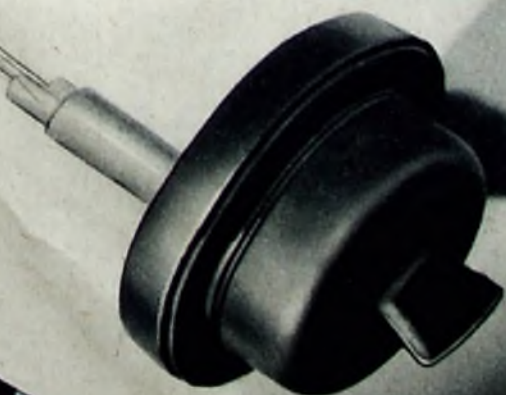


BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



1 | 1958

1. JANUARHEFT



1. JANUARHEFT 1958

Funk-Entstörung in Niederspannungsabnehmer-Anlagen

Richtlinien für die Zusammenarbeit der Deutschen Bundespost und der öffentlichen Elektrizitätsversorgung bei der Durchführung von Funk-Entstörmaßnahmen in Abnehmeranlagen, die an die Niederspannungsnetze der Elektrizitätsversorgungsunternehmen angeschlossen sind, wurden im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen, Jhrg. 1957, Nr. 132, vom 2. 12. 1957 veröffentlicht. Das Heft enthält auch ein Verzeichnis von 66 Funkstörungen-Meßstellen der Deutschen Bundespost.

Fernsehforschung des RTI

Nach einem Beschluß des Rundfunkrates des Bayerischen Rundfunks soll für die Fernsehforschung des Instituts für Rundfunktechnik auf dem Gelände in München-Freimann ein Gebäude errichtet werden, das zu einem kleineren Teil auch der Hörfunkforschung dienen wird. Am Gesamtaufwand von 1,45 Mill. DM beteiligen sich der Südwestfunk der Hessische und der Süddeutsche Rundfunk mit insgesamt 0,5 Mill. DM.

Neugliederung im Telefunken-Gerätebereich

Die Fachgebiete Technisches Magnetophon und Elektroakustik wurden bei Telefunken in dem Unterbereich „Technisches Magnetophon/Elektroakustik“ zusammengefaßt. Die Leitung des neuen Unterbereiches hat Herr Direktor v. Brackel (Stellvertreter: Herr Schüller) übernommen. Standorte des Unterbereiches sind vorläufig Hannover und Hamburg-Wedel. Zur Unterstützung Herrn v. Brackels in der Leitung des Unterbereiches ist am 1. 10. 1957 Herr Dr. Haas in die Firma Telefunken eingetreten. Die Leitung des Fachgebietes Elektroakustik wurde Herrn Ober-Ing. Pezold übertragen.

Polizei-Funksprechanlage Steinkimmen

Die von Telefunken errichtete UKW-Polizei-Funksprechanlage Steinkimmen hat sich bewährt. Die Anlage ist über drei Funkbrücken mit den Polizei-Zentralen der Regierungsbezirke Aurich, Oldenburg und Stade verbunden. Im 80-km-Radius kann Funk-sprechverkehr mit über 60 Streifenwagen aufgenommen werden. Die ortsfesten Geräte und die Antennen der Anlage sind in 200 m Höhe auf einer Bühne des 293 m hohen Funkmastes des Norddeutschen Rundfunks aufgebaut — des höchsten Funkmastes Europas, der auch die Antennen eines 50-kW-Fernsehenders und dreier 10-kW-UKW-Sender trägt. Der Funksprechverkehr wird im 4-m-Band durchgeführt und automatisch zu den 2-m-Funkbrücken durchgeschaltet.

Autosuper-Röhren ECF 83 und ECC 86

Die Aufnahme der Fertigung einer neuen Triode-Pentode ECF 83 für den NF-Teil von Hybrid-schaltungen (Empfänger mit gemischter Bestückung, d. h. mit Röhren und Transistoren) haben

jetzt Siemens und Telefunken gemeldet; nähere technische Angaben s. S. 4—5.

Um mit den seit Mitte 1957 zur Verfügung stehenden Niedervolt-röhren (Anodenspannung 6 oder 12 V) auch UKW-Schaltungen aufbauen zu können, wurde für diese Typenreihe jetzt noch die UKW-Doppeltriode ECC 86 geschaffen. Bisher bekannte Hersteller: Telefunken und Valvo. Diese neue Spanngitterröhre ist für die Vorstufe und für die selbstschwingende Mischstufe vorgesehen; sie hat bei einer Anoden-Betriebsspannung von 6,3 V die günstige Rauschzahl von 5 kTo. Vom 60-Ohm-Antenneneingang bis zum Steuergitter der ersten ZF-Verstärker-röhre läßt sich eine Verstärkungsfähigkeit von etwa 180 erreichen.

Phono-Super von Nordmende

Zusätzlich zum „Phono-Super 58“ fertigt Nordmende jetzt noch ein preiswerteres, etwas kleineres Gerät, den „Phono-Super 59“. Diese Kombination enthält einen 6/10-Kreis-Super für UKML mit 6 Drucklasten und 5 Klangregistrierlasten, 3 Lautsprecher sowie einen Plattenspieler für 4 Geschwindigkeiten mit Kristall-Tonabnehmer, umschaltbar für Normal- und Mikrorillen.

Musiktruhe „Caruso 59 x 3D“

Die Musiktruhe „Caruso“ von Nordmende wird ab Januar 1958 unter der Bezeichnung „Caruso 59 x 3D mit Klangregister“ in neuer Form und Ausstattung geliefert. Eingebaut sind der Rundfunkempfänger „Traviata“, ein 6/10-Kreis für UKML mit 6 Drucklasten und 5 Klangregistrierlasten, ferner 3 Lautsprecher und ein Plattenwechsler für 4 Geschwindigkeiten mit umschaltbarem Kristall-Tonabnehmer für Normal- und Mikrorillen.

Universal-Meßinstrument „P 817“

Ein verbessertes Universal-Meßinstrument liefert die Elektro Spezial GmbH an Stelle des bisherigen Typs „P 811“ jetzt unter der Typenbezeichnung „P 817“. Der Innenwiderstand des „P 817“ wurde für Gleichspannungsmessungen von 20 kOhm/V auf 40 kOhm/V erhöht. Der Frequenzbereich für Wechselstrom- und -spannungsmessungen geht von 30 Hz bis 10 000 Hz mit Ausnahme des Meßbereiches von 1200 V, bei dem die obere Frequenzgrenze bei 5000 Hz liegt. Durch die Aufteilung in 28 Meßbereiche (früher 24 Meßbereiche) ist eine höhere Ablesegenauigkeit gewährleistet. Das Drehspulmeßwerk hat eine Spannbandaufhängung.

Druckschriften

BASF Magnetophonband BASF

In dieser übersichtlichen Druckschrift (DIN A 5, 30 S.) hat die BASF jetzt die technischen Daten für die Bänder „LGS Standard“, „LGS Langspiel“ und „LGR“ im Vergleich zu den DIN-Bezugsbändern zusammengestellt. Die Abhängigkeit der elektroakustischen Werte von der HF-Vormagnetisierung ist für die gebräuchlichen Bandgeschwindigkeiten dargestellt.

Graetz

Fernseh-Reparaturdienst-Liste

Die neue Reparaturdienst-Liste der Graetz KG für die Fernsehempfänger „Kornett“, „Kalif“ und „Monarch“ enthält auf 30 Seiten (DIN A 4) die technischen Daten, Erläuterungen zum Schaltbild, Abgleichanweisungen, Reparatur- und Nachstimmanweisungen für Fernsehkanalschalter sowie Angaben über Bildjustierung und Auswechseln der Bildröhre. Übersichtliche Chassisansichten und Schaltbilder mit zahlreichen Oszillogrammen sowie eine ausführliche Ersatzteil-Liste unterstützen die Service-Hinweise.

Grundig

Technische Informationen Nr. 6

In dem 34seitigen Heft (DIN A 4) wird über Besonderheiten der Rundfunk-Fernseh-Kombination „Zauberspiegel 348“ (Illustriert mit Chassisansichten, Schaltbild, Kennlinien usw.) berichtet. Die Schaltung des Tonband-Anschlusses in den Zauberspiegel-Kombinationsgeräten „348“, „748“ und „758“ besprochen und der nachträgliche Einbau einer Tonband-Anschlußbuchse in Fernsehgeräte erläutert. Weitere Aufsätze behandeln die UHF-Ergänzung bei den Fernseh-Tischgeräten „437“ und „537“, ferner den Rauschgenerator „370 A“ sowie Qualitätsmerkmale von Heimtonbandgeräten und ihre Messung. Der Einbau von Ersatz-Zellenträgen in ältere Fernsehgeräte und die Schaltungen des Fernseh-Musikschrankes „Zauberspiegel 900“ sind weitere Themen.

Reparaturhelfer

3 gefaltete DIN-A-3-Blätter, die Abgleichanweisungen und Schaltbilder für die Rundfunkempfänger „970“, „1070“, „1088“, „1077“, „2088“ und „2098“ enthalten, sind jetzt erschienen, ebenso in gleicher Ausführung ein Reparatur-helfer für die Rundfunkgeräte „3088“, „3089 Ph“, „4077“, „4088“, „7000“ und „7015“.

Hirschmann

Die Liste „DS 1“ (DIN A 5, 16 S.) mit dem Gesamtprogramm der Autoantennen ist jetzt auch in je einer englischen, französischen und spanischen Ausgabe herausgekommen, ebenfalls der Sonderprospekt „DS 12“ (DIN A 5, 4 S.) in englischer, französischer, italienischer und spanischer Sprache. Von der Liste „DS 22“ (DIN A 5, 12 S.) über Fernseh- und UKW-Antennen liegen desgleichen englische, französische und portugiesische Ausgaben vor.

Valvo

Spezialröhren-Brief Nr. 7

Hauptthema des Spezialröhren-Briefes Nr. 7 (DIN A 4, 4 S.) ist die Beschreibung der dimensionierten Schaltung eines KW-Amateursenders für Telegrafie- und Telefoniebetrieb der auf der Frequenz 3,505 MHz (in Verdopplerschaltung auf 7,01 MHz) arbeitet und mit E 83 F, 2 X E 81 L, 3 X QE 06/50 bestückt ist. Die Ausgangsleistung des Senders ist 110 W bei Telegrafiebetrieb und 70 W bei Fonie. Ein Kurzbeitrag zeigt noch einen einfachen fotoelektrischen Schalter, der den neuentwickelten Cadmiumsulfid-Photoleiter OKP 30 enthält.

FT-Kurznachrichten	2
Start auf dem 70-cm-Band	3
ECF 83 - Eine neue Röhre für den modernen Autosuper	4
Die Erzeugung von Impulsen für Radaranlagen	6
Elektrische Messung nichtelektrischer Größen	
Drehzahlmessungen	9
Moderner Fernseh-Antennenverstärker für Band III	11
Eine Gemeinschafts-Antennenanlage	12
Für den KW-Amateur	
Stabilidyne - Ein neuartiges Schaltungsprinzip für KW-Empfänger	14
Beilagen	
Impulstechnik	
Einführung in die Impulstechnik (16)	15
Der Oszillograf als Meßgerät	
Spannungsmessung und Kurvenformbeurteilung (4)	17
Universal-Katodenstrahloszillograf für Fernsehservice und Laboratorium	20
Induktives Hören mit Schwerhörigengeräten	22
Von Sendern und Frequenzen	23
Automatische Programmvorwahl bei Magnetlängengeräten	24
Für den Anfänger	
Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (10)	27
Unsere Leser berichten	
Eine Impedanzwandlerstufe	28
FT-Zeitschriftendienst	
HF-Oszillator mit extrem großem Abstimmbereich	29
Unser Titelbild: Die ECF 83, eine neue NF-Röhre für moderne Autosuper (s. a. S. 4-5)	
Werkaufnahme: Telefunken	

Zeichnungen vom FT-Labor (Barisch, Baumelburg, Kortus, Rahberg, Schmidtke, Schmal) nach Angaben der Verfasser. Seiten 19, 31 und 32 ohne redaktionellen Teil.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167, Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31, Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Janicke, Berlin-Spandau; Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Postfach 229, Telefon: 64 01; Anzeigenleitung: Waller Barisch, Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK, Postcheckamt 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 Leserkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.





Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

Start auf dem 70-cm-Band

Wer als KW-Amateur auf dem 2-m-Band tätig ist und die Vorzüge des UKW-Funkverkehrs im 144-MHz-Bereich kennenlernen durfte, liebt es trotzdem manchmal mit dem Gedanken, auf noch höhere Frequenzen überzugehen. Starke Anreize hierzu geben die bedrohliche Enge der klassischen Amateurbänder und die Freude am Experimentieren in gewissermaßen funktechnischem Neuland. Von den verschleuderten im In- und Ausland zugelassenen Bändern im Gebiet um 400 MHz hat das 70-cm-Amateurband die meisten Chancen.

Theoretisch ist das Interesse am 70-cm-Amateurfunk bei allen auf 144 MHz arbeitenden Funkfreunden wach. Man schätzt die Zahl der in der Bundesrepublik tätigen UKW-Amateure auf rund 500. Bis jetzt sind davon allerdings nur etwa 30 deutsche Funkfreunde auf das 70-cm-Band gestoßen, und von diesen verfügen lediglich zehn über einsatzbereite Stationen. Die Anzahl aller auf 70 cm arbeitenden Funkfreunde in Europa ist noch nicht genau feststellbar. Um diesen wichtigen Punkt zu klären, hat das International-Amateur-Radio-Union-Komitee für UKW — Präsident für die Region I ist Dr. Karl G. Lickfeld — eine Erhebung gestartet. Man glaubt, etwa 250 Stationen im europäischen Raum ermitteln zu können, von denen die meisten wohl in England zu suchen sein werden. Aber auch in Holland, in der Schweiz und in der Tschechoslowakei sind verschiedene praktisch tätige UKW-Funkfreunde beobachtet worden.

Eine der ersten Fragen des ernsthaften Interessenten lautet: Was kann man vom 70-cm-Band erwarten? Nun, unter normalen Bedingungen gelingen Funkverbindungen mit amateurmäßigen Mitteln ständig über Entfernungen von 250 bis 300 km, vor allem, wenn eine Station auf einem erhöhten Punkt (z. B. Turm, Berg usw.) angeordnet ist. Die Ausbreitungserscheinungen haben an sich Ähnlichkeit mit denen des 2-m-Bandes. Temperaturinversionen in der Troposphäre, die auch die Ausbreitung der 144-MHz-Signale fördern, können Reichweiten bis zu 1000 km beschleunigen. So wurde DL 3 FM schon 1953 von der englischen Station GW 2 ADZ gehört und im Jahre 1957 gelang der deutschen Station DL 3 YBA über eine Entfernung von rund 800 km der Reichweiten-Weltrekord bei einer Funkverbindung mit England.

Schon die geringe Anzahl der auf 70 cm tätigen Stationen deutet auf zahlreiche Schwierigkeiten hin, die der Newcomer zu lösen hat. Die mindeste Voraussetzung ist allerdings bisherige erfolgreiche 2-m-Tätigkeit. Mit dem Mindestaufwand, wie er z. B. für die klassischen Amateurbänder genügt, kommt man beim 70-cm-Start in keinem Fall aus. Der Aufwand an Geräten ist auf dem 435-MHz-Band beträchtlich, aber ebensoviel muß an theoretischem Können verlangt werden. So sollten ein quartzgesteuerter Sender von etwa 20 bis 50 W Eingangsleistung, ein möglichst quartzkontrollierter Converter mit Rohrkreiseingang und ZF-Vorverstärker sowie eine einwandfrei angepaßte Richtantenne vorhanden sein. Ferner kommt man ohne Antennenanpaßgerät, Absorptionsfrequenzmesser und Rauschgenerator nicht zum Ziel.

Schon diese Angaben zeigen, daß das 70-cm-Band die Domäne des Technikers unter den Amateuren ist. Hinzu kommt, daß alle 70-cm-Geräte — auf lange Sicht gesehen — Selbstbautypen sein müssen. Besonders wichtig scheint daher die richtige Auswahl der oft entsprechend teuren Spezialbauteile. An Senderröhren kommen vielfach die Typen QQE 02/5, QQE 03/12, QQE 03/20 und QQE 06/40 in Betracht, während für den Empfänger (Converter) Subminiaturrehren der Typen EC 71, 5718 und DC 70 als Oszillaturrehren oder als Endröhren in mehrstufigen Oszillatoren geeignet sind. Für Gitterbasisstufen im Eingang bewähren sich u. a. die Miniaturrehren 6 AN 4, 6 AJ 4 und 6 T 4. Vorzuziehen sind jedoch die sogenannten „Bleistiftrohren“ (pencil tubes). Röhren wie EC 55, EC 56, 2 C 39 A, 2 C 40 (Leuchtturmröhren usw.) scheinen für den

Amateur weniger diskutabel, da höhere Anschaffungskosten und hoher mechanischer Aufwand zu den Nachteilen gehören. Dagegen bieten Mischdiaden Vorteile, ganz abgesehen von den geringen Kosten.

Als Drehkondensatoren für den Einbau in Rohrkreise konnten sich Luftabgleichkondensatoren bewähren, die sehr kleine Abmessungen aufweisen. Als Isoliermaterial ist Teflon zu empfehlen und, wenn keine hohen Temperaturen auftreten, auch Tralitul. Keramik spielt gleichfalls eine Rolle, obwohl sie sich im allgemeinen nicht bearbeiten läßt. Man bevorzugt allgemein keramische Röhrenfassungen, kappenlose Widerstände, Meßwiderstände und, was es notwendig scheint, Durchführungskondensatoren. Im übrigen ist bei allen 70-cm-Geräten viel Blechverarbeitung notwendig. Geeignet sind z. B. Messingbleche von etwa 0,3 mm Stärke und Röhre von 6 bis 12 mm Durchmesser. Alle Hochfrequenzführenden Flächen sollen versilbert sein. Auf dem Markt werden versilberte Keramik-Doppelleitungen angeboten und auch Rohrkreise werden von einer Spezialfirma nach individuellen Angaben gefertigt.

Schon dieser kurze technische Einblick zeigt, wie schwierig die Selbstbausituation für 70-cm-Geräte heute noch ist. Das Interesse am 70-cm-Betrieb könnte wesentlich durch Spezialbauteile der Industrie gefördert werden, die zu mäßigen Preisen erscheinen müßten. Gute Anregungen vermitteln andererseits Bauanleitungen erprobter Geräte, die z. B. aus der Feder unseres Mitarbeiters H. Schweitzer stammen und auch in dessen Buch „Dezimeterwellen-Praxis“ breiten Raum einnehmen. Unter diesen Konstruktionen bietet z. B. der in FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 15 veröffentlichte 70-cm-Amateur-Converter eine beachtlich günstige Rauschzahl. Wer etwas handwerkliches Geschick aufzuweisen hat, wird dieses Gerät auch nachbauen können. Mit einer weiteren Baubeschreibung eines Dezimeterwellen-Kleinsenders für das 70-cm-Band wird im übrigen im nächsten Heft der FUNK-TECHNIK begonnen.

In der Geschichte des Amateurfunkwesens sind des öfteren gute Beispiele für die Mitarbeit an wissenschaftlichen Arbeiten geboten worden. Auch an den Ausbreitungsvorgängen auf 70 cm ist die Wissenschaft brennend interessiert. Im Internationalen Geophysikalischen Jahr will man unter anderem zu klären versuchen, ob die 435-MHz-Frequenz gleichfalls dem Aurora-Effekt unterliegt. Da die Amateure der Wissenschaft mit statistischem Material am besten dienen können, ist es wichtig, die Zahl der aktiven 70-cm-Funkfreunde erheblich zu vergrößern. Im übrigen gilt gerade das 70-cm-Band als gut geeignet für das Amateur-Fernsehen. Es ist denkbar, daß etwaige Entwicklungsarbeiten einmal auch für diesen Sektor des Amateurfunks Bedeutung erlangen werden. Schließlich sind für die Industrie manchmal die technischen Lösungen im Amateurfunkbereich von Interesse, denn die oft wesentlich vereinfachten Konstruktionsmethoden für Empfänger und Sender können von Fall zu Fall neue Wege weisen.

Werfen wir abschließend noch einen Blick in die 70-cm-Tätigkeit der Amateure in USA. Dieses Land gilt schlechthin als das Amateurparadies. Aber auch hier sind die 435-MHz-Stationen dünn gesät. Unter dem großen Angebot an Amateurempfängern und -sendern für die klassischen Bänder gibt es keine Firma, die Geräte für das 70-cm-Band fertigt. Drüben — in einem Land, das wirtschaftlich und rationell zu denken seit langem gewohnt ist — konnte man die gleiche Erfahrung machen, daß der Aufwand für die 70-cm-Technik vor allem für den Anfang verhältnismäßig groß ist und daß die Möglichkeiten, eine solche Station im Funkbetrieb auszunutzen, im Vergleich zu denen anderer Bänder nur verhältnismäßig gering sind. Heute noch ist das 70-cm-Band in aller Welt das Band der Spezialisten mit technischen Ambitionen. Es in der nächsten Zeit populärer zu machen, wird eine wichtige Aufgabe der Zukunft sein.

Werner W. Diefenbach

ECF 83 Eine neue NF-Röhre für den modernen Autosuper

Wenn der Entwickler eines Autoempfängers die bekannten Vorteile von Transistoren in der Endstufe voll ausnutzen will, so bieten sich nach dem Stand der Technik zwei Möglichkeiten:

1) Bestückung der Vorstufen mit den neuen Niedervolttröhen [1] für 6,3 oder 12,6 V Anodenspannung, die damit ebenso wie die Transistoren direkt aus der Autobatterie betrieben werden können, so daß der Zerhacker überflüssig ist.

2) Ersatz des mechanischen Zerhackers durch einen mit einem Transistor bestückten elektronischen DC-Wandler und Erzeugung einer gerade so hohen Anodenspannung, daß man noch mit den Röhren der normalen E-Serie (EF 89, ECH 81, EBF 89) arbeiten kann.

Ein Problem, das für denjenigen Geräteentwickler auftritt, der sich für die zweite Möglichkeit entschieden hat, ist die Erzeugung der Steuerleistung für die Leistungstransistoren bei gleichzeitig genügend hoher NF-Verstärkung. Benutzt man hierfür eine einzelne Triode oder Pentode (beispielsweise die EL 95), so reicht die mögliche NF-Verstärkung nur bei hoher AM-ZF-Verstärkung aus, auf keinen Fall jedoch bei UKW. Abhilfe brächte eine zusätzliche NF-Vorröhre, die eine Regelpentode sein sollte, weil damit die hohen Anforderungen, die beim Autoempfänger an den Schwundausgleich zu stellen sind, besser erfüllt werden können. Eine solche Lösung beansprucht aber wegen der Verwendung zweier getrennter Röhren viel Raum.

Hier bestand bisher eine Lücke in der Röhrenserie für Autoempfänger mit DC-Wandler, die jetzt durch die Verbundröhre ECF 83 geschlossen ist. Ihr Triodenteil dient als Treiberröhre für die Endtransistoren und der regelbare Pentodenteil bringt die gewünschte hohe NF-Vorverstärkung.

Anforderungen an die Röhre

Für den genannten Verwendungszweck muß die Röhre folgende Eigenschaften haben:

Triodenteil

Für Autoempfänger fordert man 4...5 W Ausgangsleistung. Die Triode muß also in der Lage sein, die Steuerleistung für eine Transistorschaltung dieser Endleistung zu erzeugen. Das sind bei Gegentaktschaltung von zwei Leistungstransistoren (z. B. Telefunken OD 603) etwa 30 mW. Die Verluste im Treibertransformator und in den Widerständen für die Temperaturstabilisierung müssen ebenfalls gedeckt werden können, so daß deshalb die Triode insgesamt etwa 50 mW NF-Leistung abgeben muß.

Pentodenteil

Die unverzerrt abgebbare Anodenwechselspannung der Pentode soll dem Gitterwechselspannungsbedarf der Triode für volle Endleistung — zuzüglich einer Reserve für Gegenkopplung — angepaßt und ihre Verstärkung so hoch wie möglich sein. Ferner soll die Pentode eine Regelkennlinie haben, wobei ein Regelverhältnis von 1 : 2...1 : 3 ausreicht, da nur der Restfehler der HF-ZF-Regelung auszugleichen ist. Eine erst steil und dann flacher verlaufende Regelkennlinie ist erwünscht, weil man damit bei höheren Regelspannungen eine Oberregelung leichter vermeiden kann. Wird die Pentode geregelt, so bezieht man sie nicht mit in die Gegenkopplung ein. Daher soll ihr Klirrfaktor klein sein und auch bei Ausnutzung des vorgenannten Regelverhältnisses nur unwesentlich ansteigen.

Alle diese Forderungen müssen bei nur 60 Volt Anodenspannung erfüllt werden, denn auch die übrigen Röhren der E-Serie (EF 89, ECH 81 und EBF 89) kann man noch ohne allzu großen Verstärkungsverlust bis herunter zu dieser Spannung betreiben, wie in einem späteren Beitrag gezeigt werden soll. Heiz- und Anodenstromverbrauch der Röhre sollten gering sein, einmal, um die Chassiswärmerung wegen der Temperaturempfindlichkeit der Transistoren klein zu halten, zum anderen, um den DC-Wandler nicht zu hoch belasten zu müssen.

Eigenschaften und Daten des Triodenteils

Grundsätzlich wäre bei der geringen zur Verfügung stehenden Anodenspannung ein Tetrodensystem am geeignetsten, denn es läßt infolge der geringen Restspannung eine hohe Spannungsaussteuerung zu. Trotzdem wurde ein Triodensystem gewählt, weil es auch ohne besondere Schaltungsmaßnahmen einen niedrigen Innenwiderstand hat, der die Anpassung an den geringen Eingangswiderstand der Transistorschaltung erleichtert. Der Eingangswiderstand der Triode ändert sich bei schwankender Aussteuerung stark. Hier hat nun die Triode den Vorteil, daß eine Abweichung des Außenwiderstandes vom Optimalwert weit weniger kritisch ist als bei der Tetrode, bei der das Klirrfaktor-Minimum in Abhängigkeit vom Außenwiderstand recht scharf ausgeprägt ist.

