daß Schaltungen nicht richtig gelötet worden sind. Man sollte annehmen, daß es sich eigentlich erübrigen müßte, über dieses Thema zu schreiben, aber welcher Fachmann oder Amateur kann nicht ein Lied von manchen schlechten Lötstellen singen. Daß aber gerade durch schlechte Lötstellen alle möglichen Störungen auftreten, deren Beseitigung oft einen hohen Zeitaufwand erfordert, ist allgemein bekannt.

Das richtige und einwandfreie Löten ist eigentlich ein reines Kinderspiel, wenn nur die im folgenden aufgeführten Punkte berücksichtigt werden. Zunächst der LötKolben. Dieser muß imstande sein, soviel Hitze abzugeben, daß die miteinander zu verlötenden Metalle die Fließtemperatur des Zinns annehmen können. Es wäre also ein nutzloses Beginnen, etwa zwei Millimeter dicke Messing- oder Kupferbleche mit einem 50-W-Kolben sicher miteinander verlöten zu wollen. Zum anderen muß der Kolben eine einwandfrei verzinnete Spitze oder Schneide haben. Anhaftender Zunder ist mit einer alten Feile oder einer Stahlbürste zu entfernen. (Es gibt schon zunderfreie Lötspitzen im Fachgeschäft für wenige Pfennige zu kaufen.) Zwecks sicherer Verzinnung der Schneide wird diese von Zeit zu Zeit in Kolophonium getaucht. Um eine unnötige Verzunderung des Kolbens, die in erster Linie während der Lötpausen auftritt, zu vermeiden, setzt man die Betriebsspannung in den Pausen mittels eines automatischen Umschalters auf etwa 75% herab.

Die miteinander zu verlötenden Metalle müssen völlig blank und oxydfrei sein. Zur Vermeidung erneuter Oxydbildung während des Lötens werden sie dünn mit einem säurefreien Löt fett oder am besten mit in Spiritus aufgelöstem Kolophonium bestrichen. Bevor die Teile miteinander verlötet werden, sind sie erst einzeln zu verzinnen. Das gilt auch für jeden Schalterdraht, vornehmlich, wenn es sich um blanken Kupferdraht handelt. Das eigentliche Verlöten hat so zu erfolgen, daß dabei das Zinn wie Wasser fließt, damit alle Fugen wirklich vollaufen und die Lötstelle nach dem Erkalten eine feste Metallmasse bildet. Während des Erkaltes darf unter keinen Umständen an der Lötstelle gewackelt werden, anderenfalls wird eine einwandfreie Verbindung unmöglich. Schmilzt das Lot zwar, hat es aber noch nicht die Fließtemperatur erreicht, dann bildet sich eine sogenannte „kalte“ Lötstelle. Sie ist leicht an ihrer kristallinen, rauhen Struktur zu erkennen. Solche kalten Lötstellen sind mit Sicherheit leicht zu vermeiden, wenn man den Kolben so lange auf der Lötstelle läßt, bis das Zinn nicht nur schmilzt, sondern fließt.

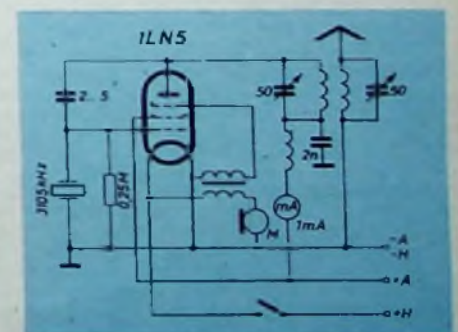
Nicht selten beobachtet man, daß mit Löt fett nicht gespart worden ist und daß noch ganze Klumpen davon an der Lötstelle oder ihrer Umgebung kleben. Durch dieses überflüssige Fett, dessen Säurefreiheit durchaus nicht immer garantiert ist, können sich leicht Kriechströme bilden, die ihrerseits wiederum schwer auffindbare Fehler verursachen können

Daraus folgt, daß Löt fett nur sehr dünn und vorsichtig aufgetragen werden soll, zumal ein Zuviel durchaus kein besseres Läten gewährleistet. Wenn irgend möglich, verwende man nur Kolophonium.

Bemerkte sei zum Schluß noch, daß ein Hin- und Herreiben des Kolbens auf der Lötstelle vollkommen überflüssig ist, denn bei genügend heißem Kolben und Beachtung peinlichster Sauberkeit wird das Lot ganz von selbst dorthin fließen, wohin es gehört. K. P. Schröder

Ein Liliput-Foniesender

In der Skizze ist die Schaltung eines besonders kleinen Telefonesenders wiedergegeben. Verwendet wird eine Miniaturröhre 1LN5/VT179 (Heizspannung 1,4 V, Anodenspannung 20...25 V). Der Gitterkreis ist quartzgesteuert (3105 kHz). Die Modulation erfolgt auf sehr einfache Weise



Schaltung des Liliput-Foniesenders

über das herausgeführte Bremsgitter. Es wird ein kleines Kohlemikrofon M mit dazugehörigem Übertrager verwendet, das aus der Heizstromquelle gespeist wird. Als Strahler dient eine Teleskopantenne, die herausgezogen eine Länge von etwa 1,5...2,5 m haben soll. Schv.

Die Bemessung von Sender-Endstufen

An moderne Amateursender werden heute die gleichen Anforderungen gestellt, wie sie in der kommerziellen Technik üblich sind. Der Selbstbau eines solchen Senders scheitert aber oft daran, daß vielen Amateuren die erforderlichen Dimensionierungsunterlagen - besonders für die Endstufe - nicht oder doch nur unvollständig zur Verfügung stehen. Deshalb ist im folgenden das für die zweckmäßige Bemessung einer Sender-Endstufe nötige Material zusammengestellt. Dabei sind einige wichtige Gesichtspunkte berücksichtigt: Umschaltbare Kreise vereinfachen die Bedienung erheblich, variable Anpassung gestattet die Verwendung verschiedener Antennenkabel, und mit schaltbaren Zusatzinduktivitäten und -kapazitäten lassen sich hereintransformierte Blindanteile kompensieren.

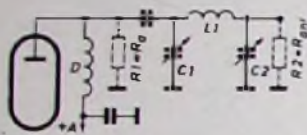


Bild 1. Prinzipschaltbild eines π -Filters

Als Ausgangsschaltung haben sich das π -Filter (Bild 1) und seine Abwandlungen bewährt. Diese Schaltungen unterdrücken aber oft die auftretenden Oberwellen nicht stark genug; dann müssen weitere Siebmittel eingebaut werden, um für die abgestrahlten Oberwellen eine Dämpfung ≥ 40 dB zu erreichen beziehungsweise ihre Leistung ≤ 20 mW zu halten.

1. Das π -Filter

1.1 Berechnung der elektrischen Werte

Ist der optimale Außenwiderstand R_a der Endröhre bekannt, dann kann der Blindwiderstand X_{C1} des Kondensators C_1 dem Bild 2 entnommen werden. Anderenfalls läßt sich zunächst R_a aus den Betriebsdaten der verwendeten Röhre berechnen

$$R_a = \frac{U_b}{2 \cdot I_a} \quad [\Omega, V, A] \quad (1)$$

Mit dem aus Bild 2 gewonnenen Wert für X_{C1} ergibt sich die Kapazität von C_1 zu

$$C_1 = \frac{159000}{f \cdot X_{C1}} \quad [\text{pF}, \text{MHz}, \Omega] \quad (2)$$

Ähnlich läßt sich nun für einen Abschlußwiderstand von 52 oder 72 Ohm der Blindwiderstand X_{L1} der Induktivität L_1 aus Bild 3 entnehmen, und die gesuchte Induktivität ist

$$L_1 = \frac{0,159 \cdot X_{L1}}{f} \quad [\mu\text{H}, \Omega, \text{MHz}] \quad (3)$$

Bild 4 enthält die Werte des Blindwiderstandes X_{C2} des Ausgangskondensators C_2 für 52- und 72-Ohm-Ausgang. Zur Berechnung der erforderlichen Kapazität gilt - entsprechend Gl. (2) -

$$C_2 = \frac{159000}{f \cdot X_{C2}} \quad [\text{pF}, \text{MHz}, \Omega] \quad (4)$$

Für einige Außenwiderstände zwischen 2 und 6 kOhm sind die C_1 -, L_1 - und C_2 -Werte in Tab. I zusammengefaßt; die Angaben gelten für 52- beziehungsweise 72-Ohm-Kabel bei einer Kreisgüte $Q=12$. Hat nun der Kreis höhere oder geringere Güte, dann lassen sich die Kapazitäts- und Induktivitätswerte umrechnen

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{C_1}{C_2} \quad \text{beziehungsweise} \quad \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{L_1}{L_2} \quad (5)$$

1.2 Spannungsfestigkeit der Filterteile

An den Kondensatoren C_1 und C_2 treten hohe Spitzenspannungen auf. Um Überschlüge zu vermeiden, dürfen deshalb die Plattenabstände nicht zu klein sein. Bei C_1 sollte der Wert

$$d_{C1 \text{ min}} = U_b \quad [\text{mm/kV}] \quad (6)$$

(bei Anoden-Schirmgittermodulation der doppelte Wert), bei C_2 der Wert

$$d_{C2 \text{ min}} = 0,1 \cdot U_b \quad [\text{mm/kV}] \quad (7)$$

nicht unterschritten werden.

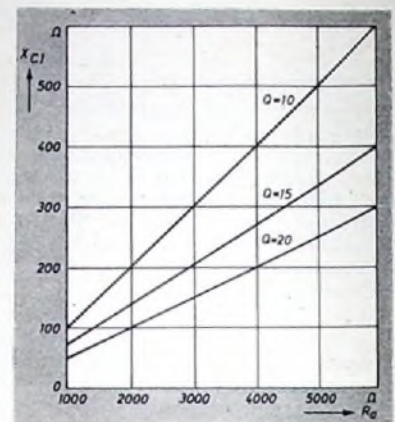


Bild 2. Blindwiderstand X_{C1} des Eingangskondensators C_1 als Funktion des R_a der Endröhre

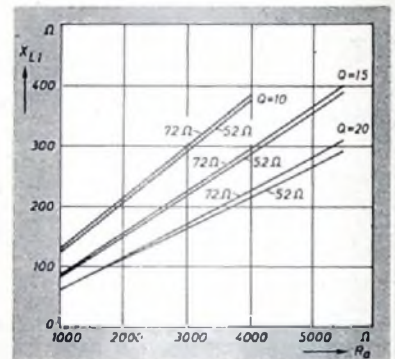


Bild 3. Blindwiderstand X_{L1} der Längsinduktivität L_1 als Funktion des Endröhren-Außenwiderstandes R_a

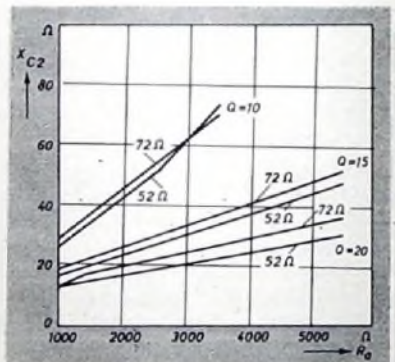


Bild 4. Blindwiderstand X_{C2} des Ausgangskondensators C_2 als Funktion des R_a der Endröhre

Tab. I. C_1 , L_1 und C_2 bei verschiedenen Außenwiderständen R_a für 52- und 72-Ohm-Ausgang

Außenwiderstand R_a		2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	6,0	k Ω
Eingangskapazität C_1	3,5 MHz	280	210	180	155	135	120	110	90	pF
	7,0 MHz	140	105	90	78	68	60	56	45	pF
	14,0 MHz	70	52	45	38	34	30	28	23	pF
	21,0 MHz	47	35	31	25	23	20	19	16	pF
	28,0 MHz	35	26	23	19	17	15	14	11	pF
Längsinduktivität L_1 ($R_{ant} = 52 \Omega^*$)	3,5 MHz	8,5	10,5	12,5	14	15,5	18	20	25	μH
	7,0 MHz	4,2	5,2	6,2	7	7,8	9	10	12,5	μH
	14,0 MHz	2,1	2,6	3,1	3,5	3,9	4,5	5	6,2	μH
	21,0 MHz	1,38	1,7	2,05	2,3	2,6	3	3,3	4,1	μH
	28,0 MHz	1,05	1,28	1,65	1,7	1,95	2,25	2,5	3,1	μH
Ausgangskapazität C_2 ($R_{ant} = 52 \Omega$)	3,5 MHz	1800	1550	1400	1250	1100	1000	900	700	pF
	7,0 MHz	900	760	700	630	560	500	460	350	pF
	14,0 MHz	450	380	350	230	280	250	230	175	pF
	21,0 MHz	300	250	230	210	185	165	155	120	pF
	28,0 MHz	225	190	175	160	140	125	115	90	pF
Ausgangskapazität C_2 ($R_{ant} = 72 \Omega$)	3,5 MHz	1300	1100	1000	900	800	720	640	500	pF
	7,0 MHz	650	560	500	450	400	360	320	250	pF
	14,0 MHz	320	280	250	220	200	180	160	125	pF
	21,0 MHz	215	190	170	145	130	120	110	85	pF
	28,0 MHz	160	140	125	110	100	90	80	65	pF

* Für $R_{ant} = 72 \Omega$ müssen die angegebenen Werte um 3% erhöht werden.

1.3 Abgleich des π -Filters

Zum Abgleich wird an den Ausgang des π -Filters - also parallel zu C_2 - ein der Ausgangsimpedanz entsprechender Belastungswiderstand angeschaltet und dann C_2 auf den nach den oben angestellten Überlegungen erforderlichen Wert eingestellt. Die Veränderung von C_1 erfolgt unter Beobachtung des Endröhren-Anodenstromes: C_1 hat den richtigen Wert wenn I_a ein Minimum annimmt. Der Einstellwert von C_1 muß in der Nähe des Wertes liegen, der nach den Angaben des vorigen Abschnittes bestimmt wurde. Eine genaue Übereinstimmung tritt deshalb nicht auf, weil die Röhren- und Schaltkapazitäten zusätzlich wirksam sind.

Tab. II. Gemessene Oberwellen eines Senders ($f_0 = 21$ MHz)

n	f [MHz]	$U_{\text{Stör}}$ [V]	$U_{\text{Stör}} : U_{\text{Grundwelle}}$	[dB]
2	42	$1 \cdot 10^{-6}$	1: 100000	100
3	63	$2 \cdot 10^{-3}$	1: 50	34
4	84	$2 \cdot 10^{-4}$	1: 500	64
5	105	$1 \cdot 10^{-4}$	1: 1000	60
6	126	$2 \cdot 10^{-5}$	1: 5000	74
7	147	$8 \cdot 10^{-5}$	1: 1250	82
8	168	$5 \cdot 10^{-6}$	1: 2000	66
9	180	$2 \cdot 10^{-6}$	1: 5000	74
10	210	$3,5 \cdot 10^{-6}$	1: 3000	69
11	231	$1 \cdot 10^{-6}$	1: 10000	80

Tab. III. Gemessene Oberwellen eines Senders ($f_0 = 3,5$ MHz)

n	f [MHz]	$U_{\text{Stör}} : U_{\text{Grundwelle}}$	[dB]
2	7	1: 14	23
3	10,5	1: 50	34
4	14	1: 112	41

Stellt man jedoch eine zu große Differenz zwischen dem errechneten und dem wahren Wert fest, dann muß L_1 geändert werden.

