

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



8

1956

2. APRILHEFT

Den Fachmann interessiert der Kern



Punkt 4 - Die Patent-Rollautomatik[☆]

Eine Vorführung des DUAL 1003 überzeugt stets, denn jeder Kunde wird überrascht und interessiert dem geheimnisvollen - dabei aber doch so einfachen - Abtastvorgang der Rollautomatik folgen.

☆ Die patentierte Rollautomatik macht es möglich, Platten jeglicher Größe, bei gleicher Umdrehungszahl, willkürlich sortiert, hintereinander abzuspielen. Ganz gleich, wie viele Plattengrößen nach auf den Markt kommen - auf dem DUAL 1003 liegt jede richtig! Diese Automatik macht den DUAL 1003 zum einzigen Plattenwechsler, der als automatischer Einfachspieler für alle Plattengrößen zu verwenden ist.

Dual
1003

Die patentierte Rollautomatik - eine verblüffende Konstruktion - macht den 1003 mit Recht zum Plattenwechsler von morgen.

Bitte verlangen Sie ausführliche Information von DUAL, Gebrüder Steidinger, St. Georgen Schwarzwald.



Einzigartig in vielerlei Hinsicht
- der DUAL-Wechsler 1003!

DEUTSCHE INDUSTRIE-MESSE 1956, Halle 11A, Stand Nr. 302 (am Mittelgang).

modern bauen

h Hirschmann

GEMEINSCHAFTS-ANTENNEN-ANLAGEN

sind für den gemeinsamen Anschluß von Rundfunk- und Fernsehempfängern eingerichtet - sind betriebssicher und kurzschlußfest - ersparen Spezialanschlußkabel - sind die einzigen Anlagen für Impulz-Verriegelung - sind ideal in der Montage für alle Bauverhaben - bitte fordern Sie Prospekte an

RICHARD HIRSCHMANN
RADIOTECHNISCHES WERK, ESSLINGEN/IN

Deutsche Industrie-Messe, Hannover, Halle 101E, Stand 656

TE-KA-DE

RADIO-
FERNSEH- UND
NACHRICHTENGERÄTE
ELEKTROAKUSTIK
RÖHREN · HALBLEITER
KABEL · DRÄHTE

TE-KA-DE NÜRNBERG 2



SIEMENS

RUNDFUNK- UND FERNSEH- RÖHREN



R6 13

*Lupe und Pinzette
sind bei der Montage der
Siemens-Röhren
unentbehrliche Präzisionswerkzeuge
in der Hand geübter Facharbeiter.*

**Qualitätsröhren
für Qualitätsempfänger**

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

Deutsche Industriemesse Hannover 1956, Siemensstand, Halle 9



Zaubererei?

Leider können wir nicht zaubern. - Mit Ideen allein ist es auch nicht getan. - Trotz des Kampfes mit der Zeit ist es uns möglich, Ihnen in Hannover einige Neuheiten, vor allem neue Mikrophone, zu zeigen.

Wir lüften das „Geheimnis“ am 29. 4. 1956 in Halle 10 auf Stand 651. Auch Ihren Besuch erwarten wir. - Selbstverständlich können Sie uns auch schreiben, wenn Sie gern informiert werden möchten.



DR. ING. SENNHEISER · BISSENDORF (HANN.)



MIKROPHONE



UBERTRAGER



VERSTÄRKER



KLEINHÖRER



MESSGERÄTE

AUS DEM INHALT

2. APRILHEFT 1956

Fachmesse — Funkausstellung — Neuheitetermin	209
Spitzensuper mit 9/14 Kreisen und 11 (+1) Röhren	210
FT-Kurznachrichten	212
Der neue Fernsendeder Dillberg	213
Fernsehtuner für Weitempfang	214
Das UKW-Drehfunkfeuer	215
Bemessung von Dreikreis-Quarzfiltern	218
Von Sendern und Frequenzen	218
Stromarsteuerungen	219
Lautsprecher mit neuartigen Membranen	221
Einfache Methode zur Bestimmung der Rauschzahl	223
Fortschrittliche UKW-Abgleichtechnik	224
Unsere Leser berichten	225

Für den jungen Techniker

Regelungs- und Steuerungstechnik. Der PID-Regler 226

Aus Zeitschriften und Büchern

Hochwertiger Transistorverstärker für Tonfrequenzen

Zuletzt notiert

Beilagen

Schaltungstechnik

Der HF-Teil des Fernsehempfängers
Verlustbehaftete Schwingungskreise

Bauelemente

Wanderfeldröhren

Unser Titelbild: Einmessen der Fernseh-Richtverbindung Berlin — Hühbeck mit dem Video-Meßgestell „6 P 640“ (C. Lorenz AG) in der Funkempfangsstelle der Landespostdirektion Berlin in Berlin-Nikolassee.

Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen vom FT-Labor: Schwahn (2); Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch, Baumelburg, Kortus, Ullrich) nach Angaben der Verfasser, Seiten 206, 207, 225, 231 und 232 ohne redaktionellen Teil

Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwäld, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammelnummer 492331. Telegrammschrift: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Rath, Berlin-Frahnau; Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Spandau; Chefredakteur: W. Diefenbach, Berlin und Kempten/Allgäu, Telefon 6402, Postfach 229. Anzeigenleitung: W. Bartsch, Berlin. Nach dem Pressegesetz in Österreich verantwortlich: Dr. W. Rab, Wien XIII, Trauttmansdorffg. 3a. Postcheckkonten FUNK-TECHNIK: Berlin, PSchA Berlin West Nr. 2493; Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal monatlich. Nachdruck von Beiträgen ist nicht gestattet. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.



Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

FUNK-TECHNIK

Fernsehen Elektronik

Fachmesse – Funkausstellung – Neuheitentermin

In diesem Jahre wird die deutsche Radioindustrie geschlossen auf der Exportmesse Hannover vertreten sein. Diese Tatsache lenkt den Blick wieder einmal auf ein bisher noch nicht gelöstes Problem: Ist der Fachmesse oder einer Funkausstellung der Vorzug zu geben und wie läßt sich mit diesen der Neuheitentermin kombinieren? Eine eindeutige Antwort wird man heute noch nicht einmal von den Experten einer bestimmten Firma erhalten können, denn die Meinungen gehen zu sehr auseinander. Die gleiche Uneinheitlichkeit der Auffassung besteht bei der ganzen Industrie, und es ist heute noch nicht möglich, eine bestimmte richtungweisende Auffassung zu dem gesamten Fragenkomplex als Ei des Kolumbus herauszustellen. Immerhin gibt es manchen Vorschlag, der der ernsthaften Diskussion wert ist und früher oder später bei der Lösung der Probleme eine Rolle spielen wird.

Man trifft vorwiegend die Auffassung an, daß keine der an der Funkausstellung 1955 in Düsseldorf beteiligten Firmen im Zusammenhang mit dem Neuheitentermin mit dem Ergebnis wirklich zufrieden war. Der Neuheitentermin wurde acht Wochen vor der Funkausstellung angesetzt. Der Händler erhielt bereits zu diesem Zeitpunkt die neuen Gerätetypen und hatte daher an der Funkausstellung kein übermäßig großes Interesse mehr. Auch der Käufer sah ebenfalls schon lange vor der Eröffnung der Ausstellung die neuen Geräte in den Schaufenstern. Diese Situation wirkte sich natürlich auch auf die Berichterstattung in der Tagespresse aus.

Viele maßgebenden Stellen der Industrie zweifeln angesichts dieser so unglücklich liegenden Termine am praktischen Wert einer Funkausstellung nach dem Neuheitentermin. Ernüchternd wirken in diesem Zusammenhang die statistischen Untersuchungen. Jeder der rund 400 000 Besucher hat (wenn man die gesamten Auslagen, die den Ausstellern entfallen sind, zusammenrechnet) etwa 10 bis 15 DM gekostet. Das wirtschaftliche Ergebnis der Funkausstellung steht also in keinem günstigen Verhältnis zu den außerordentlich hohen Aufwendungen, die notwendig waren, um den erforderlichen repräsentativen Rahmen zu schaffen.

Diese letzten Erfahrungen beweisen mit aller Deutlichkeit, daß unter allen Umständen eine vernünftige Lösung für die Zukunft gefunden werden muß. Es ist gut, wenn man sich an die in der Vorkriegszeit veranstalteten Funkausstellungen erinnert. Bei diesen fiel die Eröffnung der Ausstellung stets mit dem Neuheitentermin zusammen. Dadurch war das Interesse des Handels und der Öffentlichkeit sehr groß. Die Berichterstattung in der Presse konnte aktuell und interessant gestaltet werden. Selbst der kleinste Händler ließ es sich nicht nehmen, die Ausstellung zu besuchen, denn nur diese bot ihm Gelegenheit, sich persönlich über das Neuheitenangebot zu informieren und dabei gleichzeitig den Kontakt mit der Industrie zu pflegen. Bezeichnend sind auch die Besucherzahlen. Durchschnittlich über eine Million Besucher passierten früher die Tore. In Düsseldorf, einem der dichtbesiedeltesten Wohngebiete Deutschlands, war es im letzten Jahre weniger als die Hälfte dieser hohen Zahl.

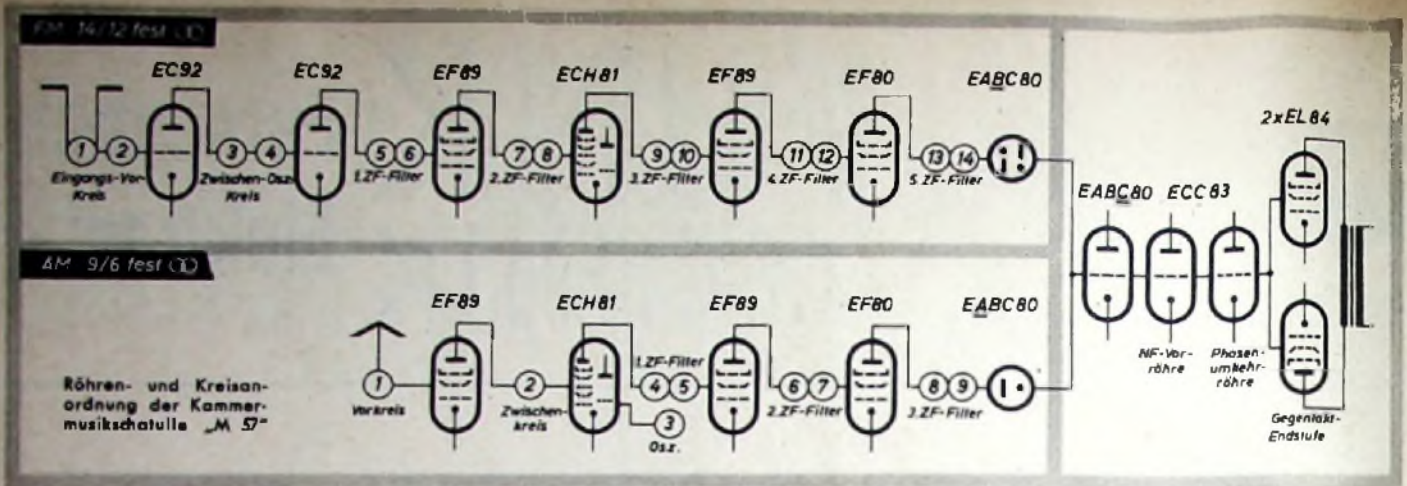
In diesem Zusammenhang muß man aber auch die Frage des günstigsten Termines für den Start der neuen Empfänger und für die Funkausstellung prüfen. In einer Zeit, in der die Betriebe für den Saisonbedarf auf Hochtauren laufen sollten, scheint es manchem unzweckmäßig, eine Ausstellung zu veranstalten, die die besten Kräfte bindet. Vielleicht ließe sich folgender Gedankengang verwirklichen. Die gesamte Rundfunkindustrie stellt neuerdings auf der Industriemesse in Hannover aus, die stets am letzten Aprilsonntag eröffnet wird. Wenn diese Ausstellung während der Dauer der Industriemesse als Exportschau durchgeführt wird, bei der hauptsächlich Exportmodelle im Vordergrund stehen, könnte man in den gleichen Hallen und auf denselben Ständen einige Wochen später eine für das Inland bestimmte Neuheitenschau durchführen. Zweckmäßigerweise wäre diese an den ersten drei Tagen nur