Im Bild 1 ist die Ausgangsleistung N_a der Triode für konstanten Klirrfaktor k in Abhängigkeit vom Außenwiderstand R_a dargestellt. Man erkennt das sehr breite Maximum der Kurve zwischen 4 und 12 kOhm; das Optimum des Außenwiderstandes liegt bei 8 kOhm. Für den Betrieb der Triode als Treiber einer Transistoren-Endstufe wird jedoch ein Anpassungswiderstand von 6,5 kOhm, bezogen auf Vollaussteuerung der Transistoren, empfohlen. Bei abnehmender Aussteuerung steigt nämlich der Eingangswiderstand der Transistoren und damit der Anpassungswiderstand an, so daß man sich bei mittlerer Aussteuerung im Optimum der N_a - R_a -Kurve befindet.

In Abhängigkeit von der Ausgangsleistung N_a sind im Bild 2 der Klirrfaktor k und die erforderliche Gitterwechselspannung U_g für zwei verschiedene Außenwiderstände R_a (6 und 8 kOhm) aufgetragen; man sieht, daß bei $U_a = 60$ V und einem Anodenstrom I_{a0} von 6 mA mehr als 50 mW NF-Leistung abgegeben werden können.

Eigenschaften und Daten des Pentodenteils

Für 40 mW Ausgangsleistung der Triode, d. h. für Vollaussteuerung der Transistoren, benötigt man nach Bild 2 am Gitter der Triode eine Gitterwechselspannung U_g von 2,3 V. Berücksichtigt man eine Gegenkopplung, so muß die Pentode eine Anodenwechselspannung von 3...4 V bei kleinem Klirrfaktor liefern können.

Den Zusammenhang zwischen abgegebener Anodenwechselspannung U_a , Klirrfaktor k und Verstärkung V des Pentodenteils kann

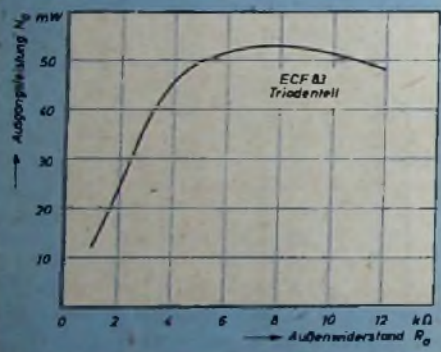


Bild 1. Ausgangsleistung N_a des Triodenteils ECF 83 bei 10% Klirrfaktor in Abhängigkeit von R_a ($U_{Anode} = 60$ V, $I_{an} = 6$ mA, $R_k = 630$ Ohm)

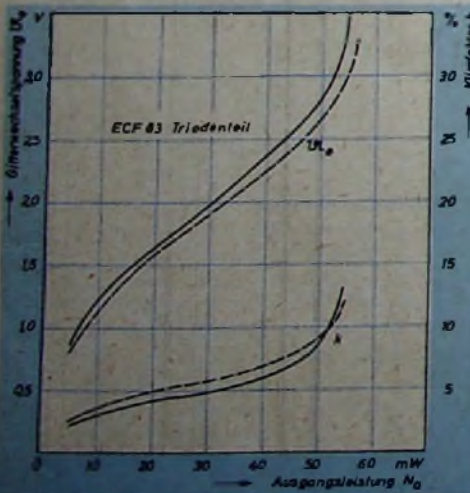
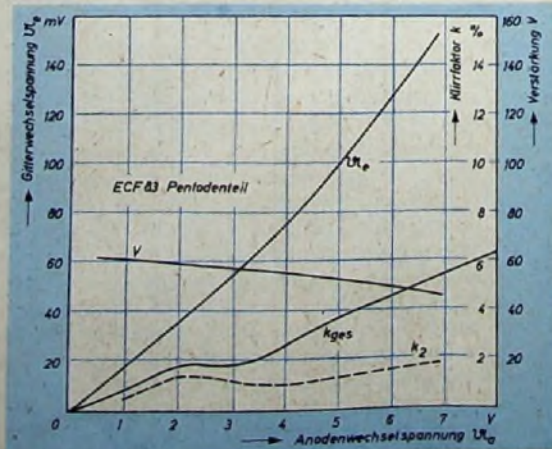
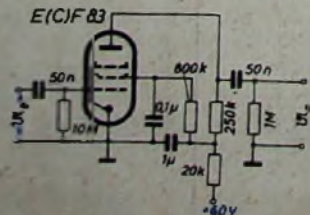


Bild 2 (links). Klirrfaktor k und Gitterwechselspannung U_g in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung N_a des Triodenteils der ECF 83 (Einstellung der Röhre wie im Bild 1; ausgezogene Kurven gelten für $R_a = 8$ kOhm, gestrichelte Kurven für $R_a = 6$ kOhm)

Bild 3 (rechts). Gitterwechselspannung U_g , Verstärkung V und Klirrfaktor k des Pentodenteils der ECF 83 in der angegebenen Meßschaltung (unten) für NF-Verstärkung



Die Erzeugung von Impulsen für Radaranlagen

Wie schon mehrfach ausgeführt wurde¹⁾, hat das Impulsradar die größte Bedeutung erlangt. Unter Impuls versteht man ganz allgemein einen Kraftstoß, also eine über eine bestimmte Zeit auf einen Körper wirkende Kraft. Dabei ist die Zeit der Kräfteanwendung relativ kurz. Auf die Elektrotechnik übertragen, ist ein Impuls die kurzzeitige Anlegung einer Spannung an einen Verbraucher.

1. Form und Definitionen der Impulse

Eine Impulsform, die weitgehend theoretischen Wert hat, ist der Rechteckimpuls, d. h. ein Impuls, der sofort im Moment des Einschaltens auf einen bestimmten Wert ansteigt, diesen Wert bis zum Impulsende beibehält und dann sofort auf den Wert Null zurückspringt. Praktisch läßt sich ein solcher Impuls kaum verwirklichen, da kein Verbraucher ein reiner Wirkwiderstand ohne jede Blindkomponente ist. Schon die Kapazität des im Raume stehenden Verbraucherzustandes sowie die in den Zuleitungen unvermeidbaren Induktivitäten spielen eine Rolle, besonders, wenn man eine große Zeitdehnung bei der Betrachtung zugrunde legt. Bild 1 gibt den durch die Zeitdehnung sichtbar gewordenen Anstieg der Vorderflanke wieder. Dabei ist im Bild 1a der Rechteckimpuls bei kleiner Zeitdehnung noch als reiner Rechteckimpuls anzusprechen, während Bild 1b bei 5facher Dehnung und Bild 1c bei 25facher Dehnung der Zeitachse den einer Exponentialfunktion folgenden Flankenanstieg zeigen. Man sieht hieraus, daß ein im Verhältnis zur Anstiegszeit langer Impuls ohne weiteres als Rechteckimpuls angesehen werden kann. Wesentlich anders wird es natürlich bei kurzen Impulsen, die in der Hauptsache beim Impulsradar zur Sendertastung Verwendung finden. Abgesehen von den in den Zuleitungen oder Aufbauten steckenden Kapazitäten und Induktivitäten, die die Vorderflanken der Impulse verschleifen, ist für die Erzeugung kürzester Wellen dienender Röhren (Magnetrons) eine bestimmte Anstiegszeit des steuernden Impulses, den man Tastimpuls nennt, vorgeschrieben. Diese Anstiegszeit darf aus betriebstechnischen Gründen nicht unterschritten werden. Man ist demnach zunächst gezwungen, die Anstiegszeit eines Impulses irgendwie zu definieren. Da sich bei den Impulsen, die im Prinzip alle auf die im Bild 1c gezeigte Form bezüglich der Anstiegsflanke hinauslaufen, der Einsatzpunkt des Anstieges im unteren Knick der Kurve durch die immer vorhandene Verrundung nicht eindeutig bestimmen läßt, mißt man die Anstiegszeit im dem Intervall von 10...90% der Maximalamplitude. Der 90%-Punkt wurde gewählt, weil die Stelle, an der der Anstieg beendet ist und das Dach anfängt, ebenfalls nicht eindeutig auszumachen ist. Das gleiche gilt natürlich auch für die Rückflanke, nur hat die Form der Rückflanke meistens nicht die gleiche große Bedeutung wie die der Vorderflanke. Die Impulsbreite wird in einer Höhe gemessen, die 70% der Maximalamplitude ausmacht (ähnlich der Bandbreite, bei der der Wert $\frac{1}{\sqrt{2}}$ bzw. 70% ebenfalls auftritt). Diesem Wert kommt eine besondere Bedeu-

tung in der Impulstechnik zu. Hat man beispielsweise einen Impuls und will den Energieinhalt dieses Impulses, der an einem bekannten Widerstand liegt, bestimmen, so kann man mit den Werten Maximalamplitude und Impulsdauer bei 70% der Höhe ohne weiteres auf den gewünschten Wert schließen. Da die Energie das Produkt aus Leistung und Zeit ist, erhält man mit der Leistung $P_i = U^2/R$ (worin U die maximale Spannungsamplitude und R der Widerstand ist, an dem die Spannung U abfällt) und der Impulsdauer τ den Energieinhalt eines Impulses zu

$$E = \frac{U^2}{R} \cdot \tau \quad (1)$$

τ ist in dieser Beziehung die bei 70% Höhe gemessene Impulsbreite

Die Spitzenleistung oder auch maximale Leistung (meistens jedoch nur kurz als



Bild 1. Rechteckimpuls bei 1facher (a), 5facher (b) und 25facher (c) Zeitdehnung

Leistung bezeichnet) eines Impulses ist von der Impulsform unabhängig und nur durch die Beziehung

$$P_i = \frac{U^2}{R} \quad (2)$$

gegeben.

In der Radartechnik hat man es jedoch nicht mit den bisher betrachteten Einzelimpulsen, sondern mit einer Reihe von im gleichen Abstand aufeinanderfolgenden Impulsen zu tun. Der Abstand, in dem die Impulse aufeinanderfolgen, ist durch eine Größe, die man Impulsfolgefrequenz f_i nennt, charakterisiert. Die Impulsfolgefrequenz ist der reziproke Wert des zeitlichen Abstandes zweier Impulse. Gemeint ist — will man korrekt sein — der Abstand zwischen den Einsatzpunkten zweier Vorderflanken. So genau braucht man aber nicht zu sein. Nimmt man an, daß sich Impulse von etwa $1 \mu s$ Länge in einem Abstand von $1 ms$ folgen (entsprechend einer Impulsfolgefrequenz von $1000 Hz$), dann ist der größte Fehler, der sich ergeben kann, etwa 1% , wenn man von der Rückflanke des ersten bis zur Vorderflanke des zweiten Impulses die Zeit mißt. Dieser Fehler liegt noch innerhalb der Meßgenauigkeit der verwendeten Geräte und Apparate, spielt also gar keine Rolle. Wenn die Impulsdauer in die Größenordnung der Wiederholungszeit kommt, dann muß selbstverständlich von den Einsatzpunkten ausgegangen werden.

Eine wichtige Größe zur Kennzeichnung einer Folge von Impulsen ist ferner das Tastverhältnis. Man hat hierunter das Verhältnis zwischen der Impulslänge und dem Abstand der Impulse voneinander zu verstehen. In dem vorgenannten Beispiel ($\tau = 1 \mu s$, Abstand = $1 ms$) ist das Tastverhältnis $v = \frac{1 \mu s}{1 ms} = \frac{1}{1000}$. Da der Impulsab-

stand der reziproke Wert der Folgefrequenz f_i ist, wird

$$v = \tau \cdot f_i \quad (3)$$

Es erhebt sich nun die Frage, wie groß muß die konstante Leistung sein, die die gleiche

Wirkung hat wie die Leistung der Impulsfolge? Diese Frage ist einfach zu beantworten, denn eine Leistung von $100 kW$, die $1 s$ lang wirkt, ist in der Wirkung wie eine Leistung von $1 kW$, die man $100 s$ lang zur Anwendung bringt. Das Produkt von Leistung und Dauer ihrer Einwirkung ist für eine bestimmte zu leistende Arbeit konstant. Das heißt, daß die Spitzenleistung eines Impulses multipliziert mit der Impulslänge genauso groß sein muß wie die zu bestimmende Leistung (die man als Dauerleistung bezeichnet) multipliziert mit dem Abstand der Impulse voneinander. Man erhält also für die Dauerleistung P_d mit den Werten für P_i und v aus den Gleichungen (2) und (3)

$$P_d = P_i \cdot v = \frac{U^2}{R} \cdot \tau \cdot f_i \quad (4)$$

Das bedeutet also, daß man, abgesehen vom Wirkungsgrad, die Leistung P_d von der

Stromversorgungsseite her zur Verfügung stellen muß.

Wie Fourier schon etwa um 1800 herum nachwies, läßt sich ein periodisch wiederkehrender Vorgang durch Überlagerung von Cosinus- und Sinusschwingungen darstellen; dabei treten neben einer Grundwelle auch die ganzzahligen Vielfachen (höhere Harmonische) dieser Grundwelle auf. Die Grundwelle ist im allgemeinen genauso lang wie die gerade zu betrachtende Periodenlänge. Die Amplituden dieser höheren Harmonischen nehmen dabei mit größer werdender Ordnungszahl ab. Als Beispiel sei die Impulsfolge nach Bild 2a gewählt. Der Abstand der Impulse voneinander ist zu acht Impulsbreiten angesetzt. Wird diese Impulsfolge mit Hilfe der vier ersten Harmonischen nachgebildet, dann entsteht das im Bild 2b gezeigte Bild. Den Verlauf der Kurve bei acht Harmonischen gibt Bild 2c

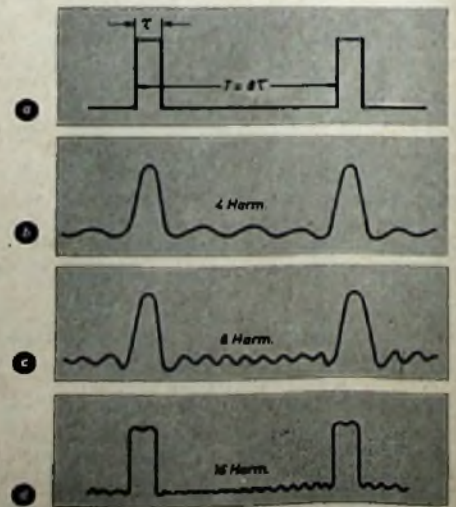


Bild 2. Impulsfolge; a = Ausgangsimpulsfolge, b = Nachbildung durch die ersten 4 Harmonischen, c = Nachbildung durch die ersten 8 Harmonischen, d = Nachbildung durch die ersten 16 Harmonischen

¹⁾ Kuhrdt, G.: Einführung in die Radartechnik FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 20, S. 597—598 und Nr. 21, S. 625—627 sowie Bd. 12 (1957) Nr. 3 S. 73—75, Nr. 4, S. 109—110 und Nr. 5, S. 141—142
Schneider, G.: Radar für kleine Ziele. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 22, S. 752—754, Nr. 23, S. 795—796 und Nr. 24, S. 823—825

wieder. Mit sechzehn Harmonischen wird der im Bild 2d gezeigte Kurvenverlauf erreicht. Durch die Hinzunahme von noch mehr Harmonischen wird der Verlauf der Kurve der Impulsfolge immer mehr angenähert.

Trägt man die Amplituden der einzelnen Schwingungen über der zugehörigen Frequenz auf, dann kommt man zu der im Bild 3 gewählten Frequenzspektrum-Darstellung, die auch Amplitudenspektrum genannt wird. Der Abstand der Harmonischen vonein-

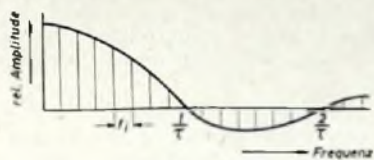


Bild 3. Frequenzspektrum

ander ist gleich der Impulsfolgefrequenz, während die Nulldurchgänge der Umhüllungskurve stets nach einem ganzzahligen Vielfachen der durch $\frac{1}{\tau}$ gegebenen Frequenz wiederkehren. Die Umhüllende folgt dem Gesetz $\frac{\sin x}{x}$. Wichtig ist das Frequenzspektrum für die Übertragung von Impulsen durch Verstärker, Transformatoren und RC-Glieder. Alle Bauelemente müssen um eine gewünschte Kurvenform zu übertragen, in ihrer Übertragungsbreite in bezug auf die Frequenz entsprechend ausgelegt sein.

2. Impulserzeuger

Die Erzeugung der für Steuerungszwecke benötigten Impulse erfolgt je nach Verwendungszweck durch Sperrschwinger oder Multivibratoren.

2.1 Sperrschwinger

Der Sperrschwinger wird für die Erzeugung kurzer Impulse mit steiler Anstiegflanke eingesetzt. Man unterscheidet den freischwingenden und den von außen angesteuerten Sperrschwinger. Der freischwingende kann zum Beispiel Verwendung finden, um den Arbeitstakt für eine Radaranlage festzulegen. Einen solchen Sperrschwinger zeigt Bild 4a. Nimmt man an, daß der Kondensator C mit der angegebenen Polarität aufgeladen ist, dann wird er sich über R entladen. Die Induktivität der Transformatorwicklung ist relativ klein, so daß sie bei diesem Vorgang vernachlässigt werden kann. Die Röhre ist gesperrt, da die negativ geladene Seite des Kondensators am Gitter liegt. Hat sich der Kondensator bis auf einen Spannungswert entladen, bei dem die Röhre zu leiten beginnt, dann wird in der Transformatorwicklung 1-2 ein Strom zu fließen beginnen, der seinerseits in der Wicklung 3-4 eine Spannung induziert, die so gerichtet ist, daß das Wicklungsende 3 positiv wird. Damit bekommt das Gitter über den Kondensator eine positive Spannung, die wiederum die Röhre stärker leitend macht. Durch diesen Rückkopplungseffekt wird die besonders steile Vorderflanke erreicht. Die Folgefrequenz ist durch die Zeitkonstante und durch den Beginn der Leitfähigkeit der Röhre festgelegt. Ist der Grenzwert der Katodenemission der Röhre, also der Sättigungsstrom, erreicht, dann wird von der Wicklung 1-2 zur Wicklung 3-4 nichts mehr induziert. Der Kondensator hat sich aber inzwischen aufgeladen, da über das Gitter, das positiv angesteuert wurde, ein Stromfluß zustande kam. Die Kondensatorspannung sperrt die Röhre wieder so lange, bis sich der Kondensator über die Zeitkonstante entladen hat. Das Spiel beginnt dann von neuem. Der Impuls kann dabei der Anode der Röhre oder der Wicklung 5-6 entnommen werden. Die Verwendung einer gekoppelten

Transformatorwicklung gestattet sogar die Entnahme eines positiven oder negativen Impulses, je nachdem, welches Wicklungsende geerdet wird. Der von außen angestoßene (getriggerte) Sperrschwinger wird gebraucht, um einen schwachen Impuls zu verstärken oder um einen runden, unscharfen Impuls in einen scharfen Ausgangsimpuls zu verwandeln. Man hat damit die Möglichkeit, einen genau definierten Einsatzzpunkt des Impulses herzustellen. Außerdem findet diese Art der Sperrschwinger manchmal auch zur Frequenzteilung Verwendung. Die Wirkungsweise dieser Anordnung (Bild 4b) ist im Prinzip genauso wie die der Schaltung nach Bild 4a. Der Unterschied liegt lediglich darin, daß das Gitter

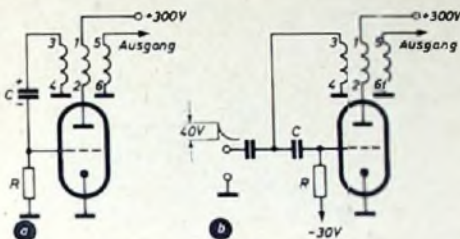


Bild 4. Sperrschwinger; a = selbstschwingend, b = getriggert, c = Sperrschwingerimpuls

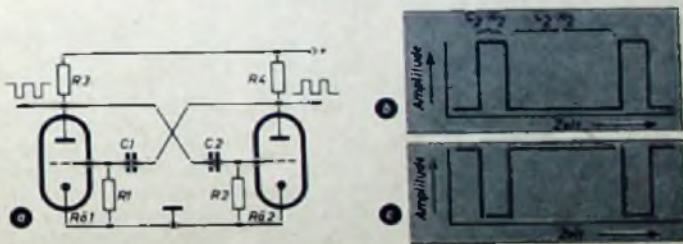


durch die negative Spannung von 30 V so weit vorgespannt ist, daß der Sperrschwinger nicht anlaufen kann. Wird aber das Gitter über den Kondensator C mit einem positiven Impuls angesteuert, dann läuft der Sperrschwinger an und macht einen Impuls. Er kann aber, nachdem er gesperrt ist, erst wieder anlaufen, wenn ein neuer Impuls am Gitter eintrifft. Die Impulsform entspricht bei beiden Sperrschwingern etwa Bild 4c. Die Impulsbreite ist durch die Wahl der RC-Kombination zu beeinflussen. So ergibt ein größeres C einen breiteren Impuls. Um die gleiche Zeitkonstante

folgende: Angenommen, der Kondensator C 1 ist gitterseitig negativ aufgeladen und R 6 1 wird gerade gesperrt, dann wird über den Widerstand R 3 und über das Gitter von R 6 2 ein Strom fließen, der den Kondensator C 2 auflädt. Der positive Spannungstoß am Gitter von R 6 2 bedingt ein Absinken der Spannung an ihrer Anode. Dieser negative Spannungstoß wird über den Kondensator C 1 auf das Gitter der ersten Röhre gekoppelt, die dadurch weiter sperrt. Ein negativer Impuls am Gitter von R 6 1 bedeutet aber einen positiven Impuls an der Anode von R 6 1, der wieder über C 2 auf das Gitter von R 6 2 rückgekoppelt wird. Durch diese Rückkopplung erhält man sehr steile Impulsflanken. Hat sich dieser Vorgang so weit aufgeschaukelt, daß der durch R 4 gegebene und begrenzte Anodenstrom von R 6 2 erreicht ist, dann ist der Kondensator C 2 mit dem dem Gitter abgekehrten Pol positiv aufgeladen. R 6 2 bleibt leitend, da das Gitter über R 2 auf dem Nullpotential liegt. Über R 6 2 und R 1 entlädt sich jetzt C 1 mit der durch R 1 und C 1 bedingten Zeitkonstante. Ist der Kondensator so weit entladen, daß R 6 1 leitend wird, dann tritt wieder die Rückkopplung über C 2 und C 1 auf. Der Kondensator C 2 entlädt sich über R 6 1 und R 2. Während der Entladezeit ist R 6 2 gesperrt. Der gewünschte Impuls kann entweder an der Anode von R 6 2 oder an der Anode von R 6 1 abgenommen werden. Nimmt man den Impuls von R 6 2 ab, dann ist die Impulsbreite durch die Zeitkonstante $R_2 \cdot C_2$ weitgehend bestimmt, während die Totzeit von der Zeitkonstante $R_1 \cdot C_1$ stark abhängig ist. Die an R 6 2 auftretende Impulsform zeigt Bild 5b. Der Spannungsverlauf an R 6 1 hat den im Bild 5c dargestellten Verlauf.

Der monostabile Multivibrator ist nach Bild 6 geschaltet. Er hat eine Gleichgewichtslage, nämlich R 6 3 ist leitend. In diese Lage kehrt der Multivibrator immer wieder zurück. Ein positiver Impuls an das Gitter von R 6 1 gelegt, erscheint als negativer Impuls an der Anode. Dieser negative Impuls wird über den Kondensator C 2 an das Gitter von R 6 3 geführt. R 6 3 war bisher leitend, da das Gitter über den hochohmigen Widerstand R 3 an

Bild 5. a = selbstschwingender Multivibrator, b = Spannung an der Anode von R 6 2, c = Spannungsverlauf an der Anode von R 6 1



beizubehalten, muß das R dann entsprechend kleiner werden. Im allgemeinen liegt die Impulslänge von Sperrschwingern bei 0,3... 2 μ s.

2.2 Multivibrator

Eine weitere wichtige und in Radarausrüstungen häufig gebrauchte Schaltung zur Impulserzeugung ist der schon erwähnte Multivibrator. Multivibratoren ergeben nahezu rechteckige Impulse von bestimmter Dauer. Man unterscheidet zwischen selbstschwingenden, monostabilen und bistabilen Multivibratoren. Die Schaltung des selbstschwingenden Multivibrators gibt Bild 5a wieder. Jeder Multivibrator enthält zwei Röhrensysteme. Im vorliegenden Falle ist ein anodengekoppelter Multivibrator dargestellt. Hierbei ist die Anode der einen Röhre jeweils mit dem Gitter der anderen Röhre gekoppelt. Meistens werden für solche Zwecke Doppeltrioden (also Röhren, die zwei Systeme in einem Glaskolben vereinigen) benutzt. Die Wirkungsweise ist

positiver Spannung lag. Die Rückkopplungsvorgänge spielen sich genauso wie beim freischwingenden Multivibrator ab. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß sich der Kondensator C 2 über den Widerstand R 2 und den ebenfalls nach Plus abgeleiteten Widerstand R 3 entlädt. Die Spannung Gitter gegen Katode von R 6 3 ist auch während dieser Zeit positiv, und die Röhre bleibt bis zum Eintreffen des nächsten ansteuernden Impulses leitend. Die Impulsform ist im Bild 5b dargestellt. Die Impulsbreite ist wieder weitgehend von der $R_1 C_1$ -Anordnung und dem Einsatz der Röhrenleitfähigkeit abhängig. Die Schaltung des bistabilen Multivibrators ist Bild 7a zu entnehmen. Der bistabile Multivibrator hat zwei Gleichgewichtslagen. Ist R 6 2 leitend, dann wird ein über die Diode D 1 kommender positiver Impuls den Multivibrator in seiner Stellung belassen. R 6 1 ist gesperrt, da die Spannungsteilung an den Widerständen R 1 und R 4 das Gitter von R 6 1

negativ in bezug auf die Katode macht. Dadurch hat das Gitter von $R_6 2$ über die Spannungsteiler-Widerstände $R 5, R 3$ und $R 2$ eine positive Spannung. Der Multivibrator kann also nur durch einen über die Diode $D 2$ kommenden positiven Spannungstoß umgeklappt werden. Dieser Impuls wird über den Kondensator

gebrauchten Tastverhältnis von $v = \frac{1}{1000}$ die Röhre während einer Zeiteinheit leitend und während der anderen 999 Zeiteinheiten wieder gesperrt ist. So wurden zum Beispiel an einer EL 12 im Moment der Impulsebelastung Katodenströme von etwa einem Ampere ge-

4. Sender-Taststufe

Mit dem verstärkten Impuls kann man die Sender-Taststufe, auch Modulator genannt, anstoßen. Der Modulator liefert die für den Betrieb der Senderöhre notwendige Energie. Er ist auf die Impulsdauer und die Folgefrequenz der Anlage abgestimmt. Der Modulator muß entweder einen positiven Impuls zur Modulation von Sendetrioden, die in der Anode moduliert werden, oder einen negativen Impuls abgeben können, falls die Triode in der Katode moduliert wird. Wird ein Magnetron als Senderöhre benutzt, dann wird immer mit negativem Impuls in der Katode moduliert. Eine Triode läßt auch noch Gittermodulation zu.