Der Abgleich von L_1 läßt sich am besten mit Hilfe eines Grid-Dippers vornehmen: Er wird lose an die Anode, an C_1 oder an L_1 angekoppelt, und durch schrittweises Kurzschließen von Windungen am ausgangsseitigen Ende von L_1 wird Resonanz herbeigeführt. In gleicher Weise lassen sich die Anzapfungen für die höheren Bänder festlegen; sie werden mit dem Umschalter über 5...10 mm breite, etwa 0,5...1 mm dicke Kupferbänder verbunden.

Ein etwas anderes Abgleichverfahren ist mit Hilfe eines einfachen Feldstärke-Indikators (Bild 5) durchführbar. Nachdem C_1 und C_2 - wie oben beschrieben - eingestellt sind, wird der auf die Betriebsfrequenz abgestimmte Feldstärke-Indikator in etwa 3...4 m Entfernung vom Sender aufgestellt und L_1 einfach auf höchste HF-Spannung am Indikator abgeglichen.

2. Die Anodendrossel

Aus Sicherheitsgründen sollen die Teile des Filters unbedingt gleichspannungsfrei sein. Deshalb ist eine Parallelspeisung der Endstufe der Serienspeisung über das Ausgangsfilter stets vorzuziehen. Eine solche Parallelspeisungs-Anordnung arbeitet aber nicht befriedigend, wenn der Scheinwiderstandsverlauf der dazu verwendeten HF-Drossel D in der Nähe der Amateurbänder ungünstig ist. Das ist der Grund für den Mißerfolg bei vielen Amateuren. In den USA wurden deshalb bereits vor Jahren HF-Drosseln speziell für Parallelbetrieb von π -Filterstufen entwickelt.

Für den zu fordernden großen Frequenzbereich von 3...30 MHz lassen sich die handelsüblichen 2,5-mH-Spulen der verschiedenen Firmen auf keinen Fall verwenden: Die bei Betrieb auf 10 und 15 m an ihnen liegende HF-Spannung würde sie in kürzester Zeit zerstören. Günstig ver-

hält sich die von OM Belfi, DL 3 IR, entwickelte Breitbanddrossel. Sie besteht aus einem keramischen Spulenkörper (Siemens & Halske „Zub wd 221 i...q“, Länge 80 mm, Innendurchmesser 12 mm), von dem man eine Ringschleife, die sonst als Kurzschlußwindung wirken würde, entfernt. Der gesamte Wickelraum wird nun mit CuL-Draht (0,35 mm ϕ) vollgewickelt. Die Drossel hat dann eine Induktivität von 90...100 μ H bei ausgeglichener Impedanzverlauf. Das „heiße“ Ende der Drossel ist das der verbleibenden Schelle abgewandt; es wird an einen keramischen Stützpunkt von etwa 20 mm Länge geführt, an den die Anodenkappe der Endröhre angeschlossen wird.

Bei Verwendung anderer Spulenkörper sind die auftretenden hohen Spannungen zu beachten. An der Drossel kann eine Wechselspannungsamplitude von etwa 0,9 U_b auftreten, bei 100prozentiger Anoden-Schirmgitter-Modulation verdoppelt sich dieser Wert. Für $U_b = 2,5$ kV muß deshalb die Isolation für ≥ 5 kV bemessen sein. Hat nun die Drossel 150 Wdg., dann liegen an jeder Drahtwindung etwa 30 V - ein Wert, der für die meisten CuL-Sorten als höchstzulässige Spannungsbelastung gilt. Besser ist deshalb die Verwendung von Doppellackdraht (CuLL).

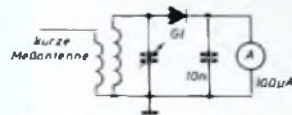


Bild 5. Schaltung eines einfachen Feldstärke-Indikators

Der Abgleich der Drossel erfolgt am einfachsten mit einem Grid-Dipper: Die eingebaute Drossel wird mit einem 2 mm dicken Kupferdraht kurzgeschlossen und ihre Windungszahl so lange verändert, bis sich die erste Serienresonanz bei etwa 25 MHz ergibt. Dann wird der Kurzschluß aufgehoben und die Parallelresonanz gemessen; sie soll bei etwa 15 MHz liegen.

3. Oberwellenunterdrückung und Kabelanpassung

Ein nach den Überlegungen der vorigen Abschnitte ausgeführtes π -Filter gibt noch keine Gewähr, daß die Intensität der abgestrahlten Oberwellen unterhalb der in Atlantic City festgelegten Toleranzen liegt. Tab. II zeigt die gemessenen Oberwellenwerte eines Senders in Bausteinbauweise mit zusätzlichen Siebgliedern und Abschirmungen, jedoch ungeschirmtem π -Filter bei 21-MHz-Betrieb (FTZ-Protokoll). Werte eines anderen, auf 3,5 MHz arbeitenden Senders sind in

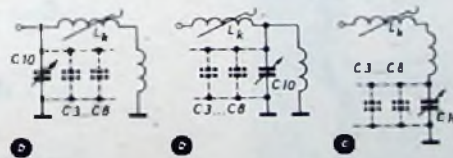


Bild 6. Schaltungen für die Kabelanpassung. a) Antenne niederohmig hereintransformiert, b) Antenne hochohmig hereintransformiert, c) Anpassung mit Serienkreis

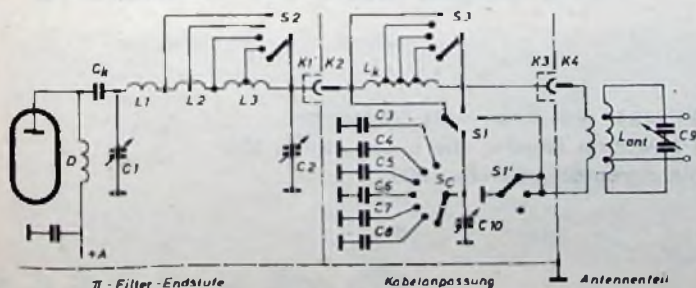


Bild 7. Schaltung eines vollständigen Senderausganges

Tab. III zusammengestellt. Beide Messungen zeigen, daß die Forderungen bei der zweiten und dritten Oberwelle nicht eingehalten werden.

Abhilfe läßt sich jetzt mit einem an den Sendereingang geschalteten Tiefpaß schaffen, der sich so auslegen läßt, daß die Reaktanzen, mit denen Antenne und Speiseleistung meistens behaftet sind, kompensiert werden¹⁾. Damit wird dann

1) Gelingt ein Teil der reflektierten HF-Leistung wieder zur Röhrenanode zurück, so steigt die Anodenverlustleistung an. Außerdem wird ein Teil dieser Energie über die Stromversorgungsgeräte dem Lichtnetz zugeführt, und Rundfunk- und Fernsehstörungen sind die Folge.

Tab. IV. Liste der Einzelteile zu Bild 7

- C_k : Hochspannungskondensator 1 nF, 3 kV - (Rosenthal)
- C_1 : Drehkondensator nach Textangaben (Hopt)
- C_2, C_{10} : Drehkondensator 500 pF, 0,75 mm Plattenabstand (Hopt)
- C_3 : keramischer Kondensator 100 pF, 1 kV - (Rosenthal)
- C_4 : keramischer Kondensator 200 pF, 1 kV - (Rosenthal)
- C_5 : keramischer Kondensator 300 pF, 1 kV - (Rosenthal)
- C_6 : keramischer Kondensator 500 pF, 1 kV - (Rosenthal)
- C_7 : keramischer Kondensator 1000 pF, 1 kV - (Rosenthal)
- C_8 : keramischer Kondensator 2000 pF, 1 kV - (Rosenthal)
- C_9 : Split-Statordrehkondensator 2 x 150 pF, 1,5 mm Plattenabstand (Hopt)
- D : Breitbanddrossel nach Textangaben
- L_1 : Luftspule, 3 Wdg. Kupferrohr 6 mm ϕ versilbert, Länge 30 mm, 45 mm ϕ
- L_2 : Luftspule, 9 Wdg. Kupferrohr 4 mm ϕ versilbert, Länge 70 mm, 45 mm ϕ , Anzapfung bei 3 Wdg.
- L_3 : Luftspule, 27 Wdg. 2 mm CuL, Länge 80 mm, 50 mm ϕ , auf Körper gewickelt, Anzapfung bei 14 Wdg.
- S_1, S_1' : Keramikscharter mit 2 Platinen, „E 6“ (Mayr)
- S_2 : keramischer Leistungsscharter mit 1 Platine und 6 Schaltstellungen, „1130“ (Bauer)
- S_3, S_3' : Keramikscharter mit 1 Platine, „E 6“ (Mayr)
- K_1, K_3 : koaxiale Steckverbindung, Einbaubuchse „Rel atv 28c“ (Siemens & Halske)
- K_2, K_4 : koaxiale Steckverbindung, Leitungsstecker „Rel atv 28a“ (gerade) oder „Rel atv 28b“ (Winkel) (Siemens & Halske)
- L_k : Keramikspule mit Rillen, Länge 130 mm, 60 mm ϕ , „1242“ (Bauer)
- L_{ant} : 80 m^{*)}: 30 Wdg. 2 mm Cu versilbert auf 51-mm-Körper, Wickellänge 75 mm
40 m: 22 Wdg. 2 mm Cu versilbert auf 51-mm-Körper, Wickellänge 90 mm
20 m: 10 Wdg. 2 mm CuL auf 64-mm-Körper, Wickellänge 60 mm
15 m: 5 Wdg. 2 mm CuL auf 64-mm-Körper, 10 m: Wickellänge 30 mm
Koppelspule bei 80 m 10 Wdg., bei 40 m 6 Wdg. 1,5 mm CuL, fest über L_{ant} gewickelt
Koppelspule für 20 m 3 Wdg., für 15 m und 10 m 2 Wdg. 1,5 mm CuL, innerhalb von L_{ant} mit Trolitstulben 15 x 2 x 4 mm befestigt

^{*)} parallel zur Gesamtinduktivität 50 pF Rohrkondensator (3 kV)



PHILIPS

Stereophonie

das neue

Klangbild

unserer Zeit



Philips 1004, Doppelkanal-Stereoverstärker, 3 Lautsprecher, Stereoanlage, Magisches Band, Klangregister, 4 Touren-Plattenwechsler mit Stereo-Tonkopf



Philips 1005, Transformatorlose Doppel-Zweikanal-Endstufe, 4 Touren-Plattenwechsler mit Stereo-Tonkopf, 4 Lautsprecher

Vollendete Harmonie in

Klang, Technik und Form

zeichnen die Philips Rundfunkgeräte

der Serie 1958/59 aus.

Die neuen Stereophonie-Truhen,

die modernsten Musikgeräte unserer

Zeit, bringen Musik, wie sie wirklich ist.

Weitere Spitzenleistungen des Empfänger-Programms:
Die millionenfach bewährte Philetta, die neuen Philips 1001
und 1002 sowie die stereofähige Truhe 1003.



...nimm doch

PHILIPS Fernsehgeräte
sind Spitzenerzeugnisse
internationaler
Fernsehtechnik



Leonardo Spezial
Leonardo Spezial Truhe
beide Empfänger jetzt auch
mit Bildmagnet

Leonardo Spezial mit 53 cm-Bild, UHF-Taste, 20 Röhren, 6 Dioden, 35 Funktionen, Klarzeichner, Weitempfangsröhre PCC 88, Bildmagnet, Fernbedienungsanschluß **DM 998.** —
Leonardo Spezial ohne Bildmagnet DM 968. —

Leonardo Spezial Truhe mit 53 cm-Bild, UHF-Taste, 20 Röhren, 6 Dioden, 35 Funktionen, Klarzeichner, Weitempfangsröhre PCC 88, Bildmagnet, Fernbedienungsanschluß **DM 1198.** —
Leonardo Spezial Truhe ohne Bildmagnet DM 1168. —

Automatic in Bild und Ton



PHILIPS

die Anpassung an den Senderausgang rein ohmsch. Schon mit einer einfachen „Kabelanpassung“, einem halben π -Glied, sind Welligkeiten von $m \leq 2$ zu kompensieren; die Oberwellen werden um den Faktor 10 geschwächt, und die geforderten Werte sind einzuhalten.

Bild 6 zeigt die am häufigsten verwendeten Kabelanpassungsschaltungen. Bei der Schaltung nach Bild 6a wird die Antenne niederohmig, nach Bild 6b hochohmig hereintransformiert; im Bild 6c erfolgt die Anpassung mit einem Serienkreis. Einen vollständigen Senderausgang mit Kabelanpassung für 60 Ohm zeigen die Bilder 7 und 8; die Daten der Einzelteile sind Tab. IV zu entnehmen.

π - und Anpaßfilter sollten in je ein geschirmtes, möglichst versilbertes Gehäuse

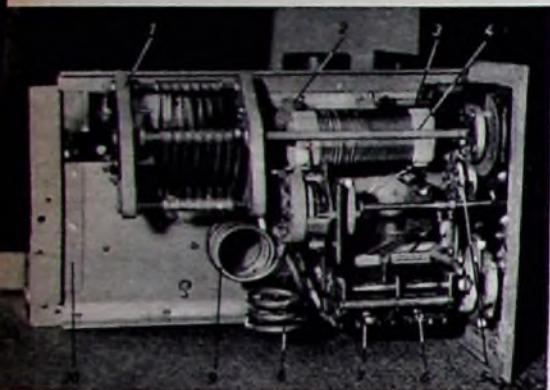


Bild 8 Endstufe in π -Filter-Ausführung. Abschirmung entfernt. 1) Eingangskondensator C 1, 2) Koppelkondensator Ck, 3) UKW-Siebglieder, 4) Längsinduktivität L 3 (80/40 m), 5) Schalter Sc, 6) Ausgangskondensator C 2, 7) 60-Ohm-Koaxkabel, 8) Längsinduktivität L 1 (10 m), 9) Längsinduktivität L 2 (20/15 m), 10) Winkel für Befestigung der Abschirmung

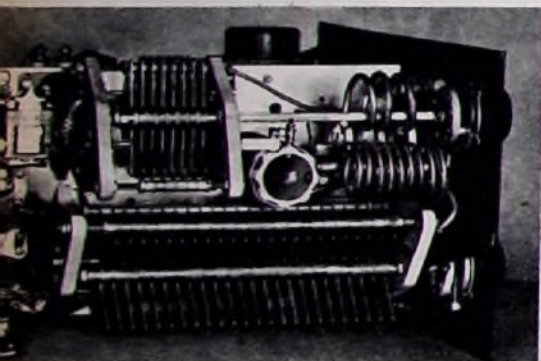


Bild 9 Endstufe mit Oberwellenfilter

eingebaut sein. Auf größtmögliche Überlappung der Kanten ist zu achten, und der Kontakt mit dem eigentlichen Sendergehäuse muß möglichst großflächig sein.