für die Händler und anschließend etwa 10 Tage für das Publikum geöffnet. Durch eine solche Neuheitenschau würde man die beträchtlichen Kosten für den Standaufbau sparen und außerdem die etwas stillere Zeit nutzen. Spätestens Mitte Juni könnten dann die Betriebe mit den neuen Modellen anlaufen. Hinzukommt noch, daß Hannover verhältnismäßig zentral liegt.

Dieser Vorschlag hat viel für sich. Jedenfalls würden die Interessen von Industrie und Handel weit mehr berücksichtigt werden, als es bisher der Fall sein konnte. Falls aber eine zentrale Ausstellung nicht zustande kommt, wäre zu überlegen, ob zum Neuheitentermin örtliche Veranstaltungen angebracht seien. Diese regionalen Ausstellungen könnten ohne besonderen Kostenaufwand in Zusammenarbeit mit dem Handel und den Landessendern in etwa 4 bis 5 Großstädten durchgeführt werden. Falls die Räume frei sind, sollten die Regionalausstellungen möglichst gleichzeitig steigen. Besonders geeignet wären die Städte Hamburg, München, Düsseldorf oder Köln, und schließlich Frankfurt. (Berlin könnte evtl. im Rahmen dieser Regionalveranstaltungen noch unberücksichtigt bleiben, da dort alljährlich die Industriemesse stattfindet; obwohl dann die Idee der Gleichzeitigkeit durchbrochen wäre.)

Besondere Wünsche hat die Bauelemente-Industrie vorzubringen. Sie vertritt den Standpunkt, daß es unzweckmäßig ist, sich an einer Funkausstellung etwa Ende August zu beteiligen, da zu diesem Zeitpunkt noch keine Neuerungen vorbereitet sind; die entwicklungsmäßige Zusammenarbeit mit dem Hauptkundenkreis fand bisher vielfach erst in den letzten Monaten des Jahres statt. Aus diesem Grunde hatte man sich innerhalb der Fachabteilung 23 im ZVEI (Schwachstromtechnische Bauelemente) für eine schmucklose Fachmesse entschlossen. Sie könnte im Oktober oder November jeden Jahres oder jeden zweiten Jahres in Frankfurt oder Köln abgehalten werden. Dieser Beschluß fußte allerdings nur auf eine schwache Mehrheit, für die verschiedene Gründe gelten. Einerseits beliefert eine große Zahl der Mitgliedsfirmen die Drahtnachrichten-Industrie und ist an der Abhaltung irgendwelcher Ausstellungen (abgesehen von der Exportmesse Hannover) überhaupt nicht interessiert. Andererseits erlaubt eine Fachunterabteilung die Antennenfirmen, die sich überwiegend an Konsumenten wenden und deshalb wieder zur Beteiligung an einer Funkausstellung neigen. Zahlenmäßig umfaßt die Fachabteilung 23 einen sehr großen Firmenkreis. Mindestens 80% des gesamten Umsatzes werden jedoch von nur 20 Firmen getätigt. Bezieht man die Ergebnisse der erwähnten Abstimmung auf die Firmenanzahl, so ergibt sich ein schiefes Bild; bezieht man sie auf die Bedeutung der Firmen, so könnte man von einer starken Mehrheit für die Fachmesse sprechen. Da ein Teil der Firmen ein sehr vielseitiges Fabrikationsprogramm aufzuweisen hat, das u. a. auch Geräte und Röhren enthält, stimmten diese Fabrikanten für eine Fachmesse unter dem Vorbehalt, daß sie natürlich mit Bauelementen auch auf einer Großen Deutschen Funkausstellung erscheinen werden. Dieses Abstimmungsbild führte dazu, daß man eine Fachmesse für Bauelemente nur dann für aussichtsreich hält, wenn diese sich zu einer elektronischen Fachmesse ausweitet, d. h., wenn sich auch die Firmen anderer Fachabteilungen (wie Relais, Röhren, Meßgeräte usw.) beteiligen.

Diesmal wird man also in Hannover sowohl die Rundfunk- als auch die Bauelemente-Industrie finden. Für 1957 dürfte voraussichtlich eine Funkausstellung zum Neuheitentermin zustande kommen. Eine bescheidene Bauelemente-Fachmesse wird schon im Herbst 1956 zu erwarten sein. Sie soll u. a. auch neue Erfahrungen bringen. Als Zwischenlösung wäre anzustreben, eine Bauelemente-Messe in den Jahren abzuhalten, in denen keine Funkausstellung stattfindet, während die „Elektronische Fachmesse“ schließlich in späteren Jahren zu einer repräsentativen Messe der Bauelemente-Industrie gestaltet werden könnte.



