

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

2. JANUARHEFT

2 | 1961 +

mit FT-Sammlung



2. JANUARHEFT 1961

Neue Anschrift der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI

Zum Jahreswechsel verlegte die Fachabteilung ihren Sitz von Köln nach Frankfurt/M. S. 10, Stresemannstraße 21 (Postfach 26074, Fernsprecher 68 28 41, Fernschreiber 4-13394 funkferrn ffm).

4,5 Millionen Fernsehteilnehmer in der Bundesrepublik

Im Dezember 1960 überschritt die Teilnehmerzahl am Fernsehen in der Bundesrepublik die 4,5-Millionen-Grenze. Auf etwa 12 Einwohner entfällt in der Bundesrepublik damit etwa ein Fernsehteilnehmer. Jeder vierte Hörrundfunkteilnehmer ist auch Fernsehteilnehmer. Die größte Fernsehdiende ist im Gebiet des Westdeutschen Rundfunks zu verzeichnen; dort sind von 100 Hörrundfunkteilnehmern etwa 40 auch Fernsehteilnehmer.

1 Million Fernsehteilnehmer in der DDR

Im Dezember 1960 wurde der einmillionste Fernsehteilnehmer in der DDR registriert. Im Durchschnitt kommt also zur Zeit auf etwa 17 Einwohner ein Fernsehteilnehmer.

Siemens-Taschensuper

Der Siemens-Taschensuper „RT 10“ mit UKW, Mittel- und Langwelle - der erste Taschensuper mit den drei Hauptbereichen - ist jetzt in allen Gehäusefarben, wie rot, blau, schwarz oder beige, zügig lieferbar.

Im Radiowerk Berlin der Siemens-Electrogeräte AG lief vor wenigen Wochen der 100 000. Siemens-Taschensuper „T 2“ vom Band. Dieser Taschensuper mit zwei Wellenbereichen (ML) wurde erstmalig vor 1 1/2 Jahren auf der Funkausstellung in Frankfurt/M. gezeigt.

Prüfzertifikat für Verstärker

Die Firma Klein + Hummel ist als erste Verstärkerfirma dazu übergegangen, die von ihr propagierten Leistungs- und Verzerrungsangaben für Verstärker von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig an einem serienmäßigen Verstärker bestätigen zu lassen. Das erste Prüfzertifikat für den Telewatt-Verstärker „VM-40“ ist bereits vor einigen Wochen ausgestellt worden.

Erweiterungen in Telefunken-Werken

Nach einer Bauzeit von sieben Monaten wurde am 16. Dezember 1960 auf einem neuen Erweiterungsbau der Telefunken GmbH auf dem Werkgelände an der Elisabethenstraße in Ulm (Donau) - einem fünfgeschossigen Stockwerkbau mit anschließender zweigeschossiger Shedhalle - der Richtkranz emporgezogen. In dem neuen Gebäude werden später Teile

der Fertigung des jetzt an der Elisabethenstraße untergebrachten Großgerätebaues eingerichtet.

Ende November 1960 fand in Backnang (Württemberg) das Richtfest eines bemerkenswerten Bauvorhabens der Telefunken GmbH statt. In sieben Monaten errichteten 160 Bauarbeiter einen aus drei Bauteilen bestehenden Gebäudekomplex, um eine Produktionserhöhung und eine Personalerweiterung in Entwicklung, Fertigung und Vertrieb der in Backnang entstehenden Trägerfrequenz- und Richtfunkanlagen, Fernmeldekabel und Relaisgeräte zu ermöglichen.

AEG-Taschenleuchte ausgezeichnet

Mit einer Goldmedaille ausgezeichnet wurde auf der 12. Triennale in Mailand die aufladbare AEG-Taschenleuchte mit getrenntem Ladegerät. Die Taschenleuchte, die nur 30 g wiegt, ist die kleinste und leichteste, die sich zur Zeit auf dem Markt befindet.

KT 77, eine neue Beam-Tetrode

Die Firma M-O-Valve (Deutsche Vertretung Alfred Neye, Enatechnik, Darmstadt) hat unter der Bezeichnung KT 77 eine neue Tonfrequenz-Verstärkerröhre herausgebracht. Die Beam-Tetrode KT 77 füllt die bisher vorhandene Lücke zwischen den bekannten und bewährten Typen KT 66 und KT 88. Sie ist nach denselben Konstruktionsprinzipien aufgebaut wie diese Röhren; ihre kleinen Abmessungen werden für viele Anwendungen vorteilhaft sein. In einer ultraliniaren Gegentakt-Endstufe mit KT 77 und fester Vorspannung können 70 W Ausgangsleistung bei einer Verzerrung von 1% erreicht werden. Die Röhre KT 77 eignet sich auch gut als Serien-Stabilisierungsröhre.

Wetterradar für deutsche Flughäfen

In Westdeutschland errichtet Telefunken zur Zeit ein Netz von Wetterradaranlagen. System „Decca“, die für den deutschen Wetterdienst bestimmt sind. Die erste Anlage wurde vor zwei Jahren in Schleswig aufgestellt. Weitere vier Anlagen werden gegenwärtig auf den Flughäfen Frankfurt/M., München, Hamburg und Hannover für den Flugwetterdienst montiert.

Ela-Anlagen von Telefunken

Im ersten Halbjahr 1960 konnte Telefunken annähernd 250 stationäre und für den mobilen Einsatz bestimmte Ela-Anlagen an deutsche und ausländische Auftraggeber liefern.

Eine Lieferstatistik der seit 1948 von der Telefunken GmbH für das In- und Ausland entwickelten und herge-

stellten Ela-Anlagen umfaßt rund 1500 verschiedene elektroakustische Einrichtungen und Ausrüstungen für die Verwendung in Gebäuden und unter freiem Himmel. Das Unternehmen war in dieser Zeit an der Ausstattung zahlreicher deutscher und ausländischer Rundfunk- und Schallplattenstudios beteiligt.

Kfz-Entstörung im Ausland

In Frankreich müssen seit Mitte Oktober 1960 sämtliche Motorfahrzeuge im Interesse ungestörten Rundfunk- und Fernsehempfangs UKW- und fernsehtörfrei sein. Für nicht entstörrte Kraftfahrzeuge sind Verwaltungsstrafen angedroht. Eine ähnliche Regelung soll ab Mitte 1961 auch für Belgien gelten. Die entsprechenden gesetzlichen Bestimmungen wurden bereits erlassen.

Aus der Amateur-Arbeit

Deutschlandtreffen des DARC

Das alle zwei Jahre stattfindende Deutschlandtreffen des Deutschen Amateur-Radio-Club e. V. (DARC) steigt in der Zeit vom 19.-22. 5. 1961 in Dortmund. Neben Vorträgen und Tagungen werden unter anderem eine große Mobilfuchsjagd und eine Sternfahrt veranstaltet. Ferner findet gleichzeitig eine auf den Amateurbedarf abgestimmte Ausstellung der Geräte- und Einzelteile-Industrie sowie der einschlägigen Handelsfirmen statt. Firmen, die an dieser Ausstellung interessiert sind, können nähere Einzelheiten vom Tagungsbüro in Dortmund, Borsigstraße 68, erfahren.

Norddeutsches

UKW-Treffen des DARC

In Hannover-Wülfel findet am 8. und 9. 4. 1961 (Beginn 8. 4. 1961, 16 Uhr) ein vom District Niedersachsen des DARC veranstaltetes norddeutsches UKW-Treffen statt. Die Veranstaltung wird durch eine Sternfahrt auf 80 m und 2 m eingeleitet; bei dieser Sternfahrt werden Punkte zur Erreichung der Mobilplakette ausgegeben (Anschrift der Tagungsleitung: Bissendorf/Han., Am Mühlenberg).

Nachrichtensatellit für Amateurfunk

Im Jahre 1961 plant man in den USA, einen Satelliten zu starten, der auf der Frequenz 144 MHz mit einer Leistung von 20 mW arbeiten soll. „Oscar I“ (Orbital Satellite Carrying Amateur Radio, Abmessungen 9 x 15 cm, Gewicht etwa 1 kg) soll durch zahlreiche Amateurbeobachtungen in aller Welt der Wissenschaft neue Erkenntnisse erschließen. Ein weiterer Amateurfunk-Satellit „Oscar II“ soll als Umsetzer arbeiten. Er empfängt auf 52 MHz und sendet mit 50 mW auf 144 MHz.

FT-Kurznachrichten	34
UHF-Nachrüstung von Fernsehempfängern	37
Ein Tonbandverstärker mit Transistoren	41
Moderne Transistoren-Fertigung	45
FT-SAMMLUNG	
Schaltungstechnik	
Halbleiter-Dioden · Wirkungsweise und Schaltungstechnik ⑨	47
Mathematik	
Einführung in die Laplace-Transformation ②	49
Für den KW-Amateur	
Das Verhalten von HF-Eingangsstufen ...	51
Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter	53
Welche Batterien wählt man für Transistorgeräte	54
Ausbau des Antennenmeßplatzes bei Rohde & Schwarz	55
Magnetron-Kurznachrichten	55
Persönliches	55
Geräuschmühle für Tonbandaufnahmen ...	56
Für den jungen Techniker	
Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen	58
Schallplatten für den Hi-Fi-Freund	60
FT-Zeitschriftendienst	
Abstimmbarer HF-Oszillator mit Transistoren	61

Unser Titelbild: Dreiteiliger Einschmelzautomat zum elektrischen Verschmelzen von Glaskolben und Whisker-Durchführung bei Silizium-Subminiaturdioden; gut sichtbar sind die Stromversorgung für die Heizspiralen, die Zeitschalter und die Kennlinienkontrolle mittels Kennlinienschreibers.

Werkaufnahme: telefunkenbild

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Neubauer, Kuch, Schmohl, Straube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 35, 36, 57, 59, 63 und 64 ohne redaktionellen Teil

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbardamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählferndienst 0311). Telegrammenschlüssel: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Cheffotokorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Cheffotografen: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 10 Pf berechnet. Die FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich; sie darf nicht in Leerkreis aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Elsnerdruck, Berlin



MAGNETOPHONBAND BASF- oberflächenvergütet

Die **spiegelglatte** Oberfläche garantiert einen besonders innigen Kontakt zwischen Band und Tonkopf. Das bedeutet einen entscheidenden Fortschritt – vor allem für die Vierspurtechnik: größte Reinheit des Tons, noch bessere Wiedergabe hoher Frequenzen, äußerste Schonung der Magnetköpfe.

Die bekannten Eigenschaften von MAGNETOPHONBAND BASF – magnetisch stabil, volldynamisch, kopierfest – bleiben selbstverständlich unverändert.

Eine weitere Neuerung: Jedes MAGNETOPHONBAND BASF ist doppelt verpackt. Innerhalb der bekannten roten Schwenkkassette wird das Band durch eine zugeschweißte Kunststoffhülle vor Staub und Schmutz geschützt – für Vierspurtechnik außerordentlich wichtig. Die verschlossene Hülle ist eine Garantie für einwandfreie, nicht vorbenutzte Bänder.

Magnetophonband

Band der unbegrenzten Möglichkeiten

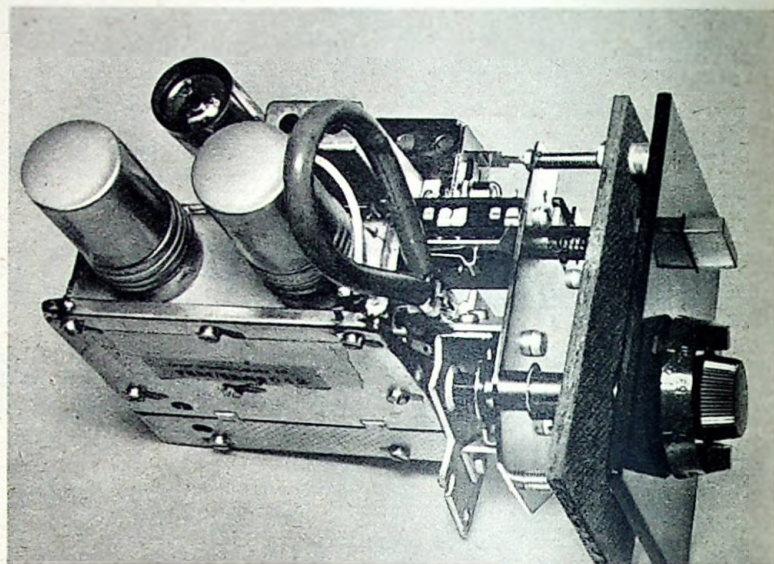
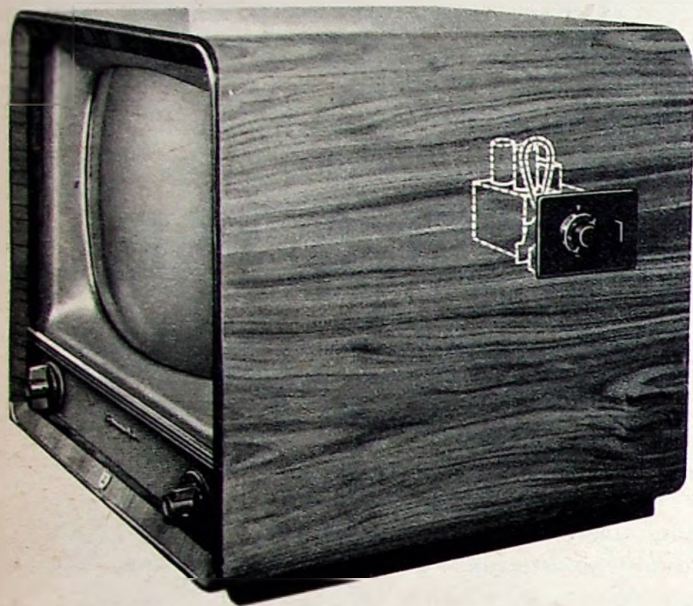
Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessenvertretungen und der sonstigen Berechtigten, z. B. GEMA, Bühnenverlage, Verleger, Hersteller von Schallplatten usw., gestattet.



oberflächenvergütet	– spiegelglatte Magnetschicht
magnetisch stabil	– kein Aufnahmeschwund
kopierfest	– echofrei
volldynamisch	– naturgetreuer Klang

Grundig Universal-Einbauteil für UHF

7 Vorteile für den Fachhandel



- 1 Das Einbauteil paßt in FS-Geräte mit 38,9 MHz Bild-Zwischenfrequenz
- 2 Verwendungsmöglichkeit bei Geräten aller Fabrikate
- 3 Leichter, schneller und funktionssicherer Einbau ohne Meßgeräte
- 4 Zusätzliche Verstärkerstufe - einfache Ankopplung - eigener Heiztrafo
- 5 Wesentliche Erleichterung der Lagerhaltung für die Werkstatt
- 6 Lieferbar sofort: damit rechtzeitige Einbaumöglichkeit in die Geräte Ihres Kundenstammes
- 7 Ein sensationeller Preis: **DM 99.50**

GRUNDIG

Empfehlen Sie Ihren Kunden die baldige Ergänzung der Fernsehgeräte durch das GRUNDIG Universal-Einbauteil, damit Ihre Werkstatt entlastet ist, wenn bei Aufnahme des zweiten, bzw. dritten Programmes der große Ansturm einsetzt.



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



UHF-Nachrüstung von Fernsehempfängern

Die nach Erlass der einstweiligen Anordnung vom 17. Dezember 1960 für Ende Februar angekündigte endgültige Entscheidung des Bundesgerichtshofs über das zweite und weitere Fernsehprogramm hat den Start dieser Programme zumindest bis auf März 1961, möglicherweise aber auch noch bis auf einen späteren Zeitpunkt verschoben. Industrie und Fachhandel haben damit zwei Monate Zeit gewonnen, um die technische Erweiterung vorhandener Fernsehempfänger auf den UHF-Bereich und die Errichtung der in fast jedem Falle notwendigen UHF-Antennen in etwas mehr Ruhe durchführen zu können, als man es noch vor einiger Zeit erwartet hatte. Der von vielen befürchtete Termindruck wird sich also weniger unangenehm bemerkbar machen. Diese Atempause sollte deshalb dazu benutzt werden, sich mit der neuen UHF-Technik und den verschiedenartigen UHF-Nachrüstungen der einzelnen Empfängertypen eingehend vertraut zu machen. Dazu soll dieser Beitrag dienen, der die verschiedenartigen technischen Lösungen der UHF-Umrüstung behandelt. Für den Fachhandel hat der Verlag der FUNK-TECHNIK darüber hinaus noch die Broschüre „UHF-Nachrüstsätze und VHF-Umbausätze“ herausgegeben, die eine übersichtliche Zusammenstellung der für die einzelnen Fernsehempfängertypen notwendigen UHF-Nachrüstsätze enthält sowie der VHF-Umbausätze für solche Empfänger, die noch nicht den Störstrahlungsbedingungen der Post entsprechen. Zusätzlich enthält diese Broschüre auch noch Angaben über UHF-Konverter, die insbesondere für ältere Fernsehempfänger, die noch nicht UHF-vorbereitet sind, zu empfehlen sind.

Zum Empfang eines Senders im Band IV dient der zusätzlich im Fernsehempfänger eingebaute UHF-Tuner. Er hat die Aufgabe, die den gesonderten UHF-Antennenbuchsen zugeführte UHF-Empfangsspannung zu verstärken und durch Überlagerung der Empfangsfrequenz mit einer Oszillatorfrequenz auf die genormte Zwischenfrequenz (38,9 MHz) umzusetzen. Die Amplitude dieser ZF-Spannung muß hoch genug sein, um den bereits vorhandene ZF-Verstärker des Empfängers auszusteuern. Das Abstimmorgan des einzubauenden UHF-Tuners soll sich gut bedienen lassen und eine einwandfreie Einstellung ermöglichen. Die Einstellung des gewünschten Kanals muß ferner nach einer Skala möglich sein.

Der UHF-Tuner einschließlich aller für die Nachrüstung eines bestimmten Empfängers notwendigen Zubehörteile (Getriebe, Achsen, Seilzüge, Einbauwinkel, Blenden, Schrauben, elektrische Bauteile, UHF-Antennenbuchsenplatte, zusätzliche Leitungen oder dergleichen) wird als UHF-Nachrüstsatz bezeichnet.

Für die Werkstätten des Handels, die im allgemeinen den nachträglichen Einbau der UHF-Tuner vornehmen, wäre als ideale Lösung erwünscht:

- 1) Wenige Einbausätze, das heißt Einbausätze, die für möglichst viele Empfängertypen verwendbar sind;
- 2) Einbausätze, die aus möglichst wenigen Teilen bestehen;
- 3) mechanisch leichte Montage des Tuners und aller Einbauteile;
- 4) elektrisch einfache Einfügung des UHF-Tuners in die Gesamtschaltung des Fernsehempfängers mit keinen oder möglichst wenigen Lötverbindungen;
- 5) kein Nachabgleich des umgerüsteten Empfängers;
- 6) übersichtliche, leichtverständliche Einbauanweisungen.

Die räumliche Einfügung des UHF-Tuners in den Empfänger hängt stets von dem zur Verfügung stehenden Platz ab. Der UHF-Tuner wird dabei möglichst in der Nähe des VHF-Tuners untergebracht, um die Verdrahtung nicht unnötig zu erschweren.

Die jetzt von den Empfängerherstellern angebotenen UHF-Nachrüstsätze sind in erster Linie auf Empfänger der letzten drei Jahre abgestimmt, die UHF-vorbereitet sind. Die Art und der Umfang der UHF-Vorbereitung sind bei den einzelnen Fabrikaten recht unterschiedlich. Es gibt Empfänger, die kaum mehr als eine zusätzliche UHF-Taste für die VHF/UHF-Umschaltung enthalten, und andere – insbesondere aus der diesjährigen Saison –, die wirklich weitgehend auf die Nachrüstung „vorbereitet“ sind. Damit ist aber noch keineswegs gesagt, daß die Nachrüstung eines in manchen Punkten gut UHF-vorbereiteten Empfängers immer in kürzerer Zeit als die Nachrüstung eines weniger umfangreich vorbereiteten durchzuführen ist. So erfordert beispielsweise allein schon die Montage der Mittel zur mechanischen Übertragung der Abstimmstellung des UHF-Tuners auf eine lineare UHF-Skala bei manchen Empfängern einen erheblichen Zeitaufwand.

In vielen Fällen sind zur Vorbereitung der örtlichen Montage noch Holzarbeiten am Gehäuse notwendig (Ausschnitte, Löcher, Klotzzwischenlagen), die stets zeitraubend sind. Die Ergänzung der Einbauanleitung durch bis jetzt meist noch fehlende Bohr- oder Anreißschablonen wäre für diese, dem Rundfunkmechaniker etwas ungewohnte Arbeit immer eine wertvolle Hilfe.

Die Schwierigkeitsgrade bei der „Demontage“ der nachzurüstenden Empfänger erstrecken sich bei den verschiedenen Typen vom einfachen Abnehmen der Rückwand des Empfängers bis zum Herausnehmen des Chassis und Öffnen des VHF-Tuners.

Ebenso ist es mit den elektrischen Verbindungen. Es gibt einige Empfänger, bei denen es zur Erledigung aller notwendigen Eingriffe fast genügt, einen am UHF-Tuner angebrachten Stecker in eine im Empfänger vorhandene Fassung zu stecken, während bei anderen die Herstellung einer Reihe von Lötverbindungen erforderlich ist, manchmal sogar die zusätzliche Einfügung einzelner Bauelemente (ganz abgesehen vom UHF-Tuner selbst) in die Schaltung des Empfängers.

Wenn die notwendigen elektrischen Stützpunkte bei der UHF-Vorbereitung der Empfänger geschickt zugänglich gemacht wurden, dann scheint (zumindest bei vielen Empfängern mit Horizontalchassis) die Anbringung des UHF-Tuners an einer inneren Seitenwand des Empfängers oder auf dem Chassis in unmittelbarer Nähe der Seitenwand und eine direkte Durchführung der Antriebsachse des UHF-Tuners mit unter dem Einstellknopf angebrachter Skalenscheibe zwar keineswegs die eleganteste, aber eine den Werkstatt-Techniker im Hinblick auf den Zeitaufwand noch zufriedenstellende, einfache Lösung zu sein. Antriebs-Hohlachsen beispielsweise, die auf die Achse des VHF-Tuners geschoben werden müssen und über Kegelräder oder Seiltriebe und Umlenkrollen auf das Abstimmorgan des UHF-Tuners wirken, komplizieren stets die Nachrüstung.

Keineswegs alle Empfänger früherer Jahrgänge, für die es Nachrüstsätze gibt, enthalten bereits UHF-Antennenbuchsen. Hier und da müssen solche Buchsen oder Buchsenplatten, an die über Trennkondensatoren der Eingang des UHF-Tuners anzuschließen ist, noch zusätzlich eingesetzt werden.

Eine allgemeingültige Angabe des für die Nachrüstung erforderlichen Zeitbedarfs läßt sich aus all diesen Gründen nicht machen. Die notwendige Zeit schwankt bei den einzelnen Empfängertypen zwischen im allergünstigsten Fall etwa 10 Minuten bis zu einer Stunde oder sogar mehreren Stunden.

Gewiß reicht es für den, der die Nachrüstung vorzunehmen hat, vielfach aus, wenn in der mit dem Nachrüstsatz gelieferten Ein-

bauanweisung nach Art eines Kochbuches gesagt wird: „Man nehme...“. Der Werkstatt-Techniker möchte jedoch mit kurzem Blick auch die jeweils angewandte Schaltungstechnik übersehen. Wenn man das will, muß man bei vielen Firmen aber das große, in anderen Service-Unterlagen enthaltene Gesamtschaltbild zu Hilfe nehmen, ohne selbst dann immer restlose Aufklärung zu finden. Einige entsprechende Hinweise in den UHF-Einbauanleitungen könnten keineswegs schaden. Vorbildlich sind in dieser Hinsicht nur wenige Einbauanleitungen.

Die zahlreichen Empfängertypen mit unterschiedlichem Aufbau bedingen viele, in ihrer Ausführung ebenfalls unterschiedliche UHF-Nachrüstätze; an beiden herrscht wirklich kein Mangel. Dem Ideal des Werkstatt-Technikers nahekommende UHF-Nachrüstätze für Empfänger, die nicht gerade aus dem letzten Baujahr stammen, sind selten.

Die UHF-Nachrüstung wird die Werkstätten des Fachhandels noch lange beschäftigen. Der Ansturm der Kunden wird jedoch voraussichtlich nicht so schnell einsetzen, wie man es zeitweise befürchtete. Eine nicht so stürmische Einarbeitungszeit kann aber dem Handel nur recht sein.

Die Schaltungstechnik der UHF-Nachrüstung

Als Grundbausteine aller von den Fernsehempfänger bauenden Firmen entwickelten UHF-Nachrüstätze dienen UHF-Tuner mit Koaxialleiter-Schwingkreisen (abgewandelte Topfkreise) und kontinuierlicher Kapazitätsabstimmung¹⁾.

Solche Tuner wurden bisher nur von NSF, Philips und Valvo und werden neuerdings auch von Schaub-Lorenz und Nordmende hergestellt. Die Kammerwände dieser sehr störstrahlungsarmen Tuner sind teilweise Bestandteile der Schaltung. Die in den Tunern verwendeten zwei Röhren (2 x PC 86) sind durchweg auf der Oberseite des schmalen Gehäuses unter Abschirmhauben untergebracht. Der Antenneneingang ist für 240 Ohm symm. ausgelegt, wobei die Anpassung an den Tunereingang durch eine außen an einer Schmalseite des Tunergehäuses befestigte 1/2-Anpaßschleife (Umwegleitung) oder durch eine im Innern des Tuners in der Vorkammer befindliche Umwegspule erfolgt. Die Antriebsachse des Dreifachdrehkondensators ragt an einer Schmalseite des Tuners heraus; dort lassen sich auch die bei den einzelnen Nachrüstätzen sehr unterschiedlichen Antriebsorgane ansetzen.

Das Innere des UHF-Tuners ist für den Service-Techniker „tabu“. So heißt es unter anderem in nachstehender oder ähnlicher Art in verschiedenen Einbauanweisungen: „Der UHF-Tuner ist fertig abgeglichen, jede Änderung bringt Verstimmungen mit sich. Bei eventuell auftretenden Fehlern ist der komplette UHF-Tuner an die nächstgelegene Kundendienststelle oder an das Werk einzusenden. Das Auswechseln von Röhren ist zwecklos, weil diese in den UHF-Tuner eingeeicht sind. Die Garantie erlischt, wenn die Lacksicherungen an den Röhrenkappen, Trimmern und Schrauben verletzt sind oder sonst zu erkennen ist, daß der UHF-Tuner geöffnet wurde.“

Sofern der Nachrüstatz nicht fertig verdrahtet geliefert wird, sind die notwendigen Verbindungen des UHF-Tuners mit

dem Empfänger an die in den Einbauanweisungen näher bezeichneten Anschlußpunkte des Tuners anzulöten. Diese Anschlußpunkte liegen bei den einzelnen Tuner-Ausführungen an verschiedenen Stellen des Gehäuses.

Sieht man von der in einigen Tuner-Ausführungen vorhandenen Automatikleitung für die automatische UHF-Feinabstimmung (mit Hilfe von Kapazitätsdioden oder mittels magnetischer Feinabstimmung) ab, dann sind laut vereinfachtem Schema nach Bild 1 die Anschlußpunkte

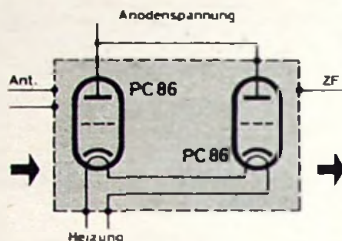


Bild 1. Vereinfachtes Schema der Anschlüsse für die Betriebs- und die UHF-Spannungen am UHF-Tuner

für die Betriebsspannungen (Heizung und Anodenspannung der Röhren) aus dem Tuner herausgeführt, ferner Anschlußpunkte für die UHF-Spannung (Antenneneingang) und für die im Tuner umgesetzte UHF-Spannung (ZF-Ausgang). Diese Anschlüsse sind stets in die Gesamtschaltung des Empfängers einzuschleusen.

Betriebsspannungen

Heizspannung

Für die Einfügung der Röhren des UHF-Tuners in den Heizstromkreis muß der Gesamtheizstromkreis des Empfängers aufgetrennt werden. Im Bild 2a ist dies

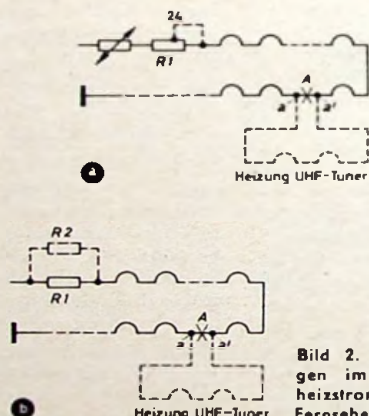


Bild 2. Änderungen im Gesamtheizstromkreis des Fernsehempfängers

an Stelle A angedeutet, und zwar erfolgt die Auftrennung zweckmäßigerweise an vorbereiteten Anschlüssen a, a' vor den Heizfäden für den VHF-Tuner. Außerdem ist der gemeinsame Vorwiderstand des Gesamtheizstromkreises um den Widerstandswert (≈ 24 Ohm) der Heizfäden der UHF-Röhren zu verringern. Hierzu schließt man einen Widerstand oder einen Teil des schon mit einem entsprechenden Abgriff versehenen Vorwiderstandes $R1$ nach Bild 2a kurz oder verringert nach Bild 2b den Vorwiderstand durch Parallelschalten eines entsprechend bemessenen Parallelwiderstandes $R2$. Die Lösung nach Bild 2a ist einfacher und wird deshalb beim größten Teil der Nachrüstätze angewandt. Der UHF-Tuner bleibt, wenn er einmal angeschlossen wurde, stets im Heizkreis, um auch beim VHF-Empfang die sofortige Einsatzbereitschaft des UHF-Teiles sicherzustellen.

Anodenspannung

Anders ist es mit der Anodenspannung; sie wird meistens nach Bild 3a bei VHF- oder UHF-Empfang nur auf den jeweils benötigten Tuner umgeschaltet. In den Fällen, in denen auch beim UHF-Empfang ein Teil des VHF-Tuners mitbenutzt wird, beschränkt sich die Abschaltung der Anodenspannung des VHF-Tuners dabei auf den etwa nicht benötigten VHF-Oszillatorteil.

Der zur Anpassung der Anodenspannung des UHF-Teiles erforderliche Vorwiderstand $R2$ liegt den Bausätzen oft lose bei und muß ebenfalls eingefügt werden. In den Bildern 3b und 3c sind noch Widerstände $R3$ beziehungsweise $R3$ und $R4$

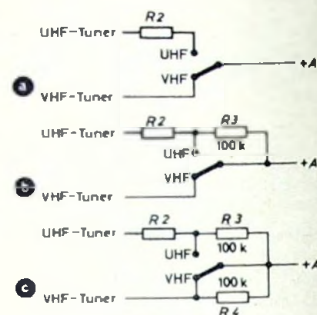


Bild 3. Umschalten der Anodenspannung (a) und Zwischenschalten (b und c) von Widerständen zur Herabsetzung der Anodenspannung für die Röhren des jeweils nicht benötigten UHF- oder VHF-Tuners

eingezeichnet, die (mit Ausnahmen) nicht mit den Nachrüstätzen mitgeliefert werden, sondern nur bei einigen Firmen in der Grundschaltung von UHF-vorbereiteten Empfängern vorhanden sind. Sie haben die Aufgabe, bei der Umschaltung die Anodenspannung vom UHF-Tuner oder vom VHF-Tuner nicht ganz abzuschalten, sondern nur so weit herabzusetzen, daß auch im „abgeschalteten“ Zustand in den Röhren der Tuner noch ein geringer Anodenstrom fließt. Dadurch will man der Gefahr einer sogenannten Zwischenschichtbildung an den Kathoden von geheizten Röhren, die ohne Anodenspannung gefahren werden, begegnen. Eine solche Zwischenschichtbildung kann die Röhren unbrauchbar machen.