In den meisten Radaranlagen wird ein rechteck- oder trapezförmiger Impuls gewünscht. Besonders ein gerades Impulsdach ist wichtig, da sowohl das Magnetron als auch die Triode ihre Schwingfrequenz mit der angelegten Spannung ändern, womit wiederum die Reichweite und der Wirkungsgrad einer Anlage abnehmen. Eine Möglichkeit zur Erzeugung kurzer Impulse mittlerer Leistung ist im Bild 9a dargestellt. In der Impulspause lädt sich der Kondensator C mit der angegebenen Polarität über den Widerstand R auf. $R_6 1$ muß während dieser Zeit gesperrt sein. Trifft ein positiver Impuls am Gitter von $R_6 1$ ein, dann wird sich der Kondensator über $R_6 1$ und die Transformatorwicklung 1—2 entladen. Der der Sekundärwicklung 3—4 entnommene Impuls wird dem Magnetron $R_6 2$ zugeleitet. Bei der folgenden Aufladung, die relativ langsam vor sich geht, kann die Induktivität der Transformatorwicklung vernachlässigt werden.

Bei größeren Impulsleistungen, die bis zu mehreren Megawatt groß sein können, wäre das aufgezeigte Verfahren zu unwirtschaftlich. Man verwendet an Stelle des Widerstandes R eine Induktivität, wobei darauf zu achten ist, daß die Resonanzfrequenz dieser LC-Schaltung gleich der halben Impulsfolgefrequenz ist. An Stelle der Impuls-Tetrode tritt ein Thyatron. Das Thyatron hat gegenüber der Vakuumröhre den Vorteil des sehr kleinen Innenwiderstandes. Da bei diesen Leistungen auch Impulse größerer Länge verlangt werden, muß der Kondensator durch eine Laufzeitkette ersetzt werden. Die endgültige Ausführung der Schaltung zeigt Bild 10a. Die Spannung an der Anode von $R_6 1$ hat den Verlauf nach Bild 10b. Wie auch daraus ersichtlich ist, werden die Kondensatoren der Laufzeitkette LZK durch die Resonanzaufladung bis zur doppelten Anodenspeisespannung aufgeladen. Ist der höchste Spannungspunkt erreicht, dann muß das Thyatron durch einen positiven Spannungsimpuls am Gitter gezündet werden. Die Laufzeitkette entlädt sich nun über die primäre Transformatorwicklung und das gezündete Thyatron. Nach beendetem Entladevorgang erlischt bis zum Eintreffen des nächsten Ansteuerimpulses das Thyatron. An der Sekundärseite des Transformators liegt auch in dieser Schaltung wieder ein Magnetron. Den Impuls, den die Transformatorwicklung an eine ohmsche Last, die dem Magnetronwiderstand entspricht, abgeben würde, zeigt Bild 10c. Der Spannungsverlauf an den gleichen Punkten der Schaltung nach Bild 9a geht aus den Bildern 9b und 9c hervor.

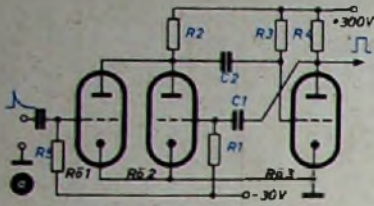


Bild 6. a = monostabiler Multivibrator, b = Impuls an der Anode von $R_6 3$

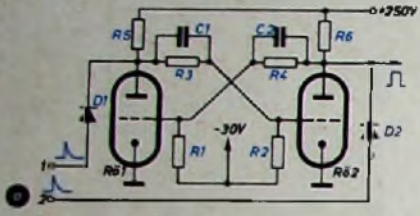
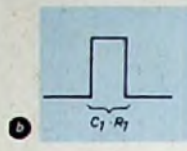
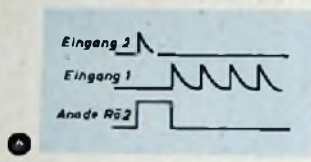


Bild 7. a = bistabiler Multivibrator, b = zeitlicher Verlauf der Spannungen an $D 1, D 2$ und an der Anode von $R_6 2$



sator $C 2$ an das Gitter von $R_6 1$ gelegt. Dann setzt wieder der Rückkopplungsvorgang über $C 1$ auf das Gitter von $R_6 2$ ein und weiter von der Anode von $R_6 2$ über $C 2$ an das Gitter von $R_6 1$ zurück. Ist $R_6 1$ leitend, dann bleibt $R_6 2$ durch die negative Spannung, die sich infolge der Widerstände $R 2$ und $R 3$ am Gitter aufbaut, gesperrt. $R_6 2$ bleibt so lange gesperrt, bis durch einen über die Diode $D 1$ kommenden Impuls der Multivibrator umgeklappt wird. Bild 7b zeigt den an der Anode von $R_6 2$ auftretenden Impuls. Durch den zeitlich etwas früher liegenden Einsatz der Ansteuerung am Eingang 2 wird der Multivibrator aufgeklappt. Der erste am Eingang 1 auftretende Impuls klappt ihn zurück, und jeder weitere Impuls, der dort eintrifft, kommt nicht mehr zur Wirkung. Der Vollständigkeit halber muß erwähnt werden, daß sowohl Sperrschwinger als auch Multivibrator-Schaltungen in mannigfachen Formen und Abwandlungen bekannt sind. Da hier aber nur das Prinzip der einzelnen Schaltung zur Darstellung kommen soll, würde eine Beschreibung der einzelnen Schaltungen über den Rahmen dieses Aufsatzes hinausgehen.

messen. Seltener werden Thyatronen zur Impulsverstärkung benutzt. In der Schaltung nach Bild 8 wird das Gitter von $R_6 1$ über einen niederohmigen Schutzwiderstand angesteuert. Die Ansteuerung kann von einem Sperrschwinger oder von einem Multivibrator erfolgen. Da das Gitter gegenüber dem positiven Impuls sehr stark leitend ist und der Strom durch den Widerstand $R 1$ begrenzt

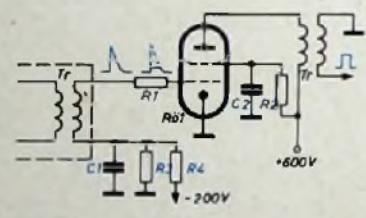


Bild 8. Verstärker mit Impuls-Tetrode

wird, bildet sich die eingezeichnete Kurvenform am Gitter aus.

An der Anode erscheint der Impuls mit entgegengesetzter, also mit negativer Richtung, die durch entsprechende Polung des Transformators $T r$ wieder umgekehrt wird. Die Spannungsversorgung des Schirmgitters erfolgt wie bei jedem normalen Verstärker durch die R_3, C_1 -Kombination. Durch die an negativer Spannung liegenden Widerstände $R 3$ und $R 4$ wird dafür gesorgt, daß das Gitter von $R_6 1$ stets negativ vorgespannt ist, auch wenn der Impuls ausfällt. Der Kondensator $C 1$ überbrückt den Widerstand $R 3$ für den ankommenden Impuls und wird durch den Impulsstrom mit der an Masse liegenden Seite positiv aufgeladen. Ohne die negative Spannung an $R 4$ würde bei Impulsausfall das Gitter der Röhre ohne Vorspannung an Masse liegen; der dann auftretende hohe Anodenstrom zerstört sehr schnell die Röhre.

3. Impulsverstärker

Dem Multivibrator und auch dem Sperrschwinger sind nur Impulse kleinerer Leistung zu entnehmen. Um Hochleistungs-Taststufen anzusteuern, ist es daher notwendig, den von den genannten Schaltungen kommenden Impuls zu verstärken. Hierbei verwendet man fast ausschließlich Hochvakuumröhren, und zwar vornehmlich Tetroden. Es hat sich an dieser Stelle weitgehend der transformatorgekoppelte Verstärker eingebürgert. Die Impuls-Tetrode wird (ebenso wie die Röhre in der Sperrschwingerschaltung) bis an die Grenze der Katodenemission belastet. Das ist aber nicht allzu gefährlich, da zum Beispiel bei einem viel

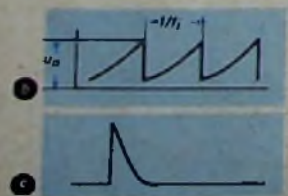
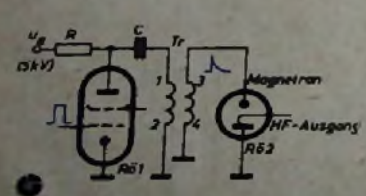


Bild 9. a = Testgerät mit RC-Kombination und Impuls-Tetrode, b = Spannungsverlauf am Kondensator C , c = Testimpuls am Magnetron

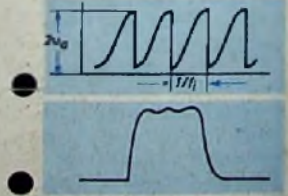
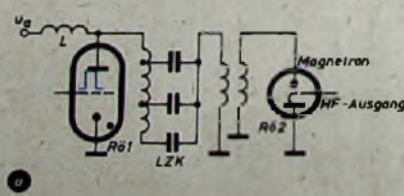


Bild 10. a = Testgerät mit Laufzeitkette LZK und Thyatron, b = Spannungsverlauf am C der Laufzeitkette, c = Testimpuls am Magnetron

Drehzahlmessungen

Zur elektrischen Messung von Drehzahlen kennt man viele Verfahren mit unterschiedlichem Aufwand und unterschiedlicher Meßgenauigkeit. Hier sollen nur die bekanntesten behandelt werden.

DK 421.317.39: 531.77

1. Gleichstrom-Tachometerdynamos

Mit der Welle, deren Drehzahl zu messen ist, wird ein kleiner Gleichstromgenerator direkt oder für höhere Drehzahlen ($n > 6000$) über Getriebe gekuppelt. Für die Spannung an den Generatorklemmen gilt dann

$$U_0 = c \Phi n \quad (1)$$

Darin bedeuten c eine vom Aufbau des Generators abhängige Konstante und Φ den Erregerfluß. Die abgegebene Spannung ist daher bei Konstanz aller Parameter der Drehzahl n streng proportional. Bei technischen Ausführungen werden Meßbereichumlänge von 1 : 100 erfaßt.

Gleichung (1) gilt nur für den Leerlauf, wenn der Widerstand des zur Messung der abgegebenen Spannung U_0 verwendeten Instrumentes gegenüber dem Innenwiderstand des Generators groß ist. Wird der Generator belastet, dann sinkt die Spannung gegenüber dem aus (1) errechneten Wert ab. Die Linearität des Zusammenhangs zwischen Drehzahl und Spannung bleibt jedoch erhalten, wenn nur die Ankerrückwirkung auf das Erregerfeld genügend klein gehalten werden kann. Die Belastung der Tachometermaschine muß deshalb konstant sein, die von den Firmen angegebenen Genauigkeiten gelten immer für eine bestimmte Last (und Drehzahl). Je nach der Art der Erzeugung des Erregerflusses Φ unterscheidet man Maschinen mit Dauermagnet- und Fremderregung. Bei den ersteren wird der Magnetfluß durch drei- oder vierpolpaarige Kobalt- oder AlNi-Magnete erzeugt. Zur Erreichung einer hohen zeitlichen Konstanz der Maschinendaten werden die Magnete dabei einer künstlichen Alterung unterworfen. Die Ausgangsspannungen dieser Tachodynamos liegen je nach Ausführung zwischen 5 und 100 V bei $n = 1000$ U/min und die abgegebenen Leistungen zwischen 70 mW und etwa 25 W. Im Bild 1 ist eine



Bild 1. Gleichstrom-Tachometerdynamo mit Permanenterrregung

permanenterrregte Gleichstrom-Tachometermaschine gezeigt, die bei einer Drehzahl von 6000 U/min eine Spannung von 235 V und eine Leistung von 23 W abgibt.

Bei fremderregten Tachometermaschinen wird der Erregerfluß durch eine besondere Feldwicklung erzeugt, die von einem Erregerstrom I_{er} durchflossen wird. Dadurch wird nach Bild 2 die abgegebene Spannung vom Erregerstrom abhängig. Da der Zusammenhang zwischen I_{er} und Φ durch die Eigenschaften des Eisens gegeben ist, wird die Funktion

U_0 in Abhängigkeit von I_{er} außerdem stark nichtlinear. Zur Erreichung eines konstanten Erregerflusses muß deshalb die Erregerwicklung aus einem außerordentlich konstanten Gleichstromnetz gespeist werden. Außerdem

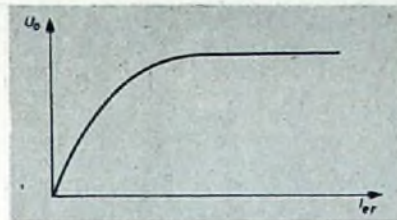


Bild 2. Leerlaufspannung U_0 in Abhängigkeit vom Erregerstrom I_{er}

arbeitet man meistens im Sättigungsgebiet der Hysteresekurve nach Bild 2, in dem eine Erregerstromänderung von 8% eine Änderung der Leerlaufspannung von nur etwa 1% bewirkt. Infolge der starken Temperaturabhängigkeit der Feldwicklungen ($\alpha_{Cu} = 0,4 \text{ %/}^\circ\text{C}$) müssen auch bei konstanter Speisespannung besondere Vorkehrungen zur Konstanthaltung des Stromes getroffen werden. Man legt die Feldwicklungen deshalb meistens für eine geringere Spannung aus und speist sie über einen temperaturunabhängigen Vorwiderstand aus dem Netz. Bei einem derartigen Vorwiderstand R_v wird durch eine Widerstandsänderung $\Delta R/R$ eine Änderung des Kreisstromes

$$\frac{\Delta I}{I} = - \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{1 + R_v/R} \quad (2)$$

bewirkt, während ohne Vorwiderstand die Stromänderung gleich der prozentualen Widerstandsänderung war. Ist beispielsweise der Vorwiderstand das Vierfache des Wicklungswiderstands, dann bewirkt eine Temperaturänderung von 20°C eine Stromänderung von 1,6% gegenüber 8% ohne Vorwiderstand. Zur Beseitigung der auch im Sättigungsgebiet nach Bild 2 immer noch vorhandenen schwachen Abhängigkeit der Leerlaufspannung vom Erregerstrom werden auch Tachometermaschinen gebaut, bei denen der schwache Anstieg durch eine Hilfswicklung in einem gewissen Bereich kompensiert und so eine absolut waagrecht verlaufende Feldstrom-Spannungskennlinie wenigstens in einem bestimmten Bereich erreicht wird. Bei Belastung des Generators bewirken die durch Temperatureinflüsse veränderlichen Widerstände der Ankerwicklungen ebenfalls eine Veränderung der Klemmenspannung, die nur bei hochohmigen Anzeigegegeräten keinen Einfluß hat. Dieser Fehler, der sowohl bei permanenterrregten als auch bei fremderregten Maschinen auftritt, läßt sich für eine bestimmte Last durch besondere Maßnahmen im magnetischen Kreis bis auf einen Restfehler von 0,015 ... 0,030 %/°C kompensieren. Als weitere Fehlerquelle treten die Unzuverlässigkeiten des Bürstenkontaktes in Erscheinung, die auch die obere Drehzahlgrenze bestimmen.

Fremderregte Tachometerdynamos geben Leistungen bis zu etwa 100 W und Spannungen bis zu einigen 100 V ab und sind durch Änderung des Erregerstromes auch an verschiedene Meßbereiche anzupassen, wenn es sich aus den oben angeführten Gründen auch empfiehlt, die Maschinen immer mit Nennerregung, d. h. im

Sättigungsbereich, zu betreiben. Mit serienmäßigen Gleichstrom-Tachometerdynamos werden unter Berücksichtigung aller Fehlerinflüsse Genauigkeiten von etwa 0,5% erreicht. Ein Vorteil dieser Meßanordnungen ist, daß auch die Drehrichtung des Meßobjektes unmittelbar mit angezeigt wird.

2. Wechselstrom-Tachometerdynamos

Im Bild 3 ist das Aufbauschema eines Wechselstrom-Tachometers gezeigt. Die Wicklung, in der die Meßspannung induziert wird, liegt bei dieser Bauart außen (Innenpolmaschine). Dadurch werden keine beweglichen stromführenden Teile sowie Schleifkontakte benötigt, so daß diese Maschinen bei entsprechendem mechanischem Aufbau vollkommen wartungsfrei und erschütterungs- sowie explosionsfest ausgeführt werden können. Im Inneren des Ständerpulenringes rotiert ein Polrad aus Weicheisen, das in axialer Richtung durch mitlaufende Permanentmagnete magnetisiert wird. Nach einer entsprechenden künstlichen Alterung sind diese eingebauten Magnete auch über Jahre hindurch in ihren Kennwerten vollkommen konstant. Durch die Luftspaltänderungen bei Rotation wird im Stator eine Spannung induziert, deren Frequenz und Höhe linear von der Drehzahl des Rotors abhängen. Zur Spannungsmessung werden Drehspulinstrumente mit Trockengleichrichtern verwendet, da Weicheisenmeßwerke wegen der im gleichen Verhältnis wie die Meßdrehzahl schwankenden Frequenz bei hohen Genauigkeitsanforderungen nicht verwendet werden können. Die Leerlaufspannungen der Wechselstrom-Tachometermaschinen liegen bei 20 bis 30 V für 1000 U/min, die Frequenzen meistens im Tonfrequenzbereich. Die abgebbaren Leistungen schwanken je nach Aufbau der Maschine zwischen 100 mW und einigen 10 W.

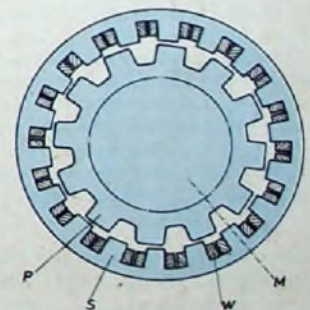


Bild 3. Schema eines Wechselstrom-Tachometerdynamos. M = Permanentmagnet, P = Polrad, S = Stator, W = Statorwicklung

Der linear ohne Umschaltung erfaßbare Drehzahlbereich ist 1 : 1000 und liegt damit bedeutend höher als bei Gleichstrom-Tachometermaschinen. Die Linearität der abgegebenen Spannung ist im unbelasteten Zustand etwa 0,6 ... 1%. Bei Belastung werden die Abweichungen von der Linearität größer. Weitere Fehlerinflüsse entstehen durch den Temperatureinfluss der Wicklungen sowie der Magnete. Bei entsprechendem Aufbau können jedoch die Gesamttemperaturfehler des Gebers unter 0,03 %/°C gehalten werden. Wechselstrom-Tachometerdynamos lassen sich ein- und auch mehrphasig ausführen. Ihre Vorteile sind neben den schon erwähnten in der Möglichkeit einer Transformation der Meßspan-

nung und damit der Anpassung an verschiedene Meßgeräte zu sehen. Ein Nachteil besteht darin, daß bei einphasigen Wechselspannungsgeneratoren keine Aussage über die Drehrichtung des Meßobjektes möglich ist.

3. Wirbelstrom-Tachometer

Diese Geräte beruhen auf der Wechselwirkung zwischen bewegten Magnetfeldern und den durch diese in massiven Leitern induzierten Wirbelströmen. Innerhalb einer dünnwandigen Aluminiumglocke (Bild 4) läuft ein meistens mehrpoliger Permanentmagnet um. Die Kraftlinien des Magnets schließen sich über einen die Glocke konzentrisch umgebenden Weicheisen-Rückschlußring und durchsetzen dadurch die Glocke in senkrechter Richtung. Bei Rotation des Permanentmagneten werden in der Glocke Wirbelströme induziert, die in axialer Richtung fließen und ein eigenes Ma-

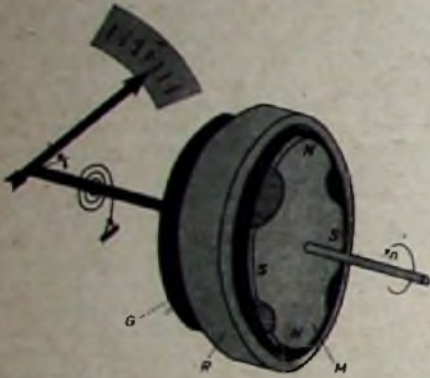


Bild 4. Wirkungsschema eines Wirbelstrom-Tachometers. M = Permanentmagnet, G = Glocke, R = Weicheisen-Rückschlußring

gnettfeld aufbauen. Dieses Magnetfeld tritt in Wechselwirkung mit dem des Rotors. Nach der Lenzschen Regel muß eine Wirkung auftreten, die ihre Ursache, nämlich die Relativbewegung zwischen Rotor und Glocke, zu beseitigen sucht. Es wird daher auf die Glocke ein Moment ausgeübt, das sie in Richtung der Rotordrehung mitzunehmen sucht. Dieses Moment berechnet man nach der Formel

$$M_d = k\Phi^2 n \quad (3)$$

(k ist hierin eine Konstruktionskonstante und Φ der Magnetfluß)

Je nach Auslegung treten bei üblichen Systemen Drehmomente von 0,1 ... 500 cmg auf. Die Glocke ist drehbar gelagert und verdreht sich daher unter dem Einfluß von M_d so lange, bis das Wirbelstromdrehmoment vom Gegenmoment einer Spiralfeder gerade aufgehoben wird. Für dieses Federmoment gilt

$$M_f = c\alpha \quad (4)$$

wenn α der Drehwinkel und c die Federkonstante ist. Zusammengefaßt ergibt sich daher

$$M_d = M_f \quad (5)$$

$$n = \frac{c}{k\Phi^2} \alpha = c' \cdot \alpha \quad (6)$$

Der Zeigerausschlag α ist also der Drehzahl direkt proportional, und zwar in einem Winkelbereich, der nur von der Ausföhrung der Feder abhängt. Die erfassbaren Drehzahlen liegen bis über 5000 U/min.

Die Fehlerinflüsse dieses Verfahrens sind mannigfaltig. Insbesondere stört die Temperaturabhängigkeit des Leitwertes der Glocke, wodurch sich der für die Wirbelstrombahnen maßgebende Widerstand verändert. Abhilfe läßt sich in einem bestimmten Temperaturbereich dadurch schaffen, daß man die Kraftliniendichte in der Glocke temperaturabhängig macht. Dazu bringt man im magnetischen Kreis einen Nebenschluß aus geeignetem Material an (z. B. aus „Thermoperm“), dessen magne-

tische Leitfähigkeit mit steigender Temperatur sinkt. Dadurch wird der Nutzfluß durch die Glocke erhöht und der Einfluß der Erhöhung ihres ohmschen Widerstandes weitgehend eliminiert. Bei Präzisions-Drehzahlmessungen verwendet man auch Glöcken aus Manganin, das einen besonders niedrigen Temperaturkoeffizienten hat. Weitere Fehler können durch Luft- und Lagerreibungen und durch Temperatureinflüsse auf die Federkonstante c entstehen, wodurch die Gesamtfehler der Anordnung in die Größenordnung von $1 \dots 4\%$ kommen können. Eine Besonderheit der Wirbelstrom-Tachometer ist, daß keine eigentliche Umsetzung des Meßwertes in eine direkt meßbare elektrische Größe erfolgt. Die Meßdrehzahl muß daher bis an den Anzeigeort geführt werden, etwa durch eine biegsame Welle, wenn keine elektrische Fernübertragung der Zeigerstellung vorgenommen werden soll¹⁾. Ein Vorteil der Wirbelstrom-Tachometer liegt in ihrem äußerst robusten Aufbau, der sie zur Verwendung an ortsveränderlichen Geräten geeignet macht. Fahrzeugtachometer beruhen fast ausschließlich auf dem Wirbelstromprinzip.

4. Präzisionsmessungen von Drehzahlen

4.1 Maxwellbrücke

Zur genauen Messung von Drehzahlen läßt sich eine von Maxwell angegebene Brückenschaltung nach Bild 5 verwenden. An der Meßwelle ist ein Kontakt angebracht, der den Meßkondensator C abwechselnd mit der Brücke verbindet und kurzschließt. Die Anordnung soll dabei so getroffen werden, daß der Kondensator während jeder Umdrehung vollständig aufgeladen und wieder entladen wird. Es muß daher gelten

$$\tau = RC = (0,14 \dots 0,2) t_k \quad (7)$$

Hierin ist t_k die Zeitdauer der Kontaktgabe und $R = R_3 + R_1$. Unter dieser Bedingung fließt während jeder Umdrehung auf den Kondensator die Ladung $Q = CU$. Bei n Kontaktgaben in der Sekunde fließt dann durch den Kondensator ein mittlerer Strom

$$\bar{I} = \frac{Q}{t} = nCU \quad (8)$$

Dem Kondensator läßt sich somit ein fiktiver

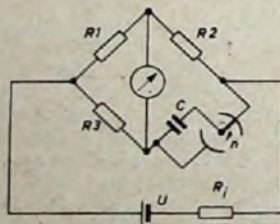


Bild 5. Maxwellbrücke zur genauen Messung von Drehzahlen

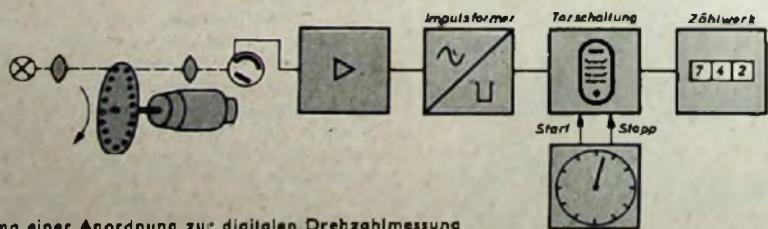


Bild 6. Blockschema einer Anordnung zur digitalen Drehzahlmessung

Widerstand \bar{R}_4 zuschreiben, der sich aus $\bar{R} = U : \bar{I}$ zu

$$\bar{R}_4 = 1/nC \quad (9)$$

errechnet und in der Brückenschaltung meßbar ist. Aus der Abgleichbedingung $R_1 : R_2 = R_3 : \bar{R}_4$ ergibt sich die gesuchte Drehzahl

$$n = \frac{R_1}{R_2 R_3 C} \quad (10)$$

1) Claus, G.: Fernübertragung von Winkelstellungen. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 18, S. 640-642

Es ist somit durch Verwendung von Normalwiderständen und -Kondensatoren eine Absolutmessung von Drehzahlen mit sehr hoher Genauigkeit möglich. Mit diesem Verfahren werden Genauigkeiten von $0,01\%$ erreicht. Zu beachten ist, daß die Messung auf einer Mittelwertbildung beruht; die Brücken-Diagonalspannung verschwindet bei Abgleich nur im zeitlichen Mittel. Als Indikatoren müssen daher genügend träge Anzeigeelemente verwendet oder Tiefpässe zwischengeschaltet werden. Bei kleinen Abweichungen vom Abgleich ergibt sich in der Brückendiagonale eine Spannung, deren zeitlicher Mittelwert nach Größe und Vorzeichen der Abweichung proportional ist.