Röhren- und Kreis-
anordnung der Kammer-
musikschaltulle „M 57“

Ausgewählte Schaltungsbeispiele moderner Rundfunkempfänger

WERNER W. DIEFENBACH

Spitzensuper mit 9/14 Kreisen und 11 (+1) Röhren

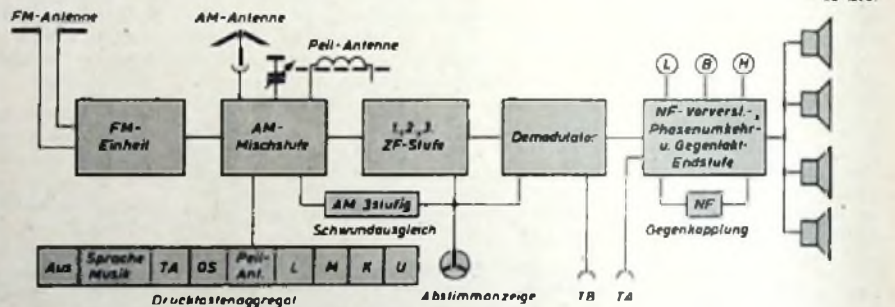
Spitzensuper sind Empfänger, die hinsichtlich Empfindlichkeit, Trennschärfe und Klangqualität das technische Optimum erreichen. In schaltungstechnischer Hinsicht sind solche Geräte hochinteressant, denn es können dabei Wege beschrieben werden, die sich in billigeren Empfängern aus Kalkulationsgründen nicht einschlagen lassen.

Ein typischer Vertreter dieser Entwicklungsrichtung ist der unter der Bezeichnung „Siemens-Kammermusikschaltulle M 57“ erscheinende Spitzensuper. Er hat 8 + 1 Drucktasten, 4 Wellenbereiche, regelbare Bandbreite, Ferritantenne, Ortssendertaste, automatische Begrenzung und Rauschunterdrückung und eine 12-W-Gegentaktendstufe mit 4 Lautsprechern

Kapazitive Mischbasis-Eingangsschaltung für UKW

An Stelle der vielfach gebräuchlichen Duotriode ECC 81 enthält der Eingang 2 Einfortrioden EC 92, die in thermischer Hinsicht vorteilhafter sind, denn jeder Heizer liegt in einem eigenen Glaskolben.

Die HP-Vorstufe ist mit der EC 92 in Zwischenbasisschaltung an die Antenne gekoppelt. Diese Schaltung unterdrückt die Oberwellen wirksamer als die induktive Anordnung. Geerdet wird über einen kapazitiven

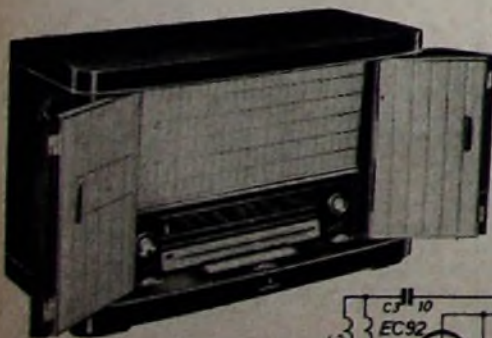


Die Stufenanordnung im „M 57“

Spannungsteiler. Bei dieser Mischbasisschaltung arbeitet die Triode EC 92 teilweise in Katodenbasis-, teilweise in Gitterbasisschaltung. Der Mischfaktor wird durch C 1 und C 2 (s. Teilschaltbild der UKW-Einheit) bestimmt. Bei der angegebenen Dimensionierung (7 pF, 14 pF) ist das Mischverhältnis am günstigsten. Die Röhre EC 92 arbeitet dann zu zwei Dritteln in Katodenbasis- und zu einem Drittel in Gitterbasisschaltung. Der gleiche Mischfaktor kann auch durch eine entsprechende Anzapfung der Spule L 1 eingestellt werden, wobei C 1 und C 2 nicht notwendig sind. Allerdings gelangt dann ein kleiner Rest der sehr kritischen Oszillatoroberwellen von der additiven Mischstufe über die Gitter-Anodenkapazität zum Breitbandübertrager und von hier aus zur Antenne. Diese Ausstrahlung kann durch den kapazitiven Spannungsteiler verhindert werden. Ein Kondensator von 7 pF hat für einen Frequenzbereich von 195 ... 222 MHz einen Wechselstromwiderstand von 100 Ohm und darf daher als starke Dämpfung aufgefaßt werden. Bei einer Spule mit Anzapfung liegen jedoch zwei Drittel der Windungszahl der Sekundärspule im Zuge der Erdverbindung und bedeuten daher keinen Nebenschluß mehr. Die Störstrahlung kann in diesem Falle nicht

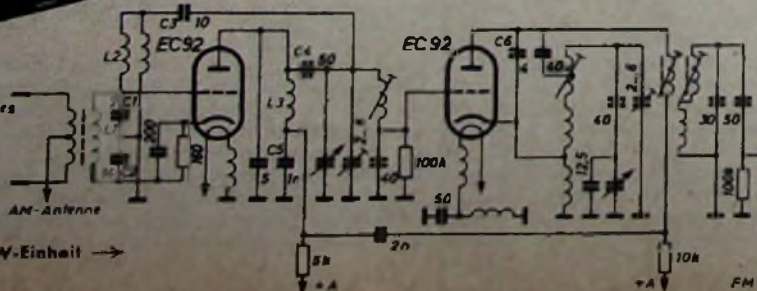
unterdrückt werden. Zur weiteren Strahlungs-
minderung trägt die Kombination L 2/C 3/C 4/
Anoden-Gitterkapazität bei. Sie ist auf die
Mitte des UKW-Bandes (etwa 93 MHz) ab-
gestimmt und neutralisiert als breitbandiger
Resonanzkreis sehr stark die Röhrenkapazität.
Damit wird für die Oszillator-Grund- und
Oberwelle der Weg von der Anode zum
Gitter der Vorröhre gesperrt. Außerdem er-
höht diese Neutralisation gleichzeitig den
Verstärkungsfaktor für die jeweils einge-
stellte Empfangsfrequenz, da die Anodenrück-
wirkung auf das Gitter stark reduziert wird.
Zur Unterdrückung von ZF-Störungen liegt
die Mittelanzapfung der Primärseite des Ein-
gangs-Breitbandübertragers an Masse. Für die
asymmetrisch einstrahlende Störspannung von
10,7 MHz wirkt die Wicklung als Parallel-
schaltung beider Hälften in entgegengesetz-
tem Wicksinn. Ihre Induktivität wird für die
Zwischenfrequenz außerordentlich klein, so
daß annähernd ein Kurzschluß vorhanden ist.
Etwas am Gitter der EC 92 auftretende
Restspannungen macht der Serienresonanz-
kreis in der Anodenleitung der EC 92 un-
schädlich (L 3, C 5); er ist auf 10,7 MHz ab-
gestimmt. Gleichzeitig wirkt L 3 als UKW-
Drossel, über die die Anodengleichspannung
der EC 92 zugeführt wird.