UHF-Spannungen

UHF - Antenneneingang

Die Anpaß- und Symmetrierschleife des UHF-Tuners (oder – bei Tunerausführungen mit im Innern des Tuners untergebrachter Umwegspule – die nach außen führenden Anschlußpunkte) werden gemäß Bild 4 über ein Stück Bandleitung unter Zwischenschaltung von Berührungsschutzkondensatoren $C1$ und $C2$ durch Verlöten mit den UHF-Antennenbuchsen des Empfängers verbunden. Stecker an der bereits am UHF-Tuner angebrachten Bandleitung (wie beispielsweise in den Telefunken-Empfängern „FE 23“ und „FE 25“) sind selten.

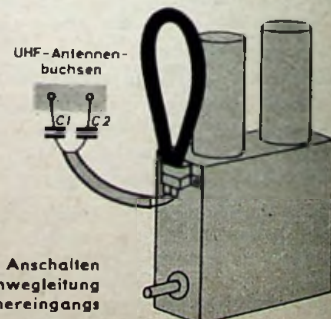


Bild 4. Anschalten der Umwegleitung des Tunereingangs

¹⁾ Der von Grundig hergestellte „UHF-Tuner 15“ mit Induktivitätsabstimmung wird im allgemeinen für Nachrüstätze nicht verwendet.

Nachrüstätze für Empfänger ohne UHF-Antennenbuchsen enthalten zusätzlich eine gesonderte kleine UHF-Antennenplatte, die in der Nachbarschaft der VHF-Antennenplatte zu montieren ist. Hier und da findet man auch Sonderlösungen; so benutzt Kaiser in einem Nachrüstatz als UHF-Antennenbuchsen die Buchsen der letzten Stufe des dem VHF-Eingang von Kaiser-Empfängern vorgeschalteten Antennenabschwächers.

UHF-ZF-Ausgang

Der im UHF-Tuner auf die genormte Zwischenfrequenz von 38,9 MHz umgesetzte Träger ist vom ZF-Ausgang des UHF-Tuners dem ZF-Verstärker des Fernsehempfängers so zuzuleiten, daß sich der Ausgang des VHF-Tuners (VHF-ZF) und der Ausgang des UHF-Tuners (UHF-ZF) nicht gegenseitig beeinflussen. Bei vielen Nachrüstätzen erfolgt dies deshalb über Umschaltkontakte, mit deren Hilfe entweder nur die UHF-ZF oder nur die VHF-ZF an den Eingang des ZF-Verstärkers gelegt wird (Bild 5). Der Vorteil die-

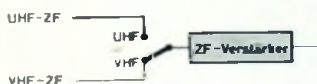


Bild 5. Einspeisung der UHF-ZF oder der VHF-ZF auf den ZF-Verstärker mittels Umschalters

ser Anordnung besteht in der Einfachheit. Allerdings müssen bei der Nachrüstung mancher Fernsehempfängertypen UHF-Tunerausgang und ZF-Verstärkereingang noch aneinander angepaßt werden, und zwar durch Auswechseln einiger Bauelemente oder etwa durch Zwischenschalten einer bestückten Anschlußplatte. Da bei diesem Verfahren der ZF-Ausgang des UHF-Tuners den Primärkreis des ersten ZF-Bandfilters bildet, ist ein Nachabgleich des nachgerüsteten Empfängers auf die erforderliche ZF-Durchlaßkurve außerdem gewöhnlich unerlässlich.

Die ZF-Umschaltung läßt sich vermeiden, wenn im UHF-vorbereiteten Empfänger der Eingang des ZF-Verstärkers ein Brückenmischfilter enthält, wie es beispielsweise im Bild 6 angedeutet ist. Die

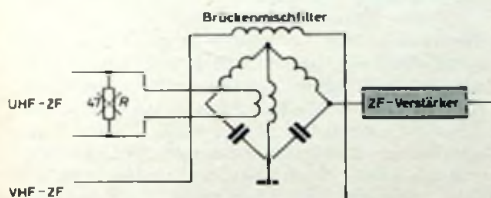


Bild 6. Einkopplung der UHF-ZF auf den ZF-Verstärker über ein Brückenmischfilter

UHF-ZF und die VHF-ZF werden dabei jeweils in eine andere Diagonale der Brücke eingespeist, so daß sie gegenseitig entkoppelt sind. Allerdings ist hierbei ein Verstärkungsverlust mit in Kauf zu nehmen, da am Eingang des ZF-Verstärkers nur eine Teilspannung des Brückenzweiges anliegt. Bei so UHF-vorbereiteten Empfängern ist kein Nachabgleich des nachgerüsteten Empfängers erforderlich, wenn beispielsweise die Einkoppelspule für die UHF-ZF mit einem Widerstand R abgeschlossen ist (Graetz), der bei der UHF-Nachrüstung entfernt wird.

Der bei einer solchen Brückenschaltung auftretende Verstärkungsverlust kann durch eine zusätzliche ZF-Verstärkung ausgeglichen werden. Hierzu lassen sich auch die Röhren (vorzugsweise die Mischröhre) des bei UHF-Empfang nicht be-

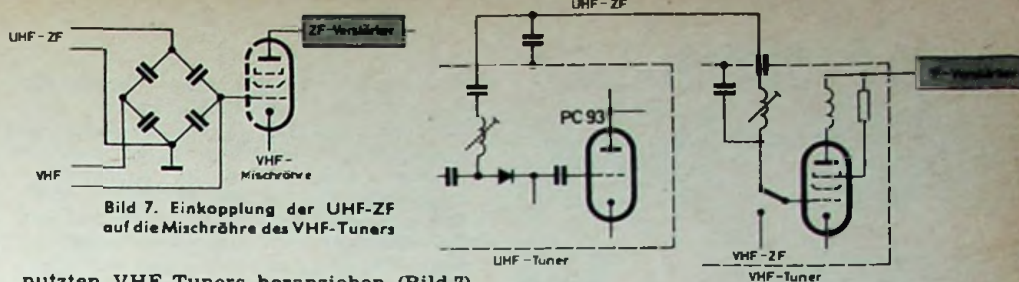


Bild 7. Einkopplung der UHF-ZF auf die Mischröhre des VHF-Tuners

nutzten VHF-Tuners heranziehen (Bild 7). Durch zusätzliche Glieder (ZF-Leitkreise oder dergleichen) in der vom UHF-Tuner kommenden ZF-Leitung wird dabei der Eingang auf das Gitter der VHF-Mischröhre zu einer Art Brückenschaltung ergänzt. Die Einkopplung auf die Mischröhre erfolgt entweder über einen herausgeführten Testpunkt des VHF-Tuners oder über Segmente des VHF-Kanalschalters in Stellung 12. Bei einigen Nachrüstätzen (AEG, Telefunken) wird dabei auch die VHF-Vorröhre zur aperiodischen Vorverstärkung der UHF-ZF und als Trennröhre mit hinzugezogen. Auch bei diesen Methoden ist weder eine Umschaltung der ZF noch ein Nachabgleich des nachgerüsteten Empfängers notwendig. Das gilt nicht für eventuelle UHF-Nachrüstungen mit dem neuen „UHF-Tuner 15“ von Grundig, bei der ebenfalls die Mischröhre des VHF-Tuners zur ZF-Vorverstärkung dient. Vor dem Gitter der Mischröhre ist jedoch ein VHF/UHF-Umschalter angeordnet. Nach Bild 8 wird die UHF-ZF über einen zusätzlichen ZF-Kreis auf das Gitter der Mischröhre gegeben. Der ZF-Kreis im UHF-Tuner bildet dann mit dem zusätzlichen ZF-Kreis im VHF-Tuner ein breitbandiges ZF-Filter.

Noch einen Schritt weiter geht Grundig mit dem (neben anderen vorhandenen Nachrüstätzen) kürzlich entwickelten „UHF-Universal-Einbauteil“. Gemäß der Prinzipskizze Bild 9 wird bei diesem Nachrüstatz die UHF-ZF über einen an Stelle des Abschirmbechers über die Mischröhre des VHF-Tuners geschobenen Aufblasebecher kapazitiv eingekoppelt. Die UHF-ZF muß allerdings noch vorher zusätzlich in einer ZF-Verstärkerstufe verstärkt werden.

VHF/UHF-Umschaltung

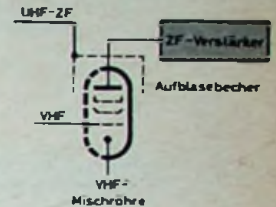
Sieht man wiederum von der bei einigen Empfängern notwendigen Umschaltung der Automatikspannung für die selbsttätige Feinabstimmung ab, dann sind gemäß vorstehenden Erläuterungen beim Betrieb des Empfängers also entweder Anodenspannung und VHF/UHF-ZF oder es ist nur die Anodenspannung umzuschalten. Im ersten, bei den Nachrüstätzen anscheinend überwiegenden Fall benutzt man hierzu beispielsweise eine mehrpolige Umschalttaste (Bild 10), die meistens im Drucktastensatz des UHF-vorbereiteten Empfängers vorhanden ist. Bei einigen Nachrüstätzen wird die Umschalttaste jedoch erst mitgeliefert.

Der doppelpolige Umschalter ist aber auch aufgelöst anzutreffen, und zwar wird beispielsweise mit dem Tastenumschalter direkt nur die Anodenspannung geschaltet und über einen zusätzlichen Bowdenzug (Bild 11) bei der Betätigung der Drucktaste ein besonderer ZF-Umschalter, der elektrisch günstiger am Eingang des ZF-Verstärkers untergebracht ist.

Als weitere kombinierte Anordnung ist (zum Beispiel bei einigen Nachrüstätzen von Siemens) die Zwischenschaltung eines Umschaltrelais anzutreffen (Bild 12), das ebenfalls an der elektrisch günstigsten Stelle im Empfänger montiert werden kann. Durch die VHF/UHF-Taste erfolgt dann nur die Relaisauslösung.

Bild 8 (oben). UHF-ZF-Einkopplung auf die Mischröhre des VHF-Tuners bei Verwendung des „UHF-Tuners 15“

Bild 9. Kapazitive Einkopplung der UHF-ZF auf die Mischröhre des VHF-Tuners mit Hilfe eines Aufblasebechers



Bei Empfängern mit motorisch angetriebener VHF-Kanalwahl hat man verschiedentlich die VHF/UHF-Umschaltung mit in die motorische Wahl einbezogen. So sitzt beispielsweise auf der Achse des VHF-Kanalschalters ein Nocken, der bei Schalterstellung 12 des VHF-Tuners einen VHF/UHF-Umschalter betätigt.

Bei Nachrüstätzen mit UHF-ZF-Einspeisung über Brückenmischfilter in den ZF-Verstärker oder bei Benutzung von Röhren des VHF-Tuners zur Trennung der Ausgänge beider Tuner und zur zusätzlichen UHF-ZF-Verstärkung ist die Frage der nur noch umzuschaltenden Anodenspannung nicht kritisch. Es genügt dann ein einfacher einpoliger Umschalter, der entweder im UHF-vorbereiteten Empfän-

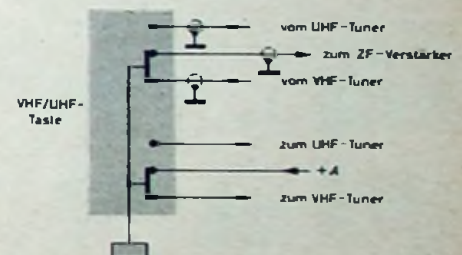


Bild 10. Schematische Skizze der Anodenspannungs- und ZF-Umschaltung mittels VHF/UHF-Taste

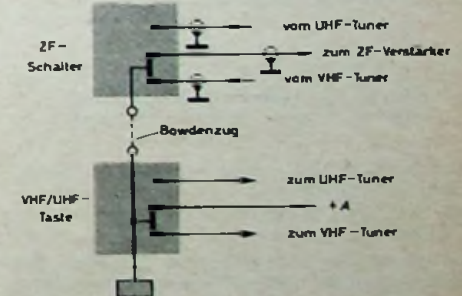


Bild 11. Über Bowdenzug betätigter Umschalter für die ZF-Umschaltung

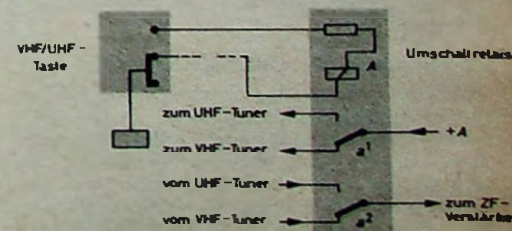


Bild 12. Umschaltung der Anodenspannung und der ZF über ein Umschaltrelais

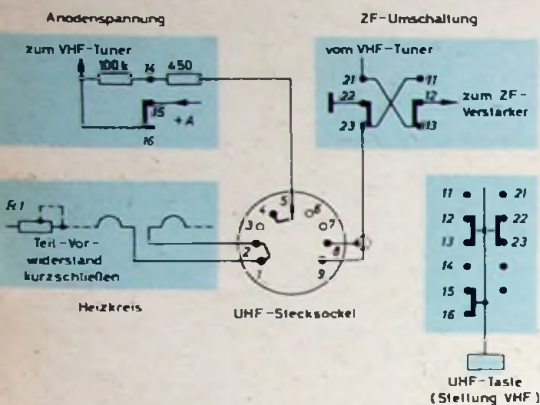


Bild 13. Vereinfachung der elektrischen Einschaltung des UHF-Tuners in den Fernsehempfänger mit Hilfe eines UHF-Stecksockels (Loewe Opta)

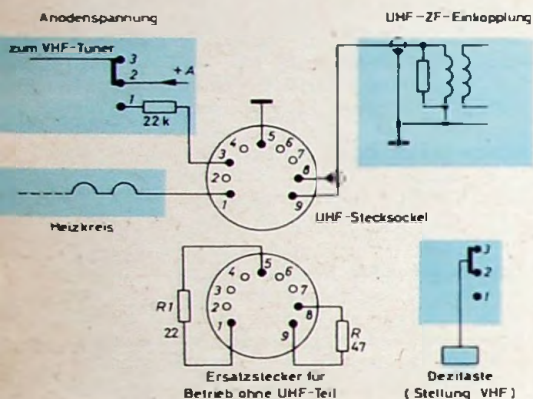


Bild 14. UHF-Stecksockel in Graetz-Geräten

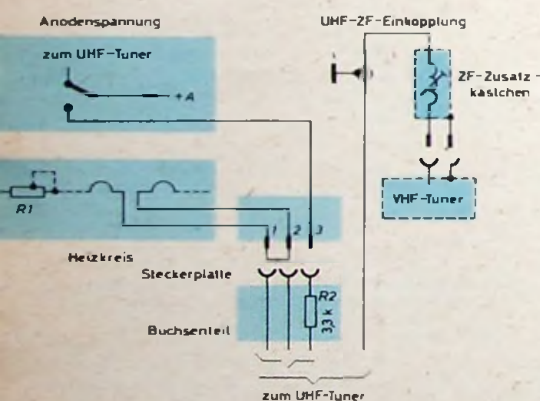


Bild 15. Schema der Einschaltung des UHF-Tuners in einen Telefunken-Empfänger

ger bereits vorhanden ist oder im Nachrüstsatz mitgeliefert wird. Kaiser verzichtet in einem Nachrüstsatz ganz auf einen besonderen Schalter und nimmt die Umschaltung der Anodenspannung über die nicht benutzte VHF-Kanalschalterstellung 1 oder 12 vor, wozu im VHF-Kanalschalter ein Kontaktplättchen eingesetzt werden muß. Auch beispielsweise Grundig und Saba schalten teilweise über die Schalterstellung 12.

Maßnahmen zur erleichterten Nachrüstung

Bei der Entwicklung von UHF-vorbereiteten Empfängern lassen sich - allerdings mit erhöhtem Aufwand - Vorkehrungen treffen, die die angedeutete elektrische Eingliederung des UHF-Tuners bei der späteren Nachrüstung wesentlich erleichtern. Insbesondere in Fernsehempfängern des letzten Jahrgangs sind verschiedentlich sehr zweckmäßige Anordnungen zu finden.

Ein solches Beispiel eines Empfängers (Loewe Opta) mit umschaltbarer VHF/UHF-ZF zeigt Bild 13, das sozusagen die Detailangaben der Bilder 2a, 3b, 5 und 10 zusammenfaßt. Heizkreis, Anodenspannung und ZF-Umschaltung sind im Empfänger zu einem UHF-Stecksockel geführt. Der dazugehörige UHF-Nachrüstsatz ist fertig verkabelt und mit einem zum UHF-Stecksockel im Empfänger korrespondierenden Stecker versehen. Wenn bei der Nachrüstung die Kurzschlußbrücke 1-2 (eingeschleifter Heizstromkreis) am UHF-Stecksockel entfernt und ferner im Gesamtheizstromkreis der Vorwiderstand R1 teilweise kurzgeschlossen wird, dann braucht nur noch der Stecker des UHF-Tuners in den Stecksockel gesteckt zu werden, um die notwendigen Verbindungen für Heizung, Anodenspannung und ZF-Umschaltung herzustellen.

Für UHF-vorbereitete Empfänger mit UHF-ZF-Einkopplung über ein Brückenmischfilter ist im Bild 14 ein ähnliches Beispiel dargestellt. Im Prinzip entspricht es einer Zusammenfassung der Bilder 2a, 3a und 6. Heizstromkreis, Anodenspannung und UHF-ZF-Einkopplungsleitung liegen im UHF-vorbereiteten Empfänger ebenfalls an einem UHF-Stecksockel. Der Gesamtheizstromkreis ist dabei an seinem masseseitigen Ende durch die Stecksockelbuchsen 1 und 5 unterbrochen. Die Anodenspannung führt zur Buchse 3 und die UHF-ZF-Einkopplungsleitung des Brückenmischfilters zu den Buchsen 8 und 9. Beim Empfänger ohne UHF-Teil enthält der UHF-Stecksockel einen Ersatzstecker mit den Widerständen R1 und R. R1 ist ein Ersatzvorwiderstand für die fehlenden Heizer des UHF-Tuners; er schließt bei nicht vorhandenem UHF-Teil den Heizkreis nach Masse. Der Widerstand R im Ersatzstecker dient zum verstimmungsfreien Abschluß der UHF-ZF-Einkopplungsschleife. Bei der UHF-Nachrüstung wird der Stecker des fertig verkabelten UHF-Nachrüstsatzes eingesteckt, womit sofort alle Einschleisungen für Heizung, Anodenspannung und UHF-ZF-Einkopplung gegeben sind.

Daß man ähnliche Vereinfachungen auch bei der Methode der UHF-ZF-Einkopplung auf die Mischröhre des VHF-Tuners vornehmen kann, beweist das in gleicher Weise vereinfachte Schema nach Bild 15 (Telefunken). Der Heizstromkreis des Empfängers ist an einer Steckerplatte durchgeschleift; die Stecker 1 und 2 sind bei nicht eingesetztem UHF-Tuner überbrückt. Am Stecker 3 dieser Platte liegt die vom Anodenspannungsumschalter kommende Leitung. Im UHF-Nachrüstsatz sind die Heizleitungen und die Anodenspannungsleitung zu einer kleinen, der

Steckerplatte im Empfänger entsprechenden Buchsenplatte geführt, die auch den Anodenvorwiderstand R2 enthält. Für die Versorgung des UHF-Tuners mit den Betriebsspannungen ist nach Kurzschließen des Widerstandes R1 und Entfernen der Brücke zwischen den Steckern 1 und 2 nur noch der Buchsenteil auf die Steckerplatte aufzusetzen. Die geschirmte Leitung des ZF-Ausganges des UHF-Tuners hat an ihrem Ende ein kleines ZF-Zusatzkästchen mit einem ZF-Leitkreis. Dieses Kästchen wird mit seinem Koaxstecker in die ZF-Buchse des VHF-Tuners gesteckt.

Um den gleichen Nachrüstsatz bei möglichst vielen Fernsehempfängertypen verwenden zu können, hat Grundig kürzlich zur Vereinfachung der Herstellung und Lagerhaltung noch den „UHF-Universal-Einbauteil“ entwickelt, der fast unabhängig von der Art der UHF-Vorbereitung des jeweiligen Empfängers in viele Typen eingesetzt werden kann. Mit diesem Bauteil, der außer dem UHF-Tuner noch eine besondere ZF-Verstärkerstufe enthält, wird (wie bereits im Bild 9 angedeutet) die UHF-ZF über einen Aufblasebecher kapazitiv auf die Mischröhre des VHF-Tuners gekoppelt. In einer kompakten Einbaueinheit, die sich an der inneren Seite des Empfängers in beliebiger Lage anbringen läßt, sind alle Teile enthalten, die für eine UHF-Nachrüstung erforderlich sind (Tuner mit Einstellskala und Abdeckung, zusätzliche ZF-Verstärkerstufe, Aufblasebecher für kapazitive Einkopplung der vorverstärkten UHF-ZF auf die VHF-Mischröhre, Umschalter für Anodenspannung). Eine gesonderte UHF-Antennenplatte und ein getrennt mitgelieferter Heiztransformator ergänzen diesen Nachrüstsatz. Laut Schaltbild (Bild 16) sind vom Empfänger her dem UHF-Tuner nur noch die Anodenspannung, die Regelspannung für die zusätzliche ZF-Verstärkerröhre und bei Nachrüstung von Empfängern mit VHF-Automatik auch die Automatikspannung zuzuführen.

Diese Beispiele ließen sich beliebig erweitern. Jede Firma ist bestrebt, wenigstens bei den neuen Fernsehempfängern weitgehende Erleichterungen für die UHF-Nachrüstung vorzusehen. Die große Anzahl der Typen der letzten Jahre erfordert jedoch oft für jeden Empfänger oder zumindest für bestimmte Empfängergruppen sowohl einen anderen mechanischen Einbau des UHF-Tuners als auch manche Abwandlungen bei seiner elektrischen Anschaltung. Dadurch wird die Anzahl der angebotenen Nachrüstsätze außerordentlich groß; sie sind aber stets Kombinationen oder Abwandlungen der besprochenen Schemata. Genaue Hinweise für den Einbau geben die für den jeweiligen Empfängertyp bestimmten Einbauanweisungen der Firmen.

A. Jänicke

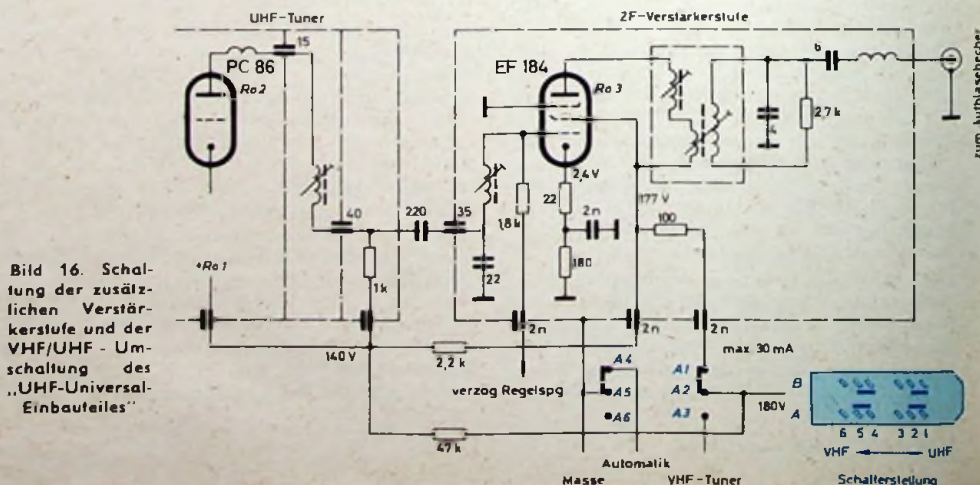


Bild 16. Schaltung der zusätzlichen Verstärkerstufe und der VHF/UHF-Umschaltung des „UHF-Universal-Einbauteiles“

Ein Tonbandverstärker mit Transistoren

Dimensionierungsgrundlagen, Schaltung und Meßwerte eines nach der NARTB-Norm entzerrten Transistorverstärkers für tragbare Tonbandgeräte mit 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit werden gegeben. Der Verstärker ist viersüfig und wird als Aufsprech- und Wiedergabeverstärker verwendet. Die Transistoren des Loschgenerators sind bei Eigenwiedergabe über einen eingebauten Lautsprecher als Verstärker-Endstufe in Gegentakt-B-Schaltung eingesetzt.

Technische Daten

Betriebsspannung	6,5 (5,5...7) V
Bandgeschwindigkeit	9,5 cm/s
Doppelspur-Kombikopf	
Doppelspur-Löschkopf	
Verstärker viersüfig, kombinierter Aufsprech- und Wiedergabeverstärker	
Entzerrung nach NARTB-Norm	100 μ s
Aufnahme	
Mikrofon	6,5 kOhm, etwa 2,5 mV
Rundfunk	100 kOhm, etwa 40 mV
Überalles-Frequenzgang (± 3 dB)	
am Rundfunkausgang	40...18000 Hz
am 5-Ohm-Lastwiderstand der Endstufe	50...17000 Hz
Aussteuerungsanzeige	DM 71
Wiedergabe	
über Rundfunkgerät	$R_0 \geq 20$ kOhm
über Eigenlautsprecher	750 mW, 5 Ohm
Klirrfaktor (einschl. Tonband) bei Bezugspegel	4%
Störspannungsabstand, bezogen auf Bezugspegel	≥ 50 dB
Temperaturbereich für < 3 dB Überalles-Frequenzgangabweichung, bezogen auf 25°C	-10...+45°C
Bestückung	
OC 603, 3 x OC 604, 2 x AC 106, DM 71	

Für transportable Tonbandgeräte bietet der Transistorverstärker im Vergleich zum Röhrenverstärker Vorteile. Neben kleineren Abmessungen, geringerem Gewicht und geringerer Wärmeentwicklung tritt eine erhebliche Leistungsersparnis auf, so daß der Betrieb auch aus Trockenbatterien möglich ist. Bei geeigneter Dimensionierung ist der vom Röhrengerät gewohnte Frequenzgang ohne Schwierigkeiten erreichbar.

1. Dimensionierungsgrundlagen

Ein durch einen Wechselstrom mit frequenzunabhängiger Amplitude und steigender Frequenz magnetisiertes Tonband liefert bei der Wiedergabe eine frequenzabhängige Hörfopf-Leerlaufspannung, de-

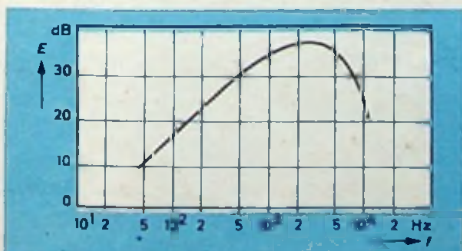


Bild 1. Hörfopf-Leerlaufspannung eines Tonbandes, das mit einem Sprechstrom mit frequenzunabhängiger Amplitude bei 9,5 cm/s magnetisiert wurde

ren Verlauf Bild 1 für die Bandgeschwindigkeit $v = 9,5$ cm/s zeigt. Der Abfall der Hörfopf-Leerlaufspannung bei hohen Frequenzen ist im wesentlichen bedingt durch die Selbstentmagnetisierung des Bandflusses, die mit abnehmender Aufzeichnungswellenlänge (Bandwellenlänge $\lambda = v/f$) zunimmt. Der Bandfluß ist der remanente Fluß, der nach dem Aufsprechen auf dem Tonband vorhanden ist.

Zum Erreichen eines linearen Frequenzganges ist eine kräftige Anhebung der tiefen und hohen Frequenzen notwendig. Diese Frequenzgangkorrektur kann im Aufsprechverstärker (der den Sprechkopf speist) oder im Wiedergabeverstärker (der vom Hörfopf gespeist wird) oder aufgeteilt auf beide Verstärker erfolgen. Im Interesse einer Austauschbarkeit von Tonbandaufnahmen wurde eine bestimmte Aufteilung der Frequenzgangkorrektur (Entzerrung) zwischen Aufsprech- und Wiedergabeverstärker durch Normung des Bandflusses festgelegt. Die Entzerrung im Aufsprechverstärker hat dann so zu erfolgen, daß sich bei der Aufnahme der genormte Frequenzgang des Bandflusses ergibt. Dadurch ist für alle Wiedergabeverstärker der gleiche Frequenzgang festgelegt.

1.1 Normung des Bandflusses

Da der Frequenzgang des Bandflusses bei hohen Frequenzen abfällt und daher mit dem Frequenzgang der Impedanz der Parallelschaltung eines Widerstandes R und einer Kapazität C vergleichbar ist, erfolgt die Normung des Frequenzganges des Bandflusses durch Angabe der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ dieser Parallelschaltung

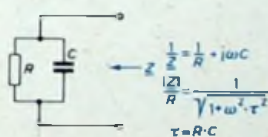


Bild 2. Zeitkonstante eines RC-Gliedes

aus R und C (Bild 2) für die jeweilige Bandgeschwindigkeit v .

Für die Bandgeschwindigkeit $v = 9,5$ cm/s ist der Frequenzgang des Bandflusses festgelegt nach der

CCIR-Norm mit $\tau = 200 \mu$ s
(Comité Consultatif International des Radiocommunications)

NARTB-Norm mit $\tau = 100 \mu$ s
(National Association of Radio and Television Broadcasters)

Bild 3 zeigt die normierten Frequenzgänge des Bandflusses mit den Zeitkonstanten der RC-Glieder entsprechend $\tau = 200 \mu$ s (normierter Frequenzgang des nach CCIR genormten Bandflusses für $v = 9,5$ cm/s) und entsprechend $\tau = 100 \mu$ s (normierter Frequenzgang des nach NARTB genormten Bandflusses für $v = 9,5$ cm/s).

Der Bezugspegel des Bandflusses ist nach DIN 45 513 (DIN-Bezugsband 9) festgelegt: Bei der Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s und der Frequenz 166 Hz ist der Effektivwert des Bandflusses

$$160 \text{ mMaxwell} = 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ Vs}$$

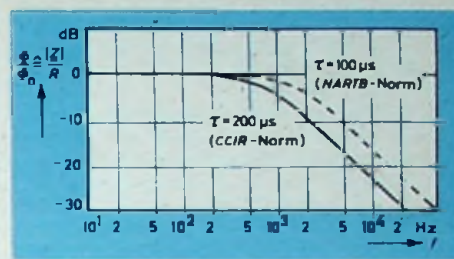


Bild 3. Normierter Frequenzgang des genormten Bandflusses nach der NARTB-Norm ($\tau = 100 \mu$ s) und der CCIR-Norm ($\tau = 200 \mu$ s)

Zur Erreichung des genormten Bandflusses müssen im Aufsprechverstärker die hohen Frequenzen angehoben werden. Für einen nach NARTB ($\tau = 100 \mu$ s) genormten Bandfluß (Bild 3) sind die hohen Frequenzen im Aufsprechverstärker stärker anzuheben als für den nach CCIR genormten Bandfluß. Bei der NARTB-Norm ist daher die Anhebung der hohen Frequenzen im Wiedergabeverstärker geringer, wodurch sich ein größerer Signal-Rauschabstand ergibt. Aus diesem Grunde wurde für den Tonbandverstärker die Entzerrung nach der NARTB-Norm ($\tau = 100 \mu$ s) gewählt.

1.2 Hörfopfspannung eines mit genormtem Bandfluß (NARTB) besprochenen Tonbandes

Die Leerlaufspannung E , die ein Band mit dem Fluß Φ an der Wicklung (Windungszahl w) des Hörfopfes induziert, ist

$$E = -w \frac{d\Phi}{dt}$$

Hat Φ einen sinusförmigen Verlauf $\Phi = \Phi_{\text{max}} \cdot \sin \omega t$ und ist Φ_{max} konstant (das heißt bei frequenzunabhängigem Bandfluß), dann ergibt sich

$$E = -w \cdot \omega \cdot \Phi_{\text{max}} \cdot \cos \omega t$$

Bei konstantem Bandfluß steigt nach Bild 4 (Kurve a) die Leerlaufspannung E des Hörfopfes linear mit der Kreisfrequenz ω an (ω -Gang).