Damit die Oberwellenstörungen nicht über den Netzteil in das Lichtnetz gelangen können, sollte die Zuführung der Betriebsspannungen über Durchführungskondensatoren erfolgen. Zusätzliche Siebglieder (beispielsweise mit „Ferroxcube“-Breitbanddrosseln „VK 200 10/3B“), die Verwendung abgeschirmter Leitungen und hochfrequente Spannungsteilung mit einem keramischen Scheibenkondensator (etwa Siemens „Sibatit“ 0,5...2,5 nF) machen Oberwellendämpfungen auf den Betriebsspannungsleitungen von 1:1000 möglich.

Eine weitere zur Unterdrückung der Oberwellenausstrahlung (≥ 36 dB) sehr geeignete Anordnung ist in den Bildern 9 und 10 gezeigt. Ein Parallelschwingkreis L, C wird induktiv mit dem Serienkreis L 1, C 1 gekoppelt; die Anpassung an den

Ausgangskreis erfolgt niederohmig. Ist die Kreisgüte etwa $Q = 10 \dots 15$, dann gelten folgende Formeln:

$$L = \frac{R_a}{2\pi \cdot f \cdot Q} \quad [\mu\text{H}, \Omega, \text{Hz}] \quad (8)$$

$$C = \frac{25350}{f^2 \cdot L} \quad [\text{pF}, \text{MHz}, \mu\text{H}] \quad (9)$$

Die Plattenabstände von C sollen aus Isolationsgründen nicht kleiner als

$$d_{C \min} = U_b \quad [\text{mm}, \text{kV}] \quad (10a)$$

für unmodulierte HF beziehungsweise

$$d_{C \min} = 2 \cdot U_b \quad [\text{mm}, \text{kV}] \quad (10b)$$

für modulierte HF sein. Legt man zur Bemessung von L einen Formfaktor (Verhältnis von Spulendurchmesser zu Spulenlänge) von 1:1...1:3,5 zugrunde, dann ergibt sich die erforderliche Windungszahl zu

$$W_L = L \sqrt{\frac{15,24 \cdot r + 22,8 \cdot b}{0,2 \cdot (5,1 \cdot r)^2}} \quad [\mu\text{H}, \text{mm}] \quad (11)$$

(r = Spulenradius, b = Spulenlänge). Der zu verwendende Drahtdurchmesser kann Tab. V entnommen werden. L 1 erhält etwa 5...10% der Windungszahl von L, für C 1 kann in fast allen Fällen ein guter Rundfunkkondensator von 500 pF verwendet werden. Die Ausgangsimpedanz R_{ant} gehorcht der Beziehung

$$R_{ant} = 2\pi \cdot f \cdot L_2 \quad [\Omega, \text{MHz}, \mu\text{H}], \quad (12)$$

so daß sich für L 2 ergibt

$$L_2 = \frac{6,28 \cdot f}{R_{ant}} \quad [\mu\text{H}, \text{MHz}, \Omega] \quad (13)$$

Wird Betrieb auf mehreren Bändern gewünscht, dann müssen L, L 1 und L 2 umschaltbar sein. Dazu können bei L und L 1 die nicht benutzten Windungen am „heißen“ Ende kurzgeschlossen werden. Bei L 2 ist dieses Verfahren nicht anzuraten, weil sonst die Kreisverluste zu hoch werden.

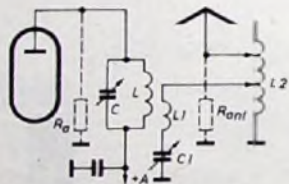


Bild 10. Schaltung zur Unterdrückung von Oberwellen

Tab. V. Erforderliche Drahtstärke für L im Bild 10

HF-Leistung [W]	10	25	50	100	250	500	1000
Drahtdurchmesser [mm]	0,8	1,1	1,3	1,8	2,5	3,2	8,0

Zum Abgleich des Oberwellenfilters wird bei L 2 der Antennenanschluß entfernt und der Kreis L, C in Resonanz gebracht; C 1 soll dabei zu etwa $1/3$ eingedreht sein. Dann wird die Antenne wieder angeschlossen und durch Verändern von C 1 der Anodenstrom der Endröhre auf den vorgegebenen Wert eingestellt. Bleibt die Eingangsleistung zu klein und kann sie auch durch Verändern von C 1 nicht weiter erhöht werden, so muß an L 2 die Anzapfung geändert werden³⁾. Bei sehr nie-

³⁾ Die Anzahl der von L 1 benutzten Windungen soll etwa gleich der von L 2 benutzten sein.

derohmigen Antennen kann sogar der Fall eintreten, daß das Anzapfungsverhältnis für die Antenne kleiner als das für die Koppelspule L 2 ist.

Für die Abschwächung der Oberwellen gilt

$$\frac{U_1}{U_2} = \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (2Q \cdot \frac{f - f_0}{f_0})^2}} \right)^2 \quad (14)$$

(U_1 = Spannung der Grundwelle, U_2 = Spannung der Oberwelle). Die Dämpfung ist dann

$$b = 20 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} \quad [\text{dB}, \text{V}] \quad (15)$$

Tab. VI enthält Oberwellen-Dämpfungswerte für die angegebene Endstufenschaltung, gemessen bei $f = 4$ MHz, $Q = 15$ und etwa 300 W HF-Leistung³⁾. Wie aus Tab. VI

Tab. VI. Gemessene Oberwellen eines Senders mit Oberwellenfilter

n	f [MHz]	b [dB]	Leistung [μ W]
2	8	59	50
3	12	71	2,5
4	16	98	0,031

hervorgeht, ist die Oberwellensiebung als sehr gut zu bezeichnen, und ein so aufgebauter Sender dürfte selbst in den Randgebieten des Fernsehempfanges kaum Störungen verursachen. Natürlich ist auch hier darauf zu achten, daß die Abstrahlung von Oberwellen nur am Ausgang und nicht bereits von den Vorstufen erfolgt; vollständige Schirmung ist notwendig.

³⁾ nach CQ-Unterlagen

FS-störstrahlungssicherer Amateursender

In dem in Heft 14 und 15 veröffentlichten Aufsatz von H. F. Rückert wird unter anderem für die Netzverriegelung die Anwendung eines Filters mit keramischen Durchführungs-Kondensatoren aus HDK-Massen vorgeschlagen. Bild 14 (Heft 15, S. 526) sieht eine Beschaltung mit insgesamt 8000 nF vor. Wie hierzu mitgeteilt wird, ist es (im Hinblick darauf, daß das Filter in direkter galvanischer Verbindung mit dem Starkstromnetz steht) notwendig, daß die einschlägigen VDE-Vorschriften, im vorliegenden Fall die VDE 0875 und VDE 0560 Teil 2 und Teil 7, beachtet werden.

Ferner ist zu beachten, daß für die unsymmetrische Beschaltung in obigem Sinne nur Berührungsschutz-Kondensatoren gemäß den Festlegungen der VDE 0560 Teil 2 in Frage kommen. Keramik-Durchführungs-Kondensatoren, wie sie im allgemeinen bei Nachrichtengeräten eingesetzt werden, entsprechen diesen Bedingungen nicht. Unbedenklich können für derartige Fälle Durchführungs-Kondensatoren in Berührungsschutzdimensionierung nach DIN 41172 oder ähnlich diesen Vorschriften ebenfalls bei Beachtung der Berührungsschutz-Bedingungen eingesetzt werden, wie sie beispielsweise bei Siemens & Halske in den Listenblättern B 85 I x B I, 1, 2 und 3 aufgeführt sind. Ebenso kommen hierfür auch noch die K-UKW-Durchführungsfilter gemäß den Siemens-Druckschriften SH 3430 h und SH 6025 in Frage.

Auch für die Verriegelung einzelner Leitungen innerhalb von Nachrichtengeräten, also bei galvanischer Trennung vom Starkstromnetz, stehen bei der Industrie komplette Entstörfilter zur Verfügung. Die letztgenannten Filter kommen nicht für die Anwendung bei Gerätezeilen in Frage, die mit dem Starkstromnetz in galvanischer Verbindung stehen.

Ein wenig bekanntes Verfahren zur Bestimmung der Güte von Schwingungskreisen

Zu den am häufigsten auftretenden Meßaufgaben der Hochfrequenztechnik gehört die Bestimmung der Güte von HF-Bauteilen, wie Schwingungskreisen, Filtern usw. Diese Messungen sind so häufig notwendig, weil die wesentlichen Eigenschaften der meisten HF-Geräte durch den Gütefaktor der benutzten Einzelteile unmittelbar beeinflußt werden, so zum Beispiel die Trennschärfe und Verstärkung von Funkempfängern.

Die Güte der HF-Bauteile hängt von sehr vielen Parametern ab, deren ausreichend genaue mathematische Erfassung schwierig ist. Daher gelingt die zuverlässige Berechnung der Güte nur in wenigen Fällen, und auch dann ist es wünschenswert, das Ergebnis durch eine Messung zu kontrollieren.

Für die Gütemessung gibt es sehr viele Methoden. Die meisten dieser Verfahren erfordern jedoch einen ziemlich großen Aufwand an Meßgeräten. Auf sie sei daher hier nicht eingegangen; ein Hinweis auf die recht umfangreiche Literatur möge genügen [1, 2, 3].

Die Industrie hat zur Gütemessung gute Spezialgeräte herausgebracht, deren Preise jedoch recht hoch liegen. Häufig besteht aber auch in kleineren Werkstätten, bei Funkamateuren usw., die kein spezielles Gütemeßgerät besitzen, der Wunsch, Gütemessungen auszuführen, und zwar mit geringstem Aufwand. An die Genauigkeit des Meßergebnisses werden keine allzu großen Ansprüche gestellt. Auch spielt die zur Messung erforderliche Zeit meistens eine untergeordnete Rolle. Ein dafür geeignetes Verfahren, das bisher kaum bekannt ist, soll nachfolgend beschrieben werden.

Zur Ableitung des Meßverfahrens ist es notwendig, etwas weiter auszuholen, das Endergebnis ist jedoch überraschend einfach. Die Benutzung dieses Verfahrens ist daher auch dem mehr praktisch interessierten Funktechniker jederzeit möglich. Gütemessungen an erdsymmetrischen Schwingungskreisen sind mit den handelsüblichen Meßgeräten oft nicht möglich, da bei ihnen das Meßobjekt einseitig geerdet werden muß. Mit dem nachfolgend beschriebenen Verfahren ist es dagegen ohne weiteres möglich, auch die Güte von symmetrischen Kreisen zu bestimmen.

1. Theoretische Grundlagen

Koppelt man zwei Schwingkreise L_1, C_1, R_1 und L_2, C_2, R_2 (Bild 1), so beeinflussen sich die Kreise wegen der Gegeninduktivität M gegenseitig. Eine Änderung der Eigenschaften des Kreises I hat daher eine Änderung der Eigenschaften des Kreises II zur Folge und umgekehrt. Diese Beeinflussung soll nun näher untersucht werden. Dazu werden folgende Abkürzungen eingeführt:

$$\omega = 2\pi f \quad (f = \text{Meßfrequenz}); \quad j = \sqrt{-1}; \quad M = \text{Gegeninduktivität}$$

$$R_1 = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = R_1 + j b_1 = \text{primärer Scheinwiderstand}$$

$$R_2 = R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) = R_2 + j b_2 = \text{sekundärer Scheinwiderstand}$$

Wegen der Verkopplung der Kreise über die Gegeninduktivität M wird vom Sekundärkreis II ein Widerstand R_2' in den Primärkreis I transformiert.

Für Widerstand R_2' gilt

$$R_2' = \frac{\omega^2 M^2}{R_2} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)}$$

$$= \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j b_2} \quad (1)$$

Spaltet man $\frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j b_2}$ nach den Regeln des komplexen Rechnens in Real- und Imaginärteil auf (s. Anm. 1, S. 658), so erhält man

$$R_2' = \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + b_2^2} - \frac{j \omega^2 M^2 b_2}{R_2^2 + b_2^2} \quad (2)$$

Der gesamte im Primärkreis wirksame Widerstand wird damit

$$R_1 = R_1 + j b_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + b_2^2} - \frac{j \omega^2 M^2 b_2}{R_2^2 + b_2^2} \quad (3)$$

Man sieht also, daß durch die Ankopplung des Kreises II der Wirkwiderstand des Kreises I erhöht und der Blindwiderstand und damit die Eigenfrequenz durch das letzte Glied von Gl. (3) je nach Vorzeichen von b_2 entweder erniedrigt oder erhöht wird.

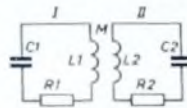


Bild 1. Gekoppelte Schwingungskreise

Untersucht man die Abhängigkeit dieses die Eigenfrequenz des Kreises I ändernden Gliedes als Funktion der sekundären Verstimmung nach den Regeln der Differentialrechnung (s. Anm. 2), so zeigt es sich, daß die Extremwerte der Verstimmung bei $b_2 = R_2$ auftreten, also dann, wenn der Betrag des Blindwiderstandes von Kreis II gleich dem ohmschen Widerstand dieses Kreises ist. Trägt man die Größe der Verstimmung des Kreises I in Abhängigkeit von der Verstimmung des Kreises II auf, erhält man Bild 2. Daraus ist zu ersehen, daß

1. die primäre Verstimmung verschwindet, wenn die sekundäre Verstimmung Null wird,
2. die primäre Verstimmung maximal wird bei $b_2 = R_2$ und
3. die primäre Verstimmung ebenfalls verschwindet bei sehr starker Verstimmung des Sekundärkreises ($b_2 \gg R_2$).

Ändert man die Kopplung zwischen Kreis I und Kreis II, so wird zwar die Größe der primären Verstimmung beeinflusst,

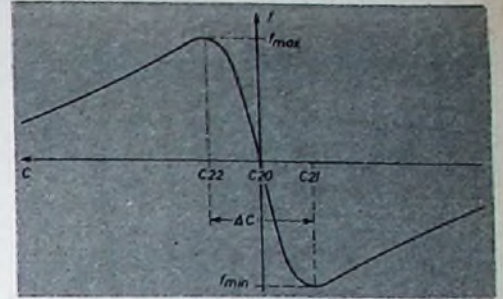


Bild 2. Änderung der Resonanzfrequenz des Kreises I bei Veränderung der Abstimmung des Kreises II

nicht aber die Lage der maximalen primären Verstimmung, bezogen auf die Sekundärverstimmung. Die Maximalverstimmung tritt immer auf bei $b_2 = R_2$.

Macht man nun den Kreis I zum frequenzbestimmenden Kreis eines Oszillators, so durchläuft die erzeugte Frequenz bei Änderung der Abstimmung von Kreis II die im Bild 2 dargestellte Kurve.