Wegen der relativ schwierigen Kontaktbedingungen ist der Anwendungsbereich des Verfahrens auf nicht allzu hohe Drehzahlen beschränkt. Sein Vorteil gegenüber der noch zu schildernden digitalen Drehzahlmessung liegt darin, daß der Meßwert direkt als elektrische Größe (Brücken-Ausgangsspannung bei Abweichung vom Sollwert) auftritt und sich für Steuerungs- und Regelzwecke leicht weiterverarbeiten läßt.

4.2 Digitale Drehzahlmessungen

Durch die moderne Elektronik wurden Verfahren zur Drehzahlmessung geschaffen, die an Genauigkeit sowie an Bequemlichkeit der Handhabung unübertroffen sind. Das Blockschema einer Drehzahlmessung nach dem Zählprinzip zeigt Bild 6. Von der zu untersuchenden Welle werden galvanisch, induktiv oder photoelektrisch Impulse abgeleitet, die nach entsprechender Verstärkung und Verformung einem elektronischen Zählwerk zugeleitet werden.

Der Anfang und das Ende des Zählvorganges sind durch eine Torschaltung festgelegt, die je nach der geforderten Genauigkeit von Hand, mechanisch oder elektronisch gesteuert wird. Dadurch zählt man nur die Anzahl der Impulse und damit der Umdrehungen im gewählten Zeitintervall. Die Genauigkeit des Verfahrens ist praktisch nur durch die Genauigkeit der Zeiteingabe beschränkt. Bei relativ geringem Aufwand lassen sich leicht durch Quarzuhren Genauigkeiten von 10^{-6} und höher erreichen. Das digitale Drehzahlmeßverfahren ist für die höchsten technisch auftretenden Drehzahlen geeignet und entnimmt dem Meßvorgang bei photoelektrischer Abtastung keinerlei Energie. Die ziffernmäßige Anzeige der Meßwerte ergibt ohne Einbuße an Genauigkeit besonders einfache Möglichkeiten der selbsttätigen Registrierung. Als Nachteil der Drehzahlmessung nach dem Zählprinzip

ließe sich anführen, daß strenggenommen nicht der Momentanwert der Winkelgeschwindigkeit angezeigt wird, sondern immer nur ihr Mittelwert über die Meßperiode. Für technische Messungen läßt sich jedoch diesem Nachteil durch geeignete Wahl der Anzahl der erzeugten Impulse je Umdrehung sowie der Meßperiode leicht begegnen. Relativ schwierig ist ferner noch die Umwandlung des ziffernmäßig dargestellten Meßwertes in einen entsprechenden Analogwert, etwa einen Strom oder eine Spannung. Eine solche Umwandlung wird für bestimmte Steuerungs- oder Regelzwecke manchmal gefordert.

selbstgebaut

Moderner Fernseh-Antennenverstärker für Band III

Technische Daten

Schaltung: Einkanalverstärker in Kosko-
deschaltung
Röhrensatz: PCC 88, E 250 C 75 M
Bandbreite: 7 MHz
Verstärkung: etwa vierfach
Spulen: auswechselbar
Leistungsaufnahme: etwa 20 W bei 220 V ~

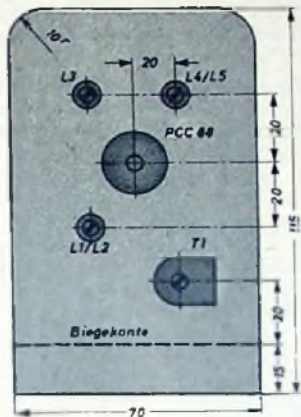
Die Bauanleitung eines Fernseh-Antennenverstärkers für Band I wurde kürzlich im Heft 21¹⁾ veröffentlicht. Da zahlreiche Leser auch an einem Antennenverstärker für Band III interessiert sind, enthält der folgende Aufsatz die Konstruktionsbeschreibung eines Paralleltyps für dieses Band. Da die schaltungstechnischen und konstruktiven Einzelheiten beider Verstärker in vielen Einzelheiten ähnlich sind, werden in der folgenden Bauanleitung vielfach nur Angaben der gegenüber dem Band-I-Verstärker bestehenden Unterschiede gemacht.

Abweichungen des konstruktiven Aufbaues

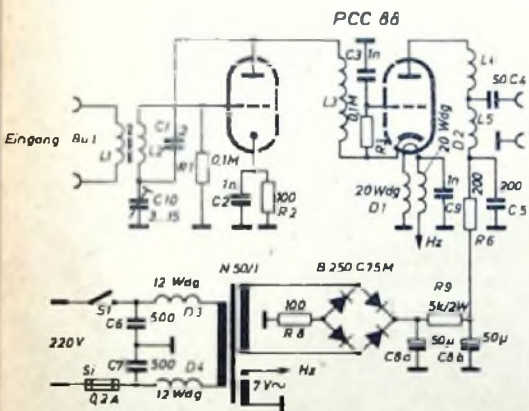
Zum Aufbau auch des Band-III-Verstärkers eignet sich ein Metallgehäuse der „Minitest-Serie“, wie es von *Leifstner* serienmäßig geliefert wird („15 a“). Die Einzelteile an der Frontplatte sind so wie beim Band-I-Verstärker angeordnet. Auch der Aufbau des Netzteiles konnte beibehalten werden. Dagegen mußte die Konstruktion des eigentlichen Antennen-



Links: Abmessender Montageplatte. Rechts: Verdrahtungsansicht der HF-Einheit des Gerätes



Schaltung des Fernseh-Antennenverstärkers für Band III



Kanal	5	6	7	8	9	10	11
L 1	2 x 4	2 x 8	2 x 8	2 x 2	2 x 2	2 x 1 1/2	2 x 1 Wdg.
L 2	8 1/2	7 1/2	7	6	4 1/2	4	9
L 3	9 1/2	8	6	5 1/2	5	5	4 1/2
L 4	9	8	7	6	5 1/2	5	4
L 5	10 1/2	10	9	8	7	7	6

Draht: 1 mm CuL; Spulenkörper: „B 7/34 Stiefel“ (Vogt); Abmessungen der Spulenkörper: 8 mm Ø, 28 mm lang. Die einzelnen Spulen können durch Verändern des Windungsabstandes oder mit dem Ferritkern abgeglichen werden.

verstärker grundsätzlich geändert werden. Der Band-I-Verstärker hat eine auswechselbare Spulenplatte, während beim Band-III-Typ eine komplette HF-Einheit in vertikaler Anordnung empfehlenswert ist.

Konstruktions-einzelheiten der HF-Einheit

Zum Aufbau der HF-Einheit mit der Röhre PCC 88 ist eine Platte aus 0,75 mm starkem Eisenblech mit den Abmessungen 70 x 115 mm notwendig. Auf der Oberseite dieser Platte wird die PCC 88 aufgebaut.

Die Unterseite enthält die gesamte Verdrahtung einschließlich Spulen, HF-Drosseln, Kondensatoren und Widerständen. Da die Röhre etwa in der Mitte der Montageplatte liegt, können die hinsichtlich Verdrahtung kritischen Leitungen und Bauelemente um die Röhrenfassung kreisförmig gruppiert werden. Die einzelnen Spulenkörper haben von der Röhre nur 20 mm Abstand.

Als Spulenkörper sind Stiefelausführungen „B 7/34“ von Vogt & Co. verwendet worden.

Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von 8 mm; die Stiefellänge ist 28 mm. In der Spulentabelle sind die Wickeldaten für die Kanäle 5 bis 11 angegeben. Als Draht bewährte sich 1 mm CuL.

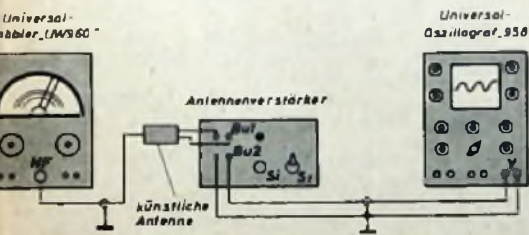
Der Abgleichtrimmer C 10 hat auf der Montageplatte rechts unten Platz gefunden. Als Verdrahtungsstützpunkte können an den beiden Längsseiten Lötisenleisten mit je 6 Nietlötlösen angebracht werden.

Ratschläge für den Abgleich

Antennenverstärker müssen genau abgeglichen sein, wenn sie richtig funktionieren sollen. Ein einwandfreier Abgleich ist mit Hilfe eines Oszillografen und Wobblers nach dem hier gezeigten Prinzipschema möglich. Die Abgleicharbeiten wurden mit Hilfe des Nordmende-Universal-Oszillografen „960“ und des Nordmende-Universal-Wobblers „UW 958“ durchgeführt. Der HF-Ausgang des Wobblers ist über eine künstliche Antenne mit dem Buchsenpaar Bu 1 (Eingang) des Antennenverstärkers verbunden. Die künstliche Antenne hat die Aufgabe, den 60-Ohm-Ausgang des Wobblers dem symmetrischen 240-Ohm-Eingang des Verstärkers anzupassen. An den Ausgang des abzugleichenden Verstärkers (Bu 2) wird unter Verwendung eines Tastkopfes der Universal-Oszillograf angeschlossen (Y-Eingang). Der Abgleich beginnt mit der Spule L 4/L 5. Dann folgen der Abgleich von L 3 und L 1/L 2. Es ist notwendig, den Abgleichvorgang mehrere Male zu wiederholen. Man gleicht den jeweiligen Kanal auf die Frequenz des Bildträgers ab. Sind sämtliche Kreise in Gleichlauf, so wird mit Hilfe des Trimmers C 10 nochmals auf maximale Spannung abgeglichen. Bei allen Abgleicharbeiten muß der Markengeber des Wobblers auf Stellung „800 Hz AM“ stehen. Auf dem Oszillografenschirm erscheint dann eine sinusförmige Kurve, die auf maximale Amplitude zu trimmen ist.



Chassisansicht des Band-III-Antennenverstärkers



Blockschema für den Abgleich des Antennenverstärkers mit Oszillograf und Wobblersender

Schaltungstechnische Unterschiede

Wie aus einem Vergleich der Schaltbilder ersichtlich ist, sind die Unterschiede gegenüber dem Band-I-Verstärker geringfügig. Auf den Spannungsteiler mit den Widerständen R 4 und R 5 konnte verzichtet werden. Wird er trotzdem verwendet, dann muß man bei den hohen Frequenzen mit einem Verstärkungsabfall von rund 50 % rechnen. Aus dem gleichen Grunde ist es vorteilhafter, den Siebkondensator C 5, der im Band-I-Gerät einen Kapazitätswert von 1 nF hat, auf 200 pF zu verkleinern.

1) Diefenbach, W. W.: Moderner Fernseh-Antennenverstärker für Band I. FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 21, S. 726-728

Eine Gemeinschafts-Antennenanlage

Über die Abschätzung der Spannungsverteilung in Gemeinschafts-Antennenanlagen und über Rechenhilfsmittel für entsprechende Anlagen von Hirschmann ist in FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 23, S. 786—788 und Nr. 24, S. 820—822 berichtet worden. Auf Grund der aus der Durchrechnung gewonnenen Erkenntnisse hat sich die Zweckmäßigkeit einiger Besonderheiten der Schaltung, auf die nachstehend kurz eingegangen sei, erwiesen.

DK 621.396.621.22

Im Normalfall soll eine Gemeinschaftsantenne den einwandfreien, ungestörten Empfang von Rundfunk auf Lang-, Mittel-, Kurz- und Ultrakurzwellen und ferner eines Fernsehprogrammes ermöglichen. UKW-Rundfunk und Fernsehen werden in Deutschland meistens auf horizontal polarisierten Wellen übertragen und mit erdsymmetrischen Antennen empfangen. Die Kurz-, Mittel- und Langwellen sind dagegen vertikal polarisiert; die Empfangsantennen für diese Bereiche sind erdsymmetrisch. Alle Rundfunkwellen einschließlich UKW werden zum Beispiel bei Hirschmann von einer Antenne aufgenommen, und zwar etwa von einem Faltdipol mit Reflektor, an dessen Spannungsnulldpunkt zur Verbesserung des KML-Empfanges noch ein senkrechter Stab von 3 m Länge angeschlossen sein kann. Die Rundfunkantenne nimmt also sowohl erdsymmetrische UKW-Spannungen als auch erdsymmetrische KML-Spannungen auf. Die deutschen Rundfunkempfänger haben für UKW einen symmetrischen und für KML einen unsymmetrischen Eingang. Beim Fernsehen sind die Antennenspannung und der Empfängereingang symmetrisch.

Es liegt nahe, alle Spannungen so zum Empfänger zu bringen, wie sie aufgenommen werden. Umwandlungen symmetrischer Spannungen in unsymmetrische oder umgekehrt, die vor den Empfängern doch wieder rückgängig gemacht werden müssen, erfordern immer zusätzliche Symmetrierglieder mit zusätzlichen Kosten und Verlusten, die nur dann in Kauf zu nehmen sind, wenn sie an anderer Stelle wieder eingespart werden. Solange nur Kurz-, Mittel- und Langwellen zu empfangen waren, kam für die Weiterleitung der Antennenspannung nur das konzentrische Kabel in Betracht. Seit der Einführung von UKW-Rundfunk und Fernsehen bietet aber das abgeschirmte symmetrische Kabel manche Vorteile, zumal solche Kabel bei gleicher Dämpfung und gleichem Außendurchmesser ungefähr zum gleichen Preis erhältlich sind wie Koaxkabel. Bei einem konzentrischen System ist zwar der Aufwand für die Filter etwas geringer, aber dieser Nachteil wird durch die erheblich bessere Anpassung im symmetrischen System mehr als ausgeglichen.

Der Erörterung von Anpassungsfragen sind jedoch noch einige Worte über das Antennenkabel vorauszuschicken. UKW- und Fernsehantennen haben im allgemeinen einen Fußpunktswiderstand von ungefähr 240 Ohm, damit sie zu dem üblichen ungeschirmten 240-Ohm-Bandkabel passen. Aus dem gleichen Grund führt man die Empfänger mit dem gleichen Eingangswiderstand aus. Es scheint deshalb zunächst vorteilhaft, auch symmetrisches geschirmtes Kabel mit 240 Ohm Wellenwiderstand zu verwenden. Nun hat sich aber gezeigt, daß Kabel mit 120 Ohm Wellenwiderstand (z. B. „Syka 12“ von Hirschmann) aus verschiedenen Gründen günstiger ist.

Für jede Kabelart gibt es einen Wellenwiderstand, bei dem die Kabeldämpfung für gegebene Abmessungen ein Minimum wird. Dieser günstigste Wellenwiderstand liegt für konzentrisches Kabel ungefähr bei 60 Ohm, für symmetrisches ungeschirmtes Kabel (Band- und Schlauchkabel) ungefähr bei 240 Ohm und für symmetrisches geschirmtes Kabel ungefähr bei 120 Ohm. Deshalb haben die abgeschirmten 240-Ohm-Kabel bei annähernd gleichen Außen-

maßen eine größere Dämpfung als die abgeschirmten 120-Ohm-Kabel.

Nachteile des abgeschirmten 240-Ohm-Kabels sind außerdem der höhere Preis und der kleinere Durchmesser der Innenleiter. Bei den üblichen 240-Ohm-Kabeln sind die Adern nämlich nur 0,4 mm stark. Das 120-Ohm-Kabel „Syka 12“ hat dagegen Innenleiter von 0,75 mm \varnothing ; es ist deshalb viel schneller zu verarbeiten, und die Gefahr, daß beim Absolieren und Anklemmen des Kabels Adern abgeschnitten oder abgerissen werden, ist viel geringer.

Das Anpassungsproblem ist mit 120-Ohm-Kabel so gut gelöst, daß keine Empfangsstörungen wegen zu großer Fehlanpassungen zu befürchten sind. Die hier verwendeten Rundfunkantennen sind Spezialausführungen für die Gemeinschaftsanlage, deren Fußpunktswiderstand für UKW ungefähr bei 120 Ohm liegt. Für den Fernsehempfang werden jedoch die gleichen Antennen wie bei Einzelanlagen eingesetzt, die meistens mit ungeschirmtem 240-Ohm-Kabel ausgeführt werden. Man läßt aber bei Empfangsantennen innerhalb des Arbeitsfrequenzbereiches Abweichungen des Fußpunktswiderstandes vom Sollwert bis 1:2 zu, weil Fehlanpassungen in dieser Größe noch keine erhebliche Spannungseinbuße oder sonstigen Empfangsstörungen verursachen. Bei den Fernsehempfangsantennen von Hirschmann ist nun die Mitte dieses Widerstandsbereiches nicht auf 240 Ohm, sondern auf etwa 170 Ohm gelegt worden. Dadurch erreicht man, daß die Fehlanpassung bei 120-Ohm- und bei 240-Ohm-Kabel im Mittel ungefähr 1,4 und in den ungünstigsten Fällen höchstens 2 wird. Diese Fernsehantennen sind deshalb zum Anschluß an Antennenkabel mit 120 bis 240 Ohm Wellenwiderstand geeignet.

Die Verteilung der Fernsehantennenspannung

An den Empfängeranschlußdosen für Fernsehen ist die Anpassung fast exakt. Der Ausgangswiderstand der Dosen (Bild 1, unten) setzt sich in den Durchlaßbereichen der eingebauten Filter zusammen aus den beiden Entkoppelwiderständen R_e von je 100 Ohm ($2 \cdot R_e = 200$ Ohm) und dem Widerstand von etwa 60 Ohm zwischen den Kabelanschlußklemmen, der sich aus der Parallelschaltung der beiden abgehenden 120-Ohm-Leitungen ergibt, die beide durch den Abschlußwiderstand bzw. die Antenne annähernd mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sind. Die Anpassung zwischen den Dosen mit etwa 260 Ohm Ausgangswiderstand und den üblichen Empfängern mit 240 Ohm Eingang stimmt also recht gut. Der Spannungsverlust an den Entkoppelwiderständen ist dabei mit etwa 50% (6 dB Entkopplungsdämpfung) noch mäßig, und der Widerstand R_d , mit dem das Kabel durch die Dosen belastet wird, hat mit dem Wert des vierfachen Wellenwiderstandes (also mit $R_d \approx 4 Z$) gerade die Größe, bei der die unvermeidbaren Blindwiderstände in den Dosen, vor allem die Querkapazitäten, noch keinen erheblichen Einfluß haben. Größere Entkoppelwiderstände würden wegen des wachsenden Einflusses der Querkapazitäten keine entsprechende Verringerung der Leitungsbelastung durch die Dosen bringen, sondern nur die Dosenspannung herabsetzen.

Die Spannungsentkopplung zwischen 2 Dosen ist bei den gewählten Werten mit rund 1:9 (19 dB) erfahrungsgemäß ausreichend. Ein Kurzschluß an den Buchsen einer Dose wirkt sich dabei höchstens wie das Zuschalten einer weiteren Dose aus.

Die Oszillator-Oberwellen der UKW-Rundfunkempfänger, die im oberen Teil des Fernsehbandes III (ab 195 MHz) unangenehme Moiré-Störungen im Bild verursachen können, werden durch einen Tiefpaß in den Rundfunkdosen um 40...50 dB gedämpft, so daß diese Störmöglichkeit weitgehend ausgeschaltet ist.

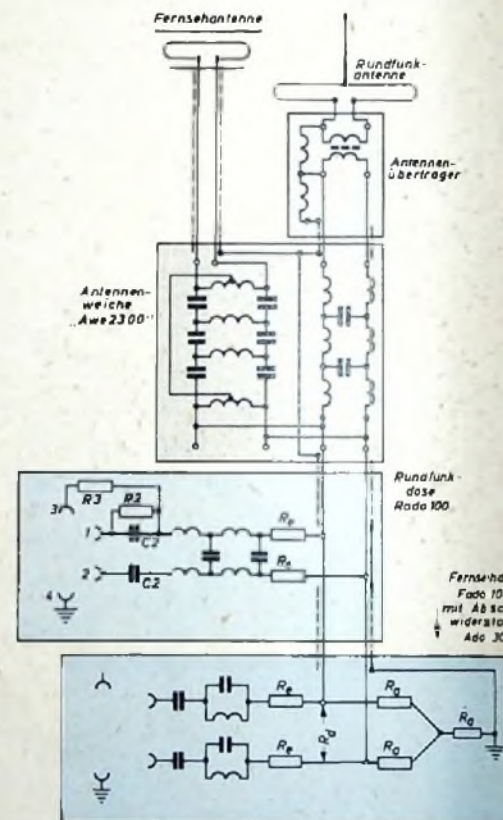


Bild 1. Schaltung der Hirschmann-Gemeinschafts-Antennenanlage; vereinfacht dargestellt mit nur jeweils einer Anschlußdose für Rundfunk und Fernsehen.

Zu der Dämpfung von 27 bis 37 dB¹⁾ für die Rundfunkdose „Rado 100“ kommt noch der größte Teil der allgemeinen Entkopplungsdämpfung zwischen zwei Dosen (19—6=13 dB) hinzu.

Die Verteilung der Antennenspannung für Kurz-, Mittel- und Langwellen

Die unsymmetrisch ankommenden Kurz-, Mittel- und Langwellen werden in der Rundfunkdose (Bild 1, Mitte) an den kleinen Sperrkondensatoren C 2 vorbei über die Widerstände R 2 und R 3 von je 500 Ohm zur UKW-Buchse 1 und zur KML-Buchse 3 geführt. Im allgemeinen kann auch die KML-Spannung an den UKW-Buchsen abgenommen werden, weil der KML-Eingang in fast allen deutschen Geräten mit der Mitte des UKW-Einganges

1) FUNK-TECHNIK Bd. 12 (1957) Nr. 23, S. 788, Bild 9.

verbunden ist. Nur wenn diese Verbindung nicht hergestellt werden kann, wird die KML-Buchse 3 benötigt.

Zur Anpassung der hochohmigen Kurz-, Mittel- und Langwellen-Antenne an das niederohmige Kabel wird ein Antennenübertrager verwendet. Die Ultrakurzwellen für Rundfunk und Fernsehen werden über einen UKW-Trennübertrager an diesem Anpassungsübertrager vorbeigeleitet. Weil die Spannungen in der erwähnten natürlichen Weise (UKW = symmetrisch, KML = unsymmetrisch) geführt werden, ist die Schaltung des Mastkopfübertragers denkbar einfach. Durch die Verwendung eines hochwertigeren Ferrit-Schalenkerns wurde eine annähernd gleichmäßige Wirkung über den weiten Frequenzbereich von 0,15 bis 20 MHz erreicht.

Da die KML-Antenne mit etwa 3 m Länge im Vergleich zur Wellenlänge kurz ist, hat sie einen kapazitiven Fußpunktwiderstand, der einem Kondensator von rund 50 pF entspricht. Selbst mit einem idealen Übertrager wäre es nicht möglich, diesen kapazitiven, frequenzabhängigen Antennenwiderstand über den weiten, mehr als 2 Dekaden umfassenden Frequenzbereich an den konstanten Kabel-eingangswiderstand exakt anzupassen. Mit geringem Aufwand ist deshalb erst recht nur eine Näherungslösung möglich, die den Bedürfnissen der Praxis möglichst gut anzupassen ist. Bei den Antennen von Hirschmann („Ant 200“, „Ant 300“ und „Ant 400“) wurde dank der sehr festen Kopplung des KML-Übertragers mit Ferrit-Schalenkern, der im Zusammenwirken mit dem kapazitätsarmen UKW-Trennübertrager die Schaltungsresonanzen günstig zu wählen gestattet, eine Verbesserung des KML-Empfangs erreicht.

Auf die sonst üblichen Empfängerübertrager, mit dem die KML-Spannung vor dem Empfängereingang wieder hochtransformiert wird, konnte hier verzichtet werden, weil mit diesen zusätzlichen Übertragern gegenüber der verwendeten Schaltung keine nennenswerte Vergrößerung der KML-Spannung am Empfänger zu erreichen ist. Die Rundfunkempfänger sind für KML vielmehr über Entkoppelwiderstände von insgesamt 600 Ohm ($R_e = 100 \text{ Ohm}$, R_2 (oder R_3) = 500 Ohm) direkt an das Antennenkabel angeschlossen. Der Entkopplungsfaktor, um den gegenseitige Störungen zwischen den verschiedenen Empfängern geschwächt werden, ist in diesen Bereichen rund 50. Für Kurzwellen ist der Empfängereingang, dessen mittlerer Eingangswiderstand für diesen Bereich von den Empfängerfabriken mit 400 Ohm angegeben wird, bei den gewählten Entkoppelwiderständen von insgesamt 600 Ohm fast richtig an die Antennenanlage angepaßt. In diesem Wellenbereich kann die Empfangsspannung deshalb durch einen Übertrager nicht mehr erhöht werden.