Infolge des Abfalls des Bandflusses bei hohen Frequenzen wegen der Selbstentmagnetisierung, des Einflusses der Spaltbreite (Spaltfunktion) und der Eisen- und Kupferverluste des Hörfopfes ist die tatsächliche Leerlaufspannung am Hörfopf bei hohen Frequenzen geringer. Kurve d im Bild 4 zeigt den tatsächlichen Verlauf der Leerlaufspannung für den verwend-

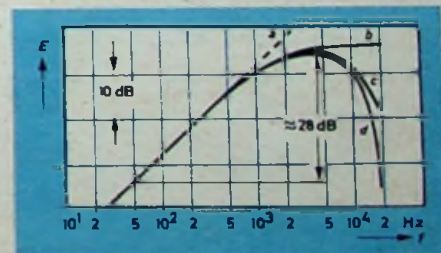


Bild 4. Frequenzgang der Hörfopf-Leerlaufspannung E eines mit genormtem Bandfluß (NARTB) besprochenen Tonbandes: a) $1/\omega$ -Gang, b) Abfall vom $1/\omega$ -Gang infolge Selbstentmagnetisierung, c) Abfall infolge Selbstentmagnetisierung und Spaltbreite (5 μ m) des verwendeten Hörfopfes, d) gemessene Leerlaufspannung E des Kopfes in Abhängigkeit von der Frequenz

ten kombinierten Hör-Sprechkopf für Doppelspurbetrieb mit 5 μ m Spaltbreite (Kombikopf „30 mH, 5 μ “ der Bogen GmbH, Berlin), der sich bei der Wiedergabe eines mit genormtem Bandfluß (NARTB-Norm) besprochenen Bandes bei der Bandgeschwindigkeit $v = 9,5$ cm/s ergibt.

Der Abfall der Hörkopfspannung von Kurve a auf Kurve b ist eine Folge der Selbstentmagnetisierung. Der Abfall von Kurve b auf Kurve c ist durch die Hörkopf-Spaltbreite von 5 μ m bedingt. Der Abfall von Kurve c auf Kurve d wird durch die Eisen- und Kupferverluste des Hörkopfes verursacht.

Die Entzerrung der Hörkopfspannung erfordert einen Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers, der sich durch Spiegelung der Kurve d an einer Waagerechten ergibt. Aus Kurve d folgt, daß zur Erreichung eines konstanten Gesamtfrequenzganges die untere Grenzfrequenz (etwa 50 Hz) am stärksten (um etwa 28 dB) anzuheben ist. Die zur Frequenzgangkorrektur des Wiedergabeverstärkers notwendige frequenzabhängige Gegenkopplung muß also einen maximalen Gegenkopplungsgrad von $p \approx 25 \pm 28$ dB haben. Darüber hinaus ergibt sich aus Kurve d, daß der Wiedergabeverstärker für Frequenzen unterhalb 400 Hz einen $1/\omega$ -Gang haben muß.

2. Schaltung

Der vierstufige Aufpreis- und Wiedergabeverstärker wird für Aufnahme oder Wiedergabe umgeschaltet. Die Eingangsstufe ist mit dem rauscharmen NF-Transistor OC 603 bestückt. In den anderen Stufen wird der NF-Transistor OC 604 verwendet (Bild 5).

Die Temperaturabhängigkeit der Transistorkennwerte erfordert die Stabilisierung der Emittierströme der Transistoren. Die Emittierströme wurden bei den Transistoren T1...T4 in der üblichen Weise mit Basisspannungsteiler und Emittierwiderstand stabilisiert. Die Entzerrung (Frequenzgangkorrektur) des Verstärkers erfolgt nach der NARTB-Norm durch eine frequenzabhängige Gegenkopplungsschaltung, die wegen der unterschiedlichen Frequenzgänge des Verstärkers bei Aufnahme und Wiedergabe umgeschaltet werden muß. Zur Löschung einer Aufnahme für die Neubesprechung eines Tonbandes enthält der Gesamtverstärker außerdem einen Löschgenerator mit $2 \times AC 106$, der bei Eigenwiedergabe als Gegentakt-B-Endverstärker verwendet wird. Die für eine

Aufnahme notwendige HF-Vormagnetisierungsspannung wird dem Löschgenerator entnommen. Zur Aussteuerungsanzeige bei der Aufnahme dient die Abstimmanzeigerröhre DM 71. Als Anodenspannung für die DM 71 wird die gleichgerichtete Spannung des Löschgenerators verwendet.

Die Umschaltung des Tonbandverstärkers erfolgt mit einem Drucktastenschalter. Es sind folgende Betriebsarten möglich:

- | | |
|------------|-----------------------------|
| Aufnahme | { vom Rundfunkgerät |
| | { vom Mikrofon |
| Wiedergabe | { über Rundfunkgerät |
| | { über eigenen Lautsprecher |

2.1 Wiedergabe

Bei der Wiedergabe einer Tonbandaufnahme wird die im Hörkopf (Kombikopf) induzierte Spannung der Basis des rauscharmen Transistors OC 603 (T1) zugeführt. Die notwendige Frequenzgangkorrektur des Wiedergabeverstärkers erfolgt mit der frequenzabhängigen Gegenkopplungsschaltung zwischen Emittier von T3 (OC 604) und Basis von T2 (OC 604).

Bei Schalterstellung „Wiedergabe über Rundfunkgerät“ gelangt die NF-Spannung vom Kollektor des Transistors T4 (OC 604) über den Elektrolytkondensator 10 μ F an den Kontakt 3 des Rundfunkanschlusses. Bei „Wiedergabe eigen“ werden die als Gegentakt-B-Endstufe umgeschalteten Transistoren T5 und T6 ($2 \times AC 106$) des Löschgenerators vom Transistor T4 über den Treibertransformator U1 angesteuert. Die Wiedergabe erfolgt entweder mit dem eingebauten 5-Ohm-Lautsprecher oder über die Schaltbuchse mit einem Außenlautsprecher.

2.1.1 Eingangsstufe

In der Eingangsstufe mit T1 (OC 603) wird die Hörkopfspannung frequenzunabhängig verstärkt. Zur Erreichung einer hohen

oberen Grenzfrequenz soll der Hörkopf (Kombikopf) praktisch im Leerlauf arbeiten. Das ist der Fall, wenn bei der oberen Grenzfrequenz die Eingangsimpedanz des Transistors T1 noch groß gegen den induktiven Widerstand des Kombikopfes ist. Aus diesem Grunde wurde der niederohmige Kombikopf „30 mH, 5 μ “ von Bogen gewählt.

Die Eingangsimpedanz eines Transistors in Emitterschaltung ist die Parallelschaltung von Eingangswiderstand

$$R_e \approx \frac{U_T}{I_E} \cdot \beta + r_{bb}$$

($U_T \approx 28$ mV Temperaturspannung, I_E Emittierstrom, β Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung, r_{bb} Basisbahnwiderstand) und Eingangskapazität (gesamte am Eingang des Transistors wirksame Kapazität)

$$C_e \approx C_{be} + V \cdot C_{cb} = C_{be} + \frac{R_a \cdot I_E}{U_T} \cdot C_{cb}$$

(C_{be} Basis-Emittierkapazität, C_{cb} Kollektor-Basiskapazität, R_a Außenwiderstand im Kollektorkreis, V Spannungsverstärkung).

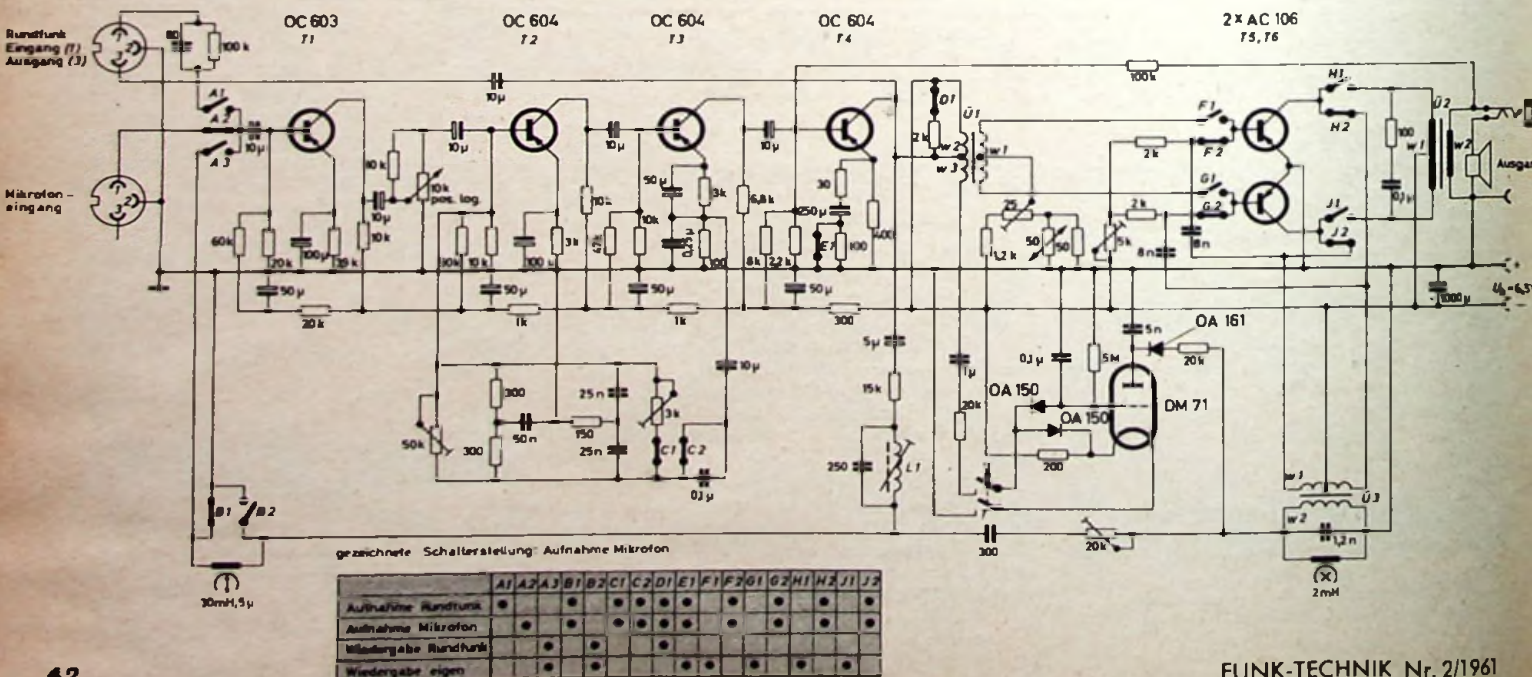
Die Eingangsimpedanz ist also abhängig vom Emittierstrom I_E . Mit kleiner werdendem Emittierstrom nimmt der Eingangswiderstand zu und die Eingangskapazität ab. Die erwünschte hohe Eingangsimpedanz ergibt sich daher bei einem kleinen Emittierstrom I_E . Da bei sehr kleinen Emittierströmen die Stabilisierung des Kollektorstromes gegen Temperaturschwankungen Schwierigkeiten bereitet, wurde als Kompromiß ein Emittierstrom von $I_E = 220$ μ A für den Transistor T1 (OC 603) der Eingangsstufe gewählt.

Ein weiterer Vorteil des geringen Emittierstroms ist eine kleine Rauschzahl der Eingangsstufe.

	Wicklung	Anzahl der Windungen	Drahtdurchmesser [mm]	Kern
U1	w 1	300	2 x 0,22 CuL	Permenorm „3001 K“; EI 42, wechselseitig geschichtet
	w 2	1800	0,1 CuL	
	w 3	1800	0,06 CuL	
U2	w 1	180	2 x 0,37 CuL	Dyn. Blech IV; EI 48, wechselseitig geschichtet
	w 2	90	0,6 CuL	
U3	w 1	13	2 x 0,45 CuL	Siferrit-Schalenkern „1100 N 22 23 x 17 oL“
	w 2	130	0,6 CuL	
L1		250	0,13 CuL	Siferrit-Schalenkern „1100 N 22 14 x 8“, AL = 160
w 1 jeweils 2 fädig gewickelt				

Daten der Übertrager und Spulen

Bild 5 (unten). Gesamtschaltbild des Tonbandverstärkers



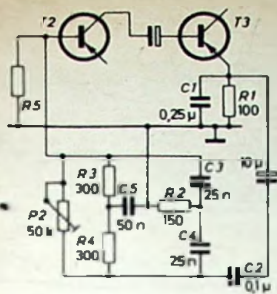


Bild 6. Gegenkopplung des Wiedergabeverstärkers

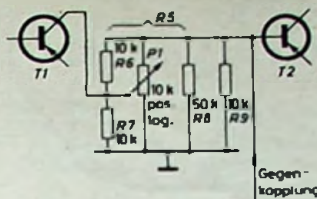


Bild 7. Lastwiderstand R5 (aus Bild 6) für die Gegenkopplungsspannung bei Wiedergabe und Aufnahme

2.1.2 Gegenkopplung

Das Prinzipschaltbild der Gegenkopplung bei Wiedergabe zeigt Bild 6. Der für die tiefen Frequenzen notwendige $1/\omega$ -Gang des Wiedergabeverstärkers wird durch den Kondensator C2 erreicht, dessen kapazitiver Widerstand bei tiefen Frequenzen sehr groß ist. Bei mittleren Frequenzen (um 3 kHz) ist sein Einfluß gering, und eine kräftige Gegenkopplung über die Widerstände R3 und R4 ergibt eine Absenkung der Verstärkung um etwa 28 dB. Bei Frequenzen oberhalb 3 kHz bewirkt das Doppel-T-Glied (C3, C4, R2 und R3, R4, C5) durch seine Sperrkreiseigenschaften (Resonanzfrequenz etwa 21 kHz), daß die Gegenkopplung bei zunehmender Frequenz in der geforderten Weise geringer wird, wodurch eine Höhenanhebung in der Verstärkung erreicht wird. Der Grad der Höhenanhebung wird durch C1 und P2 bestimmt.

Damit der Lastwiderstand R5 für die Gegenkopplung weitgehend unabhängig von der jeweiligen Stellung des Lautstärke-reglers (Bild 5, Schichtdrehwiderstand 10 kOhm pos. log.) bleibt, wurde zwischen basisseitigem Anschluß und Schleifer des Lautstärkereglers ein Widerstand von 10 kOhm geschaltet (R6 im Bild 7).

Im Bild 7 ist der Lastwiderstand R5 (Bild 6) für die Gegenkopplung besonders herausgezeichnet. R8 und R9 sind die Widerstände des Basisspannungsteilers von T2 (OC 604), P1 ist der Lautstärke-regler und R7 ist der Widerstand in der Kollektorleitung des Eingangstransistors T1 (OC 603). Durch den Widerstand R6 wird erreicht, daß sich R5 von der Mittelstellung des Lautstärkereglers P1 ($R5 \approx 3,7$ kOhm) bis zu den beiden Endstellungen von P1 ($R5 \approx 3,1$ kOhm) nur um maximal 16 % verringert.

2.1.3 Wiedergabe über Rundfunkgerät

Bei „Wiedergabe Rundfunk“ ist ein getrennter NF-Verstärker (zum Beispiel ein Rundfunkgerät) erforderlich, der am Anschluß 3 der Rundfunkbuchse (Bild 5) anzuschließen ist. Der Eingangswiderstand dieses Verstärkers soll ≥ 20 kOhm sein. Der Lautstärkereglers (Schichtdrehwiderstand 10 kOhm pos. log. zwischen T1 und T2) des Wiedergabeverstärkers ist voll aufzudrehen. Die Lautstärkeregelung erfolgt im getrennten NF-Verstärker.

Um einen praktisch frequenzunabhängigen Außenwiderstand der letzten Stufe T4 (OC 604) des Wiedergabeverstärkers zu erhalten, wird parallel zur Primärwicklung w2 des Treiberübertragers U1, dessen Sekundärwicklung bei „Wiedergabe Rundfunk“ offen ist, ein Widerstand von 2 kOhm geschaltet. Zur Verringerung des Klirrgrades dient der Gegenkopplungswiderstand 30 Ohm in der Emitterleitung von T4. Mit dem zweiten Gegenkopplungswiderstand 100 Ohm in der Emitterleitung von T4 wird bei „Wiedergabe Rundfunk“ die Verstärkung von T4 reduziert, um eine bei sehr großen Amplituden eventuell mögliche Übersteuerung von T4, die infolge des voll aufgedrehten Lautstärkereglers auftreten kann, zu vermeiden.

2.1.4 Wiedergabe über eigenen Lautsprecher

Bei „Wiedergabe eigen“ werden die Transistoren T5 und T6 ($2 \times$ AC 106) des Löschkgenerators als Gegentakt-B-Endstufe geschaltet (Bild 8). Die Endstufe wurde für eine Ausgangsleistung von 750 mW dimensioniert. Der Kollektorruehstrom der Endstufe wird mit dem Einstellwiderstand P4 auf etwa 6 mA bei $U_b = 6,5$ V

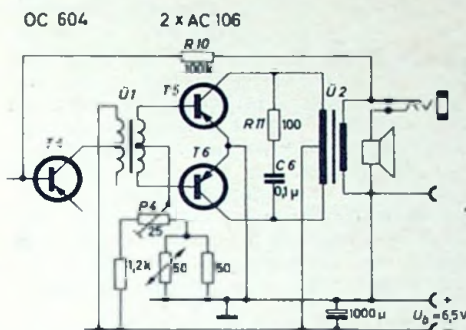


Bild 8. Gegentakt-B-Endstufe mit den Transistoren des Löschkgenerators bei „Wiedergabe eigen“

eingestellt. Beim Anschluß eines Außenlautsprechers wird der eingebaute 5-Ohm-Lautsprecher mit Hilfe einer Schaltbuchse abgeschaltet.

Zur Verringerung des Klirrgrades dient die Gegenkopplung ($p \approx 1,5$) über den Widerstand R10 von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers U2 auf die Basis des Treibertransistors T4. Das RC-Glied R11, C6 parallel zur Primärwicklung des Ausgangsübertragers U2 kompensiert die Überlappungsfehler der Transistoren der Endstufe, die infolge der induktiven Belastung durch den Lautsprecher besonders stark bei hohen Frequenzen auftreten. Mittels dieses RC-Gliedes wird daher ebenfalls der Klirrgrad der Endstufe verringert.

2.2 Aufnahme

Bei „Aufnahme“ werden die Transistoren T1 ... T4 des Verstärkers im gleichen Arbeitspunkt betrieben wie bei „Wiedergabe“. Der Eingang des Verstärkers ist wahlweise für Aufnahme vom Mikrofon oder vom Rundfunkgerät umschaltbar. Im Gesamtschaltbild (Bild 5) ist die Schalterstellung für „Aufnahme Mikrofon“ gezeichnet.

Das verstärkte Signal wird am Kollektor des Transistors T4 der Ausgangsstufe des Aufnahmeverstärkers entnommen und über den Widerstand von 15 kOhm und den auf die Löschkfrequenz (etwa 100 kHz) abgestimmten Sperrkreis ($L1 \parallel 250$ pF) dem Kombikopf (Hör-Sprechkopf) zugeführt. Durch diesen 15-kOhm-Widerstand wird der Innenwiderstand der Sprechstromquelle (Ausgangsstufe des Aufnahmeverstärkers) für den Kombikopf erhöht. Dadurch wird eine stromlineare Aussteuerung des Kombikopfes erreicht. Der Widerstand von 2 kOhm, der parallel zur Primärwicklung w2 des Treiberübertragers U1 liegt, dient zur Erreichung eines frequenzunabhängigen Außenwiderstandes der Ausgangsstufe des Aufnahmever-

stärkers und zum Herabsetzen der unteren Grenzfrequenz.

Die für einen genormten Bandfluß (NARTB-Norm: $\tau = 100$ μ s bei $v = 9,5$ cm/s Bandgeschwindigkeit) notwendige Anhebung der hohen Frequenzen wird durch entsprechende Umschaltung der für Wiedergabe verwendeten Gegenkopplungsschaltung erreicht.

2.2.1 Gegenkopplung

Bild 9 zeigt das Prinzipschaltbild der Gegenkopplung bei „Aufnahme“. Der bei Wiedergabe für den $1/\omega$ -Gang erforderliche

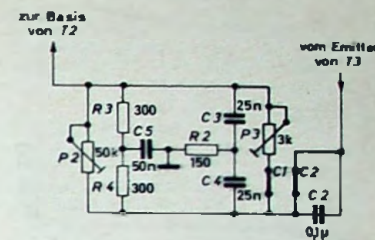


Bild 9. Gegenkopplungsschaltung des Verstärkers bei „Aufnahme“

Kondensator C2 wird überbrückt. Die Anhebung der hohen Frequenzen erfolgt wieder durch das Doppel-T-Glied (s. Abschnitt 2.1.2) bei unveränderter Einstellung von P2. Um die für den Aufnahmeverstärker erforderliche Anhebung der hohen Frequenzen einstellen zu können, wird parallel zum Doppel-T-Glied der Einstellwiderstand P3 (3 kOhm) geschaltet.

2.2.2 Löschkgenerator

Der Löschkgenerator (Bild 10) liefert die HF-Spannung mit einer Frequenz von etwa 100 kHz zum Löschen einer Aufnahme. Gleichzeitig wird ihm die bei der Aufnahme notwendige Spannung zur HF-Vormagnetisierung entnommen. Für den Löschkgenerator wurde ein Gegentakt-Oszillator mit einem Transistorpärchen $2 \times$ AC 106 gewählt. Als Löschkopf wird der Typ „2 mH“ von Bogen verwendet, der eine HF-Löschkspannung von 40 V benötigt.

Die Oszillatorfrequenz wird mit Hilfe von C9 (1,2 nF) auf etwa 100 kHz eingestellt. Der Arbeitspunkt des Oszillators regelt sich durch Gleichrichtung der Schwingamplitude an der Basis-Emitterstrecke von T5 (T6) ein. Mit P5 (5 kOhm) wird die Spannung am Löschkopf auf 40 V festgelegt. Die Rückkopplungskondensatoren C7 und C8 (je 8 nF) wählt man so,

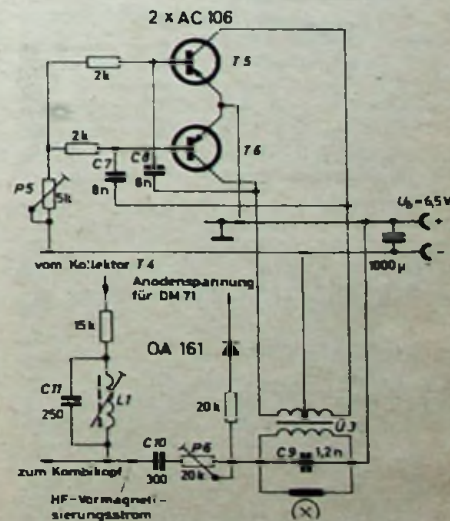


Bild 10. Schaltung des Löschkgenerators

daß die Phasendrehung des Kollektorwechselstromes i_c gegenüber der steuern den Basis-Emitterwechselspannung u_{BE} die infolge der komplexen Steilheit $S = |S| \cdot e^{j\varphi_s}$ der Transistoren auftritt, kompensiert wird. Bei Frequenzen weit oberhalb der β -Grenzfrequenz ist die Steilheitsphase φ_s annähernd -90° . Für diesen Fall, der beim Löschgenerator vorliegt, zeigt Bild 11 das Zeigerdiagramm

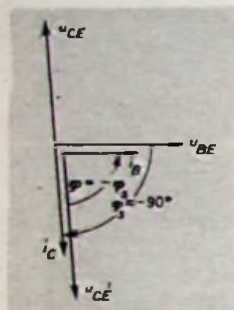


Bild 11. Zeigerdiagramm des Oszillators für die Löschfrequenz

des Oszillators. Die Kollektor-Emitterwechselspannung u_{CE} ist bei Resonanz (reeller Außenwiderstand) gegenüber dem Kollektorwechselstrom i_c um 180° phasenverschoben. Durch Abgriff der Rückkopplung für den Transistor T 5 (T 6) am Kollektor von T 6 (T 5) erhält man eine Spannung $u_{CE'}$, die mit i_c in Phase ist. Sie eilt also der Spannung u_{BE} um den Betrag $|\varphi_s|$ der Steilheitsphase nach.

Durch entsprechende Bemessung des Rückkopplungskondensators C 7 (C 8) wird nun die Phase des Stromes im Rückkopplungszweig um $\varphi = -\varphi_s$ gedreht, so daß am Eingangswiderstand des Transistors T 5 (T 6) die phasenrichtige Steuerspannung u_{BE} auftritt. Bei optimalem C 7 und C 8 ergibt sich eine gute Sinusform der Oszillatorschwingung. Für C 7 = C 8 = 8 nF wurde bei einer Güte des Löschkopfes von $Q \approx 3$ ein Wirkungsgrad $\eta = \frac{P_{HF}}{P_e} = 70\%$

gemessen. Die vom Löschkopf aufgenommene HF-Leistung beträgt bei 40 V Löschspannung $P_{HF} = 450$ mW.

2.2.3 HF-Vormagnetisierung

Die HF-Vormagnetisierung erfolgt mit der Löschfrequenz von etwa 100 kHz. Der Vormagnetisierungsstrom wird der Sekundärwicklung des HF-Übertragers Ü 3 entnommen und über P 6 und C 10 dem Kombikopf zugeführt (Bild 10).

Zur Einstellung des Vormagnetisierungsstromes wird ein Widerstand von 1 Ohm in die Masseleitung des Kombikopfes gelegt. Dann wird der Strom mit P 6 so eingestellt, daß bei der Betriebsspannung $U_b = 6,5$ V an dem 1-Ohm-Widerstand ein Spannungsabfall von 2,3 mV ($\approx 2,3$ mA HF-Vormagnetisierungsstrom) entsteht.

Der Sperrkreis L 1, C 11 ist auf die Löschfrequenz (etwa 100 kHz) abgestimmt. Er verhindert das Eindringen der Löschfrequenz in den Aufsprechverstärker und eine dadurch bedingte Übersteuerung des Transistors T 4.

2.2.4 Aussteuerungsanzeige

Zur Aussteuerungsanzeige bei einer Tonbandaufnahme ist die Abstimmanzeige-röhre DM 71 eingesetzt (Bild 12). Bei gedrückter Drucktaste T wird die DM 71 aus der Betriebsspannungsquelle über den Widerstand R 12 (200 Ohm) geheizt. Das Gitter erhält vom negativen Heizfadenende über die Dioden D 2 und D 1 (OA 150) eine negative Vorspannung von etwa 1,4 V

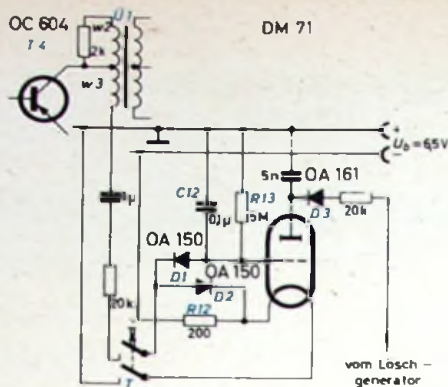


Bild 12. Schaltung des Aussteuerungsanzeigers

($\approx$ Heizspannung der DM 71). Als Anodenspannung dient die durch die Diode D 3 (OA 161) gleichgerichtete HF-Spannung des Löschgenerators (etwa 40 V, 100 kHz). Die Anzeigespannung wird mit der Wicklung w 3 des Treiberübertragers Ü 1 im Verhältnis 1 : 2 hochtransformiert, um die Aussteuerungsanzeige genügend empfindlich zu machen. Nach Gleichrichtung gelangt die Anzeigespannung über die Diode D 1 (OA 150) an das Gitter der Anzeigeröhre. Die Entladezeitkonstante dieser Gleichrichterschaltung (D 1, C 12, R 13) liegt über 0,1 s und ist damit noch groß gegen die Zeitkonstante des Aufsprechverstärkers bei der unteren Grenzfrequenz.

Da infolge der zusätzlichen Belastung des Aufsprechverstärkers durch den Aussteuerungsanzeiger der Klirrrgrad des Aufsprechverstärkers von 1,5 % auf etwa 3 % steigt, schaltet man den Aussteuerungsanzeiger zweckmäßigerweise jeweils nur kurzzeitig durch Drücken der Taste T ein. Bei Beginn einer Aufnahme wird der Lautstärkeregler (10 kOhm pos. log.) in der Kollektorleitung von T 1 (Bild 5) bei gedrückter Taste T so eingestellt, daß keine Übersteuerung des Tonbandes auftritt.

3. Messwerte

3.1 Gesamtverstärker

Der Klirrrgrad des Gesamtverstärkers (einschließlich Tonband) wurde beim Bezugspegel mit 4 % gemessen. Als Störspannungsabstand ergab sich beim Bezugspegel ≥ 50 dB.

Der Überalles-Frequenzgang des Gesamtverstärkers (einschließlich Tonband) wurde mit einer Aussteuerung, die um etwa 20 dB unter dem Bezugspegel liegt, gemessen, da bei einem höheren Pegel Übersteuerungen des Bandes bei höheren Frequenzen auftreten können. Bild 13 zeigt den am „Rundfunkausgang“ (Kontakt 3 des Rundfunkanschlusses, Bild 5) gemessenen Überalles-Frequenzgang. Der an der Sekundärwicklung w 2 des Ausgangsübertragers Ü 2 gemessene Überalles-Frequenzgang ist aus Bild 14 ersichtlich. Für diese Messung wurde der eingebaute Lautsprecher durch einen ohmschen Widerstand (5 Ohm) ersetzt.

Der Einfluß der Batteriespannung auf den Überalles-Frequenzgang ist im Bild 15 dargestellt. Mit kleiner werdender Batteriespannung verringert sich der HF-Vormagnetisierungsstrom, wodurch sich eine Anhebung der hohen Frequenzen ergibt.

Änderungen der Umgebungstemperatur wirken sich auf den Überalles-Frequenzgang im Temperaturbereich von -10°C bis $+45^\circ\text{C}$ mit weniger als 3 dB aus.

3.2 Aufsprechverstärker

Die Eingangsempfindlichkeit des Aufsprechverstärkers beträgt für den Bezugs-

pegel (DIN-Bezugsband 9)

am Mikrofoneingang (Eingangswiderstand R_e der Eingangsstufe 6,5 kOhm) etwa 2,5 mV

am Rundfunkingang (Anschluß 1 der Rundfunkbuchse, $R_e = 100$ kOhm) etwa 40 mV

Als Klirrrgrad ergab sich 1,5 % (3 % mit eingeschaltetem Aussteuerungsanzeiger).

Der Frequenzgang (Bild 16) des Aufsprechverstärkers wurde für eine Aussteuerung

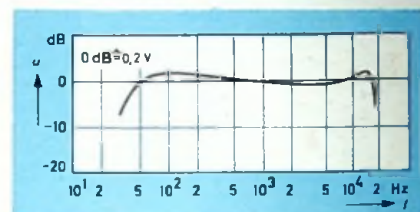


Bild 13. Überalles-Frequenzgang des Tonbandverstärkers, gemessen am Rundfunkausgang

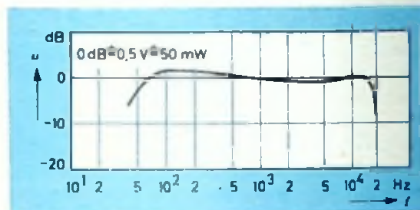


Bild 14. Überalles-Frequenzgang des Tonbandverstärkers (einschließlich Tonband), gemessen am mit 5 Ohm belasteten Ausgang der Gegentakt-B-Endstufe

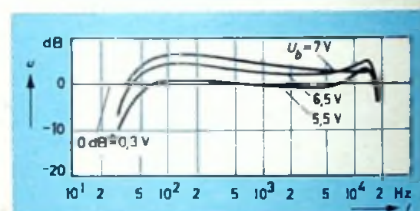


Bild 15. Einfluß der Batteriespannung auf den Überalles-Frequenzgang

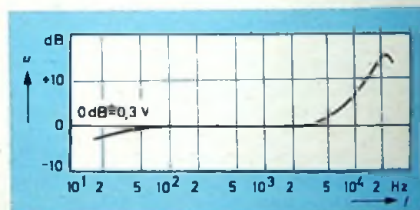


Bild 16. Frequenzgang des Aufsprechverstärkers

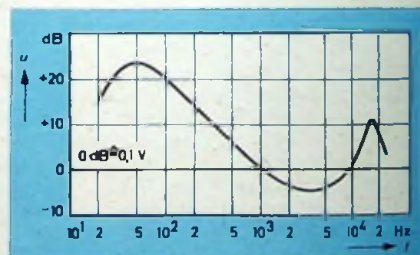


Bild 17. Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers

des Bandes von etwa 20 dB unter dem Bezugspegel am Kollektor des Transistors T 4 (OC 604) gemessen.

3.3 Wiedergabeverstärker

Der Klirrrgrad ist etwa 2 %. Der am „Rundfunkausgang“ gemessene Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers allein ist im Bild 17 dargestellt.