2. Meßvorgang

Das zu messende Bauelement wird als Teil eines Schwingkreises geschaltet, dessen übrige Elemente möglichst verlustfrei sein sollen. Es ist ratsam, den Meßkondensator aufzuteilen, und zwar in einen größeren und einen kleineren von einigen pF, der eine möglichst genaue Eichung der Kapazitätsänderung erhält. Von der Genauigkeit dieser Eichung hängt die Zuverlässigkeit des Meßergebnisses wesentlich ab. An diesen Meßkreis wird ein einstufiger HF-Oszillator angekoppelt (Grid-Dip-Meter o. ä.) und auf den zu untersuchenden Kreis abgestimmt (Bild 3). Die Oszillatorfrequenz ist mit einem Überlagerungsfrequenzmesser (z. B. „BC 221“) oder einem Empfänger mit 2. Überlagerer abzuhören. Die Kopplung zwischen Meßkreis und Oszillator wird nun so fest gemacht, daß eine Änderung der Meßkreisabstimmung, um den Resonanzpunkt herum im Empfänger deutlich wahrnehmbare Frequenzänderungen ergibt. Die Kopplung darf jedoch nicht zu stark gemacht werden, da dann beim Durchdrehen der Abstimmung des Meßkreises die Frequenz des Oszillators springt und dadurch einwandfreie Messungen nicht möglich sind (die Kopplung ist dann „überkritisch“!).

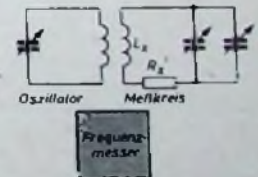


Bild 3. Schaltung der Meßanordnung

Ist eine geeignete Ankopplung gefunden, wird der Empfänger auf eine etwas höhere Frequenz als die Oszillatoreigenfrequenz gestellt und der Meßkondensator nach größerer Kapazität verstellt, bis der Kapazitätswert gefunden ist, bei dem die höchste Frequenz auftritt. Dieser Kapazitätswert ist zu merken und der gleiche Vorgang bei etwas tieferer

vor Kopplung der Kreise miteinander

Frequenzeinstellung und kleinerer Kapazität des Meßkreises zu wiederholen. Die geeignete Frequenzeinstellung des Empfängers ist die, bei der sich die Meßfrequenz bei Erreichen des Extremwertes gerade an Schwebungsnull annähert, ohne es zu durchlaufen. Bei einiger Übung ist dieser Meßvorgang sehr schnell durchgeführt. Selbstverständlich dürfen während der Messung die Ankopplung der Kreise und die Abstimmung des Prüfoszillators nicht geändert werden. Die wie oben be-

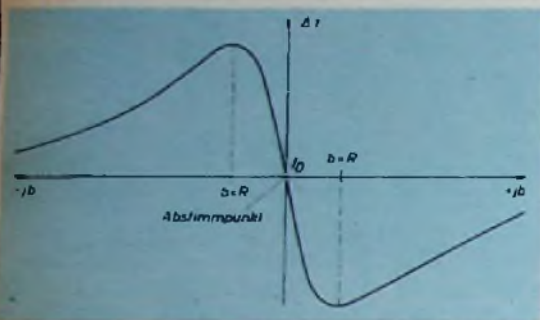


Bild 4. Bestimmung der Kapazitätswerte, bei denen die maximalen Frequenzabweichungen auftreten

schriebenen gewonnenen beiden Kapazitätswerte bilden den Ausgangspunkt der Güteberechnung (Bild 4).

3. Auswertung der Messung

Wie im Abschnitt 1 gezeigt wurde, tritt die maximale Verstimmung des Oszillators auf, wenn die Verstimmung des Sekundärkreises dem Betrag nach gleich dem Reihen-Wirkwiderstand des Sekundärkreises ist. Für den Punkt maximaler Frequenzabweichung wird also $R_n = |b_2|$.

Wegen der Resonanzbedingung $\omega L_2 = \frac{1}{\omega C_{20}}$

wird

$$b_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{21}} \quad (4)$$

$$b_2 = \frac{1}{\omega C_{20}} - \frac{1}{\omega C_{21}} \quad (5)$$

Es ist also

$$R_2 = \frac{1}{\omega C_{20}} - \frac{1}{\omega C_{21}} \quad (6)$$

In ähnlicher Weise erhält man mit der Kapazität C_{22}

$$R_2 = \frac{1}{\omega C_{22}} - \frac{1}{\omega C_{20}} \quad (7)$$

Da man im allgemeinen die Kapazitätsvariation zwischen den beiden Extremwerten der Frequenz mißt ($\Delta C = C_{22} - C_{21}$), vereinigt man Gl. (6) und Gl. (7) und erhält nach elementarer Umformung

$$R_2 = \frac{C_{22} - C_{21}}{2\omega C_{21} C_{22}} \quad (8)$$

Damit ist der Serienwiderstand des Schwingkreises bestimmt. In vielen Fällen interessiert jedoch nicht der Serienwiderstand des Schwingungskreises, sondern die Güte.

Die Güte eines Schwingungskreises ist - wenn man die gesamten Verluste entweder in der Induktivität oder der Kapazität vereinigt denkt - gegeben durch die Gleichungen

$$G = \frac{\omega L}{R} \quad (9)$$

$$G = \frac{1}{\omega C R} \quad (10)$$

Setzt man für R in Gl. (10) den durch Gl. (8) gegebenen Ausdruck ein, so erhält man für die Güte des Schwingungskreises

$$G = \frac{2\omega C_{21} C_{22}}{\omega C_{20} (C_{22} - C_{21})} = \frac{2 C_{21} C_{22}}{C_{20} (C_{22} - C_{21})} \quad (11)$$

Setzt man weiter zur Vereinfachung $C_{21} C_{22} = C_{20}^2$ und $C_{22} - C_{21} = \Delta C$, dann geht Gl. (11) über in

$$G = \frac{2 C_{20}}{\Delta C} \quad (\text{Anm. 3}) \quad (12)$$

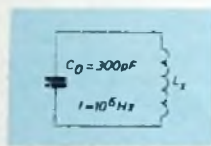
Dies ist die Gleichung zur Bestimmung der Güte des gesamten Schwingungskreises.

Will man die Güte von Spulen feststellen, so genügt im allgemeinen eine Messung mit Auswertung nach Gl. (12), da bei Benutzung eines verlustarmen Meßkondensators die Verluste des Kreises praktisch allein durch die Spule hervorgerufen werden.

Bei der Messung der Güte von Kondensatoren dagegen wird man zuerst mit einer möglichst hochwertigen Spule die Eigengüte des Kreises bestimmen und danach in einer zweiten Messung die Güte des Kreises nach Einschalten des Meßobjektes ermitteln.

Aus diesen beiden Werten kann dann die Güte des Meßobjektes in der angegebenen Weise errechnet werden.

Bild 5. Schaltung des Schwingungskreises zum Berechnungsbeispiel



4. Berechnungsbeispiel

Die Widerstände und die Kreisgüte eines Schwingungskreises nach Bild 5 sollen ermittelt werden ($C_0 = 300 \text{ pF}$, $f = 10^6 \text{ Hz}$).

Durch Messung nach Abschnitt 3 werden die Kapazitätswerte festgestellt, bei denen die Extremwerte der Frequenz des anregenden Oszillators auftreten. Die höchste Frequenz des Oszillators tritt z. B. auf bei einer Kapazität des Meßkreises von 302 pF (C_{22}) und die tiefste Frequenz bei 298 pF (C_{21}). Nach Gl. (8) wird also

$$R = \frac{C_{22} - C_{21}}{2\omega C_{21} C_{22}} = \frac{(302 - 298) \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 2\pi \cdot 10^6 \cdot 298 \cdot 10^{-12} \cdot 302 \cdot 10^{-12}} = \frac{4 \cdot 10^{-12}}{4 \pi \cdot 9 \cdot 10^{-14}} \approx 3,54 \Omega$$

Ist ωL groß gegen R , so gilt

$$R_p = \frac{\omega^2 L^2}{R}$$

Diese Bedingung ist in unserem Beispiel erfüllt. Also wird

$$R_p = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{4\pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 84,5^2 \cdot 10^{-12}}{3,54} \approx 79000 \Omega$$

Die Güte des Kreises kann man nun aus den Werten für R bzw. R_p nach den be-

kannten Formeln $G = \frac{\omega L}{R}$ oder $G = \frac{R_p}{\omega L}$

errechnen. Will man die Güte des Kreises unmittelbar bestimmen, so benutzt man zweckmäßigerweise Gl. (12) und erhält

$$G = \frac{2 C_{20}}{\Delta C} = \frac{2 \cdot 300 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot 10^{-12}} = 150$$

5. Anhang

Anm. 1)

$$\begin{aligned} \Re_2 &= \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j b_2} = \frac{\omega^2 M^2 (R_2 - j b_2)}{(R_2 + j b_2)(R_2 - j b_2)} \\ &= \frac{\omega^2 M^2 R_2 - j \omega^2 M^2 b_2}{R_2^2 + b_2^2} \\ &= \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + b_2^2} - j \frac{\omega^2 M^2 b_2}{R_2^2 + b_2^2} \end{aligned}$$

Anm. 2) Das frequenzbeeinflussende Glied aus Gl. (3) ist

$$b_2^* = \frac{\omega^2 M^2 b_2}{R_2^2 + b_2^2}$$

Differenziert man b_2^* nach b_2 , dann erhält man

$$\frac{d b_2^*}{d b_2} = \frac{(R_2^2 + b_2^2) \omega^2 M^2 - \omega^2 M^2 b_2 \cdot 2 b_2}{(R_2^2 + b_2^2)^2}$$

Da Extremwerte von b_2 nur auftreten, wenn die erste Ableitung Null ist, wird gesetzt

$$\begin{aligned} (R_2^2 + b_2^2) \omega^2 M^2 - 2 \omega^2 M^2 b_2^2 &= 0 \\ R_2^2 \omega^2 M^2 &= \omega^2 M^2 b_2^2 \\ \pm R_2 &= \pm b_2 \end{aligned}$$

Davon ist nur das Wertepaar $+ R_2 = \pm b_2$ physikalisch realisierbar.

Anm. 3) Gl. (12) erhält man auch bei Ableitung eines Gütemeßverfahrens, bei dem durch Änderung der Kapazität des Meßkreises die zwischen den beiden Kapazitätswerten für $0,707 \cdot U_{\text{max}}$ liegenden Werte bestimmt werden.

Schrifttum

- L i m a n n, O.: Prüffeldmeßtechnik. 3. Aufl., München 1947, Franzis-Verlag
- Z i n k e, O.: Hochfrequenz-Meßtechnik. 2. Aufl., Stuttgart 1947, Hirzel
- B e n z, F.: Meßtechnik für Funkingenieure. Wien 1952, Springer

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Septemberheft 1958 unter anderem folgende Beiträge:

Elektronenschwingungen in Vakuumröhren

Einfluß des Nullpunktfehlers und des Gitterstromes von Gleichstromverstärkern bei der Lösung linearer Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten auf dem elektronischen Analogrechner

Wirkungsweise und Aufbau von elektromechanischen Analog-Multiplikatoren

Das Dauerstrichmagnetron Valvo 7091

Die Parallelarbeit von Gleichrichtern mit Anodendrosseln

Transistorempfänger für Meßzwecke
ACHEMA 1958; 2. Bericht

Neue Bücher • Angewandte Elektronik • Aus Industrie und Wirtschaft • Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

Format DIN A4 • monatlichen Heft • Preis 3,- DM

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE



Zwei Geräte -
ein ganzes Programm!

Mit den neuen Tonbandgeräten Magnetophon 75 und 85 präsentiert TELEFUNKEN zwei Modelle, die bei dem reichhaltigen Zubehör für jeden nur denkbaren Zweck verwendungsfähig sind: die Type 75 für hohe, die Type 85 für höchste Ansprüche.

Magnetophon 75

Mit 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit 2 x 63 min Spieldauer bei $f = 60 \dots 16000$ Hz, mit 4,75 cm/s Bandgeschwindigkeit 2 x 126 min Spieldauer bei $60 \dots 9000$ Hz. Drucktastenbedienung, Feinfühlautomatik für lange Kopflebensdauer. Start/Stop-Fernsteuerung. Ideal für Heim und Büro, Schmalfilm- und Dia-Vertonung.

Magnetophon 75 T (Tischgerät)	DM 459,- mit Leerspule
Magnetophon 75 K (Koffergerät mit abschaltbarem Lautsprecher)	DM 499,- mit Leerspule

Magnetophon 85

Mit 19 cm/s Bandgeschwindigkeit 2 x 63 min Spieldauer bei $f = 30 \dots 20000$ Hz + 3 dB, mit 9,5 cm/s eine Spieldauer von 2 x 126 min bei $30 \dots 15000$ Hz. Qualitätsnachweis durch beigefügte, individuelle Frequenzurkunde (Pegelstreifen). Ideale Drucktastensteuerung. Feinfühlautomatik für lange Kopflebensdauer. Tricktaste. Radio/Mikro/Phono-Eingänge. 2 perm.-dyn. Multivox-Lautsprecher. Getrennte Baß- und Höhenregler. Anschluß für Start/Stop-Fernsteuerung

Magnetophon 85 T (Tischgerät)	DM 579,- mit Leerspule
Magnetophon 85 K (Koffergerät)	DM 699,- mit Leerspule
Magnetophon 85 KL (Koffer mit 6-Watt-Gegentaktstufe)	DM 759,- mit Leerspule



Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertretungen und der sonstigen Berechtigten, z. B. GEMA, Bühnenverlage, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw. gestattet.

TELEFUNKEN

Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre



9. Die Röhre mit Gitter als Demodulator

Die modernen Demodulatorschaltungen enthalten fast ausschließlich Dioden, die bereits im Abschnitt 3 dieser Aufsatzreihe ausführlich besprochen wurden. Es gibt jedoch noch einige andere Demodulatorschaltungen, die mit Ein- oder Mehrgitterröhren arbeiten und besonders in den Anfangszeiten der Rundfunktechnik erhebliche Bedeutung hatten. Da sie auch heute noch in älteren Empfängern zu finden sind und insbesondere beim Selbstbau einfacher Empfangsgeräte eine große Rolle spielen, sollen sie nachstehend behandelt werden.

Man unterscheidet vor allem zwischen dem Anodengleichrichter und dem Gittergleichrichter (Audiongleichrichter). Besonders die zuletztgenannte Schaltung hatte früher in Verbindung mit einer veränderbaren Rückkopplung, die durch Entdämpfung des Schwingkreises eine Erhöhung der Empfindlichkeit bewirkt, eine sehr große Bedeutung.

9.1 Audiongleichrichtung

9.1.1 Prinzip

Das Prinzipschaltbild zeigt Bild 126. Vom Schwingkreis L, C , an dem die zu demodulierende Hochfrequenz auftritt und der beispielsweise über L_1 mit der Antenne gekoppelt ist, gelangt die Hochfrequenzspannung über den Gitterkondensator C_g zu dem Steuergitter der Röhre. Zwischen Gitter und Katode liegt der Ableitwiderstand R_g . Die demodulierte Spannung tritt am Außenwiderstand R_a im Anodenkreis auf.