In den Mittel- und Langwellenbereichen ist der mittlere Eingangswiderstand der Empfänger dagegen etwa 2400 Ohm. Zur Anpassung der Widerstände könnte also die Spannung hinter dem Entkoppelwiderstand etwa um den Faktor 2 herauftransformiert werden. Selbst wenn man einen idealen Übertrager zur Verfügung hätte, würde aber die Spannung am Empfängereingang nicht um den gleichen Faktor zunehmen, weil die Spannung am Übertragereingang durch den vorgeschalteten Entkoppelwiderstand halbiert wäre. Bei direktem Anschluß des Empfängers ohne Übertrager verursacht der Entkoppelwiderstand dagegen nur einen Spannungsabfall von etwa 20% (Faktor 0,8). Der theoretisch mögliche Spannungsgewinn durch einen idealen Empfängerübertrager ist also nur etwa 25%. Man kann aber keinen billigen Übertrager herstellen, der nicht wenigstens in größeren Teilen des weiten Bandes von 0,15 bis 1,6 MHz mehr als 25% Spannungsverlust hat. Außerdem

würde der Entkopplungsfaktor durch den Übertrager von rund 50 auf etwa 35 verringert. Man könnte zwar daran denken, den Entkoppelwiderstand noch weiter herabzusetzen. Abgesehen davon, daß der Entkopplungsfaktor dann noch kleiner würde, müßte das Übersetzungsverhältnis des Übertragers größer sein, und damit würde die Breite des Bandes, in dem die gewünschte Spannungserhöhung zu erreichen wäre, eingeengt, so daß sich im Mittel doch keine Empfangsverbesserung ergäbe, die den zusätzlichen Aufwand rechtfertigt.

Der Widerstand, mit dem die Rundfunkdosen das Antennenkabel belasten, ist für Kurzwellen etwa 30 Z und für Mittel- und Langwellen sogar rund 100 Z. Für Teilnehmerzahlen bis zu etwa 10 je Stammleitung kann also das Verteilungsnetz der Anlage noch als eine steife Spannungsquelle angesehen werden, die unabhängig von der Dosenzahl die gleiche Spannung liefert.

Die KML-Spannung am Empfängereingang nimmt jedoch (wie die UKW-Spannung) ungefähr mit der Wurzel aus der Stammleitungszahl ab, weil sich die Energie auf die verschiedenen Leitungen verteilt. Sie muß leider zum größten Teil in den Abschlußwiderständen vernichtet werden, die auch für die unsymmetrischen KML-Wellen nicht fehlen dür-

Tab. I. Dämpfung und Spannungsverlust des geschirmten asymmetrischen Kabels „Syka 12“

Wellenbereich	Frequenz [MHz]	Dämpfung von „Syka“ 12 [dB/100 m]	Spannungsverlust nach 50 m „Syka 12“
Langwelle	0,2	0,5	3%
Mittelwelle	1,0	1,0	6%
Kurzwelle	6,0	2,8	15%
	20,0	5,0	25%

fen, weil der Empfang der Kurzwellen wegen der Stehwellen sonst von Dose zu Dose zu sehr schwanken würde und bei einzelnen Dosen und Frequenzen sogar ganz verschwinden könnte. Als günstiger Kompromiß ist für den unsymmetrischen Abschlußwiderstand der Wert von $1,5 \cdot Z = 90 \text{ Ohm}$ gewählt (Z_{unsymm} des 120-Ohm-Kabels ist 60 Ohm). Im Bild 1 sind die Abschlußwiderstände R_B in der Fernseh-dose untergebracht. Die Kabeldämpfung ist bei den niedrigen Frequenzen noch ziemlich klein, so daß sie bei Kabellängen unter 50 m noch keinen erheblichen Spannungsabfall verursacht, wie Tab. I zeigt.

Bei Kurz-, Mittel- und Langwellen kann für die Größe des Verhältnisses der Empfänger-spannung zur Antennenspannung kein allgemeingültiger Wert angegeben werden. Dem steht nicht nur die Frequenzabhängigkeit entgegen, die durch den kapazitiven Fußpunkt-widerstand der Antenne und verschiedene Resonanzen der Übertrageranordnung verursacht ist. Vor allem ist die Antennenspannung, die ohne Übertrager am Fußpunkt der Antenne zu messen wäre, nicht unabhängig vom Auf-stellungsort der Antenne reproduzierbar zu ermitteln, weil in deren Messung die je-weiligen Erdungsleitungen und Erdübergangs-widerstände eingehen, die Abweichungen in den Meßwerten bis zum Faktor 10 zur Folge haben können.

Um allgemeingültige Bezugswerte und vergleichbare Angaben über die Leistungsfähigkeit von Gemeinschafts-Antennenanlagen auf Kurz-, Mittel- und Langwellen zu erhalten, kann man mit einer Feldstärke-Meßanlage jedoch am Empfangsort die Feldstärke verschiedener Sender messen. Dann stellt man für die gleichen Sender die Empfangsspannung an den einzelnen Dosen der fertig installierten Gemeinschafts-Antennenanlage fest. Das Verhältnis der Dosespannung zur Feldstärke am

Aufstellungsort der Antenne ist die effektive Höhe einer an gleicher Stelle angebrachten Antenne, die an einen direkt an diese Antenne angeschlossenen Empfänger die Dosespannung abgeben würde. Die effektive Antennenhöhe, die auf diese Weise den einzelnen Empfängeranschlußdosen zugeordnet wird, ist bei verstärkerlosen Anlagen ziemlich klein. Weil aber Störspannungen durch die Abschirmung und die zweckmäßige Verlegung der Verbindungsleitungen ferngehalten werden, ist das Verhältnis der Nutzspeisung zur Störspannung trotzdem groß. Dieser Vorteil tritt jedoch nur in stark störverseuchten Gebäuden deutlich in Erscheinung. In den meisten Wohnhäusern ist dagegen dank des seit 1949 bestehenden Hochfrequenzgesetzes kaum mit Rundfunkstörungen zu rechnen. Deshalb scheinen verstärkerlose Gemeinschaftsanlagen auf Kurz-, Mittel- und Langwellen manchmal keine merkbare Empfangsverbesserung gegenüber einfachen Antennen zu bringen.

An einer Antenne ohne Verstärker kann man mit 8 bis 10 Geräten jedoch auf Kurz-, Mittel- und Langwellen einwandfrei alle Sender empfangen, die bei der heutigen Überbesetzung dieser Senderbereiche überhaupt brauchbar zu empfangen sind. Bei größerer Teilnehmerzahl wird für den UKW-Rundfunkempfang ohnehin ein Verstärker (z. B. Hirschmann „Av 1000“) benötigt, der dann auch die KML-Spannung verstärkt.

Weil ein Empfängerübertrager für KML nicht benötigt wird und weil alle erforderlichen Entkoppelmittel in den Wanddosen eingebaut sind, kann bei der beschriebenen Anlage auf die sonst üblichen besonderen Empfängeranschlußkabel verzichtet werden. Rundfunk- und Fernsehempfänger dürfen vielmehr mit beliebigen Leitungen angeschlossen werden, ohne daß der Empfang der Nachbarn beeinträchtigt wird. Bei der kurzen Verbindungsleitung von der Anschlußdose zum Empfangsgerät kann dabei auf die Abschirmung verzichtet werden. Dieses Leitungsstück nimmt nämlich nicht mehr Störungen als der Empfänger selbst auf, sofern die Erdbuchsen des Gerätes und der Dose miteinander verbunden sind. Für stark störverseuchte Gebäude sind jedoch auch abgeschirmte Empfängeranschlußkabel erhältlich.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

brachte im Heft 12/1957 unter anderem folgende Beiträge

Die Kurzkoppelanlage der SNCAN als Beispiel eines Einzwack-Analogrechners mit elektromechanischen Bauelementen

Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren III

Zur Bestimmung des Frequenzganges von Tonband-Magnetisierungen

Eigenschaften von Zener-Dioden und ihre Anwendung als Spannungsnormal

Ringzähler mit elektronischer Torschaltung

Frequenzstabilisierung von HF-Transistoroszillatoren durch temperaturempfindliche Schwingkreiselemente

Weichlote in der Elektrotechnik

1. Bericht über die INTERKAMA 57

Tagungen • Referate • Neue Bücher

Format DIN A4 • monatlich, ein 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

Stabilidyne · Ein neuartiges Schaltungsprinzip für KW-Empfänger

Durch Einführung des Doppelsuperprinzips mit quartzgesteuertem erstem Oszillator (Collins) konnte man die Frequenzkonstanz und Einstellgenauigkeit von Kurzwellenempfängern sehr verbessern. Man braucht nur einen einzigen hochstabilen variablen Oszillator, dessen Frequenzkonstanz praktisch allein und absolut die Konstanz des gesamten Gerätes bestimmt. Solche Oszillatoren lassen sich mittels Temperaturkompensation auf sehr hohe Konstanzwerte bringen. Bei einem großen Frequenzbereich (etwa 1...30 MHz) ist die erforderliche Vielzahl von Quarzen nachteilig.

lassen Angenommen, es soll eine Frequenz von 10 MHz empfangen werden. Um in den Bereich des Filters der ersten ZF (40 MHz) zu kommen, muß der Oszillator O 1 auf 50,5 MHz eingestellt werden (50,5 - 10 = 40,5 MHz). Die 50,5-MHz-Frequenz mischt sich gleichzeitig in M 2 mit den Harmonischen des 1-MHz-Quarzoszillators. Eine dieser Harmonischen (13 MHz) fällt nach Mischung mit 50,5 MHz in den Durchlaßbereich (37,5 MHz) des Filters ZF 2 (50,5 - 13 = 37,5 MHz). Wenn jetzt die in M 1 erhaltene ZF von 40,5 MHz mit der in M 2 gewonnenen ZF von 37,5 MHz noch ein-

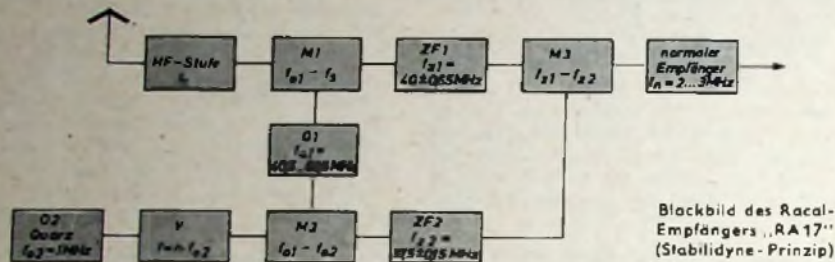
Filters liegt. Bei einer Durchlaßbreite von $\pm 0,15$ MHz ist das selbst bei einem durchstimmbaren Oszillator von 40,5 bis 69,5 MHz kein Problem. Die Frequenzkonstanz ist außer von der Konstanz des nachgeschalteten normalen Empfängers ausschließlich von der Konstanz des 1-MHz-Quarzoszillators abhängig. Diese kann man aber sehr hoch machen. Natürlich ist es schwer, ohne ausgedehnte Versuche auch die Nachteile des Prinzips zu erkennen. Zunächst sind einige Röhren und Filter mehr als in einem normalen Doppelsuper erforderlich. Diese Teile sind jedoch im Vergleich zu einer Vielzahl von Quarzen billig.

Es gibt eine Spiegelfrequenz f_{sp} , aus der nach Mischung mit der Oszillatorfrequenz f_{o1} und zweiter Mischung mit ZF 2 (37,5 MHz) eine Frequenz zwischen 2 und 3 MHz entsteht. Man kann leicht ausrechnen, daß diese Frequenz immer $2 \cdot f_{sp}$ oberhalb der Signalfrequenz liegt, also $f_{sp} = f_s + 2 \cdot f_n$. Für die Spiegelfrequenzsicherheit ist daher in erster Linie die Güte des Filters ZF 1 maßgebend. Die Vorkreisabstimmung braucht deshalb nicht unbedingt auf höchste Spiegelfrequenzsicherheit dimensioniert zu werden; sie kann diese allerdings noch verbessern. Bei Breitbandeingang ist die Spiegelfrequenzsicherheit bei allen Frequenzen gleich (bei Racal mit 60 dB angegeben).

Mit dem beschriebenen Verfahren kann man auch UKW-Bereiche (beispielsweise das 2-m-Band) ohne großen zusätzlichen Aufwand erfassen. Um auf eine Frequenz von 144,5 MHz zu kommen, müßte der Oszillator O 1 auf 104,5 MHz schwingen. Es ließe sich aber auch die Harmonische von 52,25 zur Mischung in M 1 benutzen und somit das 2-m-Band bestreichen. Die Hauptabstimmung erfolgt wieder mit dem nachgeschalteten normalen Empfänger, und die Vorkreisabstimmung (gegebenfalls Bandfilter) ist mit Hilfe eines geeigneten Umschaltaggregates (Fernsekanalschalter) leicht durchzuführen.

Schrittsum

[1] Collins, M. Le Stabilidyne. L'onde électrique Bd. 36 (1956) Nr. 347 S. 83-93



Vor kurzem wurde ein neues Empfängerprinzip bekannt [1], bei dem man mit einem einzigen Quarz die gleiche Genauigkeit und Frequenzkonstanz wie mit einem Doppelsuper mit quartzgesteuertem erstem Oszillator erreicht. Dieses Verfahren wird auch in dem Empfänger „RA 17“ der englischen Firma Racal angewandt. Das Bild zeigt das Prinzip dieses Empfängers.

Der Empfänger kann entweder mit aperiodisch arbeitender HF-Vorstufe (Tiefpaßfilter) oder mit abstimmbarem Eingang betrieben werden. Die Vorstufenabstimmung ist nicht mit der Frequenzabstimmung gekoppelt. Der Breitbandeingang hat den Vorteil, daß man den gesamten Frequenzbereich des Empfängers schnell durchstimmen kann. Außerdem ist dieser Eingang sehr gut für Übersichtsmessungen mit Hilfe eines Panorama-Adapters (durch Wobbelung der Hauptabstimmung) geeignet.

Dem HF-Eingang folgt eine Mischstufe M 1, die von einem Oszillator O 1 mit durchstimmbarem Frequenzbereich von 40,5 bis 69,5 MHz gespeist wird. Der Oszillator arbeitet außerdem auf eine zweite Mischstufe M 2. In dieser wird die Oszillatorfrequenz f_{o1} mit allen Harmonischen (erste bis zwelunddreißigste) eines 1-MHz-Quarz-Oszillators O 2 gemischt. Die Harmonischen werden in einer hinter den Quarzoszillator liegenden Verzerrerstufe V erzeugt. Es bildet sich nun in M 1 ein Mischprodukt aus der Oszillatorfrequenz f_{o1} und der Signalfrequenz f_s , das in ein ZF-Filter ZF 1 mit einer Frequenz von 40 MHz und einer Bandbreite von $\pm 0,65$ MHz gelangt. An die Mischstufe M 2 ist ein Filter ZF 2 angeschlossen, das auf eine Frequenz von 37,5 MHz abgestimmt ist, aber nur die geringe Bandbreite von $\pm 0,15$ MHz hat. Die von den beiden Filtern durchgelassenen Frequenzen werden in einer Mischstufe M 3 noch einmal gemischt. Das entstehende Mischprodukt wird in einem normalen Empfänger, der von 2 bis 3 MHz durchstimmbar ist, weiterverarbeitet. Es sind natürlich auch andere Frequenzkombinationen möglich. In der französischen Arbeit [1] wird mit einem 100-kHz-Quarz und einem nachgeschalteten Empfänger für 200 bis 300 kHz gearbeitet. Entsprechend müssen dann die Filter einen um den Faktor 10 kleineren Durchlaßbereich haben.

Ein Beispiel soll die Wirkungsweise noch einmal erläutern und die Vorteile erkennen

mal gemischt wird, dann ergibt sich eine neue ZF von $40,5 - 37,5 = 3$ MHz = f_n . Diese Frequenz f_n kann in dem nachgeschalteten, von 2 bis zu 3 MHz abstimmbaren Gerät eingestellt werden.

Der Oszillator O 1 ist nicht frequenzbestimmend, sondern dient nur als „Grobabstimmer“. Kleine Frequenzänderungen haben keinen Einfluß auf Frequenzkonstanz und Frequenzeinstellung. Ändert sich f_{o1} beispielsweise um +50 kHz, dann ist die erste ZF nicht 40,5, sondern 40,55 MHz. Andererseits ergibt aber auch die Mischung des Oszillators von f_{o1} mit der 13. Harmonischen des Quarzoszillators nicht mehr die Frequenz 37,5, sondern 37,55 MHz. Die Differenz dieser beiden Frequenzen (40,55 - 37,55) ist aber wieder genau 3 MHz. Frequenzänderungen oder kleine Abstimmfehler beim Oszillator O 1 heben sich weg. Die Abstimmung muß nur so genau sein, daß die gebildete Zwischenfrequenz ZF 2 auf alle Fälle im Durchlaßbereich des 37,5-MHz-

QSO im Fernsehen

Am 5. Dezember 1957 gegen 19.30 Uhr war es leicht, ein DX-QSO zu arbeiten. Wer einen Fernsehempfänger besaß, brauchte nur die Ein-Taste seines Gerätes zu betätigen und war plötzlich mittendrin in einem QSO, das DL 6 VM (Frau Jakob, weithin als „Maxi“ bekannt) aus dem Münchener Studio des Werbefernsehens auf Fonia mit PY 5 DI in Brasilien führte.

Rede und Gegenrede gingen hurtig hin und her. Nach dem Eindruck auf dem Bildschirm in Berlin fiel Brasilien im Studio etwa mit S 6 ein. Man erfuhr bei diesem verabredeten Anruf auch, daß in Brasilien gerade der Sommer beginnt, die Vorfahren von PY 5 DI vor vier Generationen aus Deutschland kamen und daß München im nächsten Jahre das 800-jährige Bestehen der Stadt feiert. Gewiß interessieren die Größe an die Tausende von Kilometern entfernte XYL des Gesprächspartners nur wenig allgemein; es ergab sich damit aber ein wirklich fesselnder Rahmen für diese Demonstration, die die Bestrebungen der KW-Amateure wieder einem sehr großen Kreis näherbrachte.

Alles klappte vorzüglich. Landeskennern und Rufzeichen wurden an Hand einer Weltkarte demonstriert. QSL-Karten und Amateurdiplome schmückten die Wände. Die wertvolle Hilfe der KW-Amateure bei Katastrophen und Nottfällen kam zur Sprache. Die Akteure der Sendung waren vorzüglich aufeinander eingespielt.

Ein Lob allen Beteiligten. Und vielleicht hat dabei sogar mancher OM, dessen OW nicht immer begeistert in die Funkbude Ihres Gesponnes blickt, ein erstrebtes Beispiel gemeinsamer Arbeit gefunden. Wswat? Sagt mir nun nichts mehr gegen das Werbefernsehen.

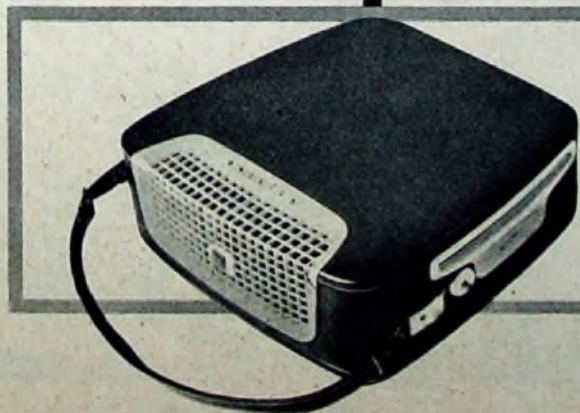
Mignon

Der Umsatz steigt . . .



Jedes verkaufte Mignongerät zieht den Schallplattenumsatz nach. Ein Vorteil für Sie! M-45 Schallplatten werden gern gekauft, weil sie preiswert und handlich sind und dabei noch eine erstklassige Wiedergabequalität besitzen. Diese Vorteile hat auch Mignon, der zukunftsichere Phono-Automat für M-45 Schallplatten.

Mignon Phono-Automat DM 74,-
mit Spannungsumschalter und 2-adrigem NF Kabel . . . DM 79,-



Ihr Vertrauen zu der bewährten Mignon-Automatik übertragen Sie bitte auch auf den Mignon Phonokoffer. Mit eingebautem Transistor-Verstärker und Ovallautsprecher ist dieser formschöne und stabile Koffer, der von einer 6 V-Batterie betrieben wird, überall betriebsfertig.

Mignon Phonokoffer DM 199,-
Luxusausführung mit 6 V-Autobatterieanschluß
und elegantem Kunstlederbezug DM 218,-

PHILIPS

Universal-Katodenstrahloszillograf für Fernsehservice



Chassisansicht des Vertikalverstärkers

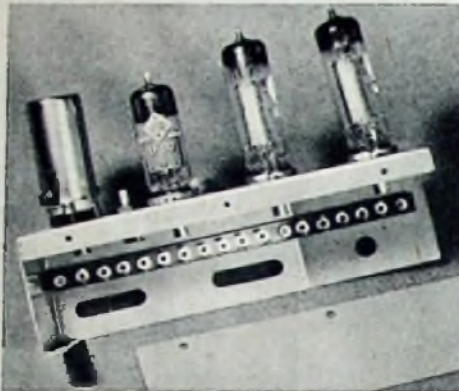
Konstruktiver Aufbau des Vertikalverstärkers

Zum Aufbau des Universal-Katodenstrahl-
oszillografen wurde das Metallgehäuse „Nr. 10“
der Firma *Leistner* mit den Abmessungen 420×
298×210 mm und einer Frontplatte von 210×
298 mm verwendet. Das mitgelieferte Chassis
(415×190 mm) kann beibehalten werden. Der
Verstärker und auch das anschließend be-
schriebene Kippperät sind auf getrennten,
selbst anzufertigenden Kleinchassis unterge-
bracht. Dieses Konstruktionsprinzip gestattet

einen übersichtlichen Aufbau und erleichtert
die Verdrahtung.

Das Verstärkerchassis ist an der einen Seite
abgeschrägt. Die eine Seitenplatte läßt sich ab-
schrauben, damit man gut an die Verdrahtung
herankommt. Auf der anderen (leicht abge-
winkelt) Seitenwand sind zwei breite Schlitz-
e und ein 6-mm-Loch eingearbeitet sowie zwei
Lötösenleisten mit insgesamt 15 Lötösen als
Verdrahtungsstützpunkte innen angebracht.
Bei der Anfertigung des Chassis biegt man zu-
erst aus 0,75 mm starkem Eisenblech das Ober-
teil mit den seitlichen Flanschen. Dann wird
die Rückseite ausgesägt und mit dem Ober-
teil zusammengelötet.

Aus der Skizze geht die Einzelteilanordnung
hervor. Vorn, nahe der Frontplatte, findet
die Eingangsröhre ECC 81 Platz. Es folgen,
von links nach rechts, die Röhren EF 80 und
2 × EL 86. Der Regler für die Einstellung des
Verstärkungsgrades (P 3) ist in der Nähe der
ECC 81 auf dem Chassis montiert. Die Kato-
denregler P 18, P 19 der Endröhren lassen sich
mit einem Schraubenzieher leicht betätigen.
Hinter den Röhren der Endstufe sind die
beiden Arbeitswiderstände R 35, R 46 ange-
bracht.



Innenansicht des unverdrahteten Ver-
stärkerchassis mit Lötösenleisten

Kippperät und Horizontalverstärker

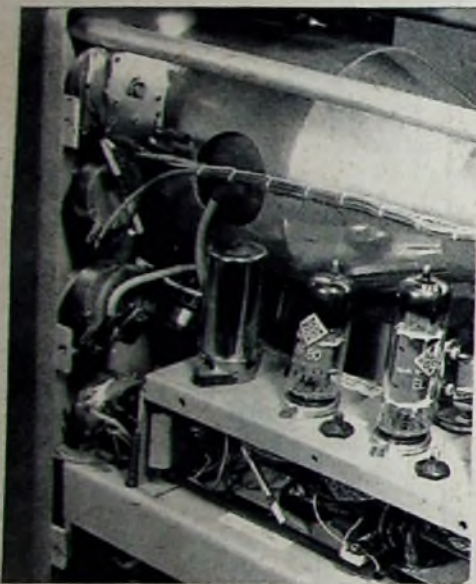
Ein wichtiger Baustein des modernen Katoden-
strahloszillografen ist das Kippperät. Wie aus
dem Schaltbild im Heft 24/1957, S. 826, zu
entnehmen ist, wird es mit den Röhren EF 80
(Rö 5) und 1/2 ECC 81 (Rö 6a) bestückt.

Die Kippfrequenzen werden durch Hinzuschal-
ten verschiedener Kondensatoren C 19 ... C 26
mit dem Schalter (13) in der als Miller-Inte-
grator arbeitenden Pentode EF 80 erzeugt. Das
Steuergitter dieser Röhre ist galvanisch mit
dem Gitter der nachfolgenden Triode 1/2 ECC 81
(Rö 6a) verbunden, die den Vor- und Rücklauf
der Sägezahnspannung steuert.

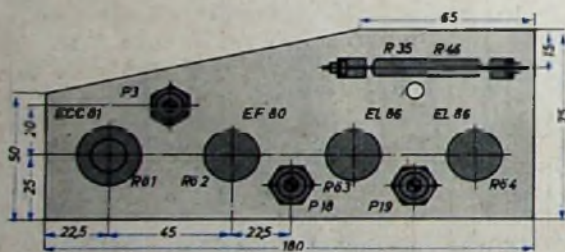
Mit dem Betriebsartenschalter (14) läßt sich
die Synchronisationsart wählen. Normalere-
weise wird man die Eigensynchronisierung
„+eigen“ oder „-eigen“ einstellen. Schaltet
man auf „fremd“, dann kann über die Buchse
Bu 2 eine getrennte Spannung eingeschleust
werden.