Moderne Transistoren-Fertigung

Im Heft 1/1961, Seite 6, berichteten wir kurz über das neue Telefunken-Halbleiterwerk Heilbronn, in dem nach modernsten Fertigungsmethoden Halbleiterdioden und Transistoren in großer Stückzahl entstehen. Der nachstehende kurze Rundgang durch das Werk soll einen kurzen Überblick über die moderne Transistoren-Fertigung geben.

Vom Germanid zum Einkristall

Ausgangsmaterial für das in der Halbleiter-Fabrikation benötigte hochreine Germanium sind Oxyde dieses Elements, wie sie zum Beispiel im Germanid, einem kupferhaltigen Erz mit bis zu 8 % Ge-Gehalt, vorkommen. Das hieraus gewonnene Germaniumoxyd GeO_2 wird in mehrfachen, zum Teil sehr komplizierten chemischen Prozessen gereinigt, indem man es beispielsweise durch Zusatz von Chlor in Germaniumtetrachlorid GeCl_4 überführt, wiederholt fraktioniert destilliert und dann wieder in Germaniumoxyd überführt. Nach Reduktion im Wasserstoffstrom erhält man dann chemisch reines Germanium, das – in Barrenform zusammen geschmolzen – der eigentliche Rohstoff für die Transistor-Herstellung ist.

Die Reinheit des so erhaltenen Germanium genügt aber noch nicht den Anforderungen der Halbleiter-Technik, denn hier fordert man Reinheitsgrade, die mit chemischen Mitteln weder erreichbar noch nachweisbar sind. Es sei nur am Rande erwähnt, daß bei dem für die Halbleiter-Technik benötigten Germanium auf 10 Milliarden (10^{10}) Germaniumatome höchstens ein Fremdatom kommen darf. Dieser Reinheitsgrad läßt sich nur nach dem sogenannten Zonenschmelzverfahren erreichen, bei dem der langgestreckte Ge-Barren sehr langsam durch einen mit Wasserstoff als Schutzgas bespülten Ofen bewegt wird, der aus mehreren schmalen Heizzonen mit dazwischenliegenden kühleren Zonen besteht. Das Germanium kommt dadurch zonenweise zum Schmelzen und wieder zum Erstarren. Die reinigende Wirkung des Zonenschmelzverfahrens beruht darauf, daß die Löslichkeit mancher Verunreinigungen im festen und flüssigen Germanium sehr verschieden ist, so daß sich die unerwünschten Beimengungen am Anfang und Ende des Barrens konzentrieren. Diese Enden werden später abgeschnitten und der Wiederverwendung zugeführt. Die Reinheit des so erhaltenen Germaniums kontrolliert man durch Messen der Leitfähigkeit am unzerschnittenen Barren.

Der so gewonnene Ge-Barren aus hochgereinigtem Germanium ist für die Herstellung von Transistoren noch immer nicht geeignet, denn er besteht aus einer Vielzahl von aneinandergrenzenden Kristallen, die im Kristallgefüge sogenannte Störstellen bilden. In der Kristall-Ziehapparat (vgl. Titelbild Heft 23/1960) wird deshalb das Germanium noch einmal geschmolzen und aus dieser Schmelze dann der benötigte Einkristall gezogen. Dieser Ziehvorgang muß nicht nur in klimatisierten und staubfreien Räumen erfolgen, sondern auch frei von allen äußeren Erschütterungen. Deshalb hat man diese Abteilung im Halbleiterwerk Heilbronn in die Kellerräume verlegt und alle nur denkbaren Vorsichtsmaßnahmen getroffen, um Erschütterungen von der Apparatur fernzuhalten.

Die Kristall-Ziehapparat besteht aus einem evakuierten weiten Quarzrohr, in dem sich ein von stromdurchflossenen Kohlespiralen oder durch Strahlung beheizter Schmelztiegel aus reiner Kohle befindet. Durch Zugabe geeigneter Stoffe,

beispielsweise von Antimon für n -Leitendes Germanium zur Herstellung von pnp -Transistoren, gibt man der Schmelze den für die n -Zone der Basis gewünschten Leitfähigkeitsgrad.

Um die gewünschte Lage der Kristallebenen in dem Einkristall zu erreichen, wird ein Kristallkeim sorgfältig als Impfkristall vorbereitet, indem man ihn unter anderem genau auf die vorgeschriebene Kristallrichtung ausrichtet. Der Impfkristall wird dann in die Schmelze eingetaucht und langsam rotierend mit genau festgelegter Geschwindigkeit sehr langsam aus der Schmelze herausgezogen (Bild 1). Auch hier sind wieder besondere Vorsichtsmaßnahmen getroffen, um die Übertragung von Erschütterungen von dem außerhalb des Quarzrohres angebrachten Motor mit Getriebe von dem eigentlichen Ziehmechanismus fernzuhalten, weil sonst sofort Unregelmäßigkeiten im Aufbau des Kristallgitters auftreten würden.

Herstellung der Halbleiterplättchen

Der so gewonnene Einkristall-Stab wird nach einer Reihe weiterer Prüfungen durch automatisch arbeitende Diamantsägen in dünne Scheibchen zerteilt, die anschließend maschinell geläppt werden (Bild 2), um genau planparallele Oberflächen zu erhalten. Nach erneuter Reinigung ritzt man dann in die Oberfläche der Ge-Scheibchen ein quadratisches Raster ein, und nach anschließendem Brechen entlang den eingeritzten Linien erhält man dann das für die weitere Verarbeitung benötigte Ge-Plättchen im Rohzustand.

Die nach dem Läppen vorhandene Oberflächen-güte ist aber zur Herstellung von Transistoren noch immer unzureichend; außerdem müssen Reste des in die Oberfläche des Germaniums eingedrückten Schleifmittels sorgfältig entfernt werden. Zu diesem Zweck beizt man die Ge-Plättchen in einem Säuregemisch, und nach anschließendem gründlichem Spülen liegt



Bild 3. Optische Kontrolle der Kristallplättchen unter dem Binokular-Mikroskop

Bild 4. Die Vakuumpinzette ist ein wichtiges Hilfsmittel bei der mechanischen Handhabung der kleinen Kristall-Elemente



Bild 1. Teil einer Ziehapparat für Germanium-Einkristalle. Durch den Glasschutzzyylinder blickt man in die Germaniumschmelze, aus der mittels eines Impfkristalls der Germanium-Einkristall-Stab gezogen wird



Bild 2. Blick in einen Arbeitsaal mit Läpp-Maschinen zum Planschleifen der Germanium-Scheibchen

dann endlich das Plättchen in einer Form vor, in der es zum Aufbau des eigentlichen Transistor-Elements geeignet ist. Vor der Weiterverarbeitung müssen aber alle Plättchen Stück für Stück unter binokularen Mikroskopen noch einmal optisch kontrolliert werden (Bild 3). Da die mechanische Handhabung der winzigen Plättchen schwierig ist, bedient man sich der Vakuumpinzette als eines einfachen, aber sehr zweckmäßigen Hilfsmittels. Sie besteht aus einer feinen, vorn abgebogenen Hohl-nadel, die über einen dünnen Gummischlauch mit einem unter Unterdruck stehenden Behälter verbunden ist. Der Unterdruck saugt das Plättchen mit der stumpfen Öffnung der Hohl-nadel an, und dort wird es so lange festgehalten, bis man über ein durch leichten Fingerdruck zu bedienendes Ventil den Unterdruck wieder abschaltet (Bild 4).

Fertigungsgang der HF-Transistor-Elemente

Für pnp -Transistoren entsteht die p -Zone des Emitters und des Kollektors durch Einlegieren von Indium in das Ge-Plätt-



chen. Zu diesem Zweck werden Legierungsformen mit Ge-Plättchen und Indiumkugeln bestückt (Bild 5) und dann zunächst die Emittorpille in einem Ofen mit Schutzgas-Atmosphäre bei etwa 700°C und anschließend die Kollektorpille bei etwa 600°C einlegiert. Das so entstandene pnp-Element muß dann in einem weiteren Arbeitsgang bei etwa 450°C an das Basisblech mit aufgedrucktem Zinnring angelötet werden, und nach nochmaligem Beizen, Spülen und Trocknen ist dann das Transistor-Element für den Einbau fertig.



Bild 5. Beschicken von Legierungsformen mit Germaniumplättchen und Indiumkugeln

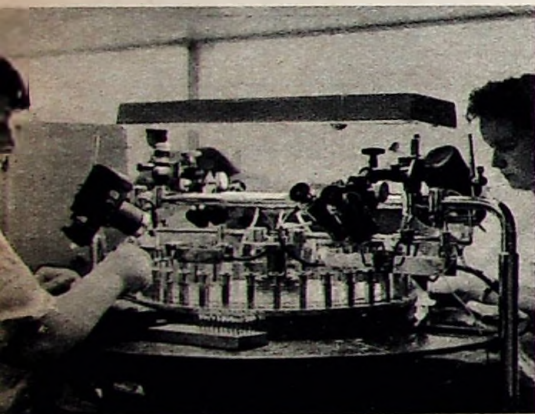


Bild 6. Karussell zum Kontaktieren von Emittor und Kollektor



Bild 7 (oben). Einschmelzkarussell zum Verschmelzen des Glasfußes mit dem Glaskolben

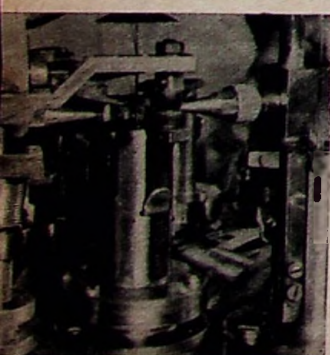
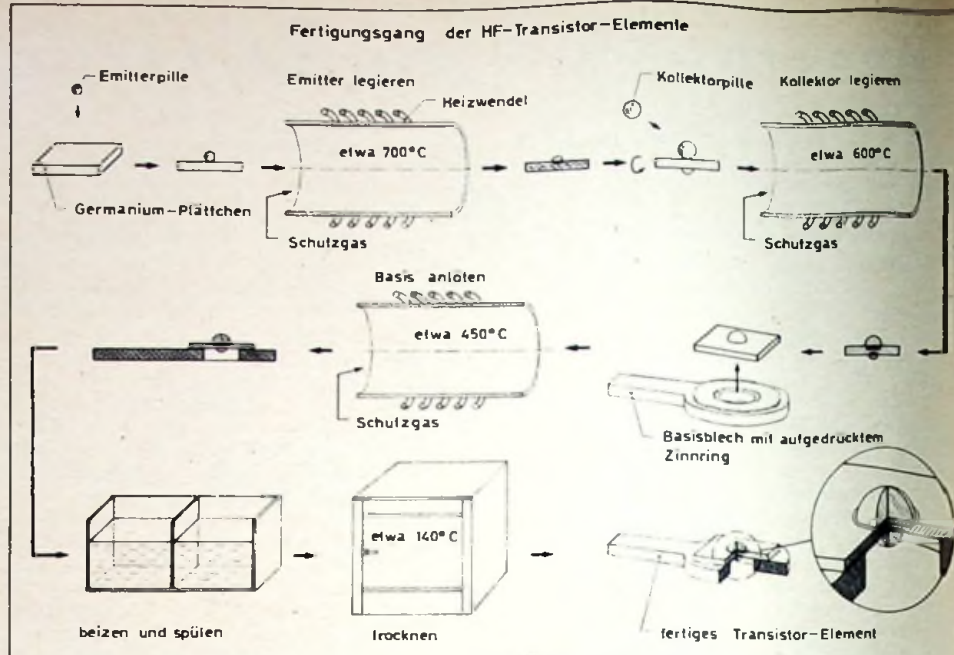


Bild 8. Auf dem Einschmelzkarussell wird der Glasfuß in einer rotierenden Spannzange mit dem Glaskolben mittels spitzer Flammen verschmolzen



Einbau des Transistor-Elements

Das für den Einbau von Vorstufen-Transistoren heute noch benutzte Glasgehäuse ist inzwischen in gesonderten Arbeitsgängen vorbereitet worden. Der Perlenfuß-Automat liefert den Glasfuß mit den drei eingeschmolzenen Zuleitungen. An die Zuleitungen für Emittor und Kollektor werden zunächst verzinnnte Silberdrähte und dann das Transistor-Element an die entsprechende dritte Zuleitung angeschweißt. Auf einem Karussell (Bild 6) erfolgt dann das Kontaktieren der beiden Indiumpillen mit den unter leichter Vorspannung aufliegenden verzinnnten Silberdrähten bei etwa 275°C in einer Wasserstoff-Atmosphäre. Über ein Binokular-Mikroskop läßt sich der Lötvorgang genau verfolgen. Nachdem durch Behandlung mit Silicon-Harz die Verbindungen stabilisiert worden sind, kann der Glaskolben aufgesetzt und auf dem Einschmelzkarussell (Bild 7) mit dem Glasfuß verschmolzen werden (Bild 8).

Nach Beizen und Verzinnen des Anschlußdrähte folgt das Lackieren des Glaskolbens in der Tauchlackiermaschine, um den Transistor vor Lichteinfall zu schützen. Wenn dann noch der Farbpunkt zur Kennzeichnung des Kollektors ebenfalls automatisch aufgebracht worden ist, ist der Transistor fertig – bis auf die letzte Prüfung.

Vollautomatische Prüfung

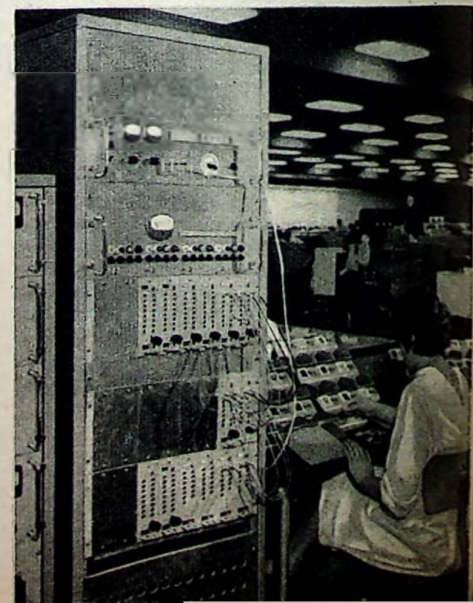
Schon während der einzelnen Arbeitsgänge sind zahlreiche elektrische Prüfungen in den Fertigungsprozeß eingeschaltet. Man bedient sich dazu vielfach automatischer Kennlinienschreiber, denn kleinste und sonst nur schwer feststellende Fehler machen sich meistens sehr deutlich in einer erheblichen Verformung der Transistorkennlinie bemerkbar. Deshalb findet man in der Halbleiter-Fertigung ungewöhnlich viele Meßeinrichtungen und Meßplätze. Trotz dieser sorgfältigen Zwischenprüfungen müssen aber alle Transistoren am Ende der Fertigung noch über einen Meßautomaten (Bild 9) laufen. Nach Einlegen des Transistors in eine Schnell-Anschlußvorrichtung läuft nach Druck auf eine Taste in Sekundenschnelle

Bild 9. Meßautomat (Mitte) zum Prüfen der elektrischen Werte des Transistors. Rechts daneben erkennt man die kleinen Kästchen mit den darüber angeordneten farbig aufleuchtenden Lampenfeldern und den Zählwerken für die Auswertung

ein umfangreiches Prüf- und Meßprogramm ab, dessen Ergebnis in Gestalt von farbig aufleuchtenden Lämpchen angezeigt wird. Jedes Lämpchen ist einem Kästchen mit automatisch gesteuertem Zählwerk zugeordnet, und der gerade geprüfte Transistor braucht jeweils nur in das durch ein aufleuchtendes Lämpchen gekennzeichnete Kästchen gelegt zu werden. Als Ergebnis dieser Auslese erhält man dann sowohl eine Aussortierung nach elektrischen Werten als auch nach Fehlern. Die Angaben der Zählwerke bilden dabei gleichzeitig die Grundlagen für die Auswertung nach den Methoden der statistischen Qualitätskontrolle, die für die Betriebsleitung ein wertvolles Hilfsmittel sowohl zur Überwachung auf gleichbleibende Qualität als auch zum frühzeitigen Erkennen von in der Serienfertigung auftretenden Fehlern ist.

Der Mensch unserer Zeit will sich nicht mehr wundern. Er ist geneigt, alles als selbstverständlich hinzunehmen. Galt der Transistor vor zehn Jahren vielleicht noch als eine der größten Erfindungen unserer Zeit, so nehmen wir ihn heute als „handelsübliches“ Bauelement der Elektronik hin. Und doch: welche Fülle von Entwicklungsarbeit und minuziöser Kleinarbeit vieler fleißiger Hände steckt in diesem kleinen schwarzen Röhrchen mit den drei Zuleitungen!

(Nach Unterlagen der Telefunken GmbH)



Fallleiter - Dioden

Wirkungsweise und Schaltungstechnik

⑦

Verwendet man eine moderne Siliziumdiode in der Torschaltung, so lassen sich im Durchlaßzustand Wechselstromwiderstände bis herunter zu einigen Ohm erreichen. Im Sperrzustand treten dagegen sehr große Widerstände bis zu einigen Gigohm auf. Das Verhältnis vom Übergangswiderstand im Durchlaßzustand zum Isolationszustand beim Sperrn ergibt Werte in der Größenordnung von 10^{10} . Bei einer Germaniumdiode ist der entsprechende Wert nur etwa 10^4 . Dieses sogenannte „Schaltverhältnis“ läßt sich nach erhöhen, wenn man die Schaltung nach Bild 108 anwendet. Gegenüber der einfachen Torschaltung verdoppelt sich hier zwar der Wechselstromwiderstand bei

Impulsen ist die Diode D, die eine der Spannung U entsprechende Sperrspannungsfestigkeit haben muß, gesperrt. Ein am Eingang der Schaltung auftretender Impuls mit der Amplitude A erscheint am Ausgang mit der kleineren Amplitude U. Nur Impulse, deren Amplituden den Wert U nicht übersteigen, erscheinen ausgangsseitig unverändert. Alle höheren Spannungen ($> U$) öffnen die Diode, und die Impulsweite werden beschnitten. Die tatsächliche Ausgangsspannung ergibt sich aus dem Verhältnis des Innenwiderstandes der Impulsspannungsquelle zu dem der Vorspannungsquelle U und dem Widerstand R_D der Diode in Durchlaßrichtung. Durch den im Eingang liegenden Widerstand R wird die Begrenzwirkung verbessert. Derartige Maximumbegrenzer werden beispielsweise auch dann verwendet, wenn man etwaige Verformungen des Impulsdaches beseitigen will.

Bild 109. Maximumbegrenzer

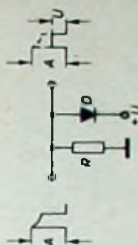
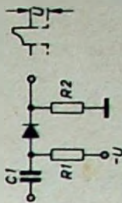


Bild 110. Minimumbegrenzer



Für die Minimumbegrenzung ist die Diode in den Längszweig zu schalten (Bild 110), wobei sie in bezug auf den Eingang in Sperrrichtung liegt. Erst Impulsspannungen, deren Amplituden den Wert U überschreiten, öffnen die Diode. Die Amplitude der am Ausgang der Schaltung erscheinenden Impulse ist um den Wert von U verkleinert.

6.3.1 Torschaltungen in der Radartechnik

Da die Reichweite der Radargeräte begrenzt ist, genügt bei den steigenden Fluggeschwindigkeiten die Erfassungzeit des Zieles durch ein einziges Radargerät nicht mehr. Eine Erweiterung des Radarsichtbereiches gelingt aber in

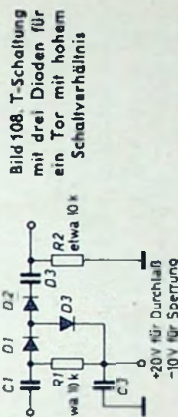


Bild 108. T-Schaltung mit drei Dioden für ein Tor mit hohem Schaltverhältnis

geöffnetem Tor, weil zwei Dioden in Reihe liegen, bei geschlossenem Tor wird der Wechselstromwiderstand jedoch mehr als verdoppelt, weil nicht nur die beiden in Reihe liegenden hochohmigen Längsdioden D1 und D2 wirksam werden, sondern durch das verhältnismäßig niederohmige Querglied (D3) eine Spannungssteilung auftritt. Der Wert des Schaltverhältnisses hängt in diesem Fall auch von der Größe des Lastwiderstandes ab.

Zu den Torschaltungen gehören im gewissen Sinne auch die Begrenzerschaltungen, bei denen man Maximum- und Minimumbegrenzer unterscheidet. Von einem Maximumbegrenzer wird verlangt, daß ein vorgegebener Amplitudenwert nicht überschritten werden darf. Man spricht dagegen von einem Minimumbegrenzer, wenn ein vorgeschriebener Minimalwert, also ein Schwellenwert, eingehalten werden soll; unterhalb des Schwellenwertes liegende Amplituden dürfen die Schaltung nicht passieren.

Die Schaltung eines Maximumbegrenzers zeigt Bild 109. Während der Pausen zwischen zwei

Bild 113. Torsteuerung mit Impulsen

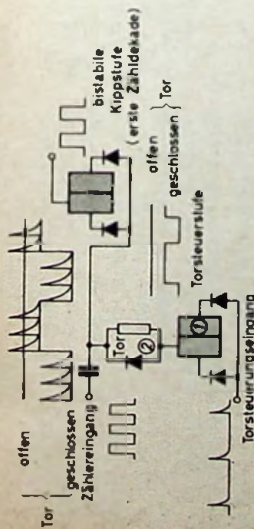
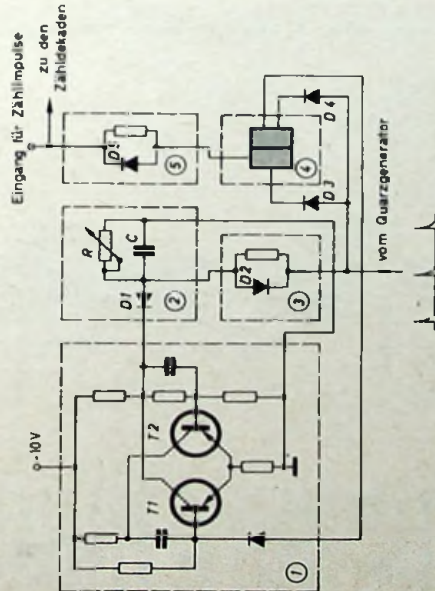
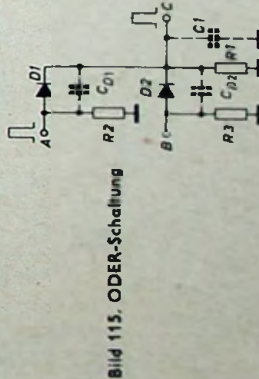


Bild 114 (unten). Kontinuierlich steuerbare Vortorschaltung mit Haupttor (1 monostabile Kippstufe, 2 Kondensator-Auf- und -Entladung, 3 Vortor, 4 bistabile Kippstufe, 5 Haupttor)



lve Spannung +U, so erreicht diese auch am Ausgang der Schaltung; man nennt sie daher auch ODER-Schaltung.

Elektronische Schaltungsanordnungen arbeiten im allgemeinen mit bistabilem Arbeitspunkt, zum Beispiel mit gezündetem oder gelöschtem Halbleiter-Thyatron, mit im ersten oder zweiten Transistorleitender Flip-Flop-Schaltung und mit in positiver oder negativer Remanenz verharrendem Ferrit-Speicher. Mathematisch gesehen, werden also die Aussagen „1“ und „0“ (beziehungsweise „Ja“ und „Nein“) unterschieden. Dabei entspricht die Aussage „1“ dem Potential +U und die Aussage „0“ dem Potential 0. Die am Ausgang einer einzelnen bistabilen Anordnung erscheinende Aussage X enthält nur eine einzige Feststellung, die entweder x („Ja“, „1“) oder x' (nicht x, „Nein“, „0“) bedeutet.



dem Potential +U und die Aussage „0“ dem Potential 0. Die am Ausgang einer einzelnen bistabilen Anordnung erscheinende Aussage X enthält nur eine einzige Feststellung, die entweder x („Ja“, „1“) oder x' (nicht x, „Nein“, „0“) bedeutet.

An die Torschließzeit (Darstellzeit) werden nicht so hohe Ansprüche gestellt. Sie soll — wahlweise einstellbar — einige Sekunden betragen, damit man das Zählergebn während dieser Zeit bequem ablesen kann. Um die Darstellzeit verändern zu können, legt man vor das Tor eine kontinuierlich steuerbare Vortorschaltung (Bild 114). Der Kondensator C wird durch die monostabile Kippstufe 1 über die Diode D1 aufgeladen und entlädt sich langsam über den verhältnismäßig großen regelbaren Widerstand R nach einer e-Funktion. Die Kondensatorspannung gelangt über das Vortor 3 zum Eingang der Haupttorschaltung, die aus der bistabilen Kippstufe 4 und dem Haupttor 5 besteht. Zunächst sei das Haupttor geschlossen. Ein Quarzgenerator oder ein anderer Frequenzerzeuger liefert in regelmäßigen Abständen Impulse, die das Haupttor öffnen wollen. Sie können aber die Sperrspannung der Dioden D3 und D4 so lange nicht überwinden, bis der Kondensator C der Vortorschaltung sich genügend entladen hat.

Hat sich der Kondensator C genügend entladen, so kann ein positiver Impuls die Haupttorschaltung in die Stellung „geöffnet“ kippen. Die Zählimpulse gelangen jetzt ungehindert zu den Zähldekaden. Da sich inzwischen die Kondensatorspannung noch weiter verringert hat, kann der nächste positive Impuls vom Quarzgenerator die Haupttorschaltung wieder in den geschlossenen Zustand kippen und dadurch den Zählvorgang unterbrechen. Gleichzeitig wird der Kondensator des Vortores wieder aufgeladen.

6.4 Logische Schaltungen

Eine der wichtigsten Schalteranwendungen der Dioden ist die in den sogenannten „logischen Schaltungen“. Eine einfache logische Schaltung zur Verknüpfung zweier Aussagen zeigt Bild 115. Liegt an nur einem der beiden Eingänge A oder B oder auch an beiden eine posi-

zufriedenstellender Weise durch Verwerfen der Anzeige von weiteren — vom Beobachtungspunkt abgesetzten — Radargeräten. Hierbei ist eine Fernübertragung der vollständigen Radarsignale notwendig.

Abgesetzte Tochter-Schaltgeräte sind bereits bei vielen Radarstationen in Betrieb. Die Übertragungsmedien sind dabei sehr unterschiedlich. Bei kurzen Entfernungen kann man an die Übertragung über Kabel denken. Bei größeren Entfernungen werden aber die Kosten für Leitungen, Zwischenverstärker und Wartung der gesamten Anlage zu hoch. Durch die sogenannte „Bandbreitenkompression“ lassen sich aber die Kosten für die gesamte Anlage auch bei großen Entfernungen beträchtlich vermindern.

Die Lösung des Problems erfordert zwischen dem Ausgang des Radarempfängers und dem Eingang der Übertragungsstrecke eine Speichereinrichtung. Der Bildspeicher soll dabei das volle, während eines oder mehrerer Antennenumläufe empfangene Radarsignal speichern, so daß eine erhebliche Speicherkapazität — etwa 100000 Bildpunkte — gefordert werden muß. Der Vorgang spielt sich derzeit ab, daß in den Speicher rasch „eingeschrieben“ und sehr langsam wieder „ausgelesen“ wird. Das Speicherelement war bisher die beispielsweise von Telefunken und Decca verwendete Speicheröhre, die allerdings einen erheblichen Aufwand erfordert.

Es zeigte sich nun, daß der elektrostatische Speicher für abschbare Zeit die Optimallösung für die hier gestellte Aufgabe darstellen dürfte. Das Blockbild der von Lorenz entwickelten

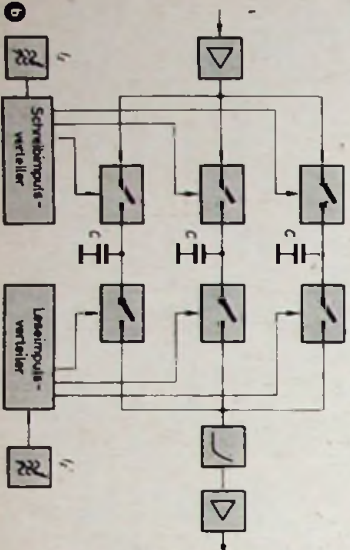
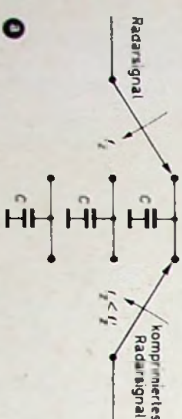


Bild 111. a) Funktionsschaltbild mit rotierenden Kommutatoren zur Aufladung (f_1) und Entladung (f_2) der Speicherkondensatoren. b) Blockbild des Speichers

ten bestückt werden.

Speichereinrichtung zeigt Bild 111. Eine Reihe von Speicherkondensatoren mit elektronischen Schreib- und Leses-Torschaltungen bildet das Speichermedium; für jedes Entfernungselement ist ein Kondensator vorhanden. Die zeitlich aufeinanderfolgenden Radarsignale verteilt ein Schreibkabel auf die Kondensatoren. Der Schreibkabel ist dabei an die gewünschte Entfernungsauflosung im Speicher angepaßt. Der Schreibverteiler wird vom Radargerät synchronisiert.

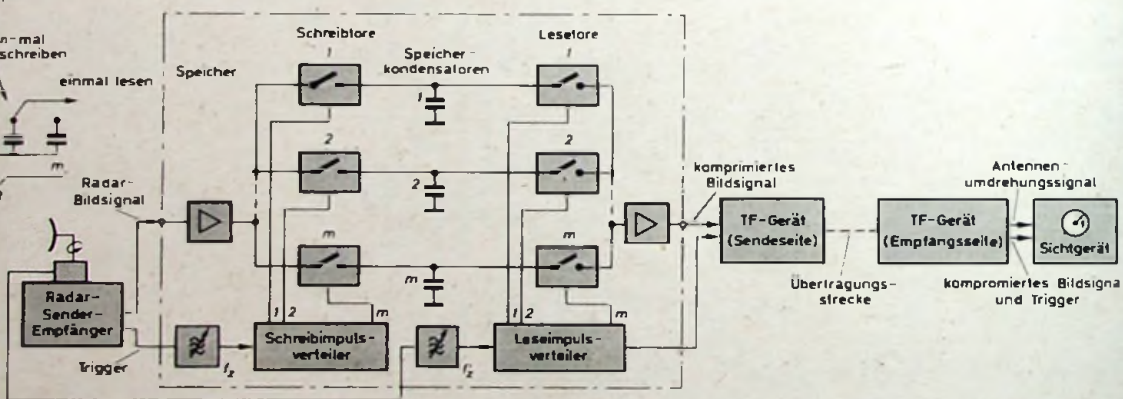
Der Lesekabel ergibt sich aus der gewünschten Winkelauflosung und der Hochbandbreite des zur Verfügung stehenden Übertragungskanal (Kabel oder Funkweg). Die in den Kondensatoren gespeicherte Ladung wird über die mit Transistoren und Dioden bestückten Lesetore abgetastet und über einen Tiefpaß der Übertragungseinrichtung zugeführt. Durch das gewählte Prinzip sind Geometrieverzerrungen sowie Spannungs- und Temperatureinflüsse ausgeschaltet. Der Aufwand für die Speicheranordnung hängt von dem geforderten Entfernungsauflosungsvermögen (Anzahl der Speicherelemente) ab. Die Integrationskennlinie der verwendeten Speicherelemente ist sehr gut linear, so daß verschiedene Graustufen übertragen werden können. Wegen der digitalen Ablenkung durch Impulsverteiler kann die Anlage auch ohne Beeinflussung der Genauigkeit nichtperiodische Radarsignale (zum Beispiel phasenmodulierte „Jitter“-Signale) verarbeiten.

Der digital arbeitende Impulsverteiler wird nach Erreichen des letzten Speicherkondensators stillgesetzt und verhält sich bis zum Eintreffen des nächsten Triggerimpulses in dieser Stellung (Totzeit). Wegen der digitalen Arbeitsweise hat dieser Start-Stop-Betrieb praktisch keinen Einschwingvorgang, so daß die Genauigkeit der Verteilung und die Entfernungsgenauigkeit im bandbreitenkomprimierten Signal nicht von der Dauer der veränderlichen Totzeit abhängen.