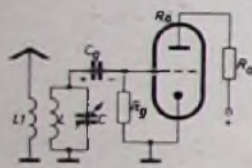


Bild 126. Grundschiung des Audiongleichrichters

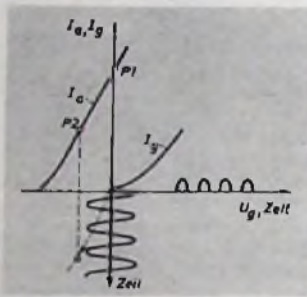


Bild 127. Zur Wirkungsweise des Audions

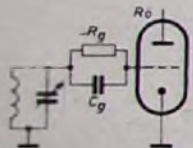


Bild 128. Andere Anordnung der Gitterkombination beim Audion

Die Schaltung ist am leichtesten zu verstehen, wenn man die Gitter-Katodenstrecke als Diode auffaßt (das entspricht auch der tatsächlichen Wirkungsweise), die in Verbindung mit den davor liegenden Schaltmitteln als Diodengleichrichter arbeitet. Die Gleichrichtung kommt durch die Ventilwirkung der Diode zustande, und es gilt die Kennlinie im Bild 127. Zwischen dem Steuergitter und der Katode liegt keine Vorspannung; infolgedessen stellt sich auf der I_a-U_g -Kennlinie zunächst der Arbeitspunkt P_1 ein, der dem Anodenstrom bei der Gittervorspannung Null entspricht. Das gilt bei fehlender Hochfrequenz. Liefert der Schwingkreis jedoch eine HF-Spannung, dann tritt Gitterstrom auf, der den Kondensator C_g mit der eingetragenen Polarität auflädt. Dadurch wandert der Arbeitspunkt längs der Kennlinie bis zum Punkt P_2 , d. h., der mittlere Anodenstrom wird kleiner. Am Widerstand R_a tritt (wie beim Diodengleichrichter) außerdem die demodulierte Niederfrequenzspannung auf. Sie steuert gleichzeitig das Gitter der Röhre, und am Anodenwiderstand R_a erscheint die nunmehr verstärkte Niederfrequenzspannung. Der Vorgang beim Audiongleichrichter läßt sich also in zwei Abschnitte aufteilen: 1. in die Demodulation mit Hilfe der Gitter-Katodenstrecke analog dem Diodendemodulator und 2. in eine Verstärkung der demodulierten Niederfrequenz. Die zuletztgenannte Tatsache verleiht der Audiongleichrichtung eine sehr hohe Empfindlichkeit. Das ist mit ein Grund dafür, daß diese Schaltung früher, als man im allgemeinen nur schwache Feldstärken zur Verfügung hatte, von großer Beliebtheit war.

Gitterkondensator und Gitterwiderstand lassen sich auch nach Bild 128 schalten. Bei dieser Schaltung wird der Schwingkreis mit dem Wert $R_g/2$ belastet, während die Belastung im Bild 126

mit $R_g/3$ größer ist. Auch hier sei auf die Ausführungen über die Diodengleichrichtung im Abschnitt 3 verwiesen. Gleichspannungsmäßig sind die Schaltungen identisch, denn R_a liegt im Bild 128 über den vernachlässigbar kleinen ohmschen Spulenwiderstand ebenso wie im Bild 126 an Katode. Die Schaltung nach Bild 128 hat noch einen weiteren Vorteil, und zwar kann man R_g und C_g zu einer räumlich sehr kleinen Kombination zusammenfassen und beide Schaltorgane unmittelbar zwischen den Schwingkreis und das Gitter löten. Die so geschaffene kurze Verbindung verhindert ein störendes Brummen, das beim Audiongleichrichter oft auftritt, wenn eines der beiden Schaltelemente kapazitiv mit einer Leitung gekoppelt ist, die Netzwechselspannung führt. Der Widerstand R_g wird nämlich mit etwa $0,5 \dots 1$ MOhm relativ groß gewählt, so daß sich an ihm schon bei geringer kapazitiver Kopplung eine Störwechselspannung ausbildet, die im Anodenkreis verstärkt auftritt. Das dadurch entstehende Brummen kann man schon beobachten, wenn man mit einem Finger in die Nähe des Gitterableitwiderstandes kommt.

9.1.2 Eigenschaften der Audiongleichrichtung

Der Hauptvorteil des Gittergleichrichters ist die große mit ihm erreichbare Empfindlichkeit, die auf die zusätzliche Verstärkung der Röhre zurückzuführen ist. Außerdem läßt sich diese Schaltung (wie später noch gezeigt wird) sehr gut rückkoppeln, so daß man damit zu einem wirtschaftlichen Einkreis-Empfänger kommt. Trotzdem wird diese Schaltung heute in der Rundfunkempfangstechnik praktisch nicht mehr benutzt. Ein Grund hierfür ist zum Beispiel ihre leichte Übersteuerbarkeit, aber auch die Tatsache, daß die Anordnung schon bei kleinen Spannungen nicht zufriedenstellt. Dann arbeitet man nämlich im stark gekrümmten Teil der Gitterstrom-Gitterspannungskennlinie und erhält einen quadratisch arbeitenden Gleichrichter, bei dem zahlreiche Oberwellen entstehen. Das kommt in einer entsprechenden Erhöhung des Klirrfaktors zum Ausdruck. Ist jedoch die Spannung größer, dann arbeitet zwar der Gleichrichter annähernd linear, jedoch wird die Gitter-Katodenstrecke durch die Niederfrequenz übersteuert und der Anodenstrom verzerrt, so daß sich wiederum ein großer Klirrfaktor ergibt. In Anbetracht der sehr wichtigen Hi-Fi-Technik ist daher eine solche Schaltung nicht mehr tragbar.

Da heute sehr leistungsfähige Röhren zur Verfügung stehen und das Überlagerungsprinzip allgemein angewendet wird, ist die Diode der ideale Empfangsgleichrichter, weil man an der letzten ZF-Stufe ausreichende Spannungen zur Verfügung hat, um mit dem Diodengleichrichter eine lineare und klirrarmer Demodulation durchzuführen. Ein Audiongleichrichter wäre an dieser Stelle vollkommen verfehlt. Allerdings ändern diese Betrachtungen nichts an der Tatsache, daß das Audion gerade für den Anfänger nach wie vor eine dankbare und empfindliche Schaltung darstellt, die sich für erste Empfangsversuche sehr gut eignet. Auch für kleine Koffer- oder Taschenempfänger ist sie dann geeignet, wenn man Material sparen will und dabei eine Außenantenne in Kauf nimmt. Baubeschreibungen dieser Art findet man auch heute noch in der Fachliteratur.

Den Gitterwiderstand R_g wählt man innerhalb der vom Röhrenhersteller vorgeschriebenen Grenzwerte möglichst groß, um eine hohe Niederfrequenzspannung zu erhalten. Die Wahl des Wertes des Kondensators C_g ist nach oben und unten begrenzt. Macht man die Kapazität zu klein, dann bildet C_g mit der Gitter-Katodenkapazität der Röhre einen kapazitiven Spannungsteiler, und ein Teil der zu demodulierenden Hochfrequenzspannung geht an C_g verloren. Macht man C_g dagegen zu groß, dann bildet dieser Kondensator bereits bei Niederfrequenz eine nicht zu vernachlässigende kapazitive Belastung von R_g ; er wirkt dann als Tonblende und benachteiligt so die hohen Töne. Brauchbare Werte sind etwa $100 \dots 500$ pF.

9.2 Anodengleichrichtung

Auch der Anodengleichrichter ist eine seit langem bekannte Demodulatorschaltung. Er besteht nach Bild 129 aus einer Röhre, in deren Gitterkreis der Schwingkreis L, C liegt. Dem unteren Anschlußpunkt des Kreises wird über das Potentiometer P aus der Batterie B eine einstellbare negative Vorspannung zugeführt. Im Anodenkreis liegt der Außenwiderstand R_a . Man stellt die Vorspannung so ein, daß bei fehlender Aussteuerung der Arbeitspunkt P nach Bild 130 im unteren Knick der I_a-U_g -Kenn-



Stereo-Geräte

für den besonders
anspruchsvollen Käufer



Musical 3 VS (stereofähig)

Verstärker-Phonokoffer mit Plattenspieler
3420 PE/Stereo **DM 265.-**



Musical 5 VS (stereofähig)

Verstärker-Phonokoffer mit Plattenwechsler
REX A/Stereo **DM 325.-**



Musical 7 VS Luxus (stereofähig)

Verstärker-Phonokoffer mit Plattenwechsler
REX DELUXE/Stereo **DM 347.-**



Musical 99 V Stereo

Vollstereo-Verstärker-Phonokoffer mit Platten-
wechsler REX DELUXE/Stereo und 2-Kanal-
Verstärker **DM 497.50**

Plattenwechsler REX A/Stereo

mit Duplo-Stereo-Kristall-System . **DM 171.-**

Plattenwechsler REX DELUXE/Stereo

mit Duplo-Stereo-Kristall-System . **DM 191.-**

**Fordern Sie bitte unseren neuen Spezial-
prospekt und die Stereo-Preisliste an.**



Perpetuum-Ebner

Pfeiffer

HOCHVAKUUMTECHNIK

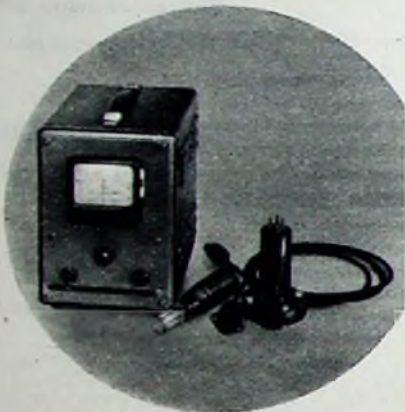


Iova
Ionisationsvakuummeter

Meßbereich
 10^{-2} bis 10^{-1} Torr.
Mit Glasröhre oder
Metallröhre mit aus-
wechselbarer Kathode,
Kathoden-Schutzrelais
Liste 283

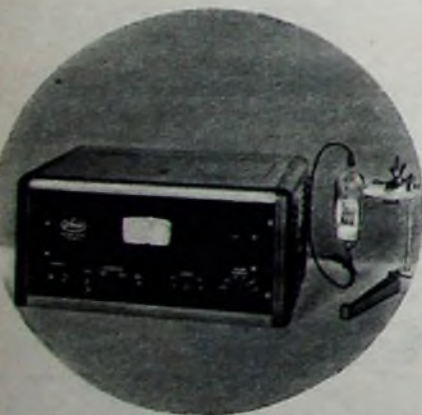
Theva
Thermoelektrisches
Vakuummeter

Meßbereich 10 bis 10^{-2} Torr
vier Zehnerpotenzen durch
potenzierte Schaltung
Als Tisch- oder Einbaugerät
für bis zu 6 Meßröhren
Auswechselbare Skala —
geerdete Skala z. Ersatzröhren
Liste 281



Ultra-Vakuummeter

für höchstes Vakuum
Meßbereiche 10^{-2} bis
 10^{-10} Torr
Sieben Meßbereiche
umschaltbar
Meßröhre mit thoriertes
Iridiumkathode,
unempfindlich gegen
Luftleinbrüche
Sonderdruck SM 210



Dies sind nur Beispiele aus unserem
Meßgeräte-Lieferprogramm.

Verlangen Sie unsere Listen und Sonderdrucke!

ARTHUR PFEIFFER GMBH · WETZLAR

Gegründet 1890

linie liegt. Der Anodengleichstrom ist also im nichtausgesteuerten Zustand nahezu Null. Tritt nun eine Hochfrequenzspannung am Kreis auf (verursacht beispielsweise durch die von der Antenne über L in L induzierte Spannung), dann rufen nach Bild 130 nur die positiven Halbwellen einen Anodenstrom hervor; die negativen Halbwellen werden unterdrückt. Man erhält also Anodenstromstöße, die stets den positiven Halbwellen entsprechen und immer die gleiche Richtung haben. Dadurch ergibt sich ein Gleichrichter- bzw. ein Demodulationseffekt, d. h., am Außenwiderstand R_a tritt die demodulierte Spannung auf. Da in dieser Schaltung die Verstärkerwirkung der Röhre nicht ausgenutzt wird, ist die Anordnung unempfindlicher als das

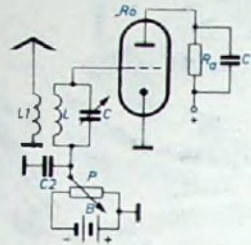


Bild 129. Anodengleichrichter mit fester Gittervorspannung

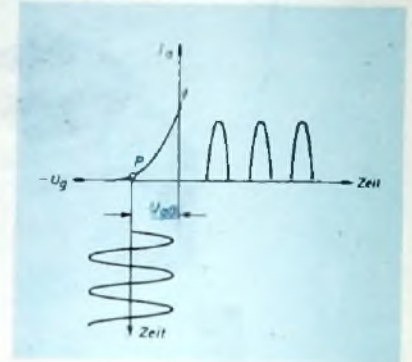


Bild 130. Zur Wirkungsweise des Anodengleichrichters

Audion. Wegen der gekrümmten Kennlinie ergeben sich ebenso wie beim Audion Verzerrungen. Dagegen ist die Aussteuerbarkeit größer, so daß Übersteuerungen nicht so schnell eintreten können. Ein weiterer Vorteil des Anodengleichrichters gegenüber dem Audion besteht in der vernachlässigbar kleinen Dämpfung des Schwingkreises. Man arbeitet stets im gitterstromlosen Gebiet, so daß der Schwingkreis nur mit dem sehr hohen Isolationswiderstand der Gitter-Katodenstrecke belastet ist. Beim Audion liegt dagegen eine definierte, keineswegs kleine Belastung ($R_g/3$ oder $R_g/2$) vor, die eine beträchtliche Schwingkreisdämpfung zur Folge hat. In dieser Hinsicht ist also der Anodengleichrichter vorteilhafter.

Man muß für den Anodengleichrichter Röhren mit möglichst scharfem Kennlinienknick verwenden; außerdem ist die Vorspannung sorgfältig einzustellen, damit sich ein optimaler Demodulationseffekt ergibt. Die Aussteuerung darf nie so weit getrieben werden, daß Gitterstrom auftritt, weil sonst wesentliche Vorteile des Anodengleichrichters verlorengehen. In diesem Fall würde die Schaltung bald als Gittergleichrichter arbeiten, vorausgesetzt, daß der Schwingkreis kapazitiv an das Gitter gekoppelt und daß die Vorspannung über einen hochohmigen Widerstand zugeführt wird.

Beim Anodengleichrichter ist die Art der Vorspannungsgewinnung von Bedeutung. Im Bild 129 wurde eine feste, nicht-automatische Vorspannung angenommen. Das bringt zwar den Vorteil einer stabilen, von der Aussteuerung unabhängigen Arbeitspunkteinstellung, hat aber den Nachteil, daß beim Auftreten zu großer Hochfrequenzamplituden sehr leicht ein kräftiger Gitterstrom zustande kommen kann, der starke Verzerrungen hervorruft.