Der Gleichlauf läßt sich mit P 7 — dem Regler
(10) — einpegeln. Dadurch ist es möglich, die
Kippfrequenz durch die Meßfrequenz festzu-

- | | |
|--|--------------|
| 4 Novalröhrenfassungen | (Preh) |
| 4 Einstellregler | (Preh) |
| Drahttrimmer 600 pF | (Valvo) |
| Spulenkörper „T 2630“ | (Görler) |
| Elektrolytkondensatoren | (NSF) |
| Hochlastwiderstände „GWD 4“ | (RIG) |
| Kondensatoren | (Wima) |
| Widerstände | (Dralowid) |
| Potentiometer „Nr. 224-5 / 5 kOhm 1/80“ mit
einpoligem Schiebeshalter | (Dralowid) |
| dreipoliger Stufenschalter | (Mayr) |
| Röhren ECC 81, EF 80, 2 × EL 86 (Telefunken) | (Telefunken) |
| Metallgehäuse „Nr. 10“ | (Leistner) |
| Katodenstrahlröhre DG 10—14 | (Telefunken) |

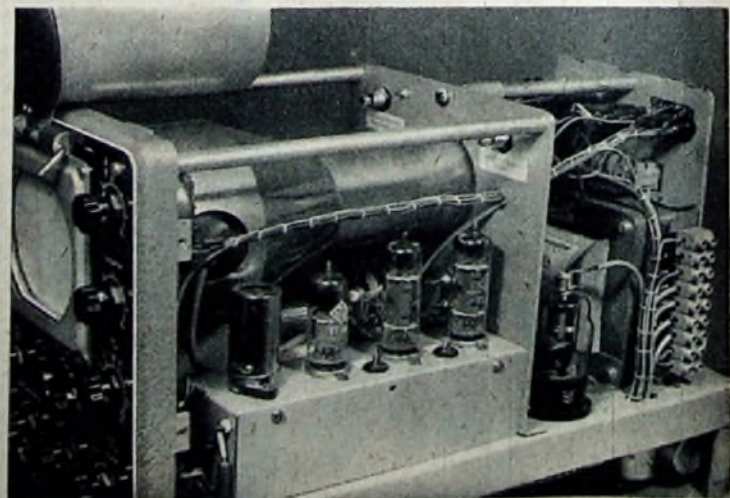


Vertikalverstärker bei abgenommener Seitenwand



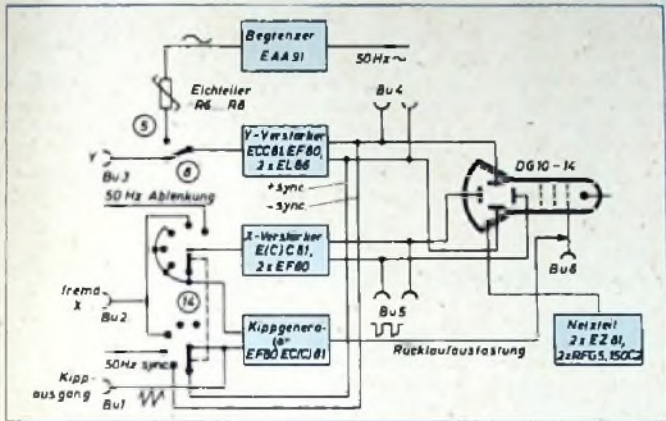
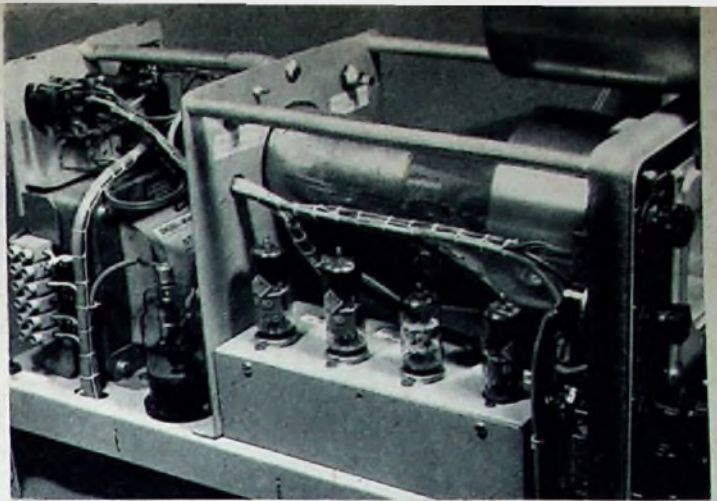
Liste der Spezialteile für den
Vertikalverstärker und den Ge-
samtaufbau des Oszillografen

Maßskizze und Einzelteilan-
ordnung des Vertikalverstärkers



Seitenansicht des Oszillografen mit Vertikalverstärker

Verdrahtungsansicht des Oszillografen-Hauptchassis



Seitenansicht des Oszillografen mit Kippgerät

Blackschema des Kathodenstrahl-Oszillografen

halten. Soll im Rhythmus von 50 Hz synchronisiert werden, ist Schalter (14) auf „50 Hz sync.“ zu stellen. Diese Betriebsart bietet bei der Aufnahme netzsynchroner Signale Vorteile. Dabei wird das Kippgerät unabhängig von der Meßspannung direkt mit 50 Hz synchronisiert. Die 50-Hz-Spannung liefert der Netzteil.

Horizontalverstärker (X-Verstärker)

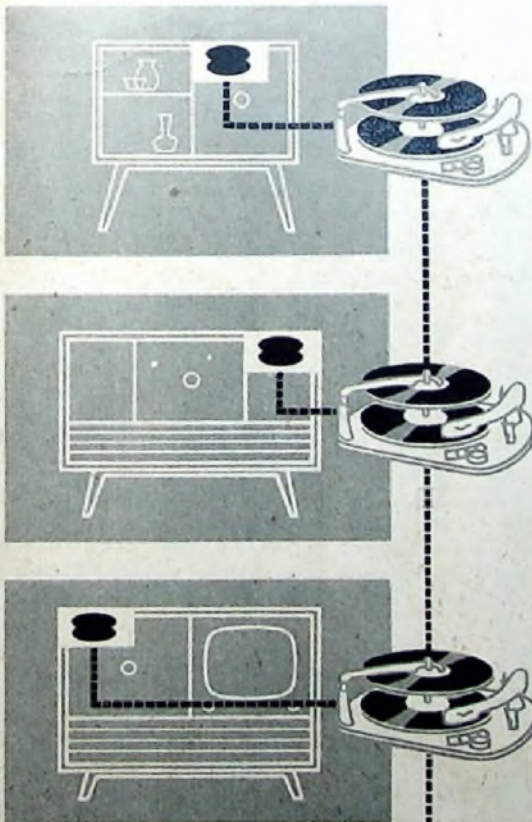
Im Horizontalverstärker sind als Vorröhre die Triode 1/2 ECC 81 (Rö 6b) und als Endstufe die Pentoden 2 x EF 80 (Rö 7, Rö 8) in Gegen-

taktanordnung eingesetzt. Der Frequenzumfang des Kippsteiles mit anschließendem Horizontalverstärker reicht von 10 Hz bis 100 kHz. Mit Hilfe des Verstärkers kann die X-Achse bis zum fünffachen Schirmdurchmesser gedehnt werden. P 10 — der Regler (9) für die Horizontalamplitude — wird im allgemeinen so weit aufgedreht, bis die Enden des Leuchtstriches gerade noch auf dem Bildschirm sichtbar sind.

Die Eingangsspannung gelangt über die Kombination R 52, C 18, die zum Linearisieren der hohen Frequenzen dient, und über den Schal-

ter (14a) zum X-Amplitudenregler P 10. Von hier aus wird diese Spannung über Schalter (14c) und über den Kopplungskondensator C 32 (0,25 μ F) der mit Katodenausgang arbeitenden Triode 1/2 ECC 81 (Rö 6b) zugeführt. Infolge der verhältnismäßig groß bemessenen Außenwiderstände R 77, R 82 (je 25 k Ω m) ist die Bandbreite der Gegentakt-Endstufe auf etwa 150 kHz begrenzt.

Beim Abgleich der Gegentakt-Endstufe stellt man zunächst P 11 — den Horizontal-Verschiebungsregler (1) an der Frontplatte — auf seinen Mittelwert ein. Die am Chassis befestigten und einmal einzutrimmenden Grobregler P 12 und P 9 dienen zum Fixieren des Arbeitspunktes. Ist P 9 eingeregelt, dann kann durch den Regler P 12 der Leuchtleck wieder auf Bildmitte gebracht werden. Mit diesen Grobreglern läßt sich der Arbeitspunkt der Endröhren so verschieben, daß z. B. der eine Arbeitspunkt weit im positiven Teil der



Sicherheit

als Mitgift

TELEFUNKEN-Plattenwechsler sind in Truhen und Vitrinen sehr beliebt, weil man die Sicherheiten schätzt, die sie bei ihrem Einbau bieten:

- Sprichwörtliche Narren- und Betriebsicherheit
- Zuverlässigkeit im Gleichlauf
- automatische Nullstellung nach Spielende
- sicherer Sitz in der Montageplatte bei einfachster, zeit- und kostensparender Montage
- Wechselachse und Plattenhalter fest eingebaut und sicher vor Verlust
- einfachste Umstellung von 50 Hz auf 60 Hz, daher auch bei Einzelverkauf exportsicher
- durch Horizontal-Plattenhalter und „Plattenlift“-Wechselachse beste Sicherheit für Schonung der Platten

Bauen Sie Sicherheiten ein — bauen Sie Plattenwechsler von TELEFUNKEN ein



Wer Qualität sucht — findet zu

TELEFUNKEN

Kennlinie ist, der andere dagegen im negativen Bereich der Kennlinie liegt. Beim fertig abgeglichenen Verstärker können mit Hilfe von P 11 — des Reglers (1) — alle Teile des gedehnten Kurvenbildes auf Schirmmitte geschoben werden.

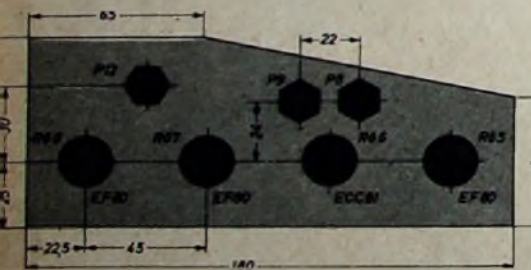
Je nach Bildlage wird die Synchronisierung in Stellung „+eigen“ oder „-eigen“ vorgenommen. Ferner ist es möglich, den Eingang des X-Verstärkers durch Betätigen des Betriebsartenschalters (14) an Bu 2 an der Frontplatte zu legen. Der Verstärker arbeitet dann unabhängig vom Kippgerät. Die horizontale Verstärkung wird nun durch den Regler (9) „X-Amplitude“ geregelt. Dieser Regler ist eine Duplex-Ausführung mit den Potentiometern P 10a und P 10b (0,1 MOhm, 10 kOhm).

Eichspannung

Soll während einer Messung die Größe der angelegten Spannung bestimmt werden, dann ist das in einfacher Weise durch den Vergleich mit der eingebauten Eichspannung möglich. Nach Umschalten des Schalters (8) wird die angelegte Meßspannung abgetrennt. Am Eingang liegt jetzt die Vergleichsspannung. Nun stellt man den Schalter (5) („Vergleichsspannung grob“) zusammen mit dem Regler (6) (d. h. dem Potentiometer P 1 für „Vergleichsspannung fein“) so ein, daß die Vergleichsspannung die gleiche Bildhöhe wie die Meßspannung erreicht. Die am Y-Verstärker liegende Meßspannung kann an der Skala des Reglers (6) abgelesen werden.



Kippgerät und X-Verstärker bei abgenommener Seitenwand. Die Durchführungsschlitze und die Lötösenleiste auf dem Gesamtchassis sind deutlich erkennbar.



Einzelteilanordnung für das Kippgerät und den X-Verstärker des Universal-Katodenstrahloszillografen

Man entnimmt die Vergleichsspannung dem Netztransformator und führt sie über einen Diodenclipper dem Spannungsteiler R 6 ... R 9 zu. Das erstmalige Einjustieren der Spannungshöhe erfolgt mit dem Grobregler P 2, der auf der im Oszillografen eingebauten Trennwand, über die noch im nächsten Teil gesprochen wird, untergebracht ist.

Aufbau Einzelheiten

Kippgerät und X-Verstärker sind auf einem Metallchassis angeordnet, das ähnlich wie das Chassis des Y-Verstärkers ausgeführt ist. Es ist 180 mm lang und 75 bzw. 50 mm tief. Unter der Montageplatte sind an der abgeschrägten

Seitenwand genau wie beim Y-Verstärker Lötösenleisten befestigt. Diese Seitenwand hat für das Durchführen von Leitungen zwei breite Schlitze und ein Loch von 12 mm Durchmesser.

Wie aus der Anordnungsskizze zu entnehmen ist, sind R 5 ... R 8 in einer Reihe so angeordnet, daß sie auf dem eingebauten Teilchassis links von der Oszillografenröhre zu liegen kommen. Hinter der Röhre ECC 81 erkennt man auch auf den Fotos die Einstellregler P 8, P 9, während das Potentiometer P 12 hinten zwischen den Gegentaktröhren 2 X EF 80 zu sehen ist.

Das Teilchassis wird vor dem Einbau fertig montiert und sorgfältig verdrahtet. Die Ver-

drahtung erleichtern eine auf dem Gesamtchassis unterhalb der Verdrahtung des Teilchassis angebrachte Lötösenleiste sowie zwei breite Durchführungsschlitze im Gesamtchassis.

Liste der Spezialteile des Kippgerätes und des Horizontalverstärkers

4 Einstellregler	(Preh)
4 Novallöhrenfassungen	(Preh)
Elektrolytkondensatoren	(NSF)
Kondensatoren	(Wima)
Potentiometer	(Preh)
Röhren ECC 81, 2 X EF 80	(Telefunken)
Diode OA 161	(Telefunken)

(Wird fortgesetzt)

Induktives Hören mit Schwerhörigergeräten

Mancher Besitzer eines Hörgerätes möchte an den Rundfunk- oder Fernsehdarstellungen ungestört durch die Nebengeräusche im Raum teilnehmen. Ein Verfahren, das die durch das Mikrofon aufgenommenen Störgeräusche ausschaltet, ist das sogenannte induktive Hören. Bei modernen Hörgeräten liegt im Eingangskreis des Vorverstärkers eine Induktionsspule. Mit dieser Spule wird auf induktivem Wege ein drahtloser Empfang gewährleistet, der räumlich begrenzt ist. Die Qualität der Übertragung ist besser als bei akustischem Empfang mit dem Mikrofon. Als Sender dient eine Induktionsschleife, die an den niederohmigen zweiten Lautsprecheranschluss (z. B. 5 Ohm) angeschlossen wird.

Für die Berechnung gilt zwischen dem in die Schleife hineinfließenden Strom I , der Windungszahl n und dem im Mittelpunkt einer kreisförmigen Schleife vom Durchmesser d entstehenden Induktionsfeld H die Beziehung

$$H = \frac{n \cdot I}{d}$$

Rechteckige Schleifen können in der Rechnung durch einen mittleren Kreis ersetzt werden. Die Intensität des Feldes innerhalb der Schleife nimmt von der Mitte aus zunächst langsam und erst in unmittelbarer Nähe des Drahtes stark zu. Die Widerstandsanpassung der Schleife wird zweckmäßigerweise so gewählt, daß der Kupferwiderstand etwa dem 0,5- bis 0,7fachen Wert des niederohmigen Ausgangswiderstandes entspricht. Um die Verluste in der Schleife niedrig zu halten, sollte hierfür Schaldraht mit nicht unter 1,0 mm Durchmesser verwendet werden.

Für den Heimgebrauch genügt es zum Beispiel, etwa 6 Windungen Schaldraht von 1 mm Durchmesser rings um den Raum entlang der Scheuerbordleiste zu verlegen. Dann reicht ein Rundfunkgerät aus, an dessen zweiten Lautsprecheranschluss (5 Ohm) die Schleife gelegt wird, um im ganzen Zimmer mit einem handelsüblichen Hörgerät einwandfrei hören zu können. Ist das Zimmer 6 X 3,5 m groß, dann erhält man bei einer Spulenfläche von

21 m² im angegebenen Beispiel einen Kupferanpassungswiderstand von 3 Ohm.

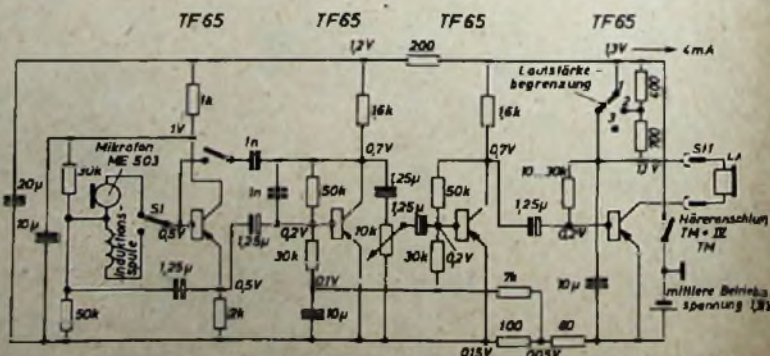
Soll dagegen nur ein begrenzter Raumteil (Umgebung eines Rundfunkgerätes, Ladentisches o. dgl.) versorgt werden, dann kommt man mit einer wesentlich kleineren Sendeschleife von etwa 15 X 15 cm aus. In diesem Fall hat es sich bewährt, etwa 100 Windungen (Drahtdurchmesser 0,6 mm) anzubringen. Der resultierende Widerstand ist etwa 4,5 Ohm, und das Versorgungsgebiet ist rund 3 bis 4 m² groß.

In der Praxis hat es sich als zweckmäßig erwiesen, den Widerstand der Sendeschleife nicht größer als 5 Ohm zu wählen, da sonst der Strom zu gering ist. Ferner muß man berücksichtigen, daß im Hörgerät der Mu-Metallstreifen der Induktionsspule in Längsrichtung des Gerätes angeordnet wird. Dementsprechend ist die Empfindlichkeit richtungsabhängig. Die maximale Empfindlichkeit liegt damit in Längsrichtung des Gerätes. Es arbeitet am günstigsten, wenn die Kraftlinien der Induktionsschleife in Längsrichtung zum Gerät verlaufen.

Treten starke magnetische Störfelder auf, die den Empfang beeinträchtigen, dann kann die Richtungsempfindlichkeit des Hörgerätes ähnlich wie bei einem Rundfunkgerät mit Ferritantenne ausgenutzt werden. Man ermittelt zunächst mit dem Hörgerät die Richtung des Störfeldes. Dann legt man die Induktionsschleife so an, daß ihre Ebene parallel zur Störebene liegt. In diesem Falle wird das magnetische Nutzfeld senkrecht zum Störfeld ausgestrahlt. Für optimalen Empfang muß daher im beschriebenen Beispiel das Hörgerät mit seiner Längsachse quer zum Störfeld liegen. Bei starken Störfeldern ist es zweckmäßig, eine besonders gute örtliche Versorgung anzustreben, indem man die Windungen der Induktionsschleife unter Umständen zum Beispiel hinter einem Schrank oder hinter einem Sessel so anordnet, daß der obere Teil der Schleife in Brusthöhe der sitzenden Person verläuft.

Etwas schwieriger ist es, größere Räume ausreichend zu versorgen. Für einen Kinosaal mit

Bild 1. Schaltung des Transistor-Hörgerätes „Omilon Trans V“ der Deutschen Elektronik GmbH mit umschaltbarer Selbstinduktionsspule und Mikrofon



einer Grundfläche von etwa 22 X 15 m wird eine einzige Windung der Sendeschleife rund 75 m lang. Die Anpassung an den Kinoverstärker mit 200 Ohm Ausgangsimpedanz wird mit Hilfe eines Anpassungsübertragers vorgenommen. Bei normaler Lautsprecherwiedergabe ergibt sich durch die Schleife eine zusätzliche Belastung von rund 0,2 W. Die Schleife selbst besteht in diesem Falle aus drei Windungen mit einem Gesamt-Kupferwiderstand von 7,5 Ohm (Scheinwiderstand bei 1000 Hz annähernd 10 Ohm), die im Interesse guter Versorgung des Parketts und des ersten Ranges in einer Höhe von etwa 2 m über dem Fußboden angebracht werden soll. Bei erhöht angebrachter Schleife erhält man eine gleichmäßigere Verteilung der Intensität des Induktionsfeldes vom Rand der Sitzreihen zur Mitte.

Bei noch größeren Kinosälen empfiehlt es sich, um die Leistung des Kinoverstärkers nicht zu sehr zu beeinträchtigen, einen besonderen Verstärker handelsüblicher Bauart für die Hörschleife anzuordnen, der z. B. eine Ausgangsleistung von 5 bis 10 W liefert.

Das Schaltbild eines mit Transistoren bestückten Hörgerätes zeigt Bild 1 („Omniton Trans V“, Deutsche Elektronik GmbH). Im Eingangskreis des ersten Transistor-Vorverstärkers sind Mikrofon und Induktionsspule umschaltbar angeordnet. Irgendwelche Störungen durch Raumgeräusche werden bei diesem Gerät dadurch vermieden, daß bei Schleifenempfang das eigentliche Mikrofon des Hörgerätes abgeschaltet ist.

Von Sendern und Frequenzen

Ausbau der deutschen Fernsehsender

Der Bayerische Rundfunk schließt mit Kleinsendern und Umsetzern einige bisher bestehende Versorgungslücken. Kürzlich in Betrieb genommen wurde ein Fernsehsender mit 1 kW Strahlungsleistung in Würzburg (Kanal 10) und ebenso ein Sender kleiner Leistung in Passau. Der Sender auf der Veste Oberhaus in Passau arbeitet vorübergehend im Kanal 5 (mit Vertikalstrahlung). In etwa einem Monat wird die Station aus technischen Gründen auf Kanal 7 (ebenfalls mit Vertikalstrahlung) übergehen. Der endgültig für Passau nach dem Wellenplan vorgesehene Kanal 9 (Vertikalstrahlung) wird erst nach Errichtung des geplanten Fernseh-Großsenders Bradjadriegel belegt werden. Außer den kürzlich errichteten Fernsehsetzern in Berchtesgaden und Ruhpolding werden voraussichtlich noch Umsetzer für die Städte Füssen, Eichstätt und Rothenburg o. d. Tauber aufgestellt.

Im Jahre 1958 kann man einige neue Fernsehsender in Betrieb nehmen, die im Dezember 1957 von Telefunken geliefert wurden. Einer davon ist der nördlichste Sender des deutschen Fernsehnetzes, Flensburg, er ergänzt den Sendebereich des Norddeutschen Rundfunks und wird im Kanal 4 arbeiten. Mit 10 kW Senderleistung (etwa 50 kW Strahlungsleistung) gehört er zu der Gruppe der starken Sender. Der zweite ist der Sender Aalen, der das ostwürttembergische Gebiet des Süddeutschen Rundfunks bedient und im Kanal 8 mit einer Strahlungsleistung von 2 kW arbeiten soll. Der dritte Sender, den Telefunken liefert, wird vom Süddeutschen Rundfunk in Waldenburg in Betrieb genommen werden (voraussichtlich Kanal 9, 2 kW Strahlungsleistung).

Der Bau des neuen Sendergebäudes des SFB für den Fernsehsender Berlin neben dem Funkturm ist gut fortgeschritten. Siemens & Halske liefert einen 10-kW-Fernsehsender (Strahlungsleistung max. 100 kW), der nach wie vor im Kanal 7 strahlen wird. Mit der Inbetriebnahme ist wohl kaum vor April 1958 zu rechnen.

MW-Sender

Vom Süddeutschen Rundfunk ist in Adelsheim/Baden ein kleiner MW-Sender auf der Frequenz 1484 kHz (202 m) mit einer Leistung von 0,2 kW in Betrieb genommen worden.

Der MW-Nebensender Weiden des Bayerischen Rundfunks stellt ab 2. 1. 1958 seinen Betrieb ein.

Den Freunden unseres Hauses

IN ALLER WELT—FÜR JEDEN FALL

die besten Wünsche für ----- 1958



Der Sprecher der Wiener Sendereihe »Autofahrer unterwegs« vor einem



RICHTMIKROFON D 25

Dieses hochwertige dynamische Studiomikrofon ist durch eine Gummihalterung in einem schwenkbaren Rahmen vollkommen elastisch gelagert und somit gegen heftige Erschütterungen weitgehend geschützt. Wir empfehlen seine Verwendung vor allem bei Übertragungen von Theateraufführungen, bei Fernseh- und Tonfilmaufnahmen, — auch am Mikrofonalgol — und für zahlreiche andere Fälle, bei denen während der Aufnahme Erschütterungen zu erwarten sind.

AKUSTISCHE- u. KINO-GERÄTE GMBH

MÜNCHEN 15 · SONNENSTR. 20 · TELEFON 555545 · FERNSCHREIBER 05 23626

Automatische Programmvorwahl bei Magnettongeräten

Bei einem Vergleich der Vorteile und Nachteile des Magnettonverfahrens mit denen anderer Tonaufzeichnungsverfahren wird häufig als Nachteil des Magnettongeräts gegenüber dem Plattenspieler die Unmöglichkeit der freien Programmvorwahl angeführt. Man kann bei einem 10-Platten-Wechsler ohne Schwierigkeit ein Programm von 30 min Dauer oder mehr zusammenstellen, ohne an eine bestimmte Programmfolge gebunden zu sein. Beim Magnettongerät ist man dagegen stets an die Reihenfolge der Aufnahmen auf dem Band gebunden, wenn man nicht fortwährend vor- und zurückspulen will.

Eine wesentliche Erleichterung wäre schon das Überspringen von bei der Wiedergabe nicht gewünschten Aufnahmen. Die Gebundenheit an die Reihenfolge wird dann weniger störend empfunden. Industriegeräte werden daher heute meistens mit Schnellvorlauf und Bandlängenzählwerk ausgerüstet, um das schnelle Auffinden bestimmter Bandstellen zu ermöglichen. Diese Lösung bleibt aber trotzdem unvollkommen, denn sie erfordert nach wie vor dauernde Überwachung und Eingriffe während des Betriebs.

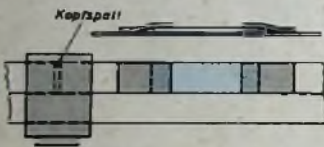


Bild 1. Befestigung der Schaltfolien bei Doppelspurbetrieb von Magnettongeräten

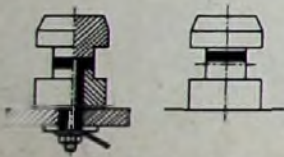


Bild 2. Ausführung des Bandkontakts für Einspur- und Doppelspur-Laufwerke

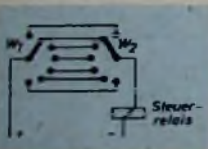


Bild 3. Prinzip der Schaltungen zur automatischen Programmsteuerung

Für den Magnettonamateurler ist daher das Problem der automatischen Programmvorwahl von Interesse. Je nach den aufwendbaren Mitteln kann es halb- oder vollautomatisch gelöst werden.