An Hand der Blockschaltung der vollständigen Anlage (Bild 112) sei die Funktion noch einmal zusammenfassend erläutert. Die Speicherelemente sind Kondensatoren, jedem Element entspricht eine bestimmte Entfernung. Die Anzahl der Speicherelemente und die verfügbare Übertragungsbereichsbereitschaft stimmen die mögliche Entfernungsauflosung. Der Speicher kann je nach Bedarf mit 250...1000 Elementen bestückt werden.

Ein Schreibkabel verteilt zeitlich ummittelbar aufeinanderfolgende Empfangsimpulse über elektronische (das heißt ausschließlich mit Transistoren und Dioden bestückte) Schalter in schaltungsmaßig nebeneinanderliegende Speicherkondensatoren. Der Radar-Triggerimpuls synchronisiert den Takgeber für den Schreib-

Bild 112. Blockschema der Radarbildübertragung auf Schmalbandkanälen von 3...12 kHz durch Bandbreitenkompression

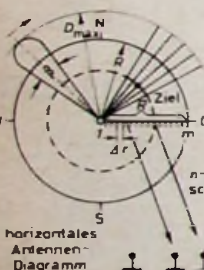


schalter so, daß die Kondensatorzelle in jeder Impulsperiode einmal durchlaufen wird. Die in den Kondensatoren gespeicherten Ladungen werden dann über eine zweite Reihe elektronischer Schalter entladen. Das hierbei entstehende, zeitlich gedehnte und durch die Integration verstärkte Radarsignal ist gelangt zum Eingang des Trägerfrequenzgerätes. Der Takgeber für die Leseschalter wird vom Antennenumkehrungssignalsynchronisiert. Außerdem liefert er den Triggerimpuls zur Synchronisation der Tochter-Schaltgeräte. Der Aufbau mit Speicherkondensatoren und Halbleiterelementen und das gewählte Steuerprinzip über digital arbeitende Zählschaltungen sichern der Anlage große Robustheit und Lebensdauer.

6.3.2 Torschaltungen in Zählrichtungen für industrielle Anwendung

In Zählgeräten, die nur während einer bestimmten Zeit zählen sollen, benutzt man ebenfalls Torschaltungen (Bild 113). Die Torschaltung bewirkt hier eine genaue Festlegung der Zählzeit. Zur Gesamteinrichtung gehören die Torschaltstufe 1 und das eigentliche Tor 2. Die Torschaltstufe ist ein bistabiler Multivibrator; das Tor besteht aus einer Diode mit parallelgeschaltetem Widerstand, die zwischen dem Eingang der ersten Zähldekade und dem Kollektor einer der beiden Transistoren der Torschaltstufe liegt. Ist dieser Transistor gesperrt, so sieht an seinem Kollektor eine hohe negative Spannung, die auch als Sperrspannung an den Dioden der bistabilen Kippstufe (der ersten Zähldekade) liegt und verhindert, daß die Eingangsimpulse zu den Basen der Transistoren dieser Stufe gelangen. Soll die Zählung beginnen, so muß durch Kippen der Torschaltstufe bewirkt werden, daß die Sperrspannung der Dioden auf einen so kleinen Wert zurückgeführt, daß sie von den Eingangsimpulsen überwunden wird. Das Kippen der Torschaltstufe veranlassen entweder Spannungsschwellwerte oder positive Impulse, die abwechselnd auf die Transistoren wirken, wodurch sich das Öffnen und Schließen des Tors ergibt. Während der Torschaltungszeit (der sogenannten Darstellungzeit) kann man feststellen, wieviel Impulse gezählt wurden.

Die Toröffnungszeit (Zählzeit) muß sehr genau begrenzt sein. Man erreicht diese Genauigkeit mittels eines Schwingquarzes, dessen Frequenz mit Unterseizerstufen herabgesetzt wird. Soll zum Beispiel eine Sekunde lang gezählt werden, so kann man diese Zeitdauer mit einem 10-kHz-Quarz herstellen, dessen Frequenz viermal dekodisch unterteilt, die Frequenz 1 Hz ergibt. Ein Schwingquarz mit den zugehörigen Unterseizerstufen wird im folgenden als Quarzgenerator bezeichnet.



da $\lim_{t \rightarrow \infty} e^{-(p+a)t} = 0$ ist. Als Ergebnis erhält man

$$e^{-a \cdot t} \leftrightarrow \frac{1}{p+a} \quad (27)$$

Die Korrespondenz Gl. (27) gilt für alle reellen und komplexen Werte des Parameters a . p muß nur so gewählt werden, daß $\operatorname{Re}(p+a) > 0$ ist.

4.1.2 Unterfunktion zur Heavisideschen Sprungfunktion $1(t)$

Die Heavisidesche Sprungfunktion $1(t)$, die besonders bei Einschaltproblemen von großer Bedeutung ist, hat folgende Eigenschaften (Bild 9): Für $t < 0$ ist $1(t) = 0$, für $t \geq 0$ ist $1(t) = 1$, oder kürzer ausgedrückt

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ 1 & \text{für } t \geq 0 \end{cases} \quad (28)$$

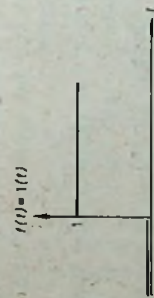


Bild 9. Heavisidesche Sprungfunktion $1(t)$

Man berechnet $1(t) \leftrightarrow \bar{f}(p)$ und erhält

$$\bar{f}(p) = \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot 1(t) dt \quad (29)$$

Die Konvergenz des Integrals Gl. (29) ergibt sich für $\operatorname{Re}(p) > 0$. In Gl. (29) braucht man die Integration jedoch nicht direkt auszuführen; mit $a = 0$ geht nämlich Gl. (24) in das Integral Gl. (29) über. Aus Gl. (27) entnimmt man nach Ausführung des Grenzüberganges $\lim_{a \rightarrow 0}$

$$\lim_{a \rightarrow 0} e^{-a \cdot t} = 1 \leftrightarrow \lim_{a \rightarrow 0} \frac{1}{p+a} = \frac{1}{p}$$

Damit wird

$$1(t) \leftrightarrow \frac{1}{p} \quad (30)$$

4.1.3 Unterfunktion zu einer Konstante A

Im Bild 10 ist die Funktion $f(t) = A = \text{const}$ dargestellt. Die Ausführung der Integration $\bar{f}(p) = \bar{f}(p)$ ergibt in Analogie zu Gl. (30) die Korrespondenz

$$f(t) = A \leftrightarrow \frac{A}{p} \quad (31)$$

4.1.4 Unterfunktion zu einem Einzel-Rechteckimpuls mit der Impulshöhe 1 und der Impulsdauer T

Ein Einzel-Rechteckimpuls mit der Impulshöhe 1 und der Impulsdauer T (Bild 11) läßt sich durch

die Zeitfunktion

$$f(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ 1 & \text{für } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{für } t > T \end{cases} \quad (32)$$

beschreiben. Die Integration braucht aber nur bis zur oberen Grenze

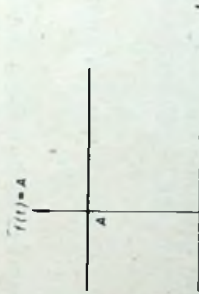


Bild 10. Verlauf von $f(t) = A = \text{const}$ für alle t

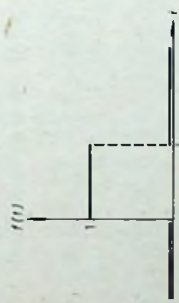


Bild 11. Einzel-Rechteckimpuls mit der Impulshöhe 1 und der Impulsdauer T

$t = T$ durchgeführt zu werden, weil für $t > T$ die Zeitfunktion $f(t)$ in Gl. (32) Null wird.

$$\begin{aligned} \bar{f}(p) &= \int_0^T e^{-p \cdot t} dt = -\frac{1}{p} \int_0^T d(e^{-p \cdot t}) \\ &= -\frac{1}{p} [e^{-p \cdot t}]_0^T = \frac{1 - e^{-p \cdot T}}{p} \end{aligned}$$

Man erhält also

$$f(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ 1 & \text{für } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{für } t > T \end{cases} \leftrightarrow \frac{1 - e^{-p \cdot T}}{p} \quad (33)$$

(Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] ● Doetsch, G.: Handbuch der Laplace-Transformation. Basel, Stuttgart 1950, 1956, Birkhäuser
- [2] ● Wagner, K. W.: Operatorrechnung und Laplace-Transformation. 2. Aufl. Leipzig 1950, J. A. Barth
- [3] ● Doetsch, G.: Tabellen zur Laplace-Transformation und Anleitung zum Gebrauch. Berlin, Göttingen 1947, Springer
- [4] ● Erdélyi, A. u. a.: Tables of Integral Transforms, Vol. 1. New York 1954, McGraw-Hill
- [5] ● Magnus, W. u. Oberhettinger, F.: Formeln und Sätze für die speziellen Funktionen der mathematischen Physik. Berlin, Göttingen, Heidelberg 1943, Springer

Einführung

in die Laplace-Transformation

3.1 Definition

der Laplace-Transformation

Bei der Laplace-Transformation hat man es in den meisten Fällen mit sogenannten „abgeschnittenen“ Funktionen $F(t)$ zu tun, die folgende Eigenschaften haben:

$$F(t) = \begin{cases} f(t) & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases}$$

(stückweise stetig). Ein Beispiel für eine derartige Funktion zeigt Bild 4, während im Bild 5 die abgeschnittene Funktion

$$F(t) = \begin{cases} \cos a \cdot t & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases}$$

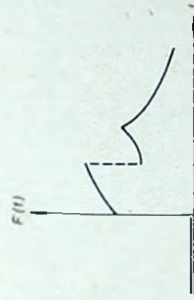


Bild 4. Verlauf der stückweise stetigen Funktion

$$F(t) = \begin{cases} f(t) & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases}$$

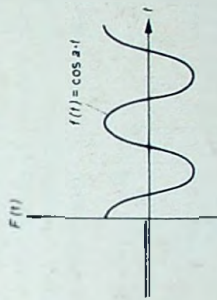


Bild 5. Verlauf der abgeschnittenen Funktion

$$F(t) = \begin{cases} \cos a \cdot t & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases}$$

dargestellt ist. Für die Anwendung der Laplace-Transformation ist nur die für $t \geq 0$ definierte Funktion $f(t)$ wichtig.

3.1.1 Grundformeln der Laplace-Transformation

Die Laplace-Transformation und ihre Umkehrung sind durch die Beziehungen

$$\bar{f}(p) = \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot f(t) dt \quad (17a)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p) dp \quad (17b)$$

definiert, j ist die imaginäre Einheit in der komplexen (Gaußschen) Zahlenebene.

3.2 Bezeichnungen

Der Bereich $t \geq 0$ heißt Oberbereich (Zeitbereich, t -Bereich),

der Bereich von p ist der Unterbereich (Bildbereich, p -Bereich),

die Funktion $f(t)$ wird als Oberfunktion (Originalfunktion, Zeitfunktion) bezeichnet, die Funktion $\bar{f}(p)$ nennt man Unterfunktion (Bildfunktion, Operatorfunktion).

Vielleicht schreibt man die Grundgleichungen (17) folgendermaßen:

$$\bar{f}(p) = \bar{f}(p) \quad (18a)$$

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1} \bar{f}(p) \quad (18b)$$

$$f(t) \leftrightarrow \bar{f}(p) \quad (19)$$

Gl. (18a) wird gelesen: Die Unterfunktion $f(p)$ ist gleich der Laplace-Transformierten der Oberfunktion $\bar{f}(t)$; oder kürzer: $\bar{f}(p)$ ist gleich der Laplace-Transformierten von $f(t)$. Gl. (18b) liest man: Die Oberfunktion $f(t)$ ist gleich der inversen Laplace-Transformierten der Unterfunktion $\bar{f}(p)$; oder kürzer: $f(t)$ ist gleich der inversen Laplace-Transformierten von $\bar{f}(p)$. Die Laplace-Transformation kürzt man mit $\mathcal{L}$, die inverse Laplace-Transformation mit $\mathcal{L}^{-1}$ ab.

$f(t) \leftrightarrow \bar{f}(p)$ wird gelesen: Die Unterfunktion $\bar{f}(p)$ korrespondiert mit der Oberfunktion $f(t)$ durch eine Laplace-Transformation; oder kürzer: $f(t)$ korrespondiert mit $\bar{f}(p)$.

3.3 Nähere Betrachtungen über die Grundformeln der Laplace-Transformation

In den Grundformeln Gl. (17)

$$\bar{f}(p) = \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot f(t) dt$$

$$\text{und } f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p) dp$$

Ist vorausgesetzt, daß die Integrale

$$\int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot f(t) dt \quad \text{und} \quad \int_{-\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p) dp \quad (20)$$

absolut konvergieren, das heißt,

$$\int_0^{\infty} |e^{-p \cdot t} \cdot f(t)| dt \quad \text{und} \quad \int_{-\infty}^{c+j\infty} |e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p)| dp$$

sollen konvergieren. $|e^{-p \cdot t} \cdot f(t)|$ ist der absolute Betrag der Funktion $e^{-p \cdot t} \cdot f(t)$. Die Integrale der Grundformeln konvergieren wegen der vorausgesetzten absoluten Konvergenz mit Sicherheit.

Der Integrationsweg des Umkehrintegrals

$$\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p) = f(t) = \frac{1}{2\pi \cdot j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p) dp \quad (21)$$

führt in der komplexen p-Ebene im Abstand $c \geq 0$ parallel zur imaginären Achse von $-j\infty$ nach $+j\infty$. c ist so zu wählen, daß der Integrationsweg innerhalb des Konvergenzbereiches des Integrals Gl. (21) liegt. c soll rechts von allen Singularitäten von $\bar{f}(p)$ verlaufen (Singularitäten einer Funktion $\bar{f}(p)$ sind die Stellen, an denen $\bar{f}(p)$ gegen Unendlich geht). Bild 6 zeigt den Integrationsweg $c - j\infty$ bis $c + j\infty$. Der angenommene Konvergenz-

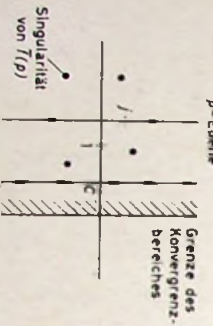


Bild 6. Integrationsweg des Umkehrintegrals

$$f(t) = \frac{1}{2\pi \cdot j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p) dp$$

bereich des Integrals Gl. (21) ist darin durch eine links schraffierte Gerade begrenzt. Die am Integrationsweg angebrachten Pfeile geben die Integrationsrichtung an. Singuläre Stellen der Unterfunktion $\bar{f}(p)$ sind durch Punkte in der p-Ebene gekennzeichnet.

Nach dem Deformationssatz der Funktionen-theorie ändert sich am Ergebnis der Integration Gl. (21) nichts, wenn man den Integrationsweg $c - j\infty \dots c + j\infty$ so abbildet, daß alle auf oder rechts von der imaginären Achse liegen-

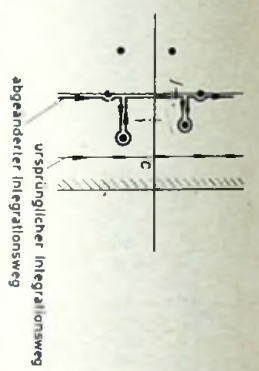


Bild 7. Zulässige Deformation des Integrationsweges nach dem Deformationssatz der Funktionentheorie

den Singularitäten von $\bar{f}(p)$ in der im Bild 7 dargestellten Weise eingeschleift werden. Abgesehen von diesen Singularitäten verläuft dann der Integrationsweg auf der imaginären Achse.

3.4 Verhalten des Umkehrintegrals $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ an einer Unstetigkeitsstelle der Funktion $f(t)$

Das Umkehrintegral

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p) = \frac{1}{2\pi \cdot j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{f}(p) dp$$

liefert an einer Unstetigkeitsstelle t den Wert

$$f(t) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{f(t-\epsilon) + f(t+\epsilon)}{2} = \frac{f(t-0) + f(t+0)}{2} \quad (22)$$

Das Symbol $f(t-0)$ deutet an, daß man sich von links, $f(t+0)$, daß man sich von rechts her der Unstetigkeitsstelle t der Funktion $f(t)$ nähert. An einer Unstetigkeitsstelle ergibt das Umkehrintegral $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ den arithmetischen

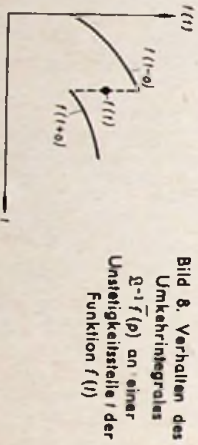


Bild 8. Verhalten des Umkehrintegrals $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ an einer Unstetigkeitsstelle t der Funktion $f(t)$

Mittelwert der Funktionswerte $f(t-0)$ und $f(t+0)$. Im Bild 8 ist diese Eigenschaft des Umkehrintegrals $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ an einem Beispiel dargestellt.

3.4.1 Verhalten des Umkehrintegrals $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ im Punkt t = 0

Mit funktionentheoretischen Hilfsmitteln kann man sehr leicht zeigen, daß für $t < 0$ auch das Umkehrintegral $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p) = 0$ wird. Für $t > 0$

stellt es die Zeitfunktion $f(t)$ dar. Besonders interessant und wichtig ist das Verhalten des Umkehrintegrals, wenn der Punkt $t = 0$ eine Unstetigkeitsstelle ist. Es soll gelten

$$\lim_{t \rightarrow -0} f(t) = 0 \quad \text{und} \quad \lim_{t \rightarrow +0} f(t) = f(+0) \neq 0$$

Setzt man in $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ den Wert $t = +0$ ein, so folgt aus den Ergebnissen des Abschnittes 3.4 wegen $f(-0) = 0$

$$f(+0) = \frac{1}{\pi \cdot j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \bar{f}(p) dp$$

3.5 Andere Definition der Grundformeln der Laplacetransformation

Die Grundformel Gl. (17) ist die Definition der Laplacetransformation nach G. Doetsch. K. W. Wagner definiert die Laplacetransformation in einer etwas anderen Form

$$\bar{g}(p) = p \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot f(t) dt$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi \cdot j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} e^{p \cdot t} \cdot \bar{g}(p) dp \quad (23)$$

Beide Definitionen leisten das gleiche. Hier soll jedoch Gl. (17) benutzt werden, da man diese Definition auch vorwiegend im angelsächsischen Schrifttum findet. Die Definition nach K. W. Wagner wurde nur der Vollständigkeit halber angegeben. Sie ist eine direkte Verallgemeinerung der Heavisideschen Operatorrechnung. Mit $p \cdot \bar{f}(p) = \bar{g}(p)$ läßt sich eine Definition in die andere überführen.

3.6 Allgemeines Anwendungsschema der Laplacetransformation

Die Anwendung der $\mathcal{L}$ -Transformation verläuft im allgemeinen nach folgendem Schema:

- Aufstellung der Beziehungen, die im Oberbereich die gesuchten Größen mit den gegebenen verbinden (meistens Differentialgleichungen mit der unabhängigen Veränderlichen t).
- Übergang zum Unterbereich (unabhängige Veränderliche p) durch Anwendung der Rechenregeln der $\mathcal{L}$ -Transformation auf die noch a) erhaltenen Beziehungen.
- Berechnung der gesuchten (transformierten) Größen im Unterbereich. Das ist in den meisten Fällen wesentlich einfacher als die direkte Lösung der in a) gestellten Aufgabe.
- Rücktransformation der im Unterbereich erhaltenen Lösung in den Oberbereich durch Anwendung der Rechenregeln und einer Korrespondenztabelle der $\mathcal{L}$ -Transformation.

Besonders günstig ist dabei, daß man das Umkehrintegral $\mathcal{L}^{-1}\bar{f}(p)$ nur sehr selten direkt auswerten muß. In den meisten Fällen genügt zum Übergang vom Unter- in den Oberbereich eine gute und hinlänglich umfangreiche Korrespondenztabelle [2, 3, 4, 5]. Das Tabellenwerk [4] enthält auch sehr selten benötigte Korrespondenzen, die in den anderen Werken nicht in diesem Umfang zu finden sind.

4. Berechnung einiger wichtiger Unterfunktionen $\bar{f}(p)$ mit der Laplacetransformation

Nach den etwas abstrakten Ausführungen des Abschnittes 3 soll jetzt die praktische Anwendung der $\mathcal{L}$ -Transformation beschrieben werden. Dabei ist die Kenntnis der Rechenregeln und der Methoden zur Berechnung der Unterfunktionen $\bar{f}(p)$ zur gegebenen Oberfunktion $f(t)$ erforderlich.

4.1 Beispiele zur Berechnung einiger Unterfunktionen $\bar{f}(p)$

In diesem Abschnitt werden zu einigen wichtigen Oberfunktionen $f(t)$ die zugehörigen Unterfunktionen $\bar{f}(p)$ durch direkte Auswertung des Laplaceintegrals $\mathcal{L} f(t)$ berechnet.

4.1.1 $f(t) = e^{-a \cdot t}$

Noch Gl. (17) gehört zur Oberfunktion $f(t)$ die Unterfunktion

$$\bar{f}(p) = \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot f(t) dt$$

Durch Einsetzen von $f(t) = e^{-a \cdot t}$ in dieses Integral folgt

$$\bar{f}(p) = \int_0^{\infty} e^{-p \cdot t} \cdot e^{-a \cdot t} dt = \int_0^{\infty} e^{-(p+a) \cdot t} dt$$

$$= -\frac{1}{p+a} \int_0^{\infty} d[e^{-(p+a) \cdot t}]$$

$$= \frac{1}{p+a} \int_0^{\infty} d[e^{-(p+a) \cdot t}] \quad (24)$$

Nach Ausführung der Integration erhält man

$$\mathcal{L} e^{-a \cdot t} = -\frac{1}{p+a} [e^{-(p+a) \cdot t}]_0^{\infty} \quad (25)$$

Das Symbol $[h(t)]_a^b$ bedeutet

$$[h(t)]_a^b = h(b) - h(a) \quad (26)$$

Zur Konvergenz des Integrals Gl. (24) wählt man p so groß, daß der Realteil von $p+a$ ($\text{Re}(p+a)$) größer als Null ist. Dann ergibt sich aus Gl. (25)

$$[e^{-(p+a) \cdot t}]_0^{\infty} = \lim_{t \rightarrow \infty} e^{-(p+a) \cdot t} - 1 = -1$$

Das Verhalten von HF-Eingangsstufen im Bereich von 1,5 bis 30 MHz

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 1, S. 24

3.2 Nichtlinearität der Röhrenkennlinie

Im Kurzwellengebiet treten Feldstärken auf, die im allgemeinen bei üblichen, optimal dimensionierten Antennen eine Antennen-EMK von maximal 100 ... 200 mV ergeben. In Einzelfällen (meistens in Sendernähe) wird dieser Wert überschritten, jedoch läßt sich durch feste, zusätzliche Selektionsmittel leicht Abhilfe schaffen. Da zur Erreichung einer guten Empfindlichkeit bereits der Eingangswert der Antennenschaltung den Wert 1 nennenswert überschreiten und außerdem der Verstärkungsfaktor der ersten Röhre ebenfalls größer als 1 sein muß, wenn das Rauschen der nachfolgenden Röhren die Empfindlichkeit nicht verschlechtern soll, ergeben sich leicht Amplituden, die über den Aussteuerbereich einer Röhre hinausgehen. Daher muß man die Verstärkung entsprechend regeln, um eine Übersteuerung zu vermeiden. Die Regelung erfolgt im allgemeinen durch Verringern der Steilheit mittels einer an das Steuergitter gelegten Regelspannung, deren Höhe mit der Amplitude der empfangenen Signalspannung in einem zweckmäßigen Zusammenhang steht. Die dazu notwendige Nichtlinearität der Röhrenkennlinie hat aber zur Folge, daß Verzerrungen der Empfangsspannung entstehen. Außerdem wird der äquivalente Rauschwiderstand der Röhre durch Verringerung der Steilheit vergrößert. Er ist bei Pentoden, bezogen auf Zimmertemperatur [1, 2, 6],

$$R_A = 2 \cdot 10^4 \frac{I_A}{S_A^2} F_A^2,$$

wobei der Schwächungsfaktor F_A selbst wieder von der Steilheit und der Stromverteilung abhängt

$$F_A^2 = \frac{I_g^2 + F_k^2 \cdot I_A}{I_k}$$

($F_k^2 = 0,2 \frac{S_k}{I_k}$). Mit verringerter Steilheit

nimmt der Störabstand also nicht mehr proportional der Signalspannung zu; der Empfänger wird unempfindlicher [2]. Das Hauptproblem bei einem Hochfrequenzverstärker besteht daher darin, die Regelung so auszulegen, daß ein optimaler Kompromiß zwischen Empfindlichkeit beziehungsweise Störabstand und nichtlinearen Verzerrungen zustande kommt. Bei größeren Empfängern regelt man daher die Röhren unterschiedlich [2]. Diese Aufgabe wurde in den Anfangsjahren der kommerziellen Empfängertechnik häufig zugunsten maximaler Empfindlichkeit gelöst; die Folge war eine Verschlechterung der wirksamen Selektion des Empfängers, also die teilweise Preisgabe seiner wichtigsten Eigenschaft.

Bei hoher HF-Gitterwechselspannung u_h treten bei einem modulierten Signal mit dem Modulationsgrad m_h die Modulationsgradänderung

$$\frac{\Delta m}{m_h} = \frac{1}{4} \frac{S''}{S} \left(1 - \frac{3}{8} m_h^2 \right) u_h^2$$

und die Modulationsverzerrung

$$D = \frac{3}{16} \frac{S''}{S} m_h \cdot u_h^2$$

auf. Darin ist S die Steilheit $\frac{dI_A}{dU_g}$, S' die

erste und S'' die zweite Ableitung der Steilheit nach der Gitterspannung. Beide Verzerrungen beeinflussen die Qualität des am Empfängeranfang erscheinenden Signals; ob sie tragbar sind, hängt von den Qualitätsforderungen ab. Sie beeinträchtigen jedoch nicht die Selektionseigenschaft des Empfängers. Das erfolgt vielmehr durch eine weitere Verzerrung, die Kreuzmodulation. Liegt am Empfängeranfang außer dem Nutzsignal u_h noch eine zweite, von einem Störsender hervorgerufene Spannung u_s , so wird die Modulation dieses Störsignals auf den Nutzsender übertragen. Infolge der Nichtlinearität der Kennlinie entsteht eine Gleichrichtung der Störsenderspannung und dadurch eine Verlagerung des Arbeitspunktes im Rhythmus der Störsendermodulation. Das hat Steilheitsänderungen zur Folge, die eine Modulation des Nutzsenders mit dem Störsender bewirken. Ein Maß für die Kreuzmodulation ist der Kreuzmodulationsfaktor [3, 4]

$$k = \frac{1}{2} \frac{S''}{S} \frac{m_s}{m_h} u_s^2$$

Durch die Richtspannung des Störträgers entsteht außerdem eine Lautstärkebeeinflussung des Nutzsenders, die man mit „blocking“ bezeichnet.

Bei der Mischröhre, die man immer zum HF-Verstärker hinzurechnen muß, um die Verhältnisse bezüglich Empfindlichkeit und wirksamer Selektion zu übersehen, entsteht die Kreuzmodulation in entsprechender Weise, nur tritt hier an die Stelle der Steilheit die Überlagerungssteilheit S_g . Da diese im wesentlichen von der Änderung der Steilheit durch die Oszillatorspannungs-Amplitude bestimmt wird, ist k_g bei Mischröhren proportional S''/S .

Die in der Mischstufe entstehende Kreuzmodulation ist also gegen die in den Vorstufen entstandene phasenverschoben. Da man die Laufzeit zwischen den Stufen, gemessen an der Modulationsfrequenz des Störers, vernachlässigen kann, addieren sich die Beträge der Kreuzmodulation in den einzelnen Röhren linear. Durch den Effekt in der Mischröhre und bei geschickter Wahl der Kennlinien der Röhren kann es also möglich sein, daß die gesamte Kreuzmodulation im HF-Verstärker kleiner ist als die Summe der Beträge in den Einzelröhren. Wenn die Kreuzmodulation einen festgelegten Wert nicht übersteigen soll, dürfen daher bei gegebener Röhrenkennlinie die Verstärkung und der Eingangswert einen damit bestimmten Betrag nicht überschreiten [2]. Der Kreuzmodulationsfaktor und die genannten Verzerrungen steigen bei gegebener Antennenspannung quadratisch mit der Verstärkung an. Die Selektion im Zwischenfrequenzverstärker hilft also nicht mehr, wenn der Störsender als Modulation des Nutzträgers Eingang in den Empfänger findet. Auch hierbei ist wieder der Verstärkungsgang mit der Frequenz zu beachten: Während die Empfindlichkeit eine Mindestverstärkung erfordert, darf jetzt die am entgegengesetzten Ende des Empfangsbereiches auftretende Maximalverstärkung nicht zu groß werden. Es ist

Aufgabe des Entwicklers, zwischen diesen beiden Bedingungen einen optimalen Kompromiß zu finden. Diese Erkenntnis hat heute überall Eingang gefunden, und man darf sagen, daß in keinem deutschen Pflichtenheft für Kurzwellenempfänger die Bedingungen für die wirksame Selektion fehlen. Über die Art ihrer Messung wurde durch entsprechende Vorschriften Einigung erreicht [9].

Ein Zahlenbeispiel soll die Verhältnisse bei der Kreuzmodulation durch einen Störsender deutlich machen. Die Vorselektion ist für diesen Störer unwirksam, denn bei 30 MHz ist die Bandbreite der HF-Kreise etwa 50mal größer als die des ZF-Kanals. Für Störsender und Nutzsender gelten also die gleichen Verstärkungsfaktoren. Bei den üblichen HF-Pentoden verursacht im ungünstigsten Fall eine Gitterwechselspannung von 105 mV eine Kreuzmodulation von 1%. Der Eingangswert darf also den Wert 3 nicht überschreiten, denn dieser ergibt bereits in der ersten Röhre eine Kreuzmodulation von 4%, wenn die maximal auftretende Antennen-EMK mit 100 mV angenommen wird. Auch die Stufenverstärkung darf nicht größer als 1 sein, denn damit würde in den folgenden HF-Röhren jeweils die gleiche Kreuzmodulation entstehen. Bei einer zugelassenen Kreuzmodulation von insgesamt 10% dürfte daher die Mischröhre überhaupt nicht mehr dazu beitragen. Diese Forderungen lassen sich aber mit der Forderung nach hoher Empfindlichkeit des Gerätes nicht vereinbaren, weil durch eine hohe Verstärkung der ersten Röhre das Rauschen der nachfolgenden Röhren unwirksam gemacht werden soll. Man kann also nur einen Kompromiß schließen (der durch die Regelung ermöglicht wird), indem man eine geringe Zunahme des Störabstandes mit steigender Eingangsspannung zuläßt. Je größer das Verhältnis Stör- zu Nutzsignal und je kleiner gleichzeitig das Nutzsignal sein darf, um einen festgelegten Kreuzmodulationsgrad hervorzurufen, um so näher kommt der Empfänger der Idealforderung, nur ein einziges Signal möglichst hoch zu verstärken [7].

Die Verwendung sehr rauscharmer Röhren im HF-Verstärker läßt eine geringere Verstärkung ohne Verschlechterung der Empfindlichkeit zu, und dadurch wird die Gefahr der Kreuzmodulation herabgesetzt. Man kann durch Gegenkopplungen diese Gefahr weiter mildern, jedoch wirkt diese Maßnahme der Regelfähigkeit entgegen. Der HF-Verstärker arbeitet meistens mit gleitender Schirmgitterspannung, wodurch die Neigung der Kennlinie und damit der die Kreuzmodulation verursachende Faktor S''/S verringert wird. Durch eine Gegenkopplung der Wechselspannung oder des Wechselstroms setzt man die Steuerspannung am Gitter der Röhre herab, wodurch die nichtlinearen Verzerrungen quadratisch sinken. Da sich dabei aber die Regelschärfe der gegengekoppelten Röhre verkleinert, bleibt die Verstärkung dieser Röhre größer als die der anderen geregelten Röhren, und die beabsichtigte Wirkung, die Verzerrungen bei großen Eingangsspannungen herabzusetzen, wird teilweise wieder aufgehoben. Außerdem besteht

durch die Gegenkopplung die Gefahr der Selbsterregung der Stufe, da die in den Zuleitungen liegenden Blindwiderstände Phasendrehungen bewirken, die für bestimmte Frequenzen zu einer Mitkopplung führen. Für den Kurzwellenbereich bis 30 MHz ist daher Vorsicht geboten [2].