In dieser Hinsicht verhält sich eine Schaltung nach Bild 131, bei der die Vorspannung durch einen Katodenwiderstand R_k erzeugt wird, günstiger. Für Wechselspannung wird der Widerstand wie üblich mit einem Kondensator C_k überbrückt. Denkt man sich zunächst den Widerstand R fort, dann wird die Vorspannung nur durch den Anodenstrom bestimmt. Da dieser im nichtausgesteuerten Zustand sehr klein ist, muß R_k entsprechend groß sein. Bei wachsender Aussteuerung erhöht sich auch der mittlere Anodengleichstrom, so daß die Vorspannung automatisch größer wird. Das Auftreten von Gitterstrom in nennenswerter Höhe ist in dieser Schaltung also nicht zu befürchten, und man kann die Aussteuerung so weit treiben, daß der Anodengleichrichter annähernd linear arbeitet. Eventuell auftretende Gitterspannungsspitzen und das Wandern des Arbeitspunktes längs der Kennlinie führen allerdings auch hier zu mehr oder weniger unkontrollierbaren Verzerrungen. Man kann einen Kompromiß schließen, indem man eine halbautomatische Gittervorspannung vorsieht. Zu diesem Zweck verwendet man einen Widerstand R , der an den Pluspol der Speisespannungsquelle angeschlossen ist und einen dauernden Gleichstrom durch R_k liefert. Dann kann R_k kleiner gewählt werden, und man

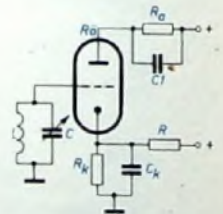


Bild 131. Automatische und halbautomatische Gittervorspannung

nähert sich mehr den Verhältnissen in der Schaltung nach Bild 129. Weiterhin läßt sich C_k relativ kleinhalten. Der Kondensator bildet dann für die Niederfrequenz keinen vollständigen Kurzschluß; das bedeutet zwar eine Frequenzabhängigkeit, gibt dem Gleichrichter jedoch eine bessere Linearität. Der Außenwiderstand R_a muß mit einer Kapazität C_1 überbrückt sein, damit die restliche Hochfrequenz kurzgeschlossen wird. Andernfalls arbeitet der Gleichrichter nicht einwandfrei. Deshalb ist ein Anodengleichrichter im Gegensatz zum Audion nur schlecht rückzukoppeln. Demgegenüber stehen die Vorteile einer größeren Aussteuerbarkeit und einer nur unwesentlichen Schwingkreisdämpfung. Trotzdem hat der Anodengleichrichter in der Rundfunk-Empfangstechnik heute keine Bedeutung mehr, da ihm der Diodengleichrichter — schon wegen der stets zur Verfügung stehenden großen Spannungen — überlegen ist.

9.3 Audion mit Rückkopplung

9.31 Prinzip

Wie schon erwähnt, läßt sich eine Audionschaltung sehr gut rückkoppeln. Bild 132 zeigt eine der ältesten Schaltungen, die mit Triode und Transformator-kopplung (zur folgenden Niederfrequenz-Verstärkerstufe) arbeitet. Der Anodenstrom, in dem sich noch Hochfrequenzkomponenten befinden, durchfließt zunächst die Rückkopplungsspule L_2 und dann erst die Primärwindung des Transformators T . Der Hochfrequenzanteil fließt nach dem Durchlaufen von L_2 über C_1 unmittelbar zur Katode zurück.

9.32 Wirkungsweise der Rückkopplung

Im Gegensatz zu den Oszillatoren, in denen die Rückkopplung die Schwingungen ständig aufrechterhalten soll, hat die Rückkopplung in Empfangsschaltungen einen anderen Zweck. Der Rückkopplungsfaktor darf hier nur so groß sein, daß der rückgekoppelte Kreis möglichst gut entdämpft wird. Die Folge davon ist eine entsprechend hohe Aufschaukelung und eine kleinere Bandbreite des Schwingungskreises, beides Eigenschaften, die in

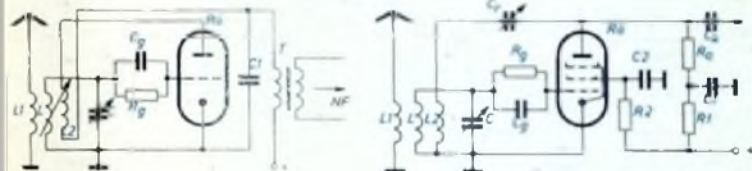


Bild 132 (links): Eine der ältesten Audionschaltungen mit Triode und Transformator-kopplung. Bild 133 (rechts): Moderne Audionschaltung mit kapazitiver Rückkopplung über C_1 und RC-Ankopplung des Niederfrequenzverstärkers

der Empfangstechnik größere Empfindlichkeit und Trennschärfe bedeuten. Man macht also den Rückkopplungsfaktor nur so groß, daß die Selbsterregungsbedingung gerade noch nicht erfüllt ist. Dann wird zwar die Schwingkreis-Verlustleistung weitgehend ergänzt, der Kreis kommt aber noch nicht zum Selbstschwingen. Um den richtigen Rückkopplungsfaktor (der natürlich in diesem Fall wesentlich genauer als bei Senderschaltungen eingehalten werden muß) richtig einzustellen, muß eine entsprechend gut arbeitende Regelmöglichkeit vorhanden sein. In den Anfängen der Rundfunktechnik wurde die Rückkopplung dadurch geregelt, daß man die Spule L_2 im Bild 132 schwenkbar oder verschiebbar gegenüber L anordnete. Es gab zu diesem Zweck sogar besondere, „Spulenkoppler“ genannte Einrichtungen, in denen sich Spulen befanden, die mit Hilfe eines Gelenkes mehr oder weniger einander genähert werden konnten. Später wurde dann zur Rückkopplungsregelung ein Drehkondensator verwendet, beispielsweise nach Bild 133. Hier liegt im Anodenkreis der Pentode ein Widerstand R_a , an dem die Niederfrequenzspannung und gleichzeitig die verstärkte Hochfrequenzspannung auftreten, da kein kapazitiver Kurzschluß vorhanden ist. Infolgedessen liegt an der Röhrenanode die Hochfrequenzspannung, die nun über C_1 und die Rückkopplungsspule L_2 einen Hochfrequenzstrom fließen läßt. Das dadurch von L_2 hervorgerufene Magnetfeld wird zur Rückkopplung verwendet. Mit Hilfe des Drehkondensators C_1 kann die Rückkopplung sehr genau einreguliert werden.

Die Schaltung nach Bild 133 ist auch wegen der Verwendung einer Pentode moderner als die Schaltung nach Bild 132. Bei Pentoden sieht man aus den in früheren Teilen dieser Aufsatzreihe besprochenen Gründen keine Transformator-kopplung, sondern stets eine Widerstandskopplung vor. Der Außenwiderstand R_a liegt bei etwa 0,2 MOhm. C_1 und R_1 dienen zur hochfrequenten und galvanischen Entkopplung. Der Schirmgitterwiderstand R_2 ist mit etwa 0,6...0,8 MOhm wesentlich größer als R_a , weil die Anodenspannung stets höher als die Schirmgitterspannung sein muß. Die richtige Wahl von R_2 ist auch noch aus einem anderen Grunde kritisch, der seiner Bedeutung halber kurz besprochen sein soll (Wird fortgesetzt)



Magnettonband PE

POLYESTER
vorgereckt



Reißfest wie Stahl

Dehnungsfest

Hitzefest

Abriebfest

und

Übersteuerungssicher



PE 31 Langspielband

PE 41 das echte Doppelspielband für alle Geräte

Fordern Sie bitte Druckschriften an
AGFA AKTIENGESELLSCHAFT · LEVERKUSEN · MAGNETON-VERKAUF

HOHE LEISTUNGEN —
SICHERHEIT

Stets
zufriedene
Kunden

ATL

Doppelter Gewinn bei gleicher Elementzahl. Sehr große Bandbreite. Keine Mutter — keine Schraube. 5 bis 10 Elemente

MÉTÉOR

Einfacher Zusammenbau, schnelle Montage. Leichtmetall, 3 bis 7 Elemente

AUTO-RADIO

Spezialantenne für Transistor- u. Batterieempfänger. Direkter Aufbau am Wagenfenster ohne Werkzeug und ohne Bohrung. Benutzung bei geöffnetem u. geschlossenem Fenster

PACIFIC

Automatischer Spannungsregler, brummfrei. Formschönes Gehäuse. 2 Ausführungen: 180 und 250 W

M.250

Spannungsregler mit Handeinstellung ohne Voltmeter. Optisch sichtbare Kontrolle mittels Leuchtdiode

Fordern Sie unsere neue illustrierte Broschüre an!

LAMBERT

13, RUE VERSIGNY PARIS-18^e
ORN. 42-53-76-80



Rundfunkwellen speisen Transistorschaltungen

In zahlreichen Transistorschaltungen ist die zum Betrieb eines Transistors aufzuwendende Gleichstromleistung außerordentlich gering und liegt in der Größenordnung von nur einigen Mikrowatt. Man kommt daher in solchen Fällen mit Batterien allerkleinster Abmessungen aus. Wie Versuche gezeigt haben, liegt es sogar im Bereich praktischer Möglichkeiten, die Batterien ganz fortzulassen und die erforderliche Gleichstromenergie aus dem elektromagnetischen Feld eines benachbarten Hochfrequenzsenders aufzubringen. Liegt ein Rundfunk- oder UKW-Sender zum Versuchsfall so günstig daß dort eine recht hohe Feldstärke vorhanden ist, so kann unter Umständen die in einer geeigneten Antenne induzierte Hochfrequenzspannung leistungsmäßig ausreichen, um einen Transistor mit Betriebsspannung zu versorgen. Zu diesem Zweck wird die Antennenspannung gleichgerichtet und in einem Speicherkondensator gesammelt, der nun an die Stelle der sonst üblichen Batterie tritt [1].

Um einen Eindruck von der auf diese einfache Weise zu gewinnenden Gleichstromleistung zu vermitteln, wird ein Versuch erwähnt, bei dem mit einer einfachen, etwa 30 m langen und 4 m über dem Erdboden an einem Stadtrand gezogenen Antenne eine Gleichstromleistung von 0,9 mW bei Belastung mit 3 kOhm erreicht werden konnte. Das Hochfrequenzfeld stammte in diesem Fall von einem ungefähr 2,5 km entfernten Rundfunksender, der mit einer Frequenz von 1,6 MHz und einer Leistung von 1 kW strahlte. An dem Speicherkondensator stellte sich dabei in unbelastetem Zustand eine Spannung von rund 5 V ein. Ähnliche Ergebnisse lassen sich mit einer großen, zum Sender ausgerichteten Rahmenantenne erreichen.

Auch unter weniger günstigen Bedingungen kann die aus dem Hochfrequenzfeld gewonnene Gleichstromleistung zum Betrieb eines Transistors oder zweier Transistoren ausreichen. Da für die Aufladung des Speicherkondensators sowieso schon eine Antenne benötigt wird, liegt es nahe, diese Antenne zur Stromversorgung für den Betrieb eines Rundfunkempfängers zu benutzen. Eine solche Anwendungsmöglichkeit ist im Bild 1 dargestellt; links oben ist die Antenne angedeutet, die sowohl für den eigentlichen Empfänger als auch für den Stromversorgungsteil die Hochfrequenzenergie liefert. Die besondere Ausbildung der Antenne im Bild 1 soll zunächst noch unberücksichtigt bleiben.

Die Antennenspannung wird über die Kopplungsspule L1 dem Empfänger und über die Kopplungsspule L2 dem Stromversorgungsteil zugeführt. Der

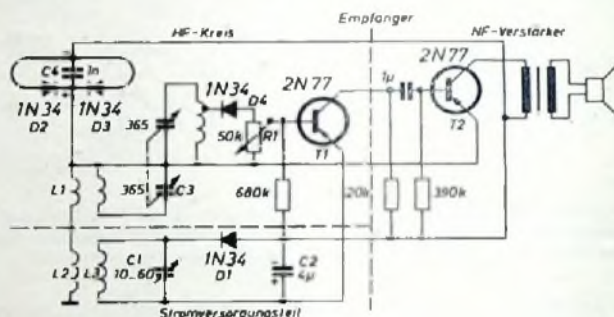


Bild 1. Schaltung eines mit Transistoren bestückten Rundfunkempfängers, dessen Gleichstromversorgung von dem Feld eines starken Senders aufgebracht wird

Empfänger kann selbstverständlich mit Hilfe des Drehkondensators C3 auf jede beliebige Frequenz des Rundfunkwellenbereiches abgestimmt werden, während der Stromversorgungsteil mit Hilfe des Resonanzkreises C1, L3 stets auf den am stärksten einfallenden Sender abgestimmt wird und bleibt. Die Frequenzen brauchen also keineswegs im Empfänger und im Stromversorgungsteil übereinzustimmen.

Im Stromversorgungsteil wird die Hochfrequenz durch die Kristalldiode D1 gleichgerichtet und dann in dem Kondensator C2 gespeichert, dem der Empfänger die Gleichstromenergie entnimmt. Für Frequenzen von mehr als 50 MHz, also für UKW-Sender, muß für den Stromversorgungsteil eine Spezialantenne benutzt werden, wie sie zum Beispiel im Bild 1 angegeben ist. Es handelt sich um einen Faltdipol, der auf die Frequenz des den Stromversorgungsteil beliefernden Senders abgestimmt ist. Der Faltdipol ist baulich mit einem Doppelweggleichrichter D2 und D3 vereinigt, dessen Kapazität bei der Abstimmung zu berücksichtigen ist. Die Enden des Faltdipols sind unmittelbar mit den Kathoden der Kristalldioden D2 und D3 verbunden, während die Anoden der Dioden zusammengeschaltet sind und über einen Filterkondensator an dem Mittelpunkt des rückwärtigen Dipolelementes liegen. Der Faltdipol dient gleichzeitig als Empfangsantenne im Mittelwellenbereich für den eigentlichen Empfänger und kann auch den Stromversorgungsteil mit Hochfrequenzenergie des Mittelwellenbereiches versorgen; in diesem Fall wird mit C1, L3 auf Resonanz abgestimmt.

Wenn die von dem Faltdipol gelieferte Gleichstromenergie nicht ausreichen sollte, läßt sich entweder die Gleichspannung oder der Gleichstrom durch mehrere Faltdipole erhöhen, die entweder hintereinander oder parallelschaltbar werden. Eine für Versuchszwecke verwendete Anordnung mit drei in Reihe geschalteten Faltdipolen zeigt Bild 2. Mit Hilfe solcher Anordnungen konnten Gleichstromleistungen bis zu 3 mW erreicht werden, wenn ein etwa 1,5 km entfernter 50-kW-Sender mit einer Frequenz von 189 MHz aufgenommen wurde.