1. Schaltfolie und Bandkontakt

Die Steuerung der Automatik erfolgt durch das ablaufende Band selbst. Zu diesem Zweck wird nach dem Schneiden der Aufnahmen lediglich vor jede Aufnahme ein Stück Schaltfolie auf das Band aufgeklebt. Hierzu eignet sich Messing- oder Alufolie von 0,02 bis 0,03 mm Stärke, die zum Beispiel mit zwei Streifen Tesafilm, wie aus Bild 1 ersichtlich, so auf dem Band befestigt wird, daß sie nach dem eventuellen Löschen von Aufnahmen jederzeit wieder gelöst werden kann, ohne das Band dabei zu beschädigen. Das Magnettonband läuft nun an einem Bandkontakt vorbei, der durch die Schaltfolien jeweils für einen Moment geschlossen wird. Bild 2 zeigt

die praktische Ausführung eines solchen Bandkontaktes, der zugleich als Höhenführung dient. Die im Bild 2 schwarz eingezeichnete Isolierhülse trennt einen Stromkreis, der beim Ablaufen des Bandes von der metallischen Schaltfolie geschlossen wird. Bei Doppelspurbetrieb haben die Schaltfolien nur die halbe Breite des Bandes und werden auf die Hälfte des Bandes aufgeklebt, die beim Schneiden dem Kopfspalt gegenüberstand, also das einzuteilende Programm trägt. Man muß sich daher vergewissern, ob der Kopf die jeweils untere oder obere Bandhälfte abtastet, denn danach richtet sich die Ausführung des Bandkontaktes. Sein Isolierspalt muß die gleiche Bandhälfte abtasten wie der Kopfspalt. Bei den meisten Doppelspurköpfen ist dies die obere.

Die Automatikschaltung selbst arbeitet nach dem in Bild 3 dargestellten Prinzip der korrespondierenden Wähler. Ein Strom durch das Steuerrelais, das die Funktionen des Laufwerks steuert, kommt nur dann zustande, wenn beide Wähler in korrespondierender gleicher Stellung stehen. W1 ist ein Drehwähler, der bei jeder Kontaktgabe am Bandkontakt einen Schritt weiterrückt. W2 kann ein Stufenschalter oder auch ein System von Kippschaltern, Drucktasten oder ähnlichen Anordnungen sein.

2. Die Laufwerksteuerung

Zum Verständnis der Arbeitsweise der Automatikschaltungen ist eine genaue Kenntnis der Vorbedingungen für deren Anwendbarkeit erforderlich. Daher sei zunächst auf diese eingegangen.

Das automatisch zu steuernde Laufwerk muß vor allem drei Forderungen erfüllen:

1. Es muß vollelektrisch oder elektromagnetisch gesteuert sein, d. h., bei Betätigung der Bedienungsorgane (Drucktasten oder Knöpfe, Schalter, Hebel o. ä.) dürfen keinerlei mechanische Funktionen (Bewegen der Andruckrolle, Bremsen von Aufwicklungen oder Motoren usw.) durch die Kraft des Bedienenden direkt ausgelöst werden. Alle mechanischen Funktionen müssen vielmehr durch Elektromagnete gesteuert werden. Die Bedienungsorgane schalten dann lediglich die Stromkreise der Elektromagneten und eines oder mehrerer Motoren. Die Schaltung kann direkt oder über Relais erfolgen. Relais werden dabei oft verwendet, um die Reihenfolge verschiedener Schaltvorgänge (z. B. durch Verwendung verzögerter Relais) bestimmen zu können. Für die Automatisierung ist es zweckmäßig (jedoch nicht unbedingt erforderlich), daß die Relais nicht durch Impulse, sondern durch Dauerströme gesteuert werden.

2. Das Laufwerk muß einen Schnellvorlauf haben, dessen Geschwindigkeit nicht zu niedrig sein soll.

3. Die elektromagnetische Laufwerksteuerung muß so exakt arbeiten, daß keinerlei Eingriffe in den Bandablauf von Hand (z. B. Abbremsen einer Spule beim Stoppen) notwendig sind. Diese Bedingung ist sehr wichtig und bei Selbsttauggeräten nicht immer erfüllt.

Wenn das Gerät auch nur eine dieser Bedingungen nicht restlos erfüllt, ist der Einbau einer Programm-Automatik nicht ratsam, da die auftretenden Schwierigkeiten dann meistens zu wenig schönen Kompromißlösungen führen. In diesem Falle ist es besser, das Gerät so umzubauen, daß es den aufgestellten Forderungen entspricht.

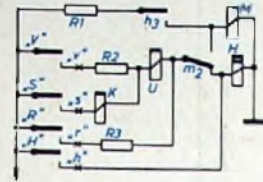
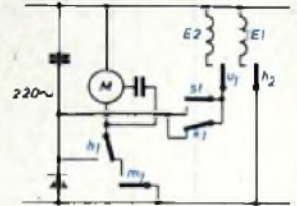


Bild 4. Die Steuer-schaltung des automatisierbaren Laufwerks nach Bild 3



Der nachträgliche Einbau der Automatik ist ebensogut bei Industriegeräten wie bei Selbsttauggeräten möglich. Dabei ist die Frage der Unterbringung der Automatik im Gerät von untergeordneter Bedeutung, da sie bei Raum-mangel als Fernbedienungsteil ausgeführt werden kann, der mit dem Magnettongerät über ein mehradriges Kabel verbunden wird. Da die Automatik das Gerät stets über eine Relais-schaltung steuert, führen die Leitungen nur niedrige Gleichspannung und sind daher bezüglich Länge und Isolation unkritisch. Die Ausführung als Fernbedienungsteil schafft sogar vielseitigere Anwendungsmöglichkeiten und ist daher, vor allem bei nachträglicher Automatisierung von Industriegeräten, schon wegen der geringeren konstruktiven Schwierigkeiten oft vorzuziehen.

Am besten ist es natürlich, schon beim Entwurf eines Gerätes die Programm-Automatik vorzusehen und sie organisch einzubauen. Dieser Fall sei aus der Vielzahl der Möglichkeiten herausgegriffen. Wenn man sich an Hand dieses Beispiels mit den verschiedenen Schaltungen erst einmal vertraut gemacht hat, bereitet ihre Anpassung an die jeweiligen Bedürfnisse keine Schwierigkeiten mehr.

Im allgemeinen treten bei der Automatisierung zwei- oder dreimotoriger Geräte die gleichen Probleme wie bei einmotorigen auf. Sie ist zuweilen sogar einfacher, da einmotorige Geräte meistens eine größere Anzahl mechanischer Steuerorgane (schaltbare Kupplungen, Bremsen usw.) enthalten, die mit in die Automatisierung einbezogen werden müssen. Da aber heute auch das Interesse des Amateurs sich mehr auf die einmotorige Maschine konzentriert, wird die Automatisierung am Beispiel eines einmotorigen Laufwerks erklärt. Das Laufwerk ist so konstruiert, daß sich die Automatisierung möglichst wirtschaftlich durchführen läßt. Der im Bild 5 dargestellte Aufbau kann daher beim Neubau eines automatischen Geräts als Vorbild dienen.

Den wesentlichen Teil der elektromagnetischen Steuerung bildet der Steuerhebel S. Er kann durch Zusammenwirken der Elektromagnete E1 und E2 und der Klinke K in vier verschiedene Stellungen gebracht und bei stromlosem Hauptmagneten E1 in drei von ihnen festgehalten werden. Dabei steuert er in der Reihenfolge seiner Drehbewegung im Uhrzeigersinn nacheinander folgende Vorgänge:

Stellung 1: Vorlauf. Anlegen des Bandes an die Köpfe und der Andruckrolle an den Tonzapfen.

Stellung 2: Schnellvorlauf Abheben der Andruckrolle und des Bandes, Einkuppeln des Schnellvorlaufs.

Stellung 3: Rücklauf Weiteres Abheben der Andruckrolle, Auskuppeln des Schnellvorlaufs, Einkuppeln des Rücklaufs.

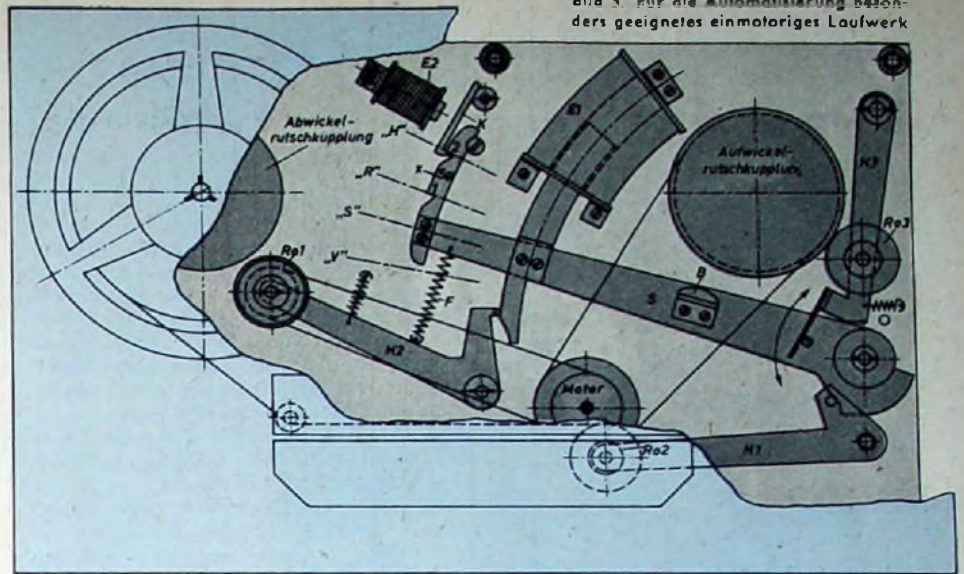
Stellung 4: Halt. Bremsen der Aufwicklung.

Zur Erklärung der Arbeitsweise dieser Steuerung ist im Bild 4 die Laufwerk-Steuerung für nichtautomatischen Betrieb angegeben. Sie ist so ausgelegt, daß zum Vorlauf, Schnellvorlauf und Rücklauf je ein Relaisstromkreis eingeschaltet werden muß. Zum Anhalten des Laufwerks wird ein vierter Stromkreis kurzzeitig geschlossen. Die Bedienung erfolgt durch vier Drucktasten. Beim Drücken jeder Taste werden die anderen in bekannter Weise ausgeschaltet, während die gedrückte Taste in eingeschalteter Stellung arretiert wird. Eine Ausnahme bildet die Halttaste „H“. Sie hat keine Arretierung und schnell daher nach dem Loslassen wie die „Aus“-Taste der Drucktastensätze von Rundfunkgeräten in die ausgeschaltete Stellung zurück. Die vier Relais der Steuerung steuern nun die Funktionen des Laufwerks. Die zu den einzelnen Relais H, K, M und U gehörenden Kontakte sind mit entsprechenden Kleinbuchstaben (h, k, m und u) und einem Index bezeichnet.

Vorlauf

Nach Einschalten von „V“ ziehen das Unterbrecherrelais U und das Haltrelais H. Über h_1 wird der Betriebsstromkreis des Motors getrennt und der Motor an Bremsstrom gelegt. Der Elektromagnet E 1 wird über h_2 und der Elektromagnet E 2 über u_1 und den Ruhekontakt k_1 eingeschaltet.

Bild 5. Für die Automatisierung besonders geeignetes einmotoriges Laufwerk

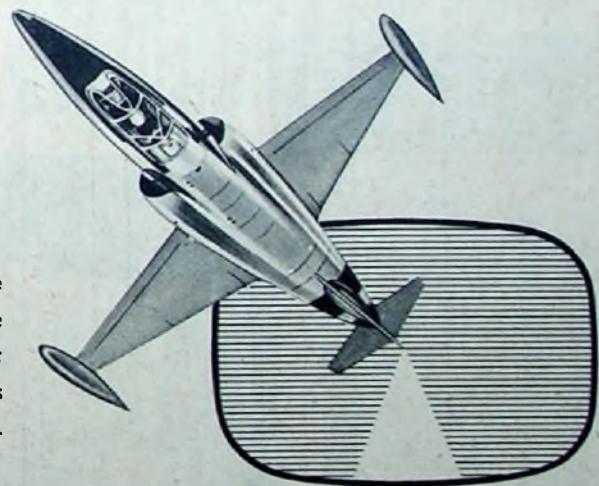


Das Motorrelais M erhält über h_3 und R 1 Strom, bereitet über m_1 die Einschaltung des Motors vor und hält sich über $m_2-U-R2-V$ selbst. Zugleich öffnet m_2 den Stromkreis des H-Relais. Dieses Relais fällt verzögert ab, unterbricht den Stromkreis R_1-h_3-M , schaltet E 1 ab, und über h_1 läuft der Motor an. Da beim Umschlag von m_3 der Stromkreis $U-m_3-H$ einen Moment unterbrochen ist, müssen Relais mit Abfallverzögerung verwendet werden. Für U genügt eine Verzögerung von 0,1 s. Für H ist dagegen ein stark verzögertes Relais zweckmäßig, wobei sich die Verzögerung nötigenfalls noch

durch Parallelschalten einer großen Kapazität erhöhen läßt. Die Verzögerung soll etwa 0,5 s betragen, damit E 1 lange genug eingeschaltet ist, um den Anker ganz anzuziehen. Nach Ablauf des Wechselspiels der Relais bleibt E 2 eingeschaltet und hält die Klinke K ausgehoben fest. Der Steuerhebel S, der durch E 1 bis in die Stellung „H“ gezogen wurde, fällt daher, der Kraft der Feder F folgend, in die Stellung „V“ zurück. Der durch eine Kurve des Steuerhebels gesteuerte Andruckhebel H 1 legt die Andruckrolle Ro 2 an den Tonzapfen an, und das Band läuft an. Die Aufwicklung wird dabei durch eine Scheibenrutschkupplung

Bald ist es soweit

Ob Sie vom neuen Jahr viel oder wenig erwarten – Sie können sich darauf verlassen, daß aufsehenerregende Maßnahmen bevorstehen, die für das Fernsehgeschäft des Fachhandels nicht ohne Folgen bleiben werden. Was es damit auf sich hat, werden Sie in Bälde erfahren.



mit dem Motor gekuppelt. Die untere, filzbelegte Scheibe der Kupplung wird vom Motor angetrieben, die obere dient zugleich als Spulenlager und wird durch das Gewicht der aufliegenden Spule mit der unteren gekuppelt. Das Abwickellager ist genauso aufgebaut, nur ist hier die untere Scheibe feststehend montiert, so daß sich eine Bremswirkung ergibt.

Rücklauf

Beim Einschalten von „R“ verlaufen die Schaltungsvorgänge in genau der gleichen Weise. Da jedoch U jetzt nicht mit im Stromkreis liegt, erhält E 2 keinen Strom und hebt die Klinke nicht aus, so daß diese beim Zurückschnellen des Steuerhebels in die Kerbe 1 des Sperrsegments Sp einrastet und den Steuerhebel in Stellung „R“ festhält. In dieser Stellung ist die Andruckrolle Ro 2 abgehoben, während der Hebel H 2 freigegeben wird, so daß sich die Gummirolle Ro 1 an die obere Scheibe der Abwickelrutschkupplung anlegt und dadurch die Abwickelspule mit dem Motor kuppelt. Die Laufflächen der Rolle Ro 1 und der Antriebsscheibe sind derart konisch ausgeführt, daß beim Andrücken der Rolle zugleich die Antriebsscheibe von der darunterliegenden Bremscheibe abgehoben wird und somit die Bremswirkung aufgehoben wird.

Schnellvorlauf

Beim Einschalten von „S“ liegt außer U noch das Klinkenrelais K im Stromkreis, das ebenfalls abfallverzögert ist. Nach Öffnen des Ruhekontaktes k_1 kann E 2 nur noch über den Steuerhebelkontakt st Strom erhalten. Dieser wird beim Anziehen des Ankers durch den Steuerhebel geschlossen und ist so justiert, daß er öffnet, wenn sich beim Zurückschnellen des Steuerhebels die Spitze der Sperrklinke gegenüber dem Punkt x des Sperrsegments befindet. Die Klinke rastet dann in die Kerbe 2 ein und hält den Steuerhebel in Stellung „S“ fest. In dieser im Bild 5 gezeichneten Stellung ist die Andruckrolle Ro 2 noch halb abgehoben, die Rückwicklung ist wieder ausgekuppelt und ein in den Steuerhebel eingelassener Mitnehmerstift drückt über eine Blattfeder die Kupplungsrolle Ro 3 an die bei-

den Scheiben der Aufwickelrutschkupplung fest an. Dadurch wird die Rutschkupplung in eine starre Kupplung verwandelt, und die Maschine läuft jetzt im Schnellvorlauf.

Halte

Die elektrischen Vorgänge sind beim Anhalten des Laufwerks aus jeder Betriebsart die gleichen. Das ist für die Automatisierung von Vorteil. Beim Drücken der Halttaste „H“ wird der gerade eingeschaltete Stromkreis über „V“, „S“ oder „R“ getrennt, während das H-Relais über „H“ Strom erhält und anzieht. M fällt zwar noch nicht ab, da es nach Trennung des Stromkreises über „V“, „S“ oder „R“ und über den jetzt geschlossenen Kontakt h_2 weiterhin Strom erhält, da aber h_1 umlegt, erhält der Motor trotzdem Bremsstrom E 1 wird wieder eingeschaltet, E 2 jedoch nicht, da u_1 offen ist, so daß die Klinke den Steuerhebel in der Stellung „R“ festhält, wenn nach dem Loslassen der Halttaste H abfällt und E 1 den Anker freigibt. In dieser Stellung ist die Andruckrolle so weit abgehoben, daß das Band herausgenommen und ein neues eingelegt werden kann. Durch den Abfall des H-Relais schaltet h_1 den Motorbremsstrom aus, und da nach dem Öffnen von h_2 nun auch M abfällt, ist auch der Betriebsstrom unterbrochen.

Die wirksamen mechanischen Vorgänge sind dagegen je nach der Betriebsart, aus der das Laufwerk angehalten wird, verschieden. Ihre Reihenfolge muß stets so sein, daß das Band während des Bremsvorgangs straff gespannt bleibt, damit die gefährliche Bildung von Bandschleifen vermieden wird. Beim Bremsen aus dem Rücklauf geht die Bremswirkung nur von der Bremsbacke B aus, die in Endstellung des Steuerhebels an die obere Scheibe der Aufwickelkupplung angedrückt wird. Die Abwickelspule bleibt dabei mit dem Motor gekuppelt; dieser wird jedoch elektrisch ebenfalls stark gebremst. Den Bremsstrom stellt man so ein, daß die Bremsung der Aufwicklung überwiegt. Beim Anhalten aus dem Vorlauf oder Schnellvorlauf wird dagegen nur die Abwicklung gebremst. Sie wird mit der noch kurze Zeit rückwärts an-

treibenden Rolle Ro 1 gekuppelt, wobei gleichzeitig Andruckrolle und Schnellvorlauf-Kupplung ausgehoben werden. Erst wenn das Laufwerk bereits stillsteht oder sogar langsam rückwärts läuft, wird auch die Aufwicklung gebremst.

Die beschriebene Laufwerksteuerschaltung ist auf Grund zweier Eigenschaften zur Automatisierung besonders geeignet:

1. Die Steuerung des Laufwerks erfolgt für jede Betriebsart in gleicher Weise, nämlich durch Einschalten eines Dauerstromes.
2. Die Schalter aller Steuerstromkreise liegen in der Schaltung so, daß sie einen Pol gemeinsam haben.

Diese beiden Eigenschaften sind für die wirtschaftliche Automatisierung von großer Bedeutung und man sollte in jedem Falle versuchen, sie zu erreichen. Die Steuerschaltung mag dadurch zuweilen etwas komplizierter werden. Weit größer wird aber der Aufwand in der Automatikschaltung, wenn die Schalter keinen gemeinsamen Pol haben und vor allem dann, wenn verschiedenartige Steuerbefehle für die Steuerschaltung (z. B. Einschalten eines Dauerstromes für Vorlauf, ein Schaltimpuls für Rücklauf) benötigt werden.

Die Widerstände R 1, R 2 und R 3 in den Stromkreisen der Steuerschaltung dienen nur dazu, den Strom durch die Relais U und M in allen Betriebsarten gleichzuhalten. Das M-Relais muß unverzüglich arbeiten, damit während der kurzen Stromunterbrechung beim schnellen Umschalten (z. B. von Vor- auf Rücklauf) m_2 sofort den Stromkreis auf das H-Relais umlegt, wodurch E 1 Strom erhält und die mechanische Umsteuerung vornimmt. Die dabei auftretende kurze Unterbrechung des Motorstromes durch m_1 stört nicht, da nach dem Anziehen des H-Relais auch das M-Relais über h_2 sofort wieder zieht.

Zur Automatisierung des Magnettongerätes brauchen nun lediglich die Punkte „v“, „s“, „r“ und „h“ der Schaltung mit den entsprechenden Punkten einer Automatikschaltung verbunden zu werden. In einem besonderen Aufsatz werden hierfür geeignete Schaltungen noch beschrieben.

ORIGINAL-LEISTNER-GEHÄUSE



75
JAHRE

PAUL LEISTNER HAMBURG

HAMBURG-ALTONA · KLAUSSTR. 4-6
Ruf Hamburg 42 03 01

Vorrätig bei:

Groß-Hamburg:
Walter Kluxen, Hamburg, Burchardplatz 1
Gebr. Baderle, Hamburg 1, Spitalerstr. 7
Vertreter in: Dänemark

Raum Berlin und Düsseldorf:
ARLT-RADIO ELEKTRONIK
Berlin-Neubrück (Westsektor), Karl-Marx-Str. 27
Düsseldorf, Friedrichstraße 61a
Schweden

Buhrgebiet:
Radio-Fern G. m. b. H.
Essen, Kettwiger Str. 56
Holland

Hessen - Kassel:
REFAG G. m. b. H.
Göttingen, Papendiek 26
Belgien

Raum München:
Radio RIM GmbH
München, Bayerstr.
Österreich



Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre

6.323 Frequenzabhängigkeit durch C_k, R_g, C_D

RC-Verstärker verstärken keineswegs vollkommen frequenzunabhängig; sowohl für sehr tiefe als auch für sehr hohe Frequenzen gibt es Grenzen. Es sei zunächst ein Triodenverstärker nach Bild 84 betrachtet. Bei mittleren Frequenzen ist der kapazitive Widerstand von C_k noch so klein gegenüber R_g , daß die volle Anodenwechselspannung der ersten Stufe auf das Gitter der zweiten Stufe gelangt. Mit abnehmender Frequenz macht sich dagegen der immer größer werdende Widerstand von C_k bemerkbar, so daß ein Teil der Ausgangsspannung der ersten Röhre daran abfällt. Dann erhält das Steuergitter der zweiten Röhre

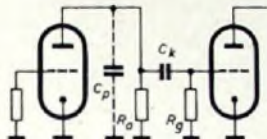


Bild 84. Die den Frequenzgang beim RC-Verstärker beeinflussenden Größen C_k, R_a und R_g

eine kleinere Spannung, und die Verstärkung des ganzen Systems fällt ab. Betrachtet man höhere Frequenzen, dann tritt der Einfluß von C_k gänzlich zurück. Dafür macht sich jetzt die stets vorhandene schädliche Parallelkapazität C_D bemerkbar, die aus der Ausgangskapazität der ersten Röhre, der Verdrahtungskapazität und der Eingangskapazität der zweiten Röhre sowie deren Rückwirkungskapazität besteht. Diese Kapazität liegt parallel zur wechselstrommäßigen Parallelschaltung von R_a und R_D . Je höher die Frequenz wird, um so kleiner wird der Widerstand von C_D und um so kleiner auch der insgesamt wirksame Wechselstrom-Außenwiderstand der Schaltung. Auch das führt zu einem Abfall der Verstärkung. Die Verhältnisse lassen sich unter Verwendung von Gl. (45) zahlenmäßig leicht berechnen. Für mittlere Frequenzwerte, bei denen weder C_k noch C_D eine Rolle spielt, ergibt sich

$$V_0 = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_1 + R_a} \quad [-] \quad (45)$$

Gl. (45) enthält keinerlei Frequenzabhängigkeit und entspricht der Gl. (39). Für tiefe Frequenzen gilt mit $\omega = 2\pi f =$ Kreisfrequenz

$$V_u = V_0 \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_k R_g}} \quad [-] \quad (46)$$

Hier wird die Verstärkung V_0 mit einem Zahlenwert multipliziert, der kleiner als 1 ist und mit fallender Frequenz immer kleinere Werte erhält. Nur bei $\omega \rightarrow \infty$ wird $V_u = V_0$. Bei $\omega = 0$ dagegen wird $V_u = 0$, weil ja jeder Kondensator gleichspannungsundurchlässig ist. Für die hohen Frequenzen gilt

$$V_h = V_0 \frac{1}{1 + j\omega C_D R_g} \quad [-] \quad (47)$$

Auch hier wird V_0 mit einem Faktor multipliziert, der aber mit steigender Frequenz immer kleiner wird und nur bei $\omega = 0$ den Wert 1 erreicht. Dann ist $V_h = V_0$. Man sieht, daß die Verstärkung bei sehr tiefen Frequenzen vor allem von C_k und R_g , bei sehr hohen Frequenzen dagegen von C_D und R_g abhängt. Diese Frequenzabhängigkeit spielt bei Tonfrequenzen — wenn man von den sehr tiefen Frequenzkomponenten einmal absieht — noch keine große Rolle. Dagegen macht sie sich im Fernsehen recht störend bemerkbar und muß durch Sondermaßnahmen, die hier nicht erörtert werden sollen, unschädlich gemacht werden.

Werden im RC-Verstärker Pentoden verwendet, dann gelten prinzipiell ähnliche Überlegungen. Für mittlere Frequenzen erhält man die schon bekannte Beziehung

$$V_0 = S R_a \quad [-] \quad (48)$$

Die Frequenzabhängigkeiten bei sehr hohen und sehr tiefen Frequenzen können durch die Gleichung

$$V = S R_a \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_k} + \frac{R_g}{j\omega C_D R_g}} \frac{R_g}{1 + j\omega C_D R_g} \quad [-] \quad (49)$$

erfaßt werden. Auch hier spielen, wie die Gleichung zeigt, die Koppelkapazitäten, die Parallelkapazitäten und die Gitterableitwiderstände eine große Rolle.