Man kann die Regelung eines Empfängers analytisch bestimmen, wenn man für einen gegebenen Röhrentyp einen konstanten Kennlinienexponenten annimmt. Das ist um so eher möglich, je mehr Röhren des Empfängers am Regelvorgang beteiligt sind, das heißt je kleiner der Regelbereich einer Einzelröhre zu sein braucht. Regelpentoden haben jedoch im allgemeinen aus den bereits erwähnten Gründen der Verzerrungsfreiheit eine geknickte Kennlinie. Der Exponent nimmt oberhalb einer gewissen Gittervorspannung einen kleineren Wert an, um bei großen Eingangssignalen, die eine entsprechend große Regelspannung erzeugen, durch flacheren Kennlinienverlauf auch einen geringeren Wert von S''/S zu erhalten. Es ist nun vorteilhaft, Arbeitspunkt und Regelverhalten der Röhren im HF-Verstärker so zu bestimmen, daß bis zu diesem Knick die Verstärkung so weit heruntergeregt wird, daß nichtlineare Verzerrungen vermieden werden. Die dann folgende schwächere Regelung soll den Störabstand bei zunehmender Eingangsspannung sichern, indem den HF-Röhren ein genügender Verstärkungsüberschuß gegenüber den nachfolgenden, meistens stärker geregelten Röhren bleibt. Dazu dient auch das allgemein übliche Verfahren, die Regelung der HF-Verstärkerröhren gegenüber den übrigen zu verzögern. Diese Maßnahmen sind zwar nicht auf Kurzwellenempfänger beschränkt, doch hängen in keinem anderen Frequenzgebiet Empfindlichkeit und wirksame Selektion so stark von den Regeleigenschaften ab wie im Kurzwellenbereich. In diesem Frequenzband lassen sich nämlich einerseits wegen der geringen atmosphärischen Störungen sehr kleine Feldstärken ausnutzen, wenn genügend empfindliche Empfänger zur Verfügung stehen, andererseits können aber gleichzeitig sehr große Feldstärken auftreten, die zu Verzerrungen führen.

3.3 Regelverstimmung

Die Eigenschaft der Kurzwellen, sich über den Übertragungsweg der Ionosphäre über große Entfernungen ausbreiten zu können, bringt aber auch durch Interferenz infolge mehrerer Ausbreitungswege starke Feldstärkeschwankungen, die eine sehr gute Regelung des Empfängers verlangen. Dadurch tritt eine Nebenwirkung auf, die unter Umständen stören kann: die Regelverstimmung. Die durch die Regelung verursachte Änderung der Eingangskapazität der Röhre ist maximal 1,5 pF. Bei voll an die Röhre angekoppelten Schwingungskreisen wäre diese Änderung zu groß, denn man müßte eine Minimal-Abstimmungskapazität von mehr als 150 pF benutzen, wenn bei einer Kreisgüte von 100 die Verstimmung kleiner als die halbe Bandbreite bleiben soll. Eine so große Anfangskapazität läßt aber keine genügende Frequenzvariation zu, da übliche Drehkondensatoren meistens keine größere Endkapazität als 400 ... 500 pF haben.

Das wirksamste Mittel, die Kapazitätsänderung unwirksam zu machen, ist eine lose Ankopplung der Röhre an den Kreis, die ohnehin erforderlich ist, da man wegen der nichtlinearen Verzerrungen die maximal mögliche Verstärkung nicht ausnutzen kann. Eine weitere Verringerung der Regelverstimmung erreicht man durch

Einschalten eines nicht kapazitiv überbrückten Widerstandes in die Katoden-zuleitung. Die dem Gitter zugeführte Steuerungsspannung wird dann um die am Katodenwiderstand R_k abfallende Spannung vermindert

$$U = U_g - I_a \cdot R_k = U_g (1 - S \cdot R_k)$$

Da der Steuerwechselstrom sich im wesentlichen aus den beiden Teilströmen Steuergitter-Schirmgitter (über die Kapazität C) und Steuergitter-Katode (über die Kapazität C_q) zusammensetzt

$$I_g = j\omega C \cdot U + j\omega C_g \cdot U_g$$

erhält man für den Eingangsleitwert der Röhre

$$Y_e = j\omega C_e = \frac{I_g}{U} = j\omega C + \frac{j\omega C_g}{1 + S \cdot R_k}$$

R_k kann so gewählt werden, daß C_e über den gesamten Bereich der Steilheitsänderung nahezu konstant bleibt [2]. Es kommt auf die Frequenzvariation des Empfängers und damit auf die Größe der Abstimmungskapazität an, ob man diese Mittel anwenden muß oder nicht. Die Spiegelselektion könnte sich durch die Regelverstimmung erheblich verschlechtern, wenn die Oszillatorfrequenz, wie üblich, über dem Empfangsbereich liegt.

3.4 Störstrahlung des ersten Oszillators

Dem Aufbau eines HF-Verstärkers für einen kommerziellen Kurzwellenempfänger ist in einer Hinsicht besondere Auf-

merksamkeit zu widmen [8]. Durch die Oszillatorspannung kann der erste Kreis angeregt werden, wenn irgendwelche Kopplungen innerhalb des Verstärkers Oszillatorspannung zum Steuergitter der ersten Röhre gelangen lassen. Die Gefahr ist um so größer, je niedriger die Zwischenfrequenz ist, je weniger also der erste Kreis gegen die Oszillatorfrequenz verstimmt ist. Wenn man die Entkopplung zweier benachbarter Antennen mit 40 dB (1:100) annimmt und der Empfänger eine Empfindlichkeit von 10 kT_0 hat, das heißt, er nimmt ein Signal von $0,1 \mu\text{V}$ noch mit einem Störabstand von 10 dB (3:1) bei einer Bandbreite von 100 Hz auf, so wird eine Oszillatorspannung von $10 \mu\text{V}$ an der Antennenklemme des einen Empfängers von dem anderen, an die benachbarte Antenne angeschlossenen Empfänger noch mit dem gleichen Störabstand aufgenommen. Es muß dafür gesorgt werden, daß durch geschickten Aufbau und sorgfältige Abschirmung nicht nur des Oszillators, sondern des ganzen HF-Verstärkers die zum Antennenkreis gelangende Oszillatorspannung gering bleibt.

Schrifttum

- [7] ● Rothe, H. u. Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. Leipzig 1948, Akadem. Verlagsgesellschaft.
- [8] ● Kronjäger, W. u. Trage, C.: Einführung in die Funktechnik. Goslar 1955, Herzog
- [9] Arch. techn. Messen (1955) V. 373-14, V. 373-15

Ein aktuelles Thema

Welche Batterien wählt man für Transistorgeräte?

Vor dem Bau eines Transistorgerätes ist die Frage zu klären, welche Batterie zweckmäßigerweise gewählt wird. Die Auswahl der zur Verfügung stehenden Typen ist sehr groß. Um Anhaltspunkte für die Batteriewahl zu gewinnen, wurde untersucht, mit welchen Batterien die industriell hergestellten Transistorempfänger des Jahres 1960 bestückt sind. Das Ergebnis der Untersuchung ist in untenstehender Tabelle zusammengefaßt. Die Betriebskosten je Stunde wurden unter Zugrundelegung der Batteriepreise verschiedener Hersteller gemittelt.

Aus der Tabelle ist zu entnehmen, daß sich die höchsten Betriebskosten bei Verwendung der 9-V-Transistor-Spezialbatterien ergeben. Der Einsatz dieser Batterien bleibt daher auf Kleinstgeräte beschränkt, bei denen es auf minimalen Raumbedarf ankommt. Bei Kleingeräten benutzt man im allgemeinen 1,5-V-Transistor-Zellen, mit denen sich bei Ausgangsleistungen um

200 mW Betriebskosten von nur etwa 1 Pf je Stunde ergeben. Mit steigender Ausgangsleistung bei mittleren und größeren Geräten wählt man räumlich größere Batterien und erhöht damit die Betriebsstundenzahl je Batteriesatz. Sehr wirtschaftlich sind 4,5-V-Flachbatterien, mit denen man auch bei 500 mW Ausgangsleistung nur 1 Pf je Betriebsstunde aufwenden muß. Bei größeren Ausgangsleistungen steigen die Betriebskosten je Stunde wegen des höheren Stromverbrauchs wieder an.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß die Wahl des Batterietyps im wesentlichen von dem zur Verfügung stehenden Raum abhängt. Aber auch die Belastung der Batterie, die vorwiegend durch die Ausgangsleistung des Gerätes bestimmt wird, und die gewünschte Betriebsdauer sind zu berücksichtigen. Die richtige Batteriewahl ist entscheidend für die Betriebskosten des Gerätes.

H. Wüstner

Betriebsstunden und Betriebskosten je Stunde für verschiedene Batterietypen

Gerätetyp und Ausgangsleistung	verwendete Batterien	Betriebsstunden je Batteriesatz	Betriebskosten je Stunde
Kleinstgeräte um 100 mW	9-V-Kleinstbatterie	70	5 Pf
	9-V-Kleinstbatterie	100	3 Pf
Kleingeräte um 200 mW	4 Transistor-Zellen 1,5 V	180	1 Pf
mittlere Geräte um 500 mW	4 ... 6 Baby-Zellen	200	1,5 Pf
	2 Flachbatterien 4,5 V	250	1 Pf
große Geräte um 1 W	4 ... 6 Mono-Zellen	250	2 Pf

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche – Der Stereo-Konverter

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 1, S. 12

6.2.3 Phasenumkehrstufen

Für die Phasenumkehrstufen wurde aus den verschiedenen Möglichkeiten die Split Load-Schaltung gewählt, und zwar wegen ihrer Einfachheit und der infolge der starken Seriengegenkopplung geringen Verzerrungen. Die Nachteile dieser Schaltung, die leichte Umsymmetrie der Ausgangsspannungen und die Ungleichheit der Ausgangsimpedanzen, können durch geeignete Dimensionierung genügend klein gemacht werden.

6.2.3.1 Berechnung der Betriebsgrößen, Näherungsformeln

Für kleine Signale und niedrige Frequenzen kann das Verhalten einer Transistor-Verstärkerstufe durch eine Vierpol-Ersatzschaltung mit den Vierpolparametern h_{jk} nach Bild 14 dargestellt werden. Die hier

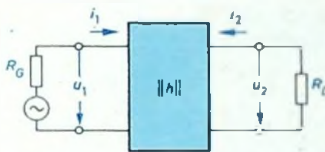


Bild 14. Vierpol-Ersatzschaltung

interessierende Spannungsverstärkung der Stufe

$$v_u = \frac{u_2}{u_1}$$

ergibt sich aus den Vierpolgleichungen

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

und der Gleichung für den Lastkreis

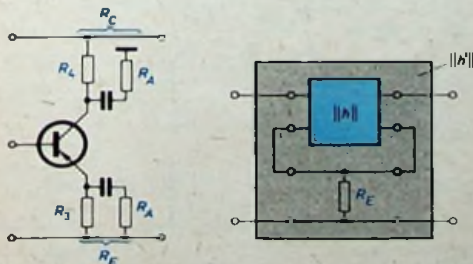
$$u_2 = -i_2 \cdot R_L$$

nach einigen Umformungen zu

$$v_u = - \frac{h_{21} \cdot R_L}{h_{11} + |h| \cdot R_L}$$

Dabei ist $|h| = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$ die Determinante der Hybridmatrix $||h||$ des Vierpols. Diese Formel für die Spannungsverstärkung gilt bei Einsetzen der entsprechenden h -Parameter für jede Schaltungsart.

Bei einer Split Load-Phasenumkehrstufe sind der Emitter- und der Kollektorkreis gleich ausgebildet. Das eine Ausgangssignal wird daher in Emitterschaltung, das andere in Kollektorschaltung erzeugt (Bild 15). Durch Reihenschaltung des Transistorvierpols mit dem im Emitterkreis liegenden Wechselstromwiderstand R_E (Se-

Bild 15 (links). Split-Load-Phasenumkehrstufe
Bild 16 (rechts). Reihenschaltung zweier Vierpole

riengegenkopplung) ergibt sich ein neuer Vierpol (Bild 16), dessen Matrix man durch Addition der ursprünglichen Vierpolmatrix mit der des Reihenwiderstandes erhält. Die neuen h -Parameter für die Emitterschaltung sind dann

$$h_{11e}' = h_{11o} + \frac{R_E (1 + h_{21e}) (1 - h_{12e})}{1 + R_E \cdot h_{22e}}$$

$$h_{12e}' = \frac{h_{12e} + R_E \cdot h_{22e}}{1 + R_E \cdot h_{22e}}$$

$$h_{21e}' = \frac{h_{21e} - R_E \cdot h_{22e}}{1 + R_E \cdot h_{22e}}$$

$$h_{22e}' = \frac{h_{22e}}{1 + R_E \cdot h_{22e}}$$

Die Verstärkung im Kollektorkreis der Stufe ist daher

$$v_{uC} = - \frac{h_{21e}' \cdot R_C}{h_{11e}' + |h_e'| \cdot R_C}$$

wobei R_C der gesamte Wechselstrom-Lastwiderstand im Kollektorkreis ist. Durch Einsetzen erhält man

$$v_{uC} = - \frac{h_{21e} - R_E \cdot h_{22e}}{h_{11e} + \frac{R_E (1 + h_{21e}) (1 - h_{12e})}{1 + R_E \cdot h_{22e}} + |h_e'| \cdot R_C} \cdot R_C$$

Mit den Vernachlässigungen $h_{22e} \ll 1$ (daher $1 + R_E \cdot h_{22e} \approx 1$), $h_{22e} \ll h_{21e}$ (daher $h_{21e} - R_E \cdot h_{22e} \approx h_{21e}$), $h_{12e} \ll 1$ (daher $1 - h_{12e} \approx 1$) und $|h_e'| \cdot R_C \ll h_{11e}$ ergibt sich für die Verstärkung die Näherungsformel

$$v_{uC} \approx - \frac{h_{21e} \cdot R_C}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E}$$

Für den Emitterkreis arbeitet die Stufe in Kollektorschaltung, bei der der Wechselstromwiderstand R_C in Serie mit dem Kollektor liegt. Mit den Parametern der entsprechenden Vierpolmatrix $||h_c||$ ist die Verstärkung im Emitterkreis

$$v_{uE} = - \frac{h_{21c}' \cdot R_E}{h_{11c}' + |h_c'| \cdot R_E}$$

(R_E ist der gesamte im Emitterkreis liegende Wechselstromwiderstand). Wegen der sehr geringen Kollektorrückwirkung ist allerdings der Einfluß von R_C vernachlässigbar klein, so daß an Stelle der h_c' -Parameter die h_e -Parameter der reinen Kollektorschaltung eingesetzt werden können, die sich auch durch die Parameter der Emitterschaltung ausdrücken lassen.

$$\begin{aligned} h_{11c} &= h_{11e} & h_{12c} &= 1 - h_{12e} \\ h_{21c} &= -(1 + h_{21e}) & h_{22c} &= h_{21e} \\ |h_c| &= h_{11c} \cdot h_{22c} - h_{12c} \cdot h_{21c} = h_{11e} \cdot h_{22e} + (1 + h_{21e}) (1 - h_{12e}) \end{aligned}$$

Durch Einsetzen wird

$$v_{uE} = \frac{(1 + h_{21e}) \cdot R_E}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) (1 - h_{12e}) R_E}$$

Mit der Vernachlässigung $h_{12e} \ll 1$ (daher $1 - h_{12e} \approx 1$) erhält man die Näherungs-

formel für die Spannungsverstärkung im Emitterkreis

$$v_{uE} \approx \frac{(1 + h_{21e}) \cdot R_E}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E}$$

Die verschiedenen Vorzeichen der beiden Gleichungen für v_{uC} und v_{uE} machen die Gegenphasigkeit der Spannungen an Kollektor und Emitter deutlich. Aus den Gleichungen ist sofort ersichtlich:

a) Sowohl v_{uE} als auch $-v_{uC}$ sind immer kleiner als 1,

b) um gleiche Verstärkungen im Kollektor- und Emitterkreis zu erreichen, muß R_C größer als R_E gemacht werden,

c) die Verstärkung im Kollektorkreis ist stärker belastungsabhängig als v_{uE} ; der Lastwiderstand tritt nur im Zähler der Gleichung auf (höherer Innenwiderstand des Kollektorkreises).

Der Eingangswiderstand einer mit dem Lastwiderstand R_L belasteten Transistorstufe errechnet sich aus den Vierpolgleichungen und der Gleichung für den Lastkreis zu

$$r_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{h_{11} + |h| \cdot R_L}{1 + h_{22} \cdot R_L}$$

(gilt für alle drei Schaltungsarten). Zur Bestimmung des Eingangswiderstandes, der sich in Emitterschaltung bei Seriengegenkopplung durch einen nicht überbrückten Emitterwiderstand R_E ergibt, müssen in diese Formel die h_{jk}' -Parameter eingesetzt werden. Man erhält dann

$$r_i = \frac{h_{11e} + \frac{R_E (1 + h_{21e}) (1 - h_{12e})}{1 + R_E \cdot h_{22e}} + |h_e'| \cdot R_L}{1 + \frac{h_{22e}}{1 + R_E \cdot h_{22e}} R_L}$$

und mit den Vernachlässigungen $h_{22e} \ll 1$ (daher $1 + R_E \cdot h_{22e} \approx 1$), $h_{21e} \gg 1$ (daher $1 + h_{21e} \approx h_{21e}$), $h_{12e} \ll 1$ (daher $1 - h_{12e} \approx 1$) und $|h_e'| \cdot R_L \ll h_{11e}$ die Näherungsformel für den Eingangswiderstand

$$r_i \approx \frac{h_{11e} + R_E \cdot h_{21e}}{1 + R_L \cdot h_{22e}}$$

6.2.3.2 Berechnung der Transformationsnetzwerke

Die Berechnung und Dimensionierung der Transformationsnetzwerke ist besonders sorgfältig durchzuführen, da davon vor allem der maximal erreichbare Wert der Übersprechdämpfung abhängt. Wie schon im Bild 10 angedeutet, werden zur Summen- und Differenzbildung passive Netzwerke verwendet, die zur Vermeidung gegenseitiger Beeinflussung als Spannungsteiler aufgebaut sind. Jedes der beiden Transformationsnetzwerke besteht aus vier vollkommen gleichen Spannungsteilern. In einem der beiden Kanäle muß man jeweils zwei Teiler gleichphasig speisen; sie werden wegen der geringeren Belastungsabhängigkeit des Emitterkreises in diesen gelegt (Bild 17). Bei Vernachlässigung des Einflusses der Widerstände des anderen Kanals ergibt sich die im

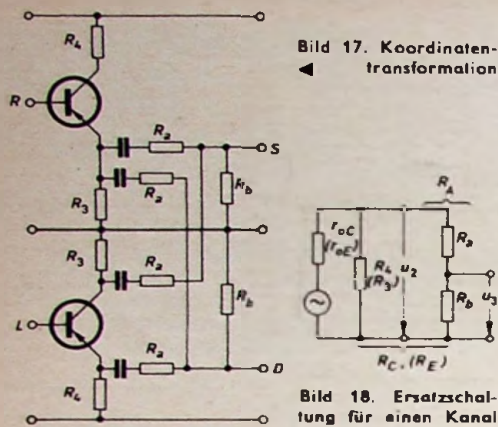


Bild 18 dargestellte vereinfachte Ersatzschaltung für einen Kanal. Da der Widerstand R_b jeweils zwei Spannungsteilern gemeinsam angehört, erscheint er zum Beispiel bei der Differenzbildung mehr oder weniger kurzgeschlossen. Im Extremfall, wenn die Differenz der beiden Eingangsspannungen verschwindet, ist R_b scheinbar Null. Der umgekehrte Effekt, aber in wesentlich geringerem Ausmaß, tritt bei der Summenbildung auf. Durch diese Belastungsänderung ergibt sich eine Verstärkungsänderung der Phasenumkehrstufen und damit eine Unsymmetrie der Schaltung. Die Spannungsteiler sind also so zu dimensionieren, daß diese Unsymmetrie in den zulässigen Grenzen bleibt. Sie müssen daher folgenden Forderungen genügen:

- Ausreichende Dämpfung, um gegenseitige Beeinflussung der Phasenumkehrstufen zu vermeiden. Sie wurde mit $a = 14$ dB festgelegt.
- Eine Belastungszunahme durch „Kurzschluß“ von R_b darf eine Verstärkungsabnahme der Phasenumkehrstufen um höchstens $\Delta v_u \leq 0,2$ dB verursachen.
- Das gesamte Transformationsnetzwerk soll nach Möglichkeit so niederohmig ausgeführt werden, daß man im gewünschten Frequenzbereich C_{be} des Transistors der folgenden Stufe dagegen vernachlässigen kann.

Die Berechnungen werden jeweils nur für den Kollektorkreis durchgeführt, da dieser stärker belastungsempfindlich ist als der Emittierkreis. Für maximale Belastung gilt

$$R_{b1} = 0; \quad R_{A1} = R; \\ R_{C1} = \frac{R_4 \cdot R_a}{R_4 + R_a}; \quad R_{E1} = \frac{R_2 (R_a + R_b)}{R_a + R_a + R_b} \\ v_{uC1} = - \frac{h_{21e} \cdot \frac{R_4 \cdot R_a}{R_4 + R_a}}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) \cdot \frac{R_2 (R_a + R_b)}{R_a + R_a + R_b}}$$

und für minimale Belastung

$$R_{b2} = R_b; \quad R_{A2} = R_a + R_b; \\ R_{C2} = \frac{R_4 (R_a + R_b)}{R_4 + R_a + R_b} \\ v_{uC2} = - \frac{h_{21e} \cdot \frac{R_4 (R_a + R_b)}{R_4 + R_a + R_b}}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) \cdot \frac{R_2 (R_a + R_b)}{R_a + R_a + R_b}}$$

Aus der Bedingung b) ergibt sich

$$20 \lg \Delta v_{uC \max} = 0,2 \text{ dB}; \quad \Delta v_{uC \max} \approx 1,0235$$

$$\Delta v_{uC} = \frac{v_{uC2}}{v_{uC1}} = \frac{h_{21e} \cdot \frac{R_4 (R_a + R_b)}{R_4 + R_a + R_b}}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) \cdot \frac{R_2 (R_a + R_b)}{R_a + R_a + R_b}} \cdot \frac{h_{11e} + (1 + h_{21e}) \cdot \frac{R_2 (R_a + R_b)}{R_a + R_a + R_b}}{h_{21e} \cdot \frac{R_4 \cdot R_a}{R_4 + R_a}} \\ \Delta v_{uC \max} = \left(\frac{R_a + R_b}{R_4 + R_a + R_b} \cdot \frac{R_4 + R_a}{R_a} \right)_{\max} = 1,0235 \quad (1)$$

Die Forderung a) liefert

$$a = 20 \lg \frac{u_2}{u_1} = 14 \text{ dB} \\ 20 \lg \frac{R_a + R_b}{R_b} = 14; \quad \frac{R_a + R_b}{R_b} \approx 5 \\ R_a \approx 4 R_b \quad (2)$$

Zur Berechnung der Spannungsteilerwiderstände R_a und R_b entsprechend den gestellten Forderungen stehen damit zwei Gleichungen zur Verfügung, die zur Lösung genügen.

6.2.3.3 Dimensionierung der zweiten Stufe
Der als Zweig des Spannungsteilers verwendete Eingangswiderstand der dritten Stufe ist vorgegeben ($R_{iIII} = R_b = 400 \text{ Ohm}$). Aus Gl. (2) ergibt sich dann $R_a = 1,6 \text{ kOhm}$. Dieser Widerstand wird durch einen Festwiderstand von $1,5 \text{ kOhm}$ und einen Teil eines zur Symmetrierung dienenden Einstellreglers von 250 Ohm gebildet. Durch Einsetzen in Gl. (1) läßt sich der maximal zulässige Arbeitswiderstand R_4 der Stufe bestimmen

$$\left(\frac{1,6 + 0,4}{R_4 + 1,6 + 0,4} \cdot \frac{R_4 + 1,6}{1,6} \right)_{\max} = 1,0235 \\ 0,3632 R_4 = 0,07520$$

$$R_{4II \max} \approx 208 \text{ Ohm}$$

Für die tatsächliche Dimensionierung wurde der Normwert $R_{4II} = 220 \text{ Ohm}$ gewählt.

Der Eingangswiderstand der Stufe ist

$$R_i = \frac{r_i \cdot R_1 \cdot R_2}{r_i \cdot R_1 + r_i \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2}$$

Mit $h_{11e} \approx 1000 \text{ Ohm}$, $h_{21e} \approx 100$, $h_{22e} \approx 120 \cdot 10^{-6} \text{ S}$, $R_1 = 56 \text{ kOhm}$, $R_2 = 8,2 \text{ kOhm}$,

$$R_E \approx R_L \approx \frac{R_4 (R_a + R_b)}{R_4 + R_a + R_b} \approx 200 \text{ Ohm}$$

und

$$r_i = \frac{h_{21e} + R \cdot h_{21e}}{1 + R_L \cdot h_{22e}} \\ = \frac{10^3 + 200 \cdot 100}{1 + 200 \cdot 120 \cdot 10^{-6}} \approx 20 \text{ kOhm}$$

wird

$$R_i \approx 5,28 \text{ kOhm}$$

6.2.3.4 Dimensionierung der ersten Stufe
Um einen günstigen Arbeitspunkt der ersten Phasenumkehrstufe zu erreichen (s. Abschnitt 6.1.1), wurde $R_3 = 1,2 \text{ kOhm}$ $\approx R_4$ festgesetzt. Durch Einsetzen in Gl. (1) und Gl. (2) erhält man aus

$$\left(\frac{4 R_b + R_b}{1,2 + 4 R_b + R_b} \cdot \frac{1,2 + 4 R_b}{4 R_b} \right)_{\max} = 1,0235$$

$$0,47 R_{b \min} = 1,0872 \text{ kOhm}$$

die erforderlichen Mindestwerte für die Teilerwiderstände zu

$$R_{b \min} \approx 2,31 \text{ kOhm}; \quad R_{a \min} \approx 9,24 \text{ kOhm}$$

Damit im Differenzkanal eine Pegelregelung in beiden Richtungen möglich ist, wird im Summenkanal der Normalpegel

durch Spannungsteilung um 6 dB abgesenkt. Bild 19 zeigt die Schaltung des Summenkanals, Bild 20 die vereinfachte Ersatzschaltung. Für R_5 wurde der Norm-

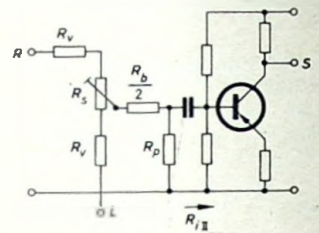


Bild 19. Schaltung des Summenkanals

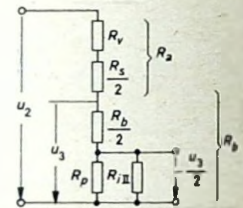


Bild 20. Vereinfachte Ersatzschaltung des Summenkanals

wert 15 kOhm gewählt. R_b ergibt sich damit zu $3,75 \text{ kOhm}$ und wird zur Hälfte aus dem Gesamt-Eingangswiderstand R_{iII} der zweiten Stufe gebildet, zu dem noch ein Widerstand R_p parallelgeschaltet werden muß, um das richtige Teilverhältnis zu erhalten. Der Einstellregler R_3 dient zur Symmetrierung der Additionsschaltung. Mit $R_3 = 250 \text{ Ohm}$, $R_3/2 \ll R_a$, $R_v = R_a = 15 \text{ kOhm}$, $R_b/2 = 1,87 \approx 1,8 \text{ kOhm}$ und $R_{iII} = 5,28 \text{ kOhm}$ (aus Abschnitt 6.2.3.3) muß

$$\frac{R_i \cdot R_p}{R_{iII} + R_p} = \frac{R_b}{2}$$

sein. Daraus folgt

$$R_p = \frac{R_i \cdot R_b}{2 R_{iII} - R_b} = \frac{5,28 \cdot 3,60}{10,56 - 3,60} \approx 2,7 \text{ kOhm}$$

Im Differenzkanal arbeitet ein 5-kOhm-Potentiometer als variabler Spannungsteiler. Die bei Regelung auftretenden Belastungsänderungen der Phasenumkehrstufe liegen innerhalb der zulässigen Grenzen, für die die Dimensionierung berechnet wurde.

Der Eingangswiderstand der Stufe ist mit $h_{11e} \approx 1000 \text{ Ohm}$, $h_{21e} \approx 100$, $h_{22e} \approx 120 \cdot 10^{-6} \text{ S}$, $R_1 = 56 \text{ kOhm}$, $R_2 = 27 \text{ kOhm}$,

$$R_E \approx R_L \approx \frac{R_4 (R_a + R_b)}{R_4 + R_a + R_b} \approx 1,13 \text{ kOhm}$$

und

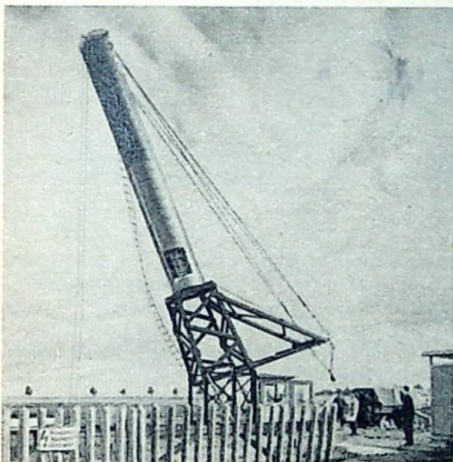
$$r_i \approx \frac{h_{21e} + R_E \cdot h_{21e}}{1 + R_L \cdot h_{22e}} \\ \approx \frac{10^3 + 1,13 \cdot 10^3 \cdot 100}{1 + 1,13 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^{-6}} \approx 100 \text{ kOhm}$$

$$R_i = \frac{r_i \cdot R_1 \cdot R_2}{r_i \cdot R_1 + r_i \cdot R_2 + R_1 \cdot R_2} \approx 16,9 \text{ kOhm}$$

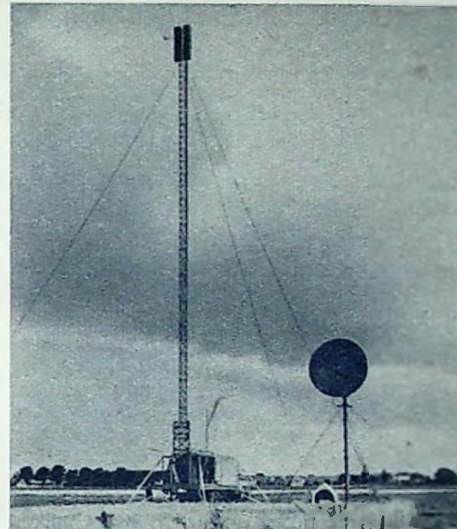
(Wird fortgesetzt)

Der von Rohde & Schwarz in der Umgebung Münchens errichtete Antennenmeßstand zur Bestimmung der Eigenschaften sehr großer Antennenanlagen (FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 4, S. 108) wurde inzwischen weiter ausgebaut. Es können nunmehr die horizontalen und vertikalen Strahlungsdiagramme von rundstrahlenden Antennenanlagen in einfacher und betriebsähnlicher Weise dadurch gemessen werden, daß die Antenne zur Messung des Horizontalstrahlungsdiagrammes um eine senkrechte Achse gedreht und zur Messung des vertikalen Strahlungsdiagrammes gegen die Vertikale geneigt wird. Zur Bewegung der Antenne dient dabei eine mobile Motorwinde (Uml-mog). Die Größe des Neigungswinkels wird mit Hilfe eines Theodoliten mit einer Genauigkeit von etwa $1/10^\circ$ eingestellt. Als Gegenstation dient ein mobiler Funkmast der Firma Hein, Lehmann & Co., Düsseldorf, der ebenfalls mit einer R & S-Richtstrahl-antenne bestückt ist.