Die zweite EC 92 arbeitet als Misch- und
Oszillatorröhre in additiver Mischschaltung.
Eine Sonderaufgabe kommt dem unmittelbar
an der Röhrenfassung befestigten 4-pF-Kon-
densator (C 6) zu; er erwärmt sich mit der
Röhre EC 92 und gleicht damit die C-Ände-
rungen der EC 92 während des Anheißvor-
ganges aus. Die übrigen Kondensatoren mit
besonderem TK dienen dem Ausgleich der all-
mählich sich über das Chassis ausbreitenden
Wärme.



Ansicht des Empfängers

Teilschaltbild der UKW-Einheit →



AM-Vor- und Mischstufe

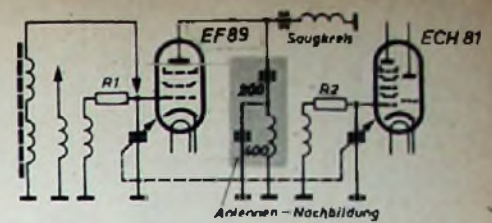
Die AM-Vorstufe ist mit der EF 89 bestückt, und die Mischstufe enthält die ECH 81. In den KML-Bereichen ist die Antennenkopplung induktiv, bei Ortsempfang (Ortssenderlaste) dagegen kapazitiv stromgekoppelt. Für jeden Bereich werden ferner getrennte Spulensätze verwendet. Dieses Prinzip bietet Vorzüge bei der Umschaltung der Ferritantenne, die wie ein besonderer Wellenbereich angesehen werden kann und sich schaltungstechnisch ohne Schwierigkeiten in das Drucklastensystem eingliedern läßt.

Im übrigen verzichtet man bei der Vorröhre auf Eingangsbandfilter und aperiodische Zwischenkreis-kopplung, sondern benutzt die Anordnung Kreis-Röhre-Kreis. Daraus ergeben sich folgende Vorteile: Infolge der Antennennachbildung zwischen EF 89 und ECH 81 und der eingefügten Dämpfungswiderstände R 1 und R 2 sind Vorkreis und Zwischenkreis gleichwertig. Die Güterwerte können daher für beide Kreise so festgelegt werden, daß die Bandbreite über den ganzen Abstimmbereich praktisch konstant bleibt. Da ferner diese Schaltungsart die Anordnung eines 400-pF-Kondensators im Anodenkreis der EF 89 zuläßt, werden Einstreuungen von starken KW-Sendern beim Empfang der MW völlig unterbunden.

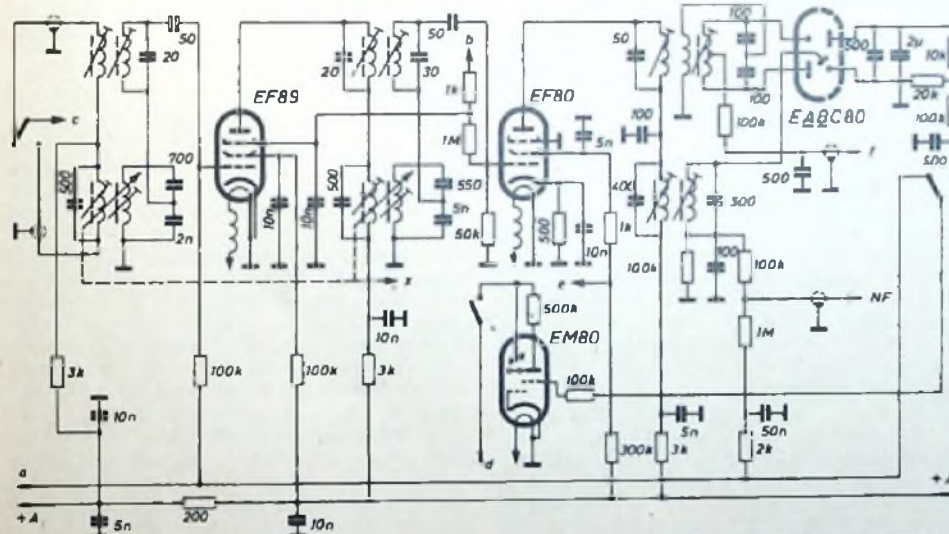
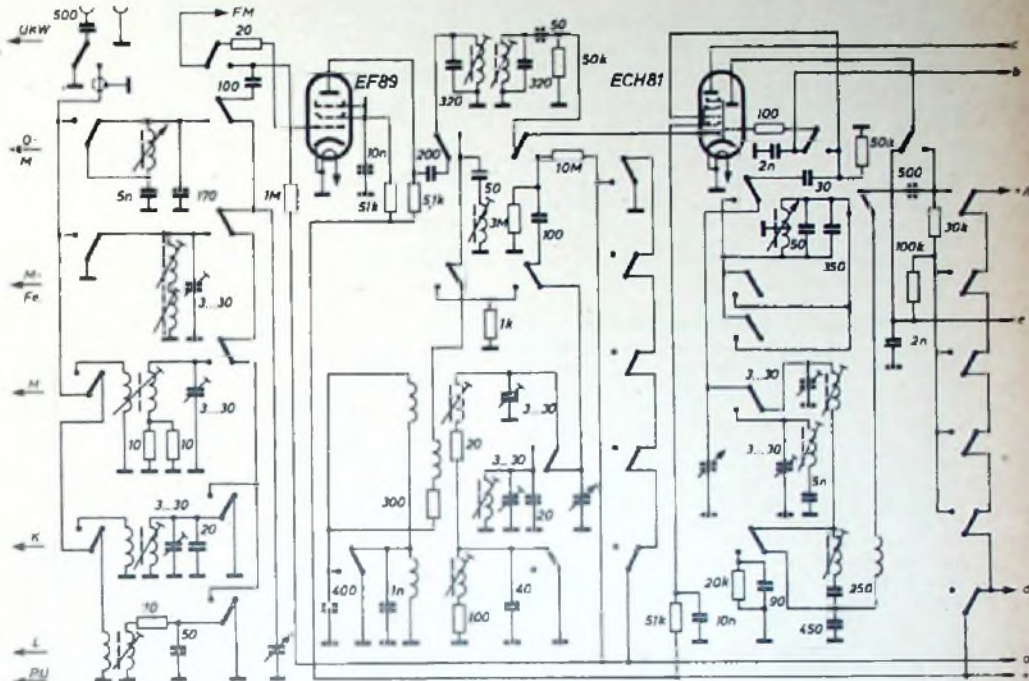
Außerdem erhält man beim Empfang mit Ferritantenne wesentlich bessere Selektions- und Empfindlichkeitswerte als bei Bandfiltereingang. Dies erklärt sich daraus, daß bei eingeschalteter Ferritantenne das Bandfilter auf einen einfachen Kreis umgeschaltet ist und dann nur zwei Kreise wirksam sind, während beim Spitzensuper „M 57“ insgesamt drei Kreise zur Verfügung stehen. Weiterhin steigt ganz allgemein der Wert der Spiegel-selektion. Auch hier wirkt sich der 400-pF-Kondensator des zweiten Kreises sehr gün-