Frosis

1958

**ALLEN FREUNDEN
UNSERES HAUSES
EIN ERFOLGREICHES
UND GLÜCKLICHES
NEUES JAHR!**

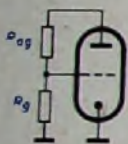
LOEWE OPTA



Erfahrene Ingenieure stehen Ihnen in unseren Niederlassungen unverbindlich zur Verfügung

6.324 Begrenzung von R_0 durch Isolationswiderstand

Um den Einfluß der Spannungsteilung bei tiefen Frequenzen zu umgehen, könnte man auf den Gedanken kommen, den Gitterableitwiderstand R_0 sehr groß zu machen. Dem sind aber Grenzen gesetzt, weil der Isolationswiderstand einer Röhre zwischen Anode und Steuergitter nicht unendlich groß ist. Das trifft auch auf den Koppelkondensator zu, der ja mit seinem einen Ende an einer relativ hohen positiven Spannung liegt. Bei sehr großen Gitterwiderständen würden die auftretenden Isolationsströme einen Spannungsabfall an R_0 hervorrufen, der zu einer unerwünschten Arbeitspunktverlagerung und damit zu einer Gefährdung der Röhre Anlaß geben könnte. Im Bild 85 ist das für diese Erscheinungen maßgebende Ersatzschaltbild dargestellt. Mit R_{0g} ist der Ersatzwiderstand bezeichnet, mit dem man wegen der nicht unendlich guten Isolation rechnen muß. Deshalb schreiben die Röhrenhersteller Maximalwerte für R_0 vor, die nicht überschritten werden dürfen. Diese



Höchstwerte sind im allgemeinen kleiner, wenn mit fester Gittervorspannung gearbeitet wird; die Röhre ist dann, wie erläutert, einer größeren Überlastungsgefahr ausgesetzt. Diese Gesichtspunkte muß man beim Entwurf von AC-Verstärkern stets beachten.

Bild 85 Verschiebung des Arbeitspunktes bei zu großen Gitterableitwiderständen

Abschließend sei dem Anfänger empfohlen, die vorstehend angegebenen Formeln, die die Frequenzabhängigkeit eines RC-Verstärkers zeigen, einmal zahlenmäßig auszuwerten, um sich einen Begriff von den auftretenden Größenordnungen zu verschaffen.

6.33 Niederfrequenzverstärker mit Drosselkopplung (Drosselverstärker)

In dieser Verstärkerart wird der ohmsche Anodenaußenwiderstand durch eine Niederfrequenzdrossel entsprechend Bild 86 ersetzt. Als Vorteil ergibt sich zunächst eine gute Ausnutzung der Anodengleichspannung, weil man den Wicklungswiderstand der Drossel relativ geringhalten kann. Dagegen ist die Frequenzabhängigkeit der Schaltung wesentlich größer als bei RC-Verstärkern. Bei den tiefen Frequenzen sinkt der Blindwiderstand der Drossel erheblich ab, so daß die tiefen Töne schlecht wiedergegeben werden. Am besten eignen sich in dieser Schaltung Trioden; da diese einen verhältnismäßig kleinen Innenwiderstand haben, ist selbst noch bei tiefen Frequenzen der Außenwiderstand genügend groß gegenüber dem Innenwiderstand. Trotzdem muß die Selbstinduktion der Drossel relativ groß sein. Die Drossel ist deshalb in der Herstellung teuer. Auch stört die Gleichstromvormagnetisierung. Nachteilig ist weiterhin die Empfindlichkeit gegenüber äußeren magnetischen Störfeldern. Bei Verwendung von Pentoden tritt die Frequenzabhängigkeit noch mehr in den Vordergrund, weil man den Drosselwiderstand in der Praxis niemals genügend groß gegenüber dem Innenwiderstand der Pentode machen kann. Durch Parallelschalten von ohmschen Widerständen zur Drossel läßt sich das zwar etwas ausgleichen, aber das Ergebnis befriedigt nicht vollständig.

Der Drosselverkehr wird im allgemeinen nur dann zur Anwendung kommen, wenn man an Röhren sparen will. Die Verstärkung einer Drosselverstärkerstufe ist höher als die einer RC-Stufe, da sich günstigere gleichstrommäßige Verhältnisse ergeben. Trotzdem überwiegen die Nachteile (Wird fortgesetzt)

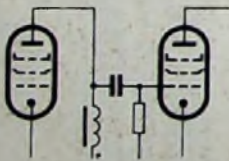


Bild 86 Prinzipschaltbild des Drosselverstärkers

Unsere Leser berichten

Eine Impedanzwandlerstufe

Ein Plattenspieler, der im Nebenzimmer stand, sollte an eine Hi-Fi-Anlage über eine Leitung von etwa 20 m Länge angeschlossen werden. Der hochohmige Anschluß über ein abgeschirmtes Kabel schied aus zwei Gründen aus. Einmal hätte ein solches Kabel empfindliche Höhenverluste bewirkt und zum anderen wäre es zu teuer gewesen.

Eine bessere Lösung bot die Anwendung einer Impedanzwandlerstufe, wie sie in ähnlicher Form in der FUNK-TECHNIK Bd. 10 (1955) Nr. 4, S. 98, bereits für Fernbedienungen von Empfängern vorgeschlagen wurde. Man kann dann eine beliebige zweiadrige, ausreichend isolierte Leitung verwenden.

Die Anodenspannung für die Röhrenstufe sollte dem nachgeschalteten Verstärker entnommen werden. Zu diesem Zweck habe ich folgende Schaltung entwickelt, die es gestattet, über die NF-führende Leitung gleichzeitig auch die Anodenspannung zuzuführen.

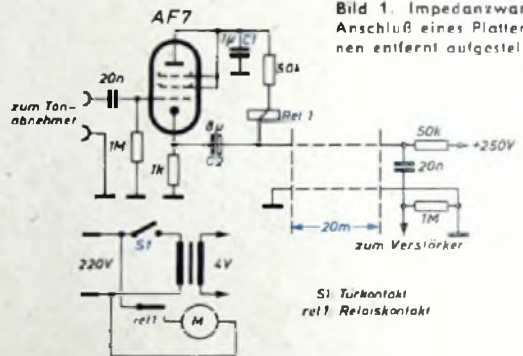


Bild 1. Impedanzwandlerstufe zum Anschluß eines Plattenspielers an einen entfernt aufgestellten Verstärker

Das in Bild 1 eingezeichnete Relais spricht beim Anlegen der Anodenspannung an und schaltet den Motor des Plattenspielers ein. Die Heizung übernimmt ein kleiner Träto, der mit der Röhrenstufe auf demselben Chassis montiert ist. Die gesamte Einheit muß dicht beim Plattenspieler angebracht werden; in einem Platten- oder Musikschrank findet sich dafür bestimmt genug Platz. In einem solchen Falle läßt sich zum Einschalten der Heizung vorteilhaft der oft in Plattenschränken vorhandene Türkontakt benutzen. Man hat dann die Gewähr, daß die Heizung immer zur richtigen Zeit eingeschaltet ist.

Die Schaltung nach Bild 1 stellt eine Anodenbasisstufe dar, bei der die Niederfrequenz über C2 am Katodenwiderstand abgenommen wird. Die Anode ist wechselstrommäßig über C1 mit Masse verbunden. Die Verstärkung einer solchen Stufe ist praktisch gleich 1. Der Vorteil liegt in dem niederohmigen Quellwiderstand für die Leitung, so daß die Leitungskapazität keinen Einfluß hat und auch hochohmige Brummelstreuungen praktisch kurzgeschlossen werden. Zu erwähnen ist, daß der Kondensator C2 nicht kleiner als angegeben gewählt werden sollte, weil sonst der Leistungsabfluß für tiefe Frequenzen nicht mehr niederohmig ist (der Wechselstromwiderstand von $8 \mu\text{F}$ ist bei 50 Hz etwa 400 Ohm).

Als Röhre diente eine als Triode geschaltete AF7. Es läßt sich jedoch jede beliebige NF-Röhre verwenden. Für eine Neubeschaffung käme auch eine EC 92 in Betracht. Als Relais wurde ein Fernsprechrelais mit 30 000 Wdg und einem Ansprechstrom von 1,5 mA eingesetzt.

Die gesamte Anordnung hat im übrigen ausgesprochen Hi-Fi-Qualität. Wie mit Hilfe eines Tongenerators festgestellt wurde, verläuft die Frequenzkurve zwischen 40 Hz und 18 kHz praktisch geradlinig, und zwar gemessen zwischen dem Eingang der Impedanzwandlerstufe und dem Eingang des Verstärkers.

D. Kemper

PRESSLER



PHOTOZELLEN
GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

BLITZRÖHREN

VAKUUMTECHNIK
ERLANGEN

HF-Oszillator mit extrem großem Abstimmbereich

Bei einem HF-Oszillator, dessen Resonanzkreis in der üblichen Weise aus Selbstinduktion und Kapazität besteht, kann man ohne Umschaltung durch Veränderung der Kapazität die Frequenz der Schwingspannung innerhalb eines Bereiches von ungefähr 3:1 abstimmen. Durch Anwendung von Schmetterlingskreisen kommt man zwar zu einem wesentlich größeren Abstimmbereich, weil hier sowohl Selbstinduktion als auch Kapazität gleichzeitig variiert werden, jedoch wird auch beim Schmetterlingskreis der Abstimmbereich nach unten durch die zunehmenden Abmessungen und nach oben durch die unvermeidbaren Restwerte von Selbstinduktion und Kapazität begrenzt. Demgegenüber gelingt es mit dem im Bild 1 schematisch dargestellten Oszillator auf sehr elegante Weise, die Schwingfrequenz ohne Bereichsumschaltung kontinuierlich zwischen 25 MHz und 580 MHz, also in einem Verhältnis von 23:1, zu verändern. Das Prinzip dieses Oszillators beruht darauf, daß der frequenzbestimmende Resonanzkreis eine Kombination aus

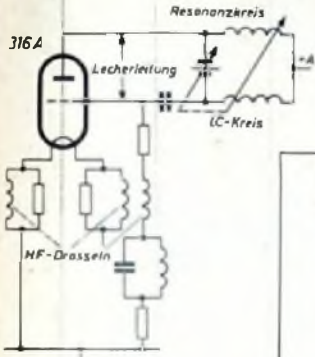


Bild 1. Schematisches Schaltbild eines HF-Oszillators, dessen Resonanzkreis aus einem LC-Kreis und einer Wellenleitung kombiniert ist und eine stufenlose Abstimmung von 25 bis 580 MHz gestattet

Bild 2. Die Form je einer Platte des oberen und des unteren Stators des Kondensators mit den Armen der Selbstinduktion und der Wellenleitung

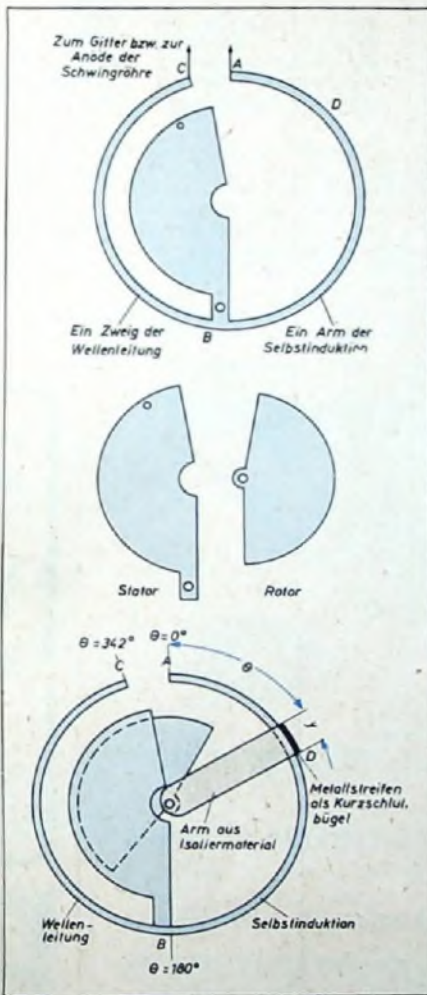


Bild 3. Die Rotorplatten und die übrigen Statorplatten des Kondensators

Bild 4. Mit den Rotorplatten des Kondensators ist ein Kurzschlußbügel für die übereinanderliegenden Arme der Selbstinduktion und der Wellenleitung starr gekuppelt

einem LC-Kreis (der einem Schmetterlingskreis ähnlich ist und bei dem gleichzeitig Selbstinduktion und Kapazität verändert werden) und einer kurzgeschlossenen Wellenleitung nach Art einer Lecherleitung (deren Länge variiert wird) darstellt. Der LC-Kreis ist nur in der unteren, die Wellenleitung dagegen nur in der oberen Hälfte des Abstimmbereiches wirksam. Beide Kreise sind baulich so zu einem einzigen Element vereinigt, daß ein stetiger Übergang vom LC-Kreis zur Wellenleitung und umgekehrt bei der kontinuierlichen Drehung des Abstimmknopfes erfolgt.

Der Aufbau des kombinierten Abstimmelements geht aus den Bildern 2, 3 und 4 hervor. Der Kondensator des LC-Kreises hat, wie man im Bild 1 sieht, zwei Statorn. Jeder Stator besteht aus mehreren, übereinander angeordneten Platten, zwischen denen sich die Rotorplatten bewegen. Die beiden Statorn mit ihren Rotoren sind übereinander angebracht. Der obere Stator ist mit der Anode der Schwingröhre und mit dem einen Ende der Selbstinduktion, der untere Stator mit dem Gitter der Schwingröhre und dem anderen Ende der Selbstinduktion verbunden; die Mitte der Selbstinduktion liegt an der Anoden-Spiesspannung. Die Verbindungen der Statorn mit der Anode und dem

Transportkosten sparen

well-verpackt
leicht
stabil
sicher

schnell-verpackt

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE

PIPP

Wenn Radio-Röhren sich bewähren, dann sind's gewiß die



Lorenz-Röhren

Steuergitter der Schwingröhre sind gleichzeitig als Wellenleitung veränderbarer Länge ausgebildet.

Zu diesem Zweck haben die unterste Platte des unteren Stators und die oberste Platte des oberen Stators eine Gestalt, wie sie im Bild 2 wiedergegeben ist. Der rechte halbkreisförmige Arm einer solchen Statorplatte bildet eine Hälfte der veränderbaren Selbstinduktion, der linke halbkreisförmige Arm dagegen den einen Zweig der Wellenleitung. Sowohl die Selbstinduktion als auch die Wellenleitung bestehen also aus je zwei konzentrisch und genau übereinander angeordneten Halbkreisen mit gleich großen Radien. Die übrigen Statorplatten und die Rotorplatten haben die aus Bild 3 ersichtliche Form.

An der Welle des Rotorplattenpaketes ist ein Arm aus Isoliermaterial starr befestigt, der sich also zwangsläufig mit den Rotorplatten dreht (Bild 4). Am äußeren Ende des Isolierarmes ist ein Metallstreifen angebracht, der einen Kurzschlußbügel bildet und sich gegen die Außenkanten der halbkreisförmigen Selbstinduktion oder Wellenleitungsarme sowohl der untersten als auch der obersten Statorplatte legt, so daß er die beiden Selbstinduktions- oder Wellenleitungsarme der untersten und der obersten Statorplatte an der Berührungsstelle kurzschließt.

Bei der Stellung des Isolierarmes nach Bild 4 ist von der Selbstinduktion BA in beiden Statorplatten also nur der Teil BD wirksam. Die Selbstinduktion hat demnach einen Maximalwert, wenn der Winkel θ Null ist und der Isolierarm mit dem Kurzschlußbügel die Stellung A einnimmt (Bild 2 oder 4). Gleichzeitig sind die Rotorplatten ganz eingeschwenkt, so daß auch die Kapazität ihren Höchstwert hat. In der Stellung B, also für $\theta = 180^\circ$, ist die Selbstinduktion vollständig kurzgeschlossen, die Rotorplatten sind ganz ausgeschwenkt. Durch Drehung im Uhrzeigersinn werden also Selbstinduktion und Kapazität gleichzeitig und kontinuierlich von den Höchstwerten bis auf Null vermindert.

Wird nun der Isolierarm mit dem Kurzschlußbügel aus der Stellung B weiter im Uhrzeigersinn in Richtung auf C ($\theta = 342^\circ$) gedreht, dann wirkt er als Kurzschluß für die Wellenleitung B-C, wobei der LC-Kreis nicht mehr wirksam ist und die Schwingfrequenz nur von der Länge der Wellenleitung (also

der Stellung des Kurzschlußbügels zwischen B und C) abhängt, die Frequenz wird um so höher, je mehr sich der Kurzschluß der Stellung C nähert. Solange sich der Arm mit dem Kurzschlußbügel in einer Stellung zwischen B und C befindet und der LC-Kreis frequenzbestimmend ist, hat die Wellenleitung als solche keine Wirkung, sondern dient nur als Verbindungsleitung zwischen Schwingröhre und LC-Kreis. Sie beeinflußt allerdings die Impedanz des LC-Kreises, das macht sich besonders bei höheren Frequenzen bemerkbar.

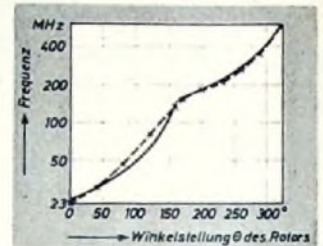


Bild 5. Frequenzgang des Oszillators in Abhängigkeit von der Rotorstellung berechnet (gestrichelt) und gemessen (ausgezogen)

Der gemessene und berechnete Frequenzgang des Breitbandoszillators geht aus Bild 5 hervor. Die Werte gelten für einen Resonanzkreis, bei dem die unterste und die oberste Statorplatte nach Bild 2 einen Außenradius von 95 mm haben. Der Übergang vom LC-Kreis zur Lecherleitung liegt bei $\theta = 171^\circ$. Das ist durch die endliche Breite y des Kurzschlußbügels bedingt und macht sich durch einen Höcker in der Frequenzkurve bemerkbar. Dieser Höcker könnte durch einen entsprechenden Schnitt der Kondensatorplatte beseitigt werden.

(Das, S. N.: Uni-control wide-range oscillator. Electronic & Radio Eng. Bd. 34 (1967) Nr. 10, S. 365)

Eine Frage an strebsame Facharbeiter:

Gehalt | 1960 | 700,-

Lohn | 1957 | 96,50

Wo wollen Sie 1960 stehen?

Durch Weiterbildung in Ihrer Freizeit erlernen Sie ohne Berufsunterbrechung innerhalb von zwei Jahren das theoretische Wissen, das Sie zu einer gehobenen Stellung als Werkmeister, Techniker, Betriebsleiter befähigt. Fassen Sie an der Schwelle des neuen Jahres den guten Vorsatz, sich will weiterkommen! Das interessante Buch **DER WEG AUFWÄRTS** unterrichtet Sie über die von Industrie und Handwerk anerkannten Christiani-Fernlehrgänge Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik, Bautechnik, Mathematik und Stabrechnen. Sie erhalten dieses Buch kostenlos. Schreiben Sie heute noch eine 10 Pfennig Postkarte an das Technische Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani Konstanz Postfach 1857

WIMA

Tropydur

KONDENSATOREN

sind dauerhaft unter tropischen Klimaten. Ihre Tropenbeständigkeit bedeutet erhöhte Sicherheit in gemäßigten Zonen. Sie sind ein ideales Bauelement für Radio- und Fernsehgeräte. **WIMA-Tropydur-Kondensatoren** sind der kommende Kleinkondensatortyp.

WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN
MANNHEIM-NECKARAU
Wattstraße 6-8

FERNSEH-KABELRÖHREN • ELKOS

nach wie vor preiswert!

Röhren Hacker
GROSSVERTRIEB

BERLIN - NEUKÖLLN
Am B- und U-Bahnhof Neukölln
Bilbersteinstraße 5-7, Tel.: 6212
Geschäftszeit: 8-17, sonnabends 8-14 U
Röhrenangebote stets erwünscht!

ENGEL-LOTEN

selbstständig und sofort beschreibbar

3 TYPEN

- 60 Watt
- 100 Watt
- Batteriebetrieb

Verlangen Sie Prospekt

ING. ERICH & FRIEDR. ENGEL G.M.B.H.

J.G.S.

Fernseh- & UKW-Antennen-Transformator

z. B. 4 Element 1 Etage DM 13,10 netto
10 Element 1 Etage DM 29,60 netto
Versand und Verpackung frei

Schutz-Regel- und Vorachilltransformator bis 5 KVA mit und ohne Gehäuse Ferner Transformator 1. Vorachillanlagen u. Radio-Drosseln in Einzel- und Serienanfertigung. Billigst kurzfristig lieferbar. Bitte fordern Sie Preislisten an.

J. G. SCHMIDBAUER
Transformator-Geräte- u. Antennen-Hersteller.
Hebertsfelder/Spannberg (Ndb)

Ihre Berufserfolge

hängen von Ihren Leistungen ab. Je mehr Sie wissen, um so schneller können Sie von schlech bezahlten in bessere Stellungen aufrücken. Viele frühere Schüler haben uns bestätigt, daß sie durch Teilnahme an unseren theoretischen und praktischen

Radio- und Fernseh-Fernkursen

mit Aufgabenkorrektur und Abschlußbestätigung (getrennte Kurse für Anfänger und Fortgeschrittene) bedeutende berufliche Verbesserungen erwirkt haben. Wollen Sie nicht auch dazugehören? Verlangen Sie den kostenlosen Prospekt! Gute Fachleute dieses Gebietes sind sehr gesucht!

FERNUNTERRICHT FÜR RADIOTECHNIK Ing. Heinz Richter
Güntering 3 · Post Hechendorf/Pilsensee/Obb.

GLASIERTE und ZEMENTIERTE WIDERSTÄNDE



Asbestisolierte Leitungen
Litzen, Kabel und Spezialleitungen (auch mit Glas, Silicon und Feuchtigkeitsschutz). Asbest-Heiz- und Widerstandskardeln, Hochohm-kardeln, Glimmerkondensatoren.

Monette-Asbestdraht GmbH.
Zweigniederlassung Marburg (L.), Tel. 27 17

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 36



Ch. Rohloff - Oberwinter bei Bonn
Telefon: Rolandseck 289

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

Radioröhren, Spezialröhren, Sende-
röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht.
Szebehely, Hamburg-Altona, Schlachter-
buden 8, Tel.: 31 23 50

Suchen Restposten Röhren, Fassungen
P 35 usw., Quetscher, Radio-Elektro-
Geräte 110 V, Telefon-Kabel 2-10adrig
TEKA, Weiden/Opf. 12

Rundfunk- und Spezialröhren aller Art
in großen und kleinen Posten werden
laufend angekauft. Dr. Hans Borklin,
München 15, Schillerstr. 18, Tel.: 5 03 40

Wehrmachtsgeräte, Meßgeräte, Röhren.
Restpostenankauf. Atzertradio, Berlin.
Stressemannstr. 100, Ruf: 24 25 26

Radioröhren, Spezialröhren zu kaufen
gesucht. Neumüller & Co. GmbH, Mün-
chen 2, Lenbachplatz 9

Labor-Instr., Kathodengraben, Charlotten-
burger Motoren, Berlin W 35

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

Ultralinear-Übert., 30-20000 Hz, G2-Ge-
genkoppl., 17W M 85 2xEL 84 Raa-8kΩ Ua=
300V S. 5Ω, 15Ω u. 100V Netto 22,50

35W M 102b 2xEL 34 Raa-3,4kΩ Ua-375V
S. 5Ω, 15Ω u. 100V Netto 34,50

Million Übert., Funktechn. Nr. 4/56
20-20000 Hz, 25W M 102b 2xEL 156 Ua=500V
Sek. 15Ω Netto 35,-
Netztrafo u. Drosseln dazu auf Anfrage.



Tratobau LORENZ
Roth b./Mbg.

PICOPen

in der Hosentasche

das komplette Lötbesteck,
6-24 Volt (Akku, Trafo),
universell zum Punktlöten!
Regeltrafo RT 5/7 Volt
Liste PEN 118

LÖTLING WERNER BITTMANN
BERLIN CHARLOTTENBG. 34 24 54

Gernisch



„KLEINE
BERLINER“

ROKA

„EXTRA
KLEINE
BERLINER“



ROKA

„BEROLINA“



ROKA

„O.K.“



ROKA

„PLASTIC-
SCHELLEN“



ROKA

„WANZEN“



ROKA

Praktisches
Installations-
Material



ROBERT KARST
BERLIN SW 29



Röhren für Ela-Anlagen

Das VALVO Programm enthält eine Reihe speziell für Niederfrequenz-Anwendungen entwickelter Röhren, die allen Anforderungen hochqualifizierter Ela-Anlagen gerecht werden und mit denen sich Endstufen und Kraftverstärker in vollendeter Hi-Fi-Technik aufbauen lassen.

EF 86

Eine außerordentlich brummfreie, rauscharme und mikrofonisichere Niederfrequenz-Pentode, welche speziell für hochempfindliche Eingangsstufen in Qualitätsanlagen entwickelt wurde.

EF 83

Eine Niederfrequenz-Regelpentode mit einem niedrigen Klirrfaktor im gesamten Regelbereich. Sie entspricht in ihren übrigen Eigenschaften etwa der EF 86.

ECC 83

Eine Doppeltriode mit großer Mikrofonisicherheit und hoher Verstärkung für Geräte, in denen eine vielseitige Verwendbarkeit der Röhren gefordert wird.

EL 84

Eine wirtschaftliche, hochempfindliche Endpentode in Noval-Ausführung. – Zwei Röhren in Gegentaktschaltung können 17 W Sprechleistung abgeben, bei einem Eingangsspannungsbedarf von 20 V zwischen den beiden Steuergittern.

EL 34

Eine steile 25 W Endpentode für Kraftverstärker. – Mit zwei Röhren in Ultralinear-Gegentaktschaltung kann man bis zu 40 W Ausgangsleistung erzeugen. Für Großanlagen kann man mit zwei Röhren EL 34 in Gegentakt-B-Schaltung 100 W NF-Leistung erhalten.

EZ 81

Eine Zweiweg-Gleichrichterröhre in Noval-Ausführung für eine Stromentnahme von 150 mA bis zu Gleichspannungen von 350 V.

GZ 34

Die moderne Zweiweg-Gleichrichterröhre für größere Anlagen. Sie ist bis zu Gleichspannungen von 600 V bei 160 mA Stromentnahme zu verwenden; bei Gleichspannungen unter 450 V darf die GZ 34 mit 250 mA belastet werden.

111257/177

VALVO

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19