Die abgebildete Antennenanlage ist für die R. A. I., Radiotelevisione Italiana, bestimmt und wurde inzwischen bereits in Monte Mario/Rom aufgestellt und in Betrieb genommen. Es handelt sich um eine rundstrahlende Antennenanlage mit dem Leistungsgewinn 25 und einer Leistungsaufnahme von 10 kW, die im Band IV das



Gegenstation mit mobilem Funkmast des Antennenmeßstandes



Eine Band-IV-Sendeantenne von Rohde & Schwarz mit zylindrischem Vereisungsschutz auf dem Meßstand

zweite Fernsehprogramm Italiens ausstrahlt. Die Antenne besteht aus 32 Richtstrahlfeldern, die derart gespeist sind, daß sich in der Vertikalen ein nahezu nullstellenfreies Diagramm zur Erreichung einer einwandfreien Versorgung der Nahbereiche um die Sendeanlage ergibt. Die Richtstrahlfelder sind durch einen zylindrischen Vereisungsschutz aus Polyesterharzschalen gegen Vereisung und sonstige Witterungseinflüsse geschützt. Die Zylinderverkleidung ist aus einzelnen Viertel-Schalen zusammengesetzt, die im Falle einer Beschädigung (beispielsweise durch Blitzeinschlag) ohne Schwierigkeit ausgewechselt werden können. Das eigentliche Rückgrat der Antenne, ein feuerverzinkter Stahlträger, ist im Innern der aus den Richtstrahlfeldern gebildeten Vierecke angeordnet und somit jeder äußeren Beeinflussung, beispielsweise durch Korrosion, entzogen.

P. F. S. Otten 65 Jahre

Dipl.-Ing. P. F. S. Otten, Präsident der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken in Eindhoven/Holland, wurde am 31. Dezember 1960 65 Jahre. Der 1895 in Berlin Geborene (sein Vater war damals Chefingenieur bei der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft in Berlin) kam im Jahre 1924 zu Philips, wo er 1939 zum Präsidenten der Gesellschaft gewählt wurde. In der Zeit, in der Dipl.-Ing. P. F. S. Otten an der Spitze des Vorstandes des Unternehmens stand, hat sich dieses zu dem heute weit und breit bekannten Weltunternehmen entwickelt. Dipl.-Ing. P. F. S. Otten wird, wie er auf der ordentlichen Hauptversammlung der Gesellschaft im Mai 1960 ankündigte, wegen Erreichen der dafür vorgesehenen Altersgrenze das Amt des Präsidenten im Frühjahr 1961 niederlegen und auf Wunsch des Aufsichtsrates dessen Vorsitz übernehmen.

Prof. Dr. Ing. W. Arndt 65 Jahre

Am 21. Januar 1961 begeht Prof. Dr. Ing. Wilhelm Arndt, einer der angesehensten Vertreter der Lichttechnik in Deutschland, seinen 65. Geburtstag. Nach Studium der Elektrotechnik an der TH Berlin-Charlottenburg wandte er sich mit großer Begeisterung der Lichttechnik zu. Von 1922 bis 1935 wirkte er — zuerst als wissenschaftlicher Assistent, später als Privatdozent — am Beleuchtungstechnischen Institut der TH Berlin. 1935 übernahm er bei gleichzeitiger Ernennung zum Professor die Leitung des Instituts.

Nachdem sein Institut gegen Ende des letzten Krieges zerstört war, folgten einige Jahre freiberuflicher Tätigkeit, bis er sich 1950 als lichttechnisch-wissenschaftlicher Berater der Deutschen Philips GmbH zur Verfügung stellte. Damit begann ein weiteres Jahrzehnt produktiver lichttechnischer Fachtätigkeit im Rahmen dieses Unternehmens, bei der ihm seine Kenntnisse und Erfahrungen als Hochschullehrer sehr zugute kamen. Der Aufbau und die Ausbildung der lichttechnischen Abteilung der Deutschen Philips GmbH sind im wesentlichen sein Verdienst.

1955 wurde ihm von Philips die Aufgabe übertragen, ein lichttechnisches Laboratorium einzurichten, dessen Leitung er bis heute inne hat.

Alle lichttechnischen Organisationen und Gremien in Deutschland, die Lichttechnische Gesellschaft, der Fachnormenausschuß Lichttechnik, das Deutsche Nationale Komitee der CIE und die Studiengemeinschaft LICHT erfreuen sich seit vielen Jahren der regen Mitarbeit von Prof. Arndt, denen er teils als Vorstands-, teils als Ausschußmitglied angehört. Die Lichttechnische Gesellschaft wählte ihn im vergangenen Jahr als scheidenden Vorsitzenden zu ihrem Ehrenmitglied.

Aus gesundheitlichen Rücksichten wird Prof. Arndt jetzt mit Erreichen der Altersgrenze die Leitung des Lichttechnischen Labors von Philips niederlegen.

Prof. Arndt ist seit 1949 Schriftleiter des lichttechnischen Teils der Zeitschrift „Lichttechnik“ und erhielt 1953 wieder einen Lehrauftrag für Lichttechnik an der TH Hannover.

Aus den vielen wissenschaftlichen Arbeiten Prof. Arndts, die jeweils die aktuellsten Themen umfaßten, und in Büchern und Fachzeitschriften niedergelegt sind, läßt sich die Entwicklung der Lichttechnik während der letzten vier Jahrzehnte sehr gut verfolgen.

P. Metz 50 Jahre

Paul Metz, Inhaber der Metz-Apparatewerke, Fürth/Bayern, wird am 24. Januar 1961 50 Jahre. Als gebürtiger Nürnberger beendete er 1932 sein Ingenieurstudium und war bis 1938 als Laborleiter bei der NSF tätig. Ausgerüstet mit dem notwendigen Wissen und dem erforderlichen Mut, gründete er dann als 27-jähriger sein eigenes Unternehmen. In den ersten Jahren befaßte er sich mit der Entwicklung sowie Herstellung von Transformatoren und Spezialgeräten auf dem spektralanalytischen Gebiet. Im Jahr 1948 wurde die Fertigung von Rundfunk- und Koffergaräten aufgenommen. Rechtzeitig erliefte er auch die aufstrebende Entwicklung auf dem Fernseh-Sektor und konnte durch die Aufnahme dieser Fertigung eine sehr beachtliche Ausweitung seines Werkes erreichen. Sein besonderes Interesse gilt auch der Herstellung der heute sehr bekannten Foto-Blitzgeräte „Mecablitz“ und in jüngster Zeit der Produktion elektronischer Fernsteuerungsanlagen „Mecatronic“. Durch sein unermüdliches Schaffen kann sich sein Werk sowohl im Inland als auch im Ausland größter Anerkennung erfreuen.

Magnetton-Kurznachrichten

► Der „Ring der Tonbandfreunde“ (Hannover, Eckerstraße 19) wurde kürzlich in die „Fédération Internationale des Chasseurs de Son (FICS)“ aufgenommen, und zwar als alleinige Vertretung der deutschen Tonbandamateure.

► Das neue Saba-Werk in Friedrichshafen, das Tonbandgeräte herstellt, soll so weit erweitert werden, daß die Belegschaft von jetzt 600 auf etwa 1000 Arbeitskräfte verstärkt werden kann. Im laufenden Geschäftsjahr wurden in Friedrichshafen Tonbandgeräte im Werte von etwa 5 Millionen DM hergestellt. Saba hofft, auch mit Tonbandgeräten einen Anteil an der deutschen Produktion zu erreichen, wie er dem Anteil der Firma an der Produktion von Rundfunk- und Fernsehgeräten entspricht (etwa 10 %).

► Ein Zwerg-Tonbandgerät ist unter der Bezeichnung „Minico-M-70“ von der Etwa Seiki Kogyo Co. Ltd. (Tokio) herausgebracht worden. Die Abmessungen sind 154x101x52 Millimeter. Das Gerät wiegt 870 g; es ist volltransistorisiert und kostet in Japan 12 800 Yen (rund 160 DM).

► Die im Dezember 1960 herausgekommene „Agfa Magnetton-Illustrierte“ Nr. 4 unterrichtet über einige Neuheiten (Video-Magnetband für magnetische Bildaufzeichnungen, selbstklebende Magnettonbänder

und Magnetton-Kaschierband) und bringt unter anderem einen Tonspaziergang mit Prof. Dr. Grzimek durch den Frankfurter Zoo sowie einen Bericht über Versuche mit gehörlosen Kindern, denen das Tonband doch Eingang in das akustische Reich brachte.

► Die Ampex Corp., Instrumentation Division (Redwood City, California, USA), hat ein Magnetbandgerät „AR-300“ für Bordanlagen entwickelt, das auf zwei Spuren Frequenzen zwischen 10 Hz und 4 MHz aufzeichnen kann. Der Frequenzgang ist in diesem Bereich innerhalb 3 dB geradlinig. Das Gerät ist volltransistorisiert und ausschließlich mit gedruckten Schaltungen aufgebaut. Der Raumbedarf ist nur etwa 0,1 m³, das Gewicht einschließlich Magnetband weniger als 68 kg. Das Gerät ist ab Dezember 1960 in den USA lieferbar.

Zur Erreichung der hohen oberen Grenzfrequenz von 4 MHz verläuft die Aufzeichnungsspur wie bei dem Bildbandgerät der Ampex quer zur Laufrichtung des Bandes. Die Köpfe rotieren dabei. Dadurch wird eine relative Geschwindigkeit zwischen Köpfen und Band von etwa 33 m/s erreicht. Die absolute Bandgeschwindigkeit ist demgegenüber lediglich 32 cm/s für Aufnahme und Wiedergabe, wenn das Gerät für nur einen Kanal benutzt wird; die Geschwindigkeit ist 64 cm/s bei zwei Kanälen (Aufzeichnungsdauer max. 60 bzw. 30 min).

Geräuschmühle für Tonbandaufnahmen

Die Vertönung eines Schallfilms oder einer Diapositiv-Serie (Tonbildschau) besteht im Grunde aus drei Komponenten: der Musik, der Sprache und den Geräuschen. Natürlich ist es möglich, auch mit nur einem dieser drei Bestandteile eine klangliche Untermalung zu gestalten. In speziellen Fällen mag darin sogar ein besonderer Reiz oder eine beabsichtigte Wirkung für den Betrachter begründet liegen, im allgemeinen wird man jedoch versuchen, durch ein glückliches und bewußt gestaltetes Zusammenwirken der drei Grundbestandteile eine abgerundete Gesamtleistung zu erreichen.

Der Amateur ist vielfach darauf angewiesen, die benötigten Geräusche künstlich zu erzeugen. Es ist also notwendig, eine Reihe von Hilfsmitteln bereitzuhalten, mit denen die gewünschten Schallereignisse dargestellt werden können. Wer schon einmal versucht hat, mit den vorhandenen Mitteln Geräusche nachzuahmen, wird die dabei auftretenden Probleme kennen. Mit der Zeit stellt sich eine gewisse Praxis ein: Mit leeren Kokosnußschalen kann man Pferdegetrappel imitieren, mit etwas Wasser gefüllte Flaschen gestatten die Erzeugung von Dampferpfeifen, rhythmisch bewegtes Pergamentpapier oder Zellophan erlaubt die Nachahmung einer marschierenden Kolonne. Trotzdem gibt es noch eine Reihe von Geräuschen, die man gern imitieren würde, zu denen aber die nötigen Hilfsmittel fehlen. Von Telefunken ist daher anlässlich der photokina der Vorschlag gemacht

worden, eine sogenannte „Geräuschmühle“ zu basteln. Dieses Gerät ist recht vielseitig verwendbar und kann durch geschickte Kombinationen in seiner Anwendung noch weiter ausgebaut werden. Wie aus Bild 1 ersichtlich, besteht das Ganze aus einer drehbaren Holztrommel, deren Sockel eine Reihe von Schubfächern sowie ein Stoffrollo enthält. Ein Mikrofon ist an der einen Seitenwange angebracht, um die erzeugten Geräusche einem Tonbandgerät zuzuführen.

Die Trommel selbst ist aus zwei verschiedenen geformten Teilen zusammengesetzt (Bild 2). Etwa $\frac{1}{3}$ der Trommelbreite (B) hat die Form eines runden Zylinders. Auf dessen glatte Außenfläche ist eine 10 bis 15 mm breite und 3 mm hohe Halbrundleiste C angebracht. Dieser Teil der Trommel dient zur Erzeugung des Geräusches eines fahrenden Zuges. Ein Rollschuh, möglichst mit Stahlrollen, wird auf die sich drehende Trommel gesetzt und mit einer Hand festgehalten, während die andere Hand die Trommel mittels der vorn sichtbaren Kurbel in Bewegung hält. In gleichmäßigen Abständen schlägt nun die Leiste C gegen die Laufräder des Rollschuhs und erzeugt so das typische Geräusch der an die Schienenstöße anschlagenden Räder eines fahrenden Zuges. Durch Verstellen des Rollschuhs und durch Variation der Drehgeschwindigkeit ergibt sich die Möglichkeit, verschiedene Zugarten nachzuahmen. Läßt man den Rollschuh auf dem benachbarten, mit mehreren Rippen versehenen Trommelteil A laufen, dann entsteht der naturgetreue Eindruck eines über eine Weiche ratternden Zuges.

Dieser zweite Trommelteil A, der etwa $\frac{2}{3}$ der Trommelbreite einnimmt, hat aber noch weitere Aufgaben zu erfüllen. Die Trommel ist hier sechseckig ausgebildet und trägt auf der Außenseite insgesamt zwölf Rippen, deren Höhen so abgestimmt sind, daß die Verbindungslinien der Oberkanten ein gleichseitiges Zwölfeck ergeben. Eine der sechs Trommelseiten ist in Nuten in die Trommel eingelassen und somit herausnehmbar.

Die zwölf Leisten auf der Außenseite der Trommel dienen für die Erzeugung von zwei wichtigen Geräuschen. Eines wurde schon erwähnt: der über die Weiche fahrende Zug. Außerdem ist es aber noch möglich, das im Sockel aufbewahrte Stoffrollo G aus festem, möglichst steif appretiertem Leinen über die Trommel zu spannen (Bild 3). Jetzt entsteht beim Drehen der Geräuschmühle im Mikrofon der Eindruck eines um Häuserkanten oder zwischen Telegrafendrähten pfeifenden Windes. Im Mustergerät wird für das Stoffrollo eine Aufwickelvorrichtung F, ähnlich der eines Springrollos, verwendet.

Da der drehbare Teil der Geräuschmühle in seinem sechseckigen Abschnitt zum Öffnen eingerichtet ist, bietet sich die Möglichkeit, die Trommel mit verschiedenen „Füllungen“ zu versehen und deren Geräuschwirkungen zu erproben. Im Bild 4 ist gezeigt, wie in den Schubfächern des Sockels E Dinge aufbewahrt werden können, die zur Füllung der Trommel geeignet

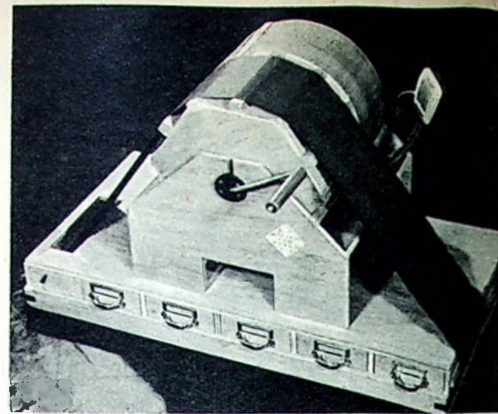


Bild 3. Mühle mit übergespanntem Leinwandrollo

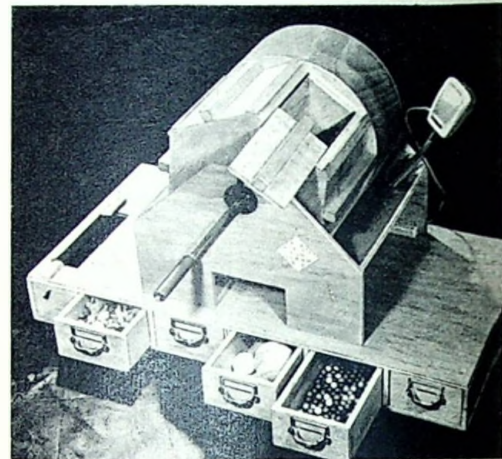


Bild 4. Füllung der Geräuschmühle

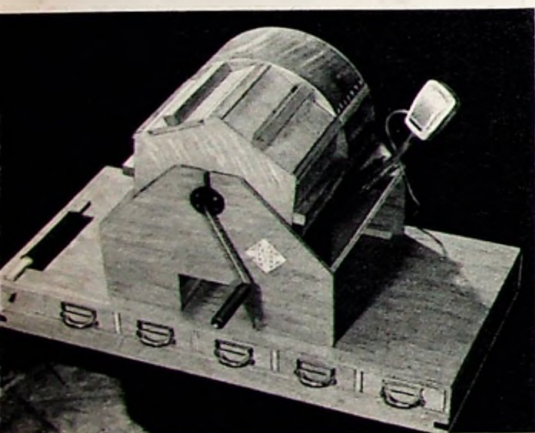


Bild 1. Ansicht der Geräuschmühle

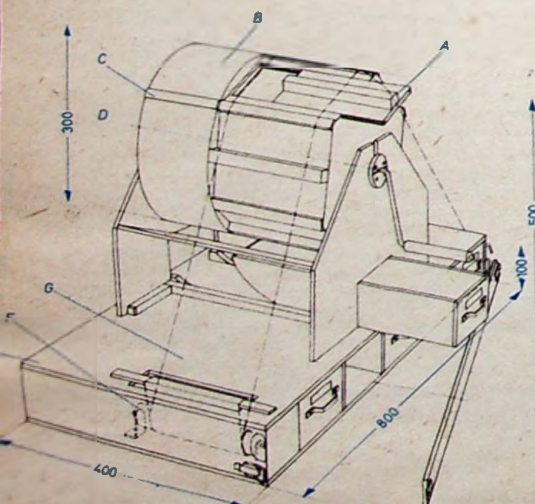


Bild 2. Aufbau und Abmessungen der Geräuschmühle

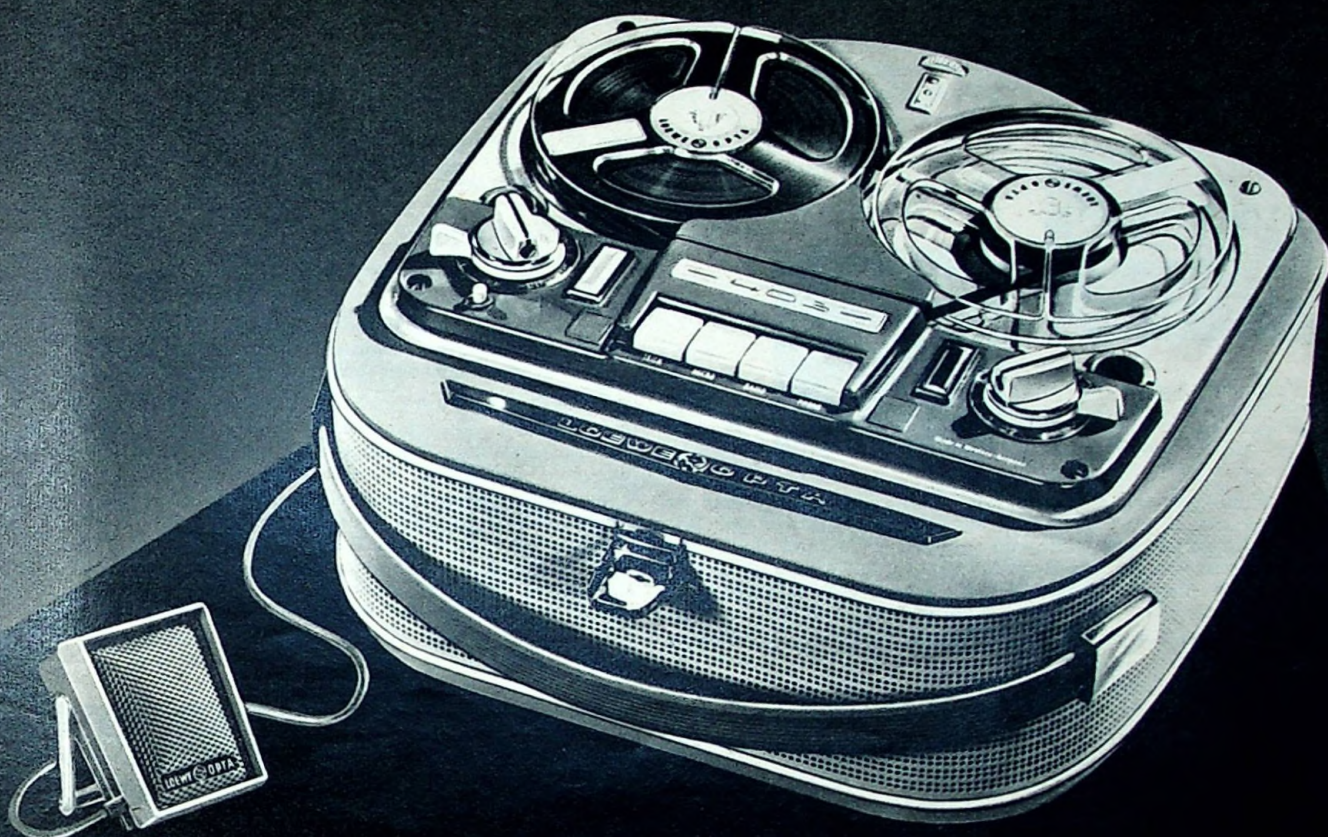
sind. Gleichgültig, ob nun Tennisbälle (Erdbeben), Glas- und Metallstücken (einstürzendes Haus), Steinchen (Berg-rutsch, Naturkatastrophen) oder Erbsen (Regen) in die Trommel gefüllt werden, wichtig ist, daß die Trommel nur ganz langsam (eventuell auch ruckweise) bewegt wird, da sonst der naturgetreue Eindruck verlorengeht.

Um den Nachbau zu erleichtern, enthält Bild 2 bewährte Maße. Aus Bild 2 ist auch zu ersehen, weshalb in den Seitenwangen zwei rechteckige Ausschnitte angebracht wurden; sie dienen zum bequemen Entleeren der gefüllten Trommel. Die entsprechende Schublade wird in diese Ausschnitte geschoben, die Trommel geöffnet und so weit gedreht, daß die Öffnung der Trommel nach unten zeigt. Die in der Trommel vorhandenen Gegenstände können nun in die Lade fallen, die anschließend wieder in ihrem Fach untergebracht wird. Eine durch Schnappschlösser gehaltene Leiste erlaubt das bequeme Transportieren der Geräuschmühle, ohne daß befürchtet werden muß, die Schubfächer zu verlieren.

An dieser Stelle ist es kaum möglich, alle die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der Geräuschmühle aufzuzeigen. Der fündige und ernsthafte Tonamateur wird sehr schnell weitere Beispiele finden, um dieses nützliche Gerät bei seinen Vertönungen einzusetzen. Telefunken hat übrigens jeweils für den ersten Einsender eines neuen Geräuscheffektes, der mit der beschriebenen Geräuschmühle erzeugt wurde, ein Langspielband 15 (360 m) in Schwenkkassette ausgesetzt. Das Geräusch muß mit einer kurzen Beschreibung auf einer Piccolo-Spule (nur wenige Meter Band) bis zum 31. 3. 1961 an den Magnetongeräte-Vertrieb der Telefunken GmbH, Hannover, Schulenburg Landstr. 152, eingesandt werden.

LOEWE OPTA

Universal-Tonbandgeräte



OPTACORD 403

Doppelspuraufzeichnung

Max. Spieldauer 6 Std.
15 cm Spulen

DM 449,-

OPTACORD 404

Vierspuraufzeichnung

Playback • Stereowiedergabe
mit Zusatzverstärker
Max. Spieldauer 12 Std.
15 cm Spulen

DM 498,-

**2 Bandgeschwindigkeiten 4,75 und 9,5 cm/sec • Volltricktaste • Fernbedienung
Hi-Fi Wiedergabe über 5 Watt-Endstufe • Formschönes zweifarbiges Gehäuse**

LOEWE OPTA

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

Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 16 (1961) Nr. 1, S. 28

Zeichnerische Ermittlung von Z_p bei parallelem R und L oder C
Zuerst berechnet man für L oder C den Blindwiderstand und trägt in geeignetem Maßstab diesen „Widerstand“ rechtwinklig in ein Achsenkreuz (Bild 3) ein. Die Strecke OA im Bild 4 entspricht dem Widerstand R , die Strecke OB dem Blindwiderstand X , der (weil er positiv ist) nach oben aufgetragen wird. Verbindet



Bild 3. Zeichenebene für gerichtete Widerstände (Achsenkreuz); senkrecht nach oben positive, nach unten negative Blindwiderstände, waagerecht Wirkwiderstände

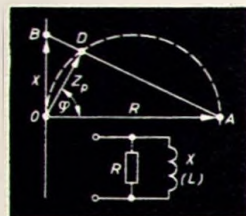


Bild 4. Diagramm zur Ermittlung des Parallelwiderstandes von Spule und Widerstand; Z_p ist der resultierende Widerstand der Parallelschaltung

man die Punkte A und B miteinander, dann stellt die Strecke AB den Betrag von $R + jX$ dar, also den Scheinwiderstand der Reihenschaltung von Widerstand und Spule. Der Winkel BAO ist in diesem Falle der zur Reihenschaltung gehörende Winkel. Fällt man vom Punkt O aus das Lot auf die Strecke AB , dann ist die Strecke OD bereits der Betrag des Scheinwiderstandes Z_p aus der Parallelschaltung von R und X ; DOA entspricht dabei dem zugehörigen Winkel φ .

Werden nun von Punkt D aus die Lote DF und DE gefällt (Bild 5), so sind die den Strecken OF und OE entsprechenden Widerstände R' und X' Wirk- und Blindanteil von Z_p . Es handelt sich also um Widerstände, die – in Reihe geschaltet – in gleicher Weise wie R und X in Parallelschaltung wirken. Wie deutlich zu erkennen ist, kommt sowohl für X als auch für R ein geringerer Widerstand R' und X' zur tatsächlichen Wirkung.

Hält man nun beispielsweise OA (das heißt R) konstant und läßt OB (das heißt den Blindwiderstand X) von Null bis zu unendlich

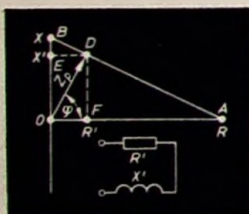


Bild 5. Diagramm zur Ermittlung der Ersatz-Reihenschaltung von L und R für die im Bild 4 gezeigte Parallelschaltung

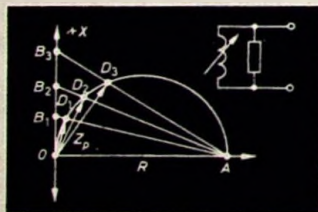


Bild 6. Ortskurve für die Parallelschaltung von L und R bei veränderlichem L und konstantem f oder bei veränderlichem f und konstantem L

Bild 7. Parallelschaltung wie im Bild 6; R veränderlich, L und f konstant

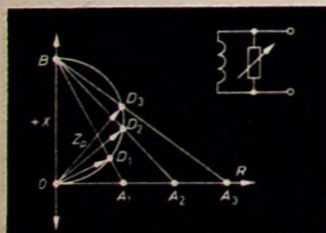


Bild 8. Parallelschaltung von C und R bei veränderlichem C und konstantem f oder bei veränderlichem f und konstantem C

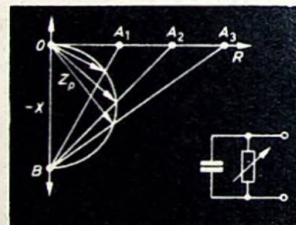
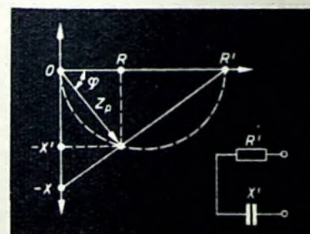
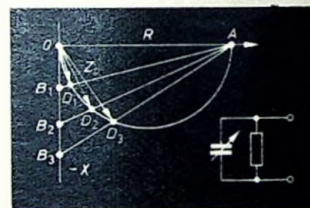


Bild 9. Wie Bild 8, jedoch R veränderlich, C und f konstant

Bild 10. Ersatz-Reihenschaltung von C und R für die in den Bildern 8 und 9 gezeigten Parallelschaltungen



Reihenschaltung ersetzt werden; dieser entsprechen nämlich die schon festgestellten Werte R' und X' .

Der Vollständigkeit halber ist in den Bildern 8, 9 und 10 die gleiche Konstruktion wie zuvor für die Parallelschaltung von Kondensator und Widerstand gezeigt.

Im Bild 8 ist, wie die zugehörige Schaltung darstellt, der Widerstand R konstant, die Reaktanz $-X$ (Blindwiderstand des Kondensators) veränderlich gewählt. Es kann dabei entweder die Kapazität C bei gleichbleibender Frequenz f oder die Frequenz f bei konstantgehaltener Kapazität veränderlich sein; das Diagramm ist grundsätzlich das gleiche. Z_p ist der Parallelwiderstand, der über R geschlagene Kreis der Reaktanzkreis.

Bild 9 stellt das Diagramm für einen veränderlichen Widerstand R (entsprechend den Strecken OA_1 , OA_2 oder OA_3) und gleichbleibenden Blindwiderstand $-X$ dar.

Im Bild 10 ist für die Parallelschaltung von R und $-X$ die gleichbedeutende Reihenschaltung (für gleiches Z_p) dargestellt.

R' und X' sind die entsprechenden Werte für die Reihenschaltung. (Wird fortgesetzt)

großen Werten ansteigen, wobei man zum Beispiel für die Werte OB_1 , OB_2 und OB_3 in jedem Falle das zugehörige Lot OD_1 , OD_2 und OD_3 fällt (Bild 6), dann kann festgestellt werden, daß sämtliche D -Lotpunkte auf einem Kreisbogen liegen, der über der Strecke $OA = R$ errichtet wird. Für einen veränderlichen Blindwiderstand X läßt sich hieraus der sogenannte geometrische Ort des Scheinwiderstandes Z_p feststellen.

Umgekehrt kann nun auch bei gegebenem Z_p durch diese Konstruktionsmethode die Größe der parallelzuschaltenden Widerstände R und X ermittelt werden. Zu diesem Zweck legt man



HANNIBAL

Gelehrte sich darüber streiten,
wie der wack're Hannibal
konnt die Alpen überschreiten,
bei der vielen Krieger Zahl.
Hannibal war sehr vernünftig;
VK 155
spielte schöne Melodien;
fröhlich seine Krieger zieh'n.

VK 155, ein 15-Watt Sennheiser-Verstärker In Hi-Fi-Qualität

Jeder Musikfreund ist von der Klangtreue dieses Mischverstärkers begeistert. Er wurde als Einbauverstärker für hochwertige Hi-Fi-Anlagen und Musiktruhen gestaltet.

Fordern Sie bitte unsere Prospekte - auch über den 2x10-Watt-Stereo-Verstärker VKS 203 an.



SENNHEISER
Electronic
BISSENDORF/HANNOVER

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Brahms, Konzert für Violine, Violoncello und Orchester a-moll op. 102

Philharmonia Orchester, London,
unter Alceo Galliera. Violine: David
Oistrach, Violoncello: Pierre Fournier

Das 1887 komponierte und im
selben Jahr uraufgeführte Doppel-
konzert ist das letzte große Orche-
sterwerk des Komponisten.

Nach der viertaktigen Orchester-
einleitung bringt das Cello das
erste Thema, dem nach kurzem
Zwischenspiel des Orchesters das
zweite Thema, vorgetragen von
der Violine, folgt. Das musikalisch
interessante Wechselspiel zwischen
den Solisten und dem Orchester
kommt in dieser guten Stereo-Auf-
nahme gut zur Geltung. Das in
dreiteiliger Liedform aufgebaute
Andante bringt ein melodisches
Thema und ist mit dem von Flöte,
Klarinette und Fagott im Mittelteil
verarbeiteten Seitenthema viel-
leicht der Höhepunkt des Werkes.
Der virtuose dritte Satz in freier
Rondoform läßt im Cello zwei
ungarische, rhythmisch betonte
Themen anklingen, die mit dem
von beiden Solisten vorgetragenen
dritten Thema in einem virtuellen
Aufschwung das Doppelkonzert
ausklingen lassen.