stig aus. Dabei werden die HF-Röhre EF 89 und die ECH 81-Heptode als ZF-Verstärker ausgenutzt.

Die Gitterkreise sämtlicher vier ZF-Stufen sind mit Begrenzungsgliedern ausgestattet, deren elektrische Werte so gestaffelt sind, daß der Einsatz der Begrenzung an der vierten ZF-Stufe beginnt und sich abhängig vom Eingangspegel bis zur ersten ZF-Stufe fortsetzt. Der gesamte ZF-Teil wird sehr stabil, da die Werte der Gitterableitwiderstände bei



Vereinfachte Darstellung der Eingangsschaltung und Zwischenkreis-kopplung im AM-Teil. Unten: Schaltung der AM-Vor- und Mischstufe des „M 57“



stig aus. So ergeben sich bei 1500 kHz Selektionswerte von 1 : 10 000 und bei 600 kHz von 1 : 100 000.

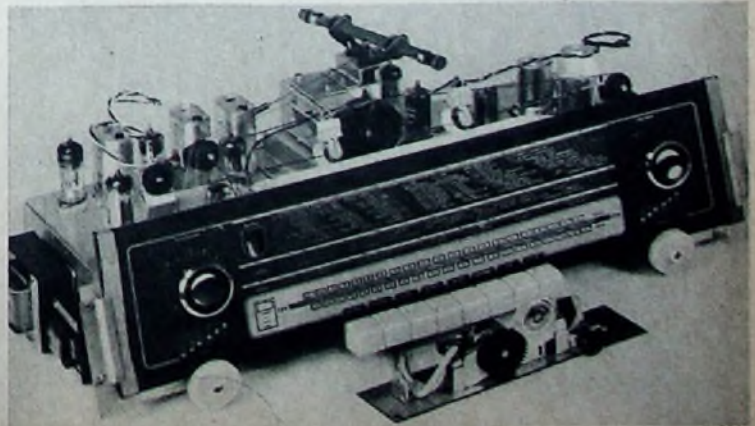
Es fällt auf, daß der ZF-Saugkreis nicht am Antennen-eingang, sondern an der Anode der ersten EF 89 liegt. Durch diese Anordnung können sich ZF-Einstrahlungen nicht auf die Ferritantenne auswirken. Die Vorteile sind erhöhte Stabilität und Freiheit von Rückwirkungen der letzten ZF-Stufe auf den Eingang über die Ferritantenne. Eigenerrregung wird mit Sicherheit vermieden.

ZF-Technik

Während bei AM zwei ZF-Stufen mit den Röhren EF 89 und EF 80 verwendet werden, sind bei FM insgesamt vier ZF-Stufen wirk-

Schaltung des ZF- und Demodulator-teiles

Blick auf das Chassis, imVordergrundder Lautstärkereglers mit kombinierten Netzschalter



100 kOhm oder 50 kOhm liegen Dieser gestaffelte Einsatz der Begrenzung verhindert auch eine Überbegrenzung, die u. U. bei sehr hohem Eingangspegel auftreten könnte.

Um hohe ZF-Stabilität zu gewährleisten, befinden sich u. a. in den Heizleitungen der zweiten EF 89 und der EF 80 UKW-Drosseln. Die AM- und FM-Demodulationsschaltung entspricht der üblichen Standardausführung mit der Röhre EABC 80. Zur FM-Demodulation wird die Ratiodetektorschaltung angewandt. Die dritte Diode der EABC 80 dient zur Gleichrichtung des AM-Signales und der Regelspannung. Die Regelung erstreckt sich bei AM auf insgesamt drei Stufen.

NF-Teil mit 12-W-Gegentaktendstufe

Dem leistungsfähigen HF-Teil entspricht ein besonders sorgfältig entwickelter NF-Teil. Die NF-Spannung wird nach Regelung durch einen gehörrihtigen Lautstärkereglers dem Gitter der EABC 80 zugeführt und dann in einem weiteren Triodensystem (ECC 83) verstärkt.