Im Bild 3 ist ein Schaltungsbeispiel mit getrennten Antennen für Empfänger und Stromversorgungsteil wiedergegeben. Der einfache und nur für den Mittelwellenbereich bestimmte Empfänger kann mit jeder normalen Antenne

[1] Anmerkung der Redaktion: Es sei hier darauf hingewiesen, daß nach einer vor über 20 Jahren gefällten gerichtlichen Entscheidung die Benutzung einer Sender-Hochfrequenzspannung für andere Zwecke als den eigentlichen Empfang der Nachricht in Deutschland nicht erlaubt ist.

ausgerüstet sein, während für den Stromversorgungssteil der abgestimmte und mit einem Doppelweggleichrichter kombinierte Falldipol vorhanden ist. Die Schaltung hat den Zweck, in der dargestellten oberen Lage des Schalters S 1 ein Signal auszulösen, sobald der Träger des Senders, auf den der Empfänger abgestimmt ist, moduliert einfällt. Die Hochfrequenz wird von der Diode D 1 gleichgerichtet; der am Ausgang des Transistors T 1 erscheinende niederfrequente Modulationsstrom erregt das Relais, so daß der Schalter im Signalkreis geschlossen und ein optisches oder akustisches Signal ausgelöst wird. Der Schalter S 1 wird dann nach unten umgelegt, und der empfangene Sender kann jetzt abgehört werden. Solange kein Träger einfällt oder der Träger des Senders unmoduliert ist, wird dagegen das Relais nicht erregt. Voraussetzung für die Arbeitsweise der Schaltung ist natürlich, daß von dem Falldipol

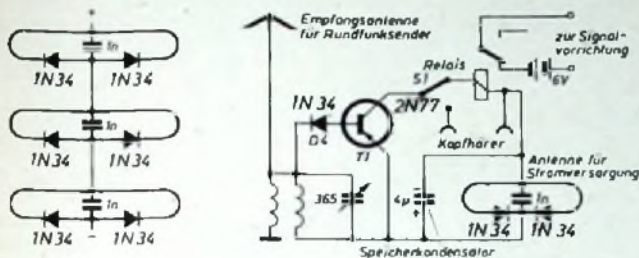


Bild 2 (links). Aus drei hintereinander geschalteten Falldipolen gebildete Spezialantenne zur Gewinnung einer möglichst großen Gleichstromleistung. Bild 3 (rechts). Einfacher Rundfunkempfänger mit getrennten Antennen für Stromversorgungsteil und Empfangsteil. In der gezeigten Stellung von S 1 wird durch das Relais ein Signal ausgelöst, sobald ein modulierter Träger des eingestellten Senders einfällt

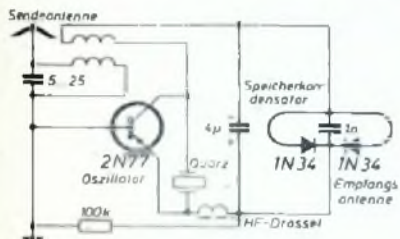


Bild 4. Die von der Empfangsantenne aufgenommene HF-Energie speist nach Gleichrichtung einen kleinen quartzesteuerten Transistor-Oszillator des Senders einer Radioboje

dipol des Stromversorgungssteiles ein Träger aufgenommen wird, der in der fraglichen Zeit, d. h. während der Wartezeit und der eigentlichen Betriebszeit, auch tatsächlich dauernd zur Verfügung steht. Auf diesem Weg könnte man auch ein beliebiges anderes Gerät durch einen Sender einschalten lassen, wenn man die optische oder akustische Signallvorrichtung durch das betreffende Gerät ersetzt.

Weitere interessante Möglichkeiten ergeben sich, wenn man einen kleinen Transistor-Oszillator mit Rundfunkwellen speist. Auf diesem Weg kann man beispielsweise die aufgenommene Hochfrequenzenergie in eine Wechselspannung beliebiger Frequenz oder (bei Verwendung eines Aufwärtstransformators und eines Gleichrichters) in eine hohe Gleichspannung umwandeln. In der Schaltung nach Bild 4 ist dagegen der Oszillator Teil eines Senders einer Radioboje oder eines ähnlichen ortsfesten Ortungsgerätes, mit dessen Hilfe die Position eines beweglichen Senders, der sich zum Beispiel in einem Schiff oder Flugzeug befindet, abgefragt werden kann. Wenn die Empfangsantenne die Strahlung des beweglichen Senders aufnimmt, tritt der Transistor-Oszillator in Tätigkeit und strahlt über die Sendeantenne aus. Diese Strahlung kann nun vom Schiff oder Flugzeug aus angepeilt werden.

Man könnte auch daran denken, ein ähnliches Verfahren bei Schwerhörigen anzuwenden und dadurch die Leitungsschnüre zwischen dem an einem Kleidungsstück getragenen Mikrofon oder Verstärker und dem Hörer überflüssig zu machen. Zu diesem Zweck müßte in den Verstärker noch ein kleiner batteriegespeicherter Sender eingebaut werden, der von dem Verstärker moduliert wird. Der im Ohr untergebrachte Hörer enthält dann noch einen Kleinstempfänger, der auf den Sender abgestimmt ist und von diesem gespielt wird, gleichzeitig gibt er die verstärkte Modulation an den Hörer weiter.

Dr. F.

[C G u m p, L. R.: Radio waves power transistor circuits. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 19, S. 63]

Hochselektive Niederfrequenzkreise mit Transistoren

Eine positive Rückkopplung kann in einer Verstärkerschaltung die Güte Q einer Spule L oder eines mit der Spule gebildeten Resonanzkreises L, C ganz erheblich verbessern. Bild 1 zeigt schematisch die beiden grundsätzlichen Möglichkeiten. Die Rückkopplungsspannung wird dem Resonanzkreis L, C über eine Mittelanzapfung des Kondensators C (Bild 1a) oder der Spule L (Bild 1b)

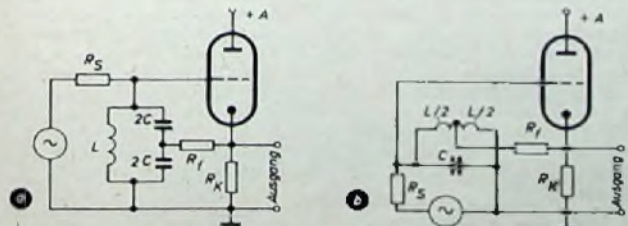


Bild 1. Die rückgekoppelte Spannung wird dem Resonanzkreis über eine Mittelanzapfung des Kondensators (a) oder der Spule (b) zugeführt

*direkt
ablesbar...*



Universal-Ohmmeter EMT 321



Mikro-Ohmmeter EMT 326



... sind die Meßwerte ohne Abgleich und Rechnung. Kleinste Belastung des Prüflings! Auch für Innenwiderstandsmessungen an Akkumulatoren geeignet!

Ausführliche Unterlagen durch:
ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG.
Lahr/Schw. · Postfach 327 · Telefon 20 53

WARUM

Monarch?



Weil er der beste, verlässlichste und schönste Plattenwechsler ist. Die besten Musiktruhen der Welt haben einen Monarch eingebaut. Sie werden immer zufriedene Kunden haben. Bestehen Sie darauf, daß Ihre Lieferanten einen Monarch in ihre Geräte einbauen. Sie werden sehen der Monarch verkauft sich selbst. Ihre Unkosten vermindern sich, da Sie keine Beschwerden erhalten werden und daher am Kundendienst sparen. Jeder Monarch-Kunde ist eine kostenlose Reklame für Sie.

• Jeder Monarch Plattenwechsler ist für stereophonische Tonwiedergabe geeignet.



Ful-Fi

Die Nachfrage nach Ersatz-Kapseln u. Nadeln wächst täglich — führen Sie daher das Beste — führen Sie „Ful-Fi“. Jetzt auch in stereophonischer Ausführung erhältlich. Die beste Kristall-Tonkapsel der Welt.



Generalvertretung für Deutschland:

GEORGE SMITH GMBH, FRANKFURT/MAIN
GROSSER KORNMARKT 3-5, Tel. 235 49/236 49

BIRMINGHAM SOUND REPRODUCERS LTD.,
OLD HILL, STAFFS., ENGLAND

über den Rückkopplungswiderstand R_f zugeführt. Die Gesamtschaltung wirkt am Ausgang wie ein Resonanzkreis, dessen Selektivität gegenüber der des Kreises L, C um einen Faktor erhöht ist, der von dem Wert des Rückkopplungswiderstandes R_f maßgeblich abhängt.

Die Selektivitätsverbesserung durch die Rückkopplung läßt sich ausdrücken

durch

$$Q_0 = \frac{R_f}{R_i - 1/4 R_{d1}}$$

wenn Q_0 der wirksame Gütefaktor am Ausgang der Verstärkerschaltung, Q_1 der Gütefaktor der Spule L und R_{d1} der Resonanzwiderstand des Kreises L, C ist. Die Selektivität ist also um so höher, je kleiner R_f ist. Es muß aber R_f immer größer als $1/4 R_{d1}$ bleiben, da sonst die Schaltung instabil wird und zu schwingen beginnt. Die obige Gleichung setzt voraus, daß der Eingangswiderstand der Röhre unendlich groß und ihr Ausgangswiderstand vernachlässigbar klein ist. Diese Bedingungen sind aber nicht erfüllt, wenn man die Röhre durch einen Transistor ersetzt (Bild 2). Hier dient der Spannungsteiler R_1 ,

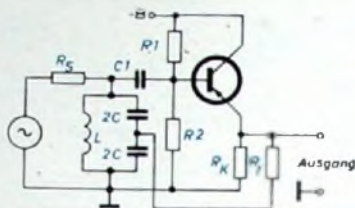


Bild 2. Hochselektiver Resonanzkreis wie im Bild 1, jedoch mit Transistor

R_2 zur Einstellung der Basisspannung, also des Arbeitspunktes des Transistors, während C_1 ein Sperrkondensator ist. Man kann auch hier die obige Gleichung für die Selektivitätsverbesserung zugrunde legen, wenn man darin den Resonanzwiderstand R_{d1} des Kreises L, C ersetzt durch eine Parallelschaltung von R_{d1} mit einem ohmschen Dämpfungswiderstand, der eine Funktion von R_1, R_2 und der Eingangsimpedanz des Transistors in Kollektorschaltung ist. Die Ausgangsimpedanz des Transistors in Kollektorschaltung ist ohnehin sehr gering, so daß sich der Gütefaktor Q_0 der Schaltung zum Bild 2 in ganz ähnlicher Weise wie für die Röhrenschialtung ermitteln läßt, wenn man den erwähnten Dämpfungswiderstand zuvor berechnet und dann in der Gleichung für Q_0 berücksichtigt.

Der im Bild 2 parallel zum LC -Kreis zu denkende Dämpfungswiderstand wird vorwiegend durch R_1 und R_2 und nur in geringem Maße durch die Eingangsimpedanz des Transistors bestimmt. Je größer dieser Dämpfungswiderstand ist, um so besser wird die Selektivität der Schaltung, um so schlechter ist aber auch ihre Stabilität. Man muß daher eine Kompromißlösung suchen. Da die üblichen Maßnahmen zur Temperaturstabilisierung die Verbesserung des Gütefaktors zu stark beeinträchtigen würden, geht man zweckmäßigerweise so vor, daß man zunächst den für eine geforderte wirksame Selektivität zulässigen kleinsten Dämpfungswiderstand berechnet und dann die Schaltung so auslegt, daß sie die für diesen Dämpfungswiderstand mit Rücksicht auf die Stabilität höchstzulässige Signalspannung verarbeiten kann. Wenn man dann im Betrieb nur wesentlich kleinere Signalspannungen anwendet, ist die Schaltung hinreichend temperaturstabil.

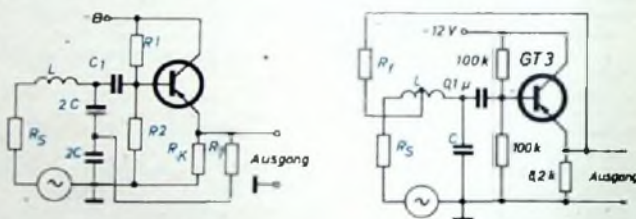


Bild 3 (links oben). Um Rückwirkungen auf andere, parallelliegende hochselektive Kreise zu vermeiden, ist es günstiger, in der Rückkopplungsschaltung einen Reihenresonanzkreis L, C zu verwenden. Bild 4 (rechts oben). Ein hochselektiver Kreis mit Transistor

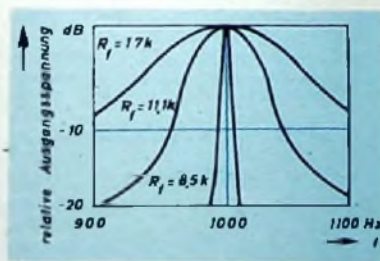


Bild 5 Resonanzkurven der Schaltung Bild 4 für verschiedene R_f

Will man mehrere, auf verschiedene Tonfrequenzen abgestimmte hochselektive Transistorschaltungen parallel schalten, wie beispielsweise bei frequenzselektiven Personen-Rufanlagen, dann ist der Parallelresonanzkreis nach Bild 2 ungeeignet, weil er bei Resonanz die übrigen Schaltungen beeinflussen und damit die Trennschärfe beeinträchtigen würde. In diesem Fall zieht man eine Schaltung mit Reihenresonanzkreis nach Bild 3 vor. Der Reihenresonanzkreis wirkt als solcher aber nur von der Signalquelle her gesehen und schließt bei Resonanz die Eingänge aller anderen Schaltungen kurz. Vom Transistoreingang aus gesehen, ist der Resonanzkreis ein Parallelkreis, bei dem der Innenwiderstand R_i der Signalquelle mit dem Resonanzwiderstand der Spule L in Reihe liegt. Bei der Berechnung des Gütefaktors Q_0 der Spule L muß R_i zum Resonanzwiderstand addiert werden.

Bild 4 zeigt eine praktische Ausführung der Transistorschaltung mit Reihenresonanzkreis; im Gegensatz zum Bild 3 ist hier die Rückkopplung an eine Mittelanzapfung der Spule L geführt. Die Selektivität der Schaltung hängt von R_f ab und geht anschaulich aus Bild 5 hervor, in dem die Resonanz-



KORTING
Radio

**FERNSEH-
RUNDFUNK-
MAGNETTON-
Geräte**

*Kenner
Kaufen*
KORTING

KORTING RADIO WERKE GMBH GRASSAU/CHIEMGAU

Das neue Zauberwort für mühelose, schnelle, solide Fernsehantennen-Montage ohne Werkzeug am Fenster oder unter Dach: *Elektronik* **rast** Antenne

Element-Raste

Sekundenschnell sind die Antennen-Elemente ausgeschwenkt und millimetergenau eingerastet.



Kabel-Raste

Nur ein Fingerdruck, und schon ist das Antennenkabel fest eingerastet.



Richtungs-Raste

Mit einem Handgriff rastet die Fernsehantenne in jede gewünschte Richtung ein.



Elektronik **rast** Antennen

sind für Sie und Ihre Fernsehkunden ein voller Erfolg weil kinderleichte rast-Montage, gute elektrische Eigenschaften, Wetter- und Schlagfestigkeit des Materials auf ideale Weise vereinigt sind.

Verlangen Sie bitte unsere „Antennenpost“ und Antennenkataloge

DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH
Berlin-Wilmersdorf



G38

GÖRLER

UKW-Tuner für die Industrie



neu

mit automatischer
Scharfabstimmung

GS 404:
ZF-Teil für 8-Kreis
MW-LW Super
GS 405:
NF-Teil für 0,3 Watt



Transistor- BauEinheiten

für die Industrie



Julius Karl Görler, Transformatorenfabrik
Mannheim-Rheinau, Bruchsaler Str. 125



**Unebene
Flächen-
bedrucker**



**Druckwerke
zum Anbau an Fertigungsstraßen**

**B. GRAUEL & CO - KG · BERLIN NW 40
BEDRUCKMASCHINEN**

kurven der auf 1000 Hz abgestimmten Schaltung für drei verschiedene Werte von R_1 wiedergegeben sind. Nimmt man für R_1 einen veränderbaren Widerstand, so läßt sich damit die Selektivität der Schaltung in weiten Grenzen variieren.