An der technischen Qualität dieser
Aufnahme besticht das gut aus-

gewogene Klangbild, das ohne
jede übertriebene Stereo-Wirkung
ist und doch die Solisten — klang-
lich gut vom Orchester abgeho-
ben — beinahe plastisch im Raum
stehen läßt.

Columbia STC 70383 (Stereo)

Rhythms of the South

Edmund Ros und sein Orchester

Südamerikanische Rhythmen mit
ihrem großen Reichtum an ver-
schiedenartigsten Schlaginstru-
menten sind für Aufnahme und
Wiedergabe gleichermaßen
schwierig. Wenn der typische Klang
dieser Instrumente gut wiederge-
geben werden soll, sind an die
elektroakustische Übertragungs-
kette vom Mikrofon im Studio bis
zum Lautsprecher im Heim höchste
Anforderungen zu stellen, denn
die für diese Instrumente typischen
komplizierten Einschwingvor-
gänge fordern von der technischen
Apparatur beste Wiedergabe der
hohen Frequenzen. Gleichzeitig
müssen aber auch die tiefen Fre-
quenzen einwandfrei und ohne zu
bumsen aufgenommen und wieder-
gegeben werden, wenn beispiels-
weise der Klang der tiefen Trom-
mel wirklich so klingen soll wie im
Original.

Auf dieser Platte bringt Edmundo
Ros mit seinem vielleicht heute

international bekanntesten Orche-
ster Englands zwölf Titel zu Gehör,
darunter auch einen im Stil eines
südamerikanischen Walzers in-
strumentierten Ausschnitt aus der
„Schönen blauen Donau“ und die
Barkarole aus „Hoffmanns Er-
zählungen“ nach der Art eines
Baiao. Bei allen Titeln überrascht
immer wieder, wie gut hier der
Klangfarbenreichtum einer mo-
dernen Big-Band zur Geltung
kommt. Abwechslungsreiche In-
strumental-Gags lassen die Auf-
merksamkeit nicht erlahmen. Diese
rauschfreie Aufnahme mit guter
Raumakustik zeichnet sich neben
der vorzüglichen Wiedergabe al-
ler Schlaginstrumente auch durch
den guten Klang der anderen In-
strumente aus. Es ist eine techn-
isch hervorragende Aufnahme,
zugleich aber auch ein scharfer
Test für die Qualität der Wieder-
gabeeinrichtung.

Decca BLK 4175-P (Mono)

Ravel, Daphnis und Chloe

Chor des Royal Opera House, Con-
vent Garden, Chordirigent: Douglas
Robinson; Londoner Symphonie-Or-
chester, Dirigent: Pierre Monteux

Diese Ballettmusik, die hier in voll-
ständiger Fassung vorliegt, geht
auf eine Anregung des großen
Tänzers Diaghilew zurück, der
— immer auf der Suche nach neuen
Stoffen und neuen Komponisten —
Ravel 1910 die Anregung gab, die
antike Fabel von Daphnis und
Chloe zu einer großen Ballettkom-
position zu verarbeiten. Erst im

April 1912 war das Werk vollendet,
und entstanden war eine „Chorea-
graphische Sinfonie“, die nicht nur
alle musikalischen Möglichkeiten
und die reiche Klangpalette des
großen Orchesters ausnützt, son-
dern auch einen unsichtbaren Chor,
dessen Vokalisieren wie Orchester-
stimmen behandelt werden.

Der Versuch, den Inhalt und den
Geist einer so umfangreichen Par-
titur in Mono-Technik wiedergeben
zu wollen, muß von vornherein
fehlgeschlagen, denn die diffizilen
Klangbilder dieses Werkeschreien
geradezu nach der räumlichen
Auflösung des Klangs, die nur die
Stereo-Technik zu bieten vermag.
Unter der Stabführung von Pierre
Monteux, der schon die Urauffüh-
rung am 8. Juni 1912 in Paris diri-
gierte, ist eine auch technisch her-
vorragende Aufnahme entstanden,
die dem musikalischen Inhalt ge-
recht wird. Jedes einzelne Instru-
ment des komplizierten Klangkör-
pers kommt gut zur Geltung, und
es ist immer wieder erstaunlich zu
hören, welche Feinheiten in der
Aufnahme enthalten sind: sei es
nun ein einzelner Schlag des Tri-
angels oder des Tambourins in der
Fülle des Orchesters oder das glei-
ßende Glissando der Harfen.
Welche technische Perfektion ist
hier erreicht worden! Die Musik
Ravels hat in dieser Aufnahme die
ihre adäquate Technik gefunden,
und so ist eine Aufnahme entstan-
den, die für den Musikfreund ein
ebenso großer Genuß ist wie für
den Stereo-Freund.

Decca SXL 2164 (Stereo)



UNSERE BEKANNTEN BREITBAND-OSZILLOGRAFEN 0-12 und 0-12/S

Modell 0-12

Y-Verstärker:

3 Hz ... 5,0 MHz (+1,5 ... -5 dB)

8 Hz ... 2,5 MHz (± 1 dB)

Empfindlichkeit: 25 mVss/cm

Anstiegszeit max. 0,08 usec

X-Verstärker:

1 Hz ... 400 kHz (± 3 dB)

Empfindlichkeit: 300 mVss/cm

Kippteil:

10 Hz ... 400 kHz grob in 5 Stufen und fein
regelbar (kontinuierlich)

Synchronisation:

eigen+, eigen-, fremd, Netz

Allgemeines:

13 cm Bildröhre mit Mu-Metallabschirmzylinder,

11 Röhren, gedruckte Schaltung, Netzanschluß:

110/220 V/50 Hz/85 W



NEU

Modell 0-12/S (Sonderausführung)

mit diesen speziellen Eigenschaften:

- deutsche Frontplattenbeschriftung
- deutsche Bedienungsanweisung
- Sägezahnbuchse an der Frontplatte
- größere Linearität
- Rücklaufverdunklung abschaltbar
- Vorrichtung zur Demonstration
- einer magnetischen Strahlablenkung

Y-Verstärker für Wechselspannung:

Empfindlichkeit 30 mVss/cm

Y-Verstärker für Gleichspannung:

Empfindlichkeit 2 Vss/cm

X-Verstärker:

Empfindlichkeit max. 100 mVss/cm

Alle anderen Daten wie bei 0-12.

Diese Ausführung ist auch besonders für
Lehrzwecke geeignet
und nur betriebsfertig lieferbar.

DEUTSCHE
FABRIKNIEDERLASSUNG:

DAYSTROM
G · M · B · H
Frankfurt/Main
Niddastr. 49, Tel. 338515, 338525

Abstimmbarer HF-Oszillator mit Transistoren

Wenn man in einem HF-Oszillator an Stelle der Elektronenröhre einen Transistor verwenden will, ergeben sich einige Schwierigkeiten, die teilweise durch die Temperaturempfindlichkeit des Transistors, aber auch durch noch nicht ganz geklärte Erscheinungen bedingt sind. Die Folge ist eine unzureichende Frequenzstabilität des Transistor-Oszillators. Bei einem Oszillator, der nur eine einzige feste Frequenz liefern soll, kann dieser Mangel zwar weitgehend durch Quarzsteuerung behoben werden, bei einem kontinuierlich abstimmbaren Oszillator ist dieser Weg dagegen nicht gangbar.

Während die Röhre in ihrer nächsten Umgebung eine gegenüber der Raumtemperatur erhöhte, aber etwa gleichbleibende Temperatur aufrechterhält, ist der Transistor, besonders bei kleinen Leistungen, sehr stark den Einflüssen der Raumtemperatur ausgesetzt. Raumtemperaturschwankungen haben daher auch entsprechende Schwankungen seiner Parameter zur Folge. Diese Temperatureinflüsse lassen sich aber weitgehend durch Kompensationsmaßnahmen ausgleichen. Unangenehmer ist die durch den Stromfluß im Transistor hervorgerufene Erwärmung der Sperrschicht, deren Kapazität sich mit der Temperatur ändert, wodurch wiederum die Frequenz des Oszillators verschoben wird. Dieser Effekt läßt sich nicht durch Wärmeableitung oder Kompensationsmaßnahmen unschädlich machen, sondern kann nur dadurch bis zu einem gewissen Grade unterdrückt werden, daß man einen möglichst kleinen Strom durch den Transistor fließen läßt. Praktisch bedeutet das, daß man den Oszillator nur mit geringster Schwingleistung betreiben darf.

Schließlich beobachtet man bei Transistor-Oszillatoren häufig eine gewisse, statistisch unregelmäßige Frequenzmodulation der Grundschwingung. Wenn auch der Frequenzhub dabei meistens nur sehr klein ist, kann er sich doch unangenehm bemerkbar machen, sobald es auf beste Frequenzkonstanz ankommt, etwa bei Verwendung des Oszillators für Frequenzmessungen oder im Einseitenbandempfänger. Die Ursache dieser Frequenzmodulation kennt man zwar noch nicht, es ist aber zu vermuten, daß sie auf die statistische Verteilung des Ladungsträgertransportes im Transistor, also auf eine Art Schrott-effekt, oder auf statistische Kapazitätsschwankungen der Kollektorsperrschicht zurückzuführen ist. Quarzgesteuerte Transistor-Oszillatoren zeigen diese Erscheinung nicht.

Voraussetzung für eine gute Frequenzstabilität ist eine sehr hohe Kreisgüte des Oszillatorschwingkreises; ein Q-Wert von 200...300 darf keinesfalls unterschritten werden. Diese Forderung ist bei Transistor-Oszillatoren nicht leicht zu erfüllen, da die im Gegensatz zur Elektronenröhre kleinen Impedanzen des Transistors den Schwingkreis stark dämpfen. Man muß daher den Transistor sehr lose an den Schwingkreis ankoppeln. Das hat aber eine zu geringe Schwingleistung des Oszillators zur Folge, falls man der Schwingstufe nicht noch eine zweite Transistorstufe als Pufferverstärker nachschaltet. Hier besteht aber wieder die Gefahr einer Rückwirkung des Verstärkers auf die Schwingstufe, also einer Beeinträchtigung der Frequenzkonstanz, wenn es nicht gelingt, den Ausgang des Verstärkertransistors ausreichend von der Schwingstufe zu entkoppeln.

Bild 1. Einfache Schaltung eines abstimmbaren Transistor-Oszillators mit jedoch ungenügender Frequenzstabilität

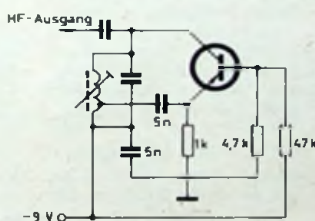


Bild 2 (unten). Vollständige Schaltung eines abstimmbaren Transistor-Oszillators mit geringer Temperaturabhängigkeit. Die Schwingstufe T1 arbeitet mit sehr kleiner Leistung, die im Trennverstärker T2 verstärkt wird.

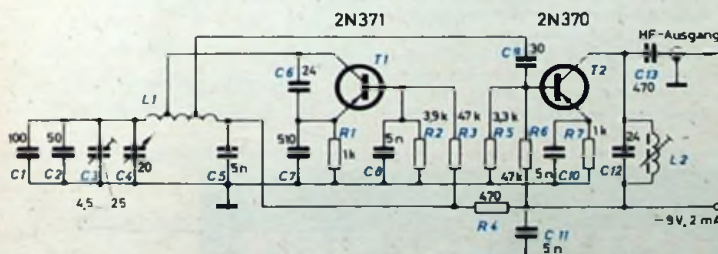
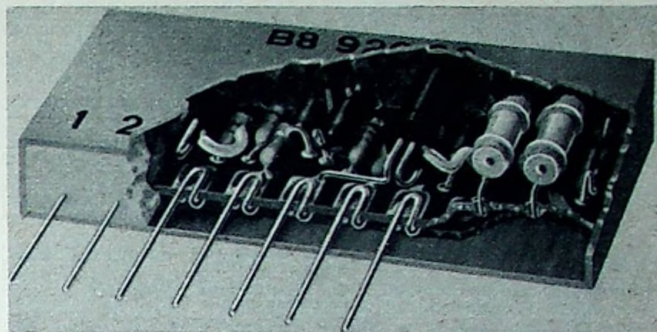


Bild 1 zeigt die Schaltung eines einfachen abstimmbaren Transistor-Oszillators, bei dem die besprochenen Eigenarten nicht berücksichtigt sind und der daher auch die erwähnten Mängel aufweist. Er ist darum auch nicht brauchbar, sobald es auf gute Frequenzstabilität ankommt. Wenn man in bezug auf die Frequenzstabilität höhere Ansprüche stellt, läßt sich ein etwas größerer Aufwand, mit dem man die die Frequenzstabilität beeinträchtigenden Einflüsse vermindert, nicht vermeiden. Im Bild 2 ist die vollständige Schaltung eines abstimmbaren Transistor-Oszillators wiedergegeben, dessen Eigenschaften, mit Ausnahme der Schwingleistung, die eines entsprechenden Röhren-Oszillators sogar noch übertreffen.

Der Oszillator besteht aus der eigentlichen Schwingstufe T1 und einem nachgeschalteten Verstärker T2. Da es wichtig ist, daß die

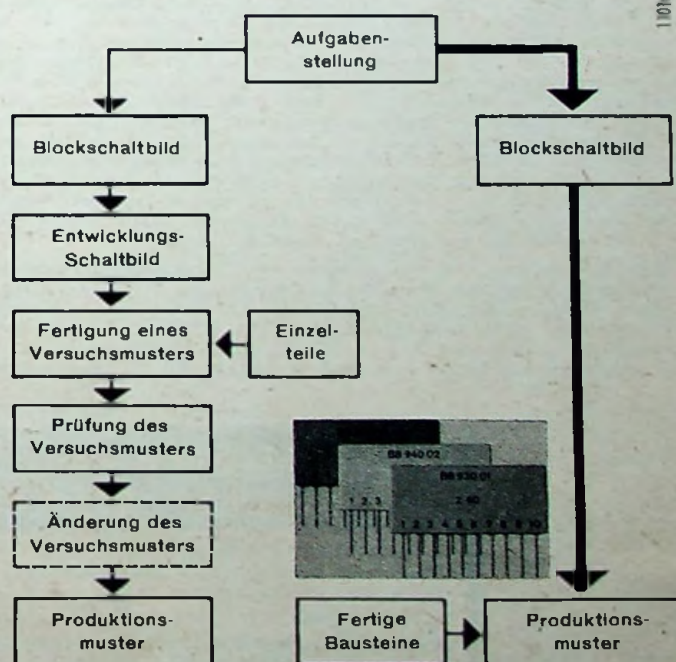
VALVO



DIGITALE BAUSTEINE

Valvo Digitale Bausteine sind in sich geschlossene kontaktlose Funktionselemente für den Aufbau elektronischer Anlagen in der Rechen-, Steuer-, Meß- und Regeltechnik. Sie erleichtern den Entwurf und die Ausführung elektronischer Schaltungen wesentlich und führen – unter Einsparung mehrerer Arbeitsgänge – vom Blockschaltbild direkt zum Produktionsmuster.

Valvo Digitale Bausteine vereinigen in sich die Betriebssicherheit und Arbeitsgeschwindigkeit kontaktloser Steuerung mit dem übersichtlichen und einfachen Aufbau eines Bausteinsystems.



VALVO GMBH



HAMBURG 1

Sperrschicht des Schwingtransistors möglichst wenig erwärmt wird, und da diese Erwärmung mit der Schwingamplitude zunimmt, wird T1 mit möglichst kleiner Schwingleistung betrieben. Um ausreichende Schwingleistung zu erhalten, wurde der Verstärker T2 nachgeschaltet, der den Verbraucher von der Schwingstufe trennt und dafür sorgt, daß Belastung und Belastungsänderungen sich nicht auf die Schwingamplitude und damit auf die Sperrschichttemperatur von T1 auswirken. Durch diese Maßnahme gelang es, die Frequenzschwankungen des HF-Oszillators, die auf Instabilitäten der Sperrschichtkapazität zurückzuführen sind, auf weniger als 50 Hz herabzudrücken.

Der frequenzbestimmende Resonanzkreis, der aus der Spule L1 und den parallelgeschalteten Kondensatoren C1...C4 besteht, hat die sehr hohe Kreisgüte $Q = 400$. Dieser Wert konnte unter anderem dadurch erreicht werden, daß L1 als Toroidspule ausgebildet und auf einen Ferrit-Ringkern mit etwa 17 mm Durchmesser gewickelt wurde. Wegen des vernachlässigbaren Streufeldes der Toroidspule kann man diese mit geringem Abstand vom Metallchassis oder Abschirmgehäuse anbringen, ohne die Kreisgüte zu beeinträchtigen oder durch Temperaturänderungen des Chassis Frequenzschwankungen zu verursachen. C1 und C2 sind Silber-Glimmerkondensatoren, C3 ist ein Trimmer und C4 der Abstimmkondensator (Luft-Drehkondensator).

Das Verhältnis $\frac{C_4}{C_1 + C_2 + C_3}$ bestimmt die Breite des Abstimmungsbereiches; mit den im Bild 2 angegebenen Daten ergibt sich im Frequenzgebiet zwischen 4,5 und 5,5 MHz ein etwa 0,3 MHz breiter Abstimmungsbereich. Man kann diesen Bereich je nach Wunsch breiter oder schmaler machen, indem man C4 größer oder kleiner wählt. Dann sollte man aber auch C1 und C2 immer so ändern, daß die Gesamtkapazität des Schwingkreises rund 200 pF bleibt. Durch Verkleinerung oder Vergrößerung der Windungszahl von L1 läßt sich das Frequenzgebiet des Oszillators nach oben oder unten verschieben.

Der Kollektor von T1 ist mit einer Anzapfung von L1 verbunden, so daß die verhältnismäßig kleine Transistorimpedanz den Resonanzkreis nur wenig dämpft und seine Güte kaum herabsetzt. Wegen dieser niederohmigen Anzapfung für den Kollektor tritt auch die Frequenzmodulation der Schwingspannung, die durch die statistischen Kapazitätsschwankungen der Kollektorsperrschicht des Schwingtransistors hervorgerufen werden, nicht mehr merkbar in Erscheinung.

C6 ist der für die Selbsterregung notwendige Rückkopplungskondensator, während der verhältnismäßig große Emitterwiderstand R1 für eine starke Gleichstromgegenkopplung und damit für eine gute Stabilität von T1 sorgt. Die Steuerspannung für den Verstärker T2 wird an einer niederohmigen Anzapfung der Schwingkreisspule L1 abgenommen und über den kleinen Kondensator C9 an die Basis von T2 geführt. Hierdurch ist eine weitgehende Entkopplung des Verstärkerausganges von der Schwingstufe gewährleistet. Der Widerstand R4 in der Batterieleitung dient in Verbindung mit dem Kondensator C11 ebenfalls zur Entkopplung. Im Kollektorkreis von T2 liegt ein auf die mittlere Arbeitsfrequenz abgestimmter Parallelschwingkreis, der aus der Spule L2, dem Kondensator C12 und der Kapazität des am Verstärkerausgang angeschlossenen Koaxialkabels besteht.

Am Ausgang von T2 steht eine HF-Spannung von 9 V_{eff} zu Verfügung. Jeder Transistor verbraucht 1 mA, so daß die die Betriebsspannung liefernde Batterie eine lange Lebensdauer hat. Die Abhängigkeit der Schwingfrequenz von der Batteriespannung ist nur gering; wie aus Bild 3 hervorgeht, ändert sich die Schwingfrequenz bei einem Absinken der Batteriespannung von 9 V auf 7 V nur um maximal 400 Hz. Innerhalb des Spannungsbereiches von 7...11 V wurde eine maximale Frequenzverschiebung von nur 700 Hz beobachtet. Eine besondere Maßnahme zum Konstanthalten der Betriebsspannung dürfte unter diesen Umständen überflüssig sein. Versuche haben gezeigt, daß der Oszillator auch außerordentlich unempfindlich gegen Stöße und Erschütterungen ist, so daß er sich sehr gut als Überlagerungsozillator in tragbaren Empfängern und Autoempfängern, besonders für den Kurzwellenbereich, eignet.

Da die Kapazität des an den Ausgang von T2 anzuschließenden Koaxialkabels einen Teil des Resonanzkreises im Verstärkerausgang bildet, ist der Ankopplung dieses Kabels an den Verbraucher, besonders wenn das Kabel eine größere Länge hat, einige Aufmerksamkeit zu widmen. Im Bild 4 sind einige zweckmäßige Schaltungen für den Anschluß kurzer und längerer Kabel an drei verschiedene

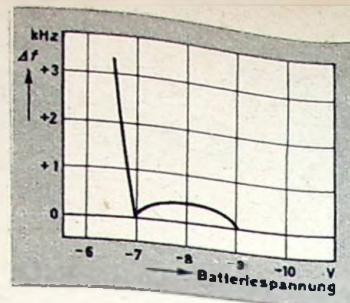
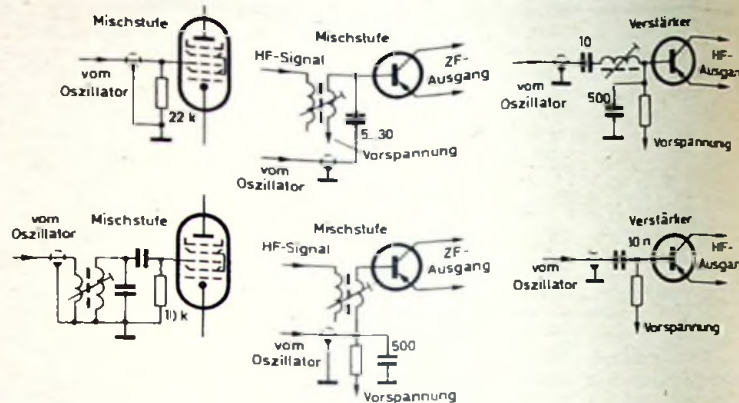


Bild 3. Die Verschiebung der Schwingfrequenz mit abnehmender Batteriespannung

Bild 4 (unten). Die Ankopplung des Transistor-Oszillators über ein kurzes Koaxialkabel (obere Reihe) und ein längeres Koaxialkabel (untere Reihe) an eine Röhren-Mischstufe, eine Transistor-Mischstufe und einen Transistor-Verstärker



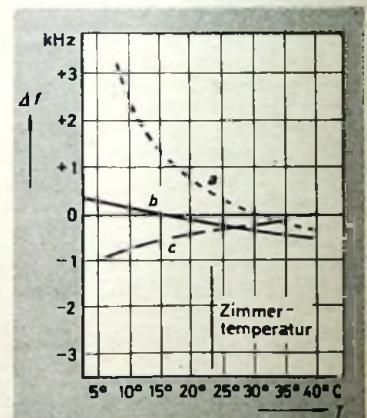
Verbraucher, nämlich an eine Röhren-Mischstufe, an eine Transistor-Mischstufe und an einen Transistor-Verstärker, wiedergegeben.

Besondere Kompensationsmittel zum Ausgleich von Temperatureinflüssen sind in dem Oszillator nach Bild 2 nicht vorhanden. Trotzdem verschiebt sich die Schwingfrequenz nur verhältnismäßig wenig mit der Umgebungstemperatur, wie die Kurve a im Bild 5 beweist. Fast ganz unabhängig von der Raumtemperatur wird der Oszillator jedoch, wenn man für einen Teil der durch C1 und C2 gebildeten Kapazität (insgesamt 150 pF) einen Kondensator mit negativem Temperaturkoeffizienten wählt. Die Kurven b und c im Bild 5 zeigen die Frequenzverschiebung für die Fälle, daß der Kondensator mit dem negativen Temperaturkoeffizienten eine Kapazität von 68 pF (b) oder von 82 pF (c) hat. Zwischen diesen beiden Kapazitätswerten muß ein Optimum liegen, mit dem eine nahezu vollkommene Temperaturkompensation zwischen Null und +35° C möglich ist.

Der vollständige Oszillator läßt sich in ein Aluminiumkästchen mit den Abmessungen 65 x 55 x 40 mm einbauen, dessen Innenraum durch eine in der Mitte angebrachte Chassisplatte aus Aluminium unterteilt ist. Auf der einen Seite der Platte wird die Schwingstufe T1, auf der anderen Seite der Puffer-Verstärker mit dem Ausgangsschwingkreis montiert. Auf diese Weise wirkt die Chassisplatte gleichzeitig als Abschirmung zwischen der Schwingstufe und dem Verstärkerausgang.

(Stoner, D. L.: Stable transistor V. F. O. Electronics Wld. Bd. 64 (1960) Nr. 4, S. 64)

Bild 5. Die Verschiebung der Schwingfrequenz in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ohne Kompensation (a) und mit Kompensation durch Kondensatoren von 68 pF (b) und 82 pF (c) mit negativem Temperaturkoeffizienten



AUSBILDUNG zum TECHNIKER - WERKMEISTER - INGENIEUR

durch fortschrittliche Ausbildungsformen! Ohne Berufsunterbrechung erhalten Sie das theoretische Wissen auf dem Wege des Fern-Unterrichts mit anschließenden vierwöchigen Lehrgängen in der Schule mit Diplom des Ingenieure- und Techniker-Vereins e. V. Fahrt und Aufenthaltskosten werden erstattet.

Auch semesterweise laufende Tagesschul-Klassen für Techniker- und Werkmeister-Ausbildung. Interessenten erhalten das ausführliche Lehrprogramm zugesandt von der



TECHNIKER- und INGENIEURSCHULE

Abteilung 24/A, Weiler im Allgäu

Fachrichtungen: Maschinenbau, Kraftfahrzeugtechnik, Elektrotechnik, HF-Technik, Holztechnik, Hoch- und Tiefbau, Wirtschaftstechnik.

— Bitte aufbewahren —

HERBERT LENNARTZ

Fernseh- empfänger

Arbeitsweise · Schaltungen
Antennen · Instandsetzung

Ein Urteil von vielen:

„... Die klar gezeichneten und das Wesentliche erfassenden Teil-Schaltbilder, die verständliche Ausdrucksweise und die gute Ausstattung machen das Werk zu einem der besten deutschen Bücher über die Technik des Fernsehens.“

Ing. H. Richter — Kosmos, Heft 12/1960

AUS DEM INHALT:

Grundlagen der Fernsehtechnik

Bildzerlegung und Bildzusammensetzung · Bildauflösung
Fernsehsignal · Bildröhre

Schaltungstechnik des Fernsehempfängers

Eingang des Fernsehempfängers (Antennenanpassung) · Röhren und Schaltungen im HF-Teil · Bild-ZF-Verstärker · Abstimm-anzeige bei Fernsehempfängern · „NF“-Teil des Fernseh-empfängers · Verstärkungsregelung · Schaltung der Bildröhre Gewinnung der Synchronimpulse aus dem Bildsignal · Generatoren zur Erzeugung der Ablenkspannungen · Synchronisation der Ablenkgeneratoren · Vertikal-Endstufe · Horizontal-Endstufe · Tonempfang · Projektion von Fernsehbildern · Mehr-normenempfänger · Stromversorgung des Fernsehempfängers

Antennen und Speiseleitungen

Allgemeines über UKW- und Fernsehantennen · Fernseh-antennen · Speiseleitungen

Beschreibung von Industrieempfängern

Der Telefunken-Fernsehempfänger „FE 16/53“
Der Loewe Opta-Fernsehempfänger „Arena“

Prüfen und Abgleichen von Fernsehempfängern

Erforderlicher Meßgerätepark · Testbilder · Prüfungen am Empfänger · Prüfung der Ablenk-schaltungen · Prüfzeilen-verfahren · Häufig vorkommende Fehler · Maßnahmen gegen Störungen des Fernsehempfangs von außen

248 Seiten · 228 Bilder · 7 Tabellen · Ganzleinen 22,50 DM

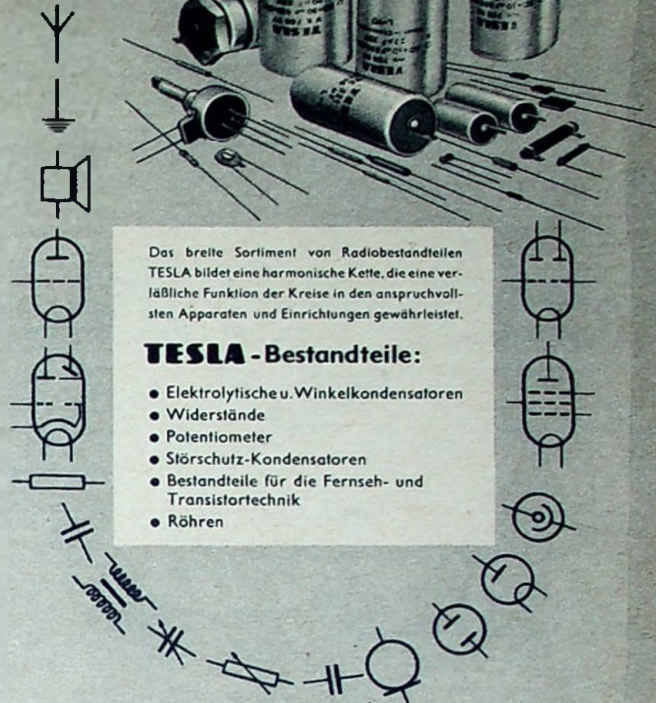
Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland
sowie durch den Verlag

Spezialprospekt auf Anforderung

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde



TESLA



Das breite Sortiment von Radiobestandteilen
TESLA bildet eine harmonische Kette, die eine ver-
lässliche Funktion der Kreise in den anspruchsvol-
len Apparaten und Einrichtungen gewährleistet.

TESLA - Bestandteile:

- Elektrolytische u. Winkelschaltkondensatoren
- Widerstände
- Potentiometer
- Störschutz-Kondensatoren
- Bestandteile für die Fernseh- und
Transistortechnik
- Röhren

KOVO

PRAHA · TSCHECHOSLOWAKEI

Třída Dukelských hrdinů 47

Elkoflex

Isolierschlauchfabrik

Gewebehaltige, gewebelose und
Glasfasersilicon-

Isolierschläuche

für die Elektro-,

Radio- und Motorenindustrie

Werk Berlin NW 21, Huttenstr. 41-44

Zweigwerk
Gartenberg / Obb., Rübzahlstr. 663

METALLGEHÄUSE



Kaufgesuche

Radioröhren, Spezialröhren, Sende-
röhren gegen Kasse zu kaufen gesucht.
Szabohelyi, Hamburg-Gr. Flottbek, Grot-
tenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Leber-Meßinstrumente aller Art. Char-
lottenburger Motoren, Berlin W 35

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

HANS HERMANN FROMM bittet um
Angebot kleiner u. großer Sonderposten
in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren
aller Art. Berlin-Wilmersdorf, Fehr-
belliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 96

Verkäufe

NORDFUNK Elektronik-
Versand
Neue Anschrift:
Bremen, Herdentorsteinweg 43
1 Minute vom Hauptbahnhof

Unterricht



Theoretische Fachkenntnisse in
Radio- und Fernsehtechnik er-
werben Sie sich durch den
Christiani-Fernlehrgang Radio-
technik, 25 Lehrbriefe, 850 Sei-
ten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln
und Tabellen. Lehrplan und Informa-
tions-schrift kostenlos. Technisches Lehrinsti-
tut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Post-
fach 1957

NEU Präzisions- NEU

Tonbandgerätechassis

nur mechanisch, komplett mit hoch-
wertigen Tonköpfen, Abdeckplatte,
Tonmotor etc. an Amateure und
Industrie lieferbar.

Datenblatt anfordern!

THALESWERK GmbH, Rastatt



E. BLUM ^KG



**ENZWEIHINGEN
WATTENSCHIED**

Stanz- und Preßteile für Motoren und Transformatoren
Vertretungen:

Belgien, Olivier (P. & F.) SPRL, 103, Rue Charles-Martel, Herstal-Liège, Te. 6414

Dänemark, E. Friis Mikkelsen AS., Kopenhagen, Vermlandsgade 71, Tel. Sundby 6600

Holland, E. Blum KG., Aerdenhout, Generaal Spoorlaan 16, Tel. 26438

Italien, Sisram S. P. A., Corso Matteotti, Torino/Italia, Tel. 47804

Österreich, Josef Mathias Leeb, Wien, Stubenring 14, II/4, Tel. 529947

Schweden, Erbins, Stockholm C, Sveavägen 17, Tel. 010-231885

Schweiz, Wettler & Frey, Zürich, Ottikerstr. 37, Tel. (051) 281260

USA, Laminations Company, Stamford/Conn., P. O. Box 13, Tel. Fireside 8-7013