Werbefernsehen zum Jahresende

Aller Voraussicht nach wird der Bayerische Rundfunk als erste westdeutsche Sendegesellschaft Ende dieses Jahres mit dem Werbefernsehen beginnen. Ein entsprechender Antrag sollte im April d. J. verabschiedet werden. Wie verlautet, soll in diesem Zusammenhang ähnlich wie beim Rundfunk eine eigene Werbefernsehgesellschaft gegründet werden, deren Hauptstelle in Händen des Bayerischen Rundfunks liegen dürfte.

Vor 20 Jahren Fernseh-Sprechdienst

Am 1. März 1936 konnte die damalige Reichspost den ersten Fernseh-Sprechdienst zwischen Berlin und Leipzig eröffnen. Obwohl damals noch mit der Nipkowscheibe oder mit dem Linsenkranz abgetastet wurde (180 Zeilen), kam doch eine für diesen Zweck zufriedenstellende Bildqualität zustande. 1937 wurde dieser erste Fernseh-Sprechdienst der Welt von Berlin über Leipzig nach Nürnberg und ein Jahr später sogar bis München ausgedehnt. Wegen unerwartet geringer Inanspruchnahme und der dringenderen Verwendung des Fernsehkanals für den Fernsprechdienst wurde das Fernsehsprechen 1940 eingestellt.

Ultraschallgeräte anmeldepflichtig

In letzter Zeit werden immer mehr Ultraschallgeräte für industrielle Zwecke, Materialprüfung usw. verwendet. Darunter befinden sich auch Geräte, die nicht beim FTZ (Darmstadt) oder bei der Landespostdirektion Berlin seriengeprüft sind. Solche Geräte sind nicht selten Funkstörquellen. Da nach dem Gesetz über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten vom 9. August 1945 in Betrieb befindliche Geräte, die elektromagnetische Schwingungen im Bereich von 10 kHz - 3.000.000 MHz erzeugen oder verwenden (Hochfrequenzgeräte), von der zuständigen Oberpostdirektion genehmigt sein müssen, ist zu empfehlen, sich vor der Inbetriebnahme eines solchen Gerätes von der OPD beraten zu lassen.

Fernsehkamera in Atomreaktor

Ein neuer Typ von Fernsehkamera zur Kontrolle des Inneren eines Atomreaktors während des Betriebs wurde vor kurzem der Britischen Atom-

energiebehörde in Harwell übergeben. Die Kamera arbeitet bei Temperaturen von 150 bis 200° C und ist vollständig ferngelenkt. Seitenaufnahmen lassen sich durch ein besonderes System von ebenfalls ferngelenkten Spiegeln durchführen.

Elektronik — Mädchen für alles

Ein elektronisches Gerät, das empfindlich genug ist, um die Herztonne von Schafen durch eine meterdicke vereiste Schneeschicht im Kopfhörer vernehmbar zu machen, wird zur Zeit in einem Laboratorium in Birmingham entwickelt.

Technischer Kundendienst Loewe Opta

Die Kundendienstunterlagen über die Rundfunkgeräte des Baujahres 1955/56 unterrichten über die Schaltung, die technischen Daten und den Mechanismus der Seilführung. Die im handlichen Format erscheinenden vorbildlichen Unterlagen sind für den Fachhandel und die Werkstätten ein wertvolles Hilfsmittel.

Nordmende Kundendienstunterlagen

Die Fernseh-Kundendienstmappe für das Baujahr 1955/56 enthält neben Preislisten für Widerstände und Kondensatoren und Einzelteillisten für Fernregler die vollständigen Ersatzteillisten für die Gerätetypen Diplomat, Roland, Favorit 55, Kommode, Kapitan, Souverän, Favorit 56, Kommode-Phono, Präsident und Exquisite sowie Einzelteillisten und Schaltbilder der Fernsehchassis 564/574 und 674/564 (mit PCL 82) einschließlich Service-Anweisungen.

Spannungs-Stabilisatorröhre 5651

Diese neue in Miniaturtechnik ausgeführte Stabilisatorröhre von Volvo hat eine maximale Zündspannung von nur 115 V bei einer mittleren Brennspannung von 87 V. Der Regelbereich der neuen Stabilisatorröhre liegt (bei einem Nennstrom von 2,5 mA) zwischen 1,5 und 3,5 mA. Durch die außerordentlich hohe Konstanz der Brennspannung von 0,1 % eignet sich die Röhre insbesondere auch für die Erzeugung von Vergleichsspannungen.

(Weitere Kurznachrichten s. S. 229)

beiden Siemens-Orchesterlautsprecher (20 cm Ø, 10.000 G) mit Divergenzkegel und die beiden permanentdynamischen Hochtonsysteme werden über zwei getrennte Ausgangsübertrager gespeist. Mit Hilfe elektrischer Weichen werden den Hochtonsystemen nur hohe und mittlere Frequenzen zugeführt. Die Hochtonsysteme sind mit Tonführungskanälen kombiniert und ermöglichen in Verbindung mit den Schatullentüren und dem Basspannloch eine für den Raumton günstige Schallverteilung.

Typisch für ein Luxusgerät dieser Klasse ist auch der Bedienungskomfort im NF-Teil. Bei gedrückter Sprache-Musik-Taste ist eine Leuchtanzeige an der Skala sichtbar. Der Lautstärkeregler befindet sich nicht im Skalenfeld, sondern vor dem Drucktastenaggregat. Drückt man die Rändelscheibe nach unten, so wird der Empfänger ein- oder ausgeschaltet. Durch Drehbewegungen wird die Lautstärke geregelt. Der mit dem Lautstärkeregler kombinierte Netzschalter liegt vor den Schatullentüren und leuchtet bei Einschalten des Empfängers auf. Damit ist auch bei geschlossenen Türen und abgeschalteter Skalenbeleuchtung eine optische Betriebskontrolle möglich.