Mit der Schaltung nach Bild 4 ließ sich ohne Schwierigkeiten ein wirksamer Gütefaktor von 1000 erreichen, wenn der Gütefaktor der Spule L etwa 10 war. Dieser wirksame Gütefaktor änderte sich im Temperaturbereich + 20 bis + 47° C nicht, fiel aber bei + 60° C um rund 30% ab. Die Resonanzfrequenz blieb dagegen im Bereich + 20 ... + 60° C konstant.

Im Bild 6 ist schließlich die Anwendung der Schaltung nach Bild 4 in einem frequenzselektiven Mehrkanalverstärker zu sehen; es sind nur drei Kanäle dargestellt, von denen der untere auf 190 Hz, der mittlere auf 216,5 Hz und

der obere auf 235 Hz abgestimmt ist. Bild 7 zeigt die Resonanzkurve dieser drei Kanäle und läßt deren hohe Trennschärfe erkennen. Die Kurven wurden mit einer Signalquelle gemessen, die $R_1 = 500 \text{ Ohm}$ Innenwiderstand hatte. (s. Miller, G. B.: Transistor Q multiplier for audio frequencies Electronics Rd. 31 (1958) Nr. 18, S. 79)

Bild 6. Drei Kanäle einer frequenzselektiven Mehrkanalanlage

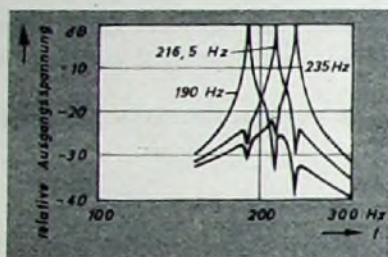


Bild 7. Resonanzkurven der drei Kanäle nach Bild 6

Neue Röhrentabellen

Valvo-Handbuch Spezialröhren 1958. Hamburg 1958. Dokumentations-Abteilung der Valvo GmbH 1048 S., m. zahlr. B. DIN A 5 Preis brosch. 7,- (Schutzgebühr).

Dieses neue Buch ist hauptsächlich für Entwickler und Konstrukteure bestimmt. Es enthält ausführliche Angaben über sämtliche gängigen Spezialröhren der Valvo GmbH und zwar über Kenndaten, Betriebseinstellungen und Grenzwerte, alle wichtigen Kennlinienfelder und Diagramme sind für die verschiedenen Anwendungsfälle wiedergegeben. Die Gliederung des Buches erfolgte nach 14 Röhrengruppen: Verstärkerrohren für Sonderzwecke, Katodenstrahlrohren, Fotozellen, Stabilisatorrohren und Stromregelrohren, Röhren für spezielle Anwendungen, Stromrichterrohren, Relaisrohren, Niederspannungs-Gleichrichterrohren, Hochspannungs-Gleichrichterrohren, Senderrohren, Laufleitrohren.

Röhrentaschenbuch Bd. II. Von W. Beiler, 2., verb. Aufl., Leipzig 1958. Fachbuchverlag Leipzig 702 S., 9,7 X 20 cm. Preis in Halbt. geb. 18,80 DM.

Als Ergänzung zum Röhrentaschenbuch Bd. I desselben Verfassers sind in Tabellenform die technischen Daten und Sockelschaltungen von Sender- und Empfängerrohren, Fernseh- und Spezialrohren, Katodenstrahlrohren, Quarzen, Germaniumdioden, Transistoren, Fotodioden, Fotozellen, Spannungsregelrohren, Strahlungszählern und Thermokreuzen aufgeführt. Das Buch enthält auch die sowjetischen Typen; es ist mit dreisprachigen Erläuterungen (deutsch, englisch, russisch) versehen.

Röhren-Taschen-Tabelle. 7. Aufl., München 1958, Franzis-Verlag 164 S., 12 X 17,8 cm. Preis brosch. 4,90 DM.

Die Tabellen der vorliegenden 7. Auflage bringen technische Hauptdaten und Sockelschaltungen von rund 3000 Typen aller in Deutschland, Österreich und in der Schweiz zur Bestückung von Rundfunk- und Fernsehgeräten sowie von elektronischen Geräten und Meßeinrichtungen benutzten Röhren (Empfänger- und Verstärkerrohren, Gleichrichterrohren, Regelrohren, Oszillografenrohren, Bildrohren). Ebenso sind zahlreiche moderne amerikanische Röhren und deutsche kommerzielle Typen aufgeführt.

Kristalldioden- und Transistoren-Taschen-Tabelle. 2. Aufl., München 1958. Franzis-Verlag 128 S., 12 X 17,8 cm. Preis brosch. 4,90 DM.

Kristalldioden, Fotodioden und -transistoren, Leistungsgleichrichter auf Germanium- oder Siliziumbasis und Transistoren, das sind die vier Abschnitte dieser auf den neuesten Stand (Anfang 1958) gebrachten Taschen-Tabelle. Sie enthält die wichtigsten technischen Daten sowie Anordnungs- und Maßskizzen und nennt auch zahlreiche ausländische (insbesondere amerikanische) Typen, die aus der ausländischen Fachliteratur bekanntgeworden sind.

PEIKER

Dynamic

Mikrophone

Ein Hyper-Cardioid in Hi-Fi-Qualität für hochwertige Heimaufnahmen, Orchester u. ä. mit naturgetreuem Klangbild ohne Raumnachhall

Frequenzber. 50 - 14000 Hz
Empfindlkt. 0,28 mV/ μ bar (200 Ω)

Verlangen Sie Prospekte

TM 35

H. PEIKER BAD HOMBURG V. D. H.

FS - BANDKABEL

Transparent, Adern blank 50 m 7.20
 Transparent, Adern versilbert 50 m 9.45
 Wellertest, hellgrau, Adern versilbt. 50 m 10.80

Alle Europa- und USA-Röhren

HACKER
 WILHELM HACKER KG

BERLIN NEUKÖLLN

Am S- und U-Bahnhof Neukölln

Silbersteinstraße 5-7 - Tel.: 62 12 12

Geschäftszeit: 8-17 Uhr, sonnabends 8-14 Uhr

Tonbandamateure!

Verlangen Sie neueste Preisliste über Standard- und Langspielband sowie über das neue SUPER - Langspielband mit 100% längerer Spieldauer

Tonband-Versand Dr. G. Schröter
 Karlsruhe-Durlach, Schinnrainstraße 16.

Kaufgesuche

Bündel- u. Spezialröhren aller Art in großen und kleinen Posten werden laufend angekauft. **BURKLIN**
 Dr. Hans Bürklin - Spezialgroßhandel
 MÜNCHEN 15, SCHILLERSTR. 27, 55 03 40

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szebebelyl, Hamburg-Gr. Flottbek, Crottenstraße 24, Tel.: 82 71 37

F. S. Wobbelsender und Bildmüstergenerator in gutem Zustand zu kaufen gesucht. Angeb. an Techn. Büro Karl Tervooren, Aachen, Theaterstraße 67

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

Röhrenangebote bitte an Tulong G. m. b. H., München 15, Schillerstr. 14, Tel. 59 35 13

Labor-Instr., Kathographen, Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Intraco GmbH München 2, Dachauer Str. 112

Resiposten (Röhren - Meßinstrumente, Material) übernimmt Alzertradio Berlin SW 61, Ruf 24 25 26

Verkäufe

Tonbandgerät zur Aufnahme von Sprache und Musik Bausatz ab 50,- DM. Prospekt frei F. auf der Lake & Co. Mülheim/Ruhr

Selen-Gleichrichter, Trafos liefert Kunz KG, Blü.-Charlottenburg 4, Glesebrechtstraße 10, Tel. 32 21 69

Preh
 STECKER MIT BUCHSEN
 FÜR STECKDOSEN MIT STIFTEN
Preh ELEKTROFEINMECHANISCHE WERKE - BAD NEUSTADT/SAALE

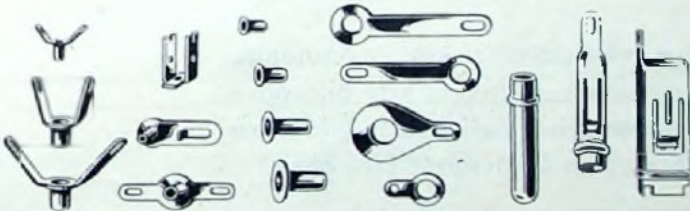
VERLANGEN SIE TECHNISCHE INFORMATIONEN

SCHWARZE & SOHN

METALLWARENFABRIK UND EXPORT

Ruf: 251-253 HAAN RHL D. FS. 08 514 855

60 Jahre Erfahrung in der Stanz- und Ziehtechnik



Japan - Transistoren - Koffer

für Groß- und Einzelhandel
 sofort ab Lager Hamburg lieferbar

FRANZ G. SCHMIDT

Import - Export

Hamburg 11, Hopfensack 19, Ruf: 32 79 32



Invest in yourself
 auf deutsch:

Geld in sich selbst anlegen

Das heißt mit anderen Worten: Was man für seine Weiterbildung investiert hat, ist gut angelegtes Kapital. Wer mehr kann und mehr weiß, erhält die bessere Stelle. Wie sich strebsame Facharbeiter aus den Metall-, Bau-, Elektro- und Radioberufen das höhere technische Fachwissen, das sie zu höheren Leistungen befähigt, ohne Berufsunterbrechung in ihrer Freizeit erwerben, erfahren Sie aus dem interessanten Taschenbuch **DER WEG AUF WÄRTS**. Sie erhalten dieses Buch kostenlos mit den Lehrplänen Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik, Mathematik u. Stabrechnen. Schreiben Sie heute noch eine 10 Pf.-Postkarte an das Technische Lehrinstitut

Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1257



und Sie werden schon in drei Monaten Französisch, Englisch, Spanisch, Italienisch oder Russisch sprechen. Heute lernt der moderne Mensch mit modernen Methoden - ohne Mühe und ohne Auswendiglernen. Er büßelt nicht mehr trodene Vokabeln und Regeln, sondern treibt seine Sprachstudien auf unterhaltsame und intuitive Weise. ASSIMIL gibt Ihnen bei einem Mindestmaß an Grammatik einen praktischen Wortschatz für das tägliche Leben, mit dem Sie wirklich etwas anfangen können. ASSIMIL-Sprachlehrbücher finden Sie in jeder führenden Buchhandlung.

ASSIMIL-Lektüren auch auf Langspiel- u. Normal-schallplatten, zu beziehen durch den Fachhandel.

ASSIMIL KG - DÜSSELDORF 27

Schwingquarze

von 800 Hz bis 50 MHz
kurzfristig lieferbar!

Aus besten Rohstoffen gefertigt
 in verschiedenen Halterungen
 und Genauigkeiten - für alle
 Bedarfsfälle

M. HARTMUTH ING
 Meßtechnik - Quarztechnik
 HAMBURG 34

TONSTUDIO TELFSER

Tonbandaufnahmen bei allen Festlichkeiten • Umspielen von Bändern auf jede intern Spur • Umspielen von Band auf Platte

STUTT GART - WEILIMDORF
 Ludmannstraße 22

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

BLITZRÖHREN

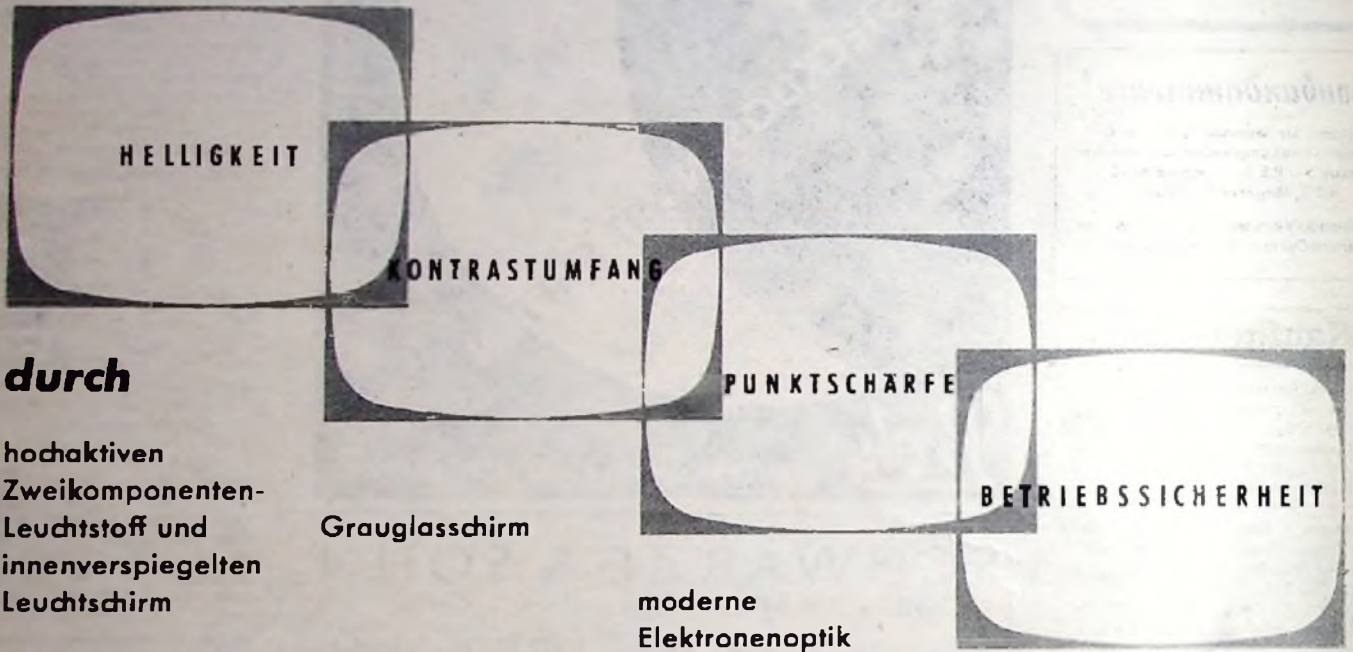
VAKUUMTECHNIK
 ERLANGE II

Tsch H.d.Z. 20

VALVO

Fernseh-Bildröhren

sind vorbildlich in



Die Typen der 90° Reihe mit besonders kurzer Baulänge:

- AW 43-80** 43 cm elektrostatisch fokussierte Bildröhre
- AW 53-80** 53 cm elektrostatisch fokussierte Bildröhre
- MW 61-80** 61 cm magnetisch fokussierte Bildröhre

Für Ersatzbestückung liefern wir die Bildröhren:

- MW 43-69** 43 cm magnetisch fokussierte Bildröhre mit 70° Ablenkung
- MW 53-20** 53 cm magnetisch fokussierte Bildröhre mit 70° Ablenkung
- MW 53-80** 53 cm magnetisch fokussierte Bildröhre mit 90° Ablenkung

VALVO GMBH HAMBURG I