Sorgfältig entstörter Netzteil

Den Anodengleichstrom liefert ein ausreichend bemessener Brückengleichrichter. Die mehrgliedrige Siebkette mit drei Elektrolytkondensatoren von je 50 µF und ohmschen Widerständen (1 kOhm, 200 Ohm) gibt drei verschiedene Anodenspannungen ab. Die negativen Gittervorspannungen werden durch Katodenwiderstände, in einem Falle jedoch durch Spannungsabfall des Anodenstromes erzeugt (EABC 80).

Sämtliche Heizleitungen sind abgeblockt. In den Heizleitungen für den UKW-Eingangsteil, ZF-Teil und für die Demodulatorröhre EABC 80 liegen UKW-Drosseln. Ferner kann die Demodulator-Heizleitung durch ein 100-Ohm-Potentiometer symmetriert werden. Die abschaltbaren Skalenlampchen sind der Sprache-Musik-Taste oder der Stationskala zugeordnet.

Meßwerte

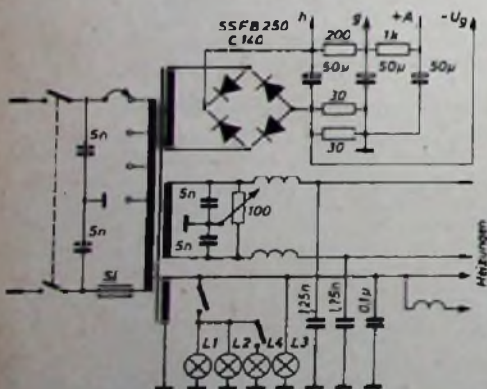
Die insgesamt 23 Kreise, der hohe Röhren- und Stufenaufwand und die ungewöhnlich hohe Zahl von 14 echten FM-Kreisen lassen vorzügliche Trennschärfe sowie beste Werte für Rausch- und Störunterdrückung zu. Die 300-kHz-Selektion ist besser als 1 : 10.000, so daß Störungen der Nachbarkanäle kaum mehr auftreten. Als Grundempfindlichkeit wird ein Wert von weniger als 0,3 µV angegeben, während Sender von nur 2 ... 3 µV mit einem Rauschabstand von 26 dB bei praktisch voller Ausgangsleistung empfangen werden können. Die MW-Empfindlichkeit liegt bei 1 ... 2 µV. Auch in den anderen AM-Bereichen ist die Empfindlichkeit unterhalb 5 µV. Die ZF-Selektion ist in Schmalbandstellung 1 : 900, und die Bandbreitevariation reicht von 3 ... 13 kHz. In Schmalbandstellung ergibt sich eine Gesamtselektion von 1 : 2400.

Die zweite ECC 83-Triode arbeitet als Phasenumkehrstufe. Hieran schließt sich der Endverstärker mit 2 x EL 84 an, dessen negative Gittervorspannungen durch ein gemeinsames Katodenaggregat erzeugt werden. Bei der Schaltung der ECC 83 fällt auf, daß die beiden Trioden der ECC 83 gleichstromgekoppelt nach dem Loftin-White-Prinzip ar-

beiten. Infolge der galvanischen Verbindung zwischen den einzelnen Stufen ist eine besonders gute Übertragung der tiefen Frequenzen möglich.

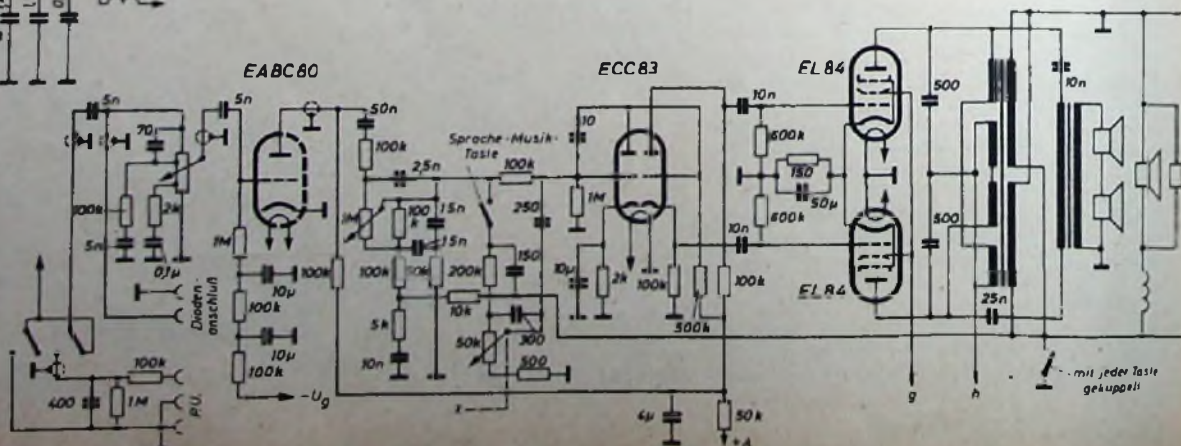
Wie jeder hochgezüchtete Super verfügt auch die Kammermusikschatulle über getrennte Höhen- und Tiefenregelung, die durch C-Variation mit Hilfe der beiden Regler durch einfache Frequenzbescheidung im Gegenkopplungskanal vorgenommen wird. Die Höhen werden mit variabler Grenzfrequenz beschnitten. Es können daher Störgeräusche bei der Schallplattenübertragung beseitigt werden, ohne daß sich dabei der Klangcharakter wesentlich ändert.

Etwas ungewohnt ist die Ausführung der Lautsprecherübertrager; sie haben geteilte Wicklungen. Dieses Konstruktionsprinzip gestattet besseren Phasengang bei hohen Frequenzen und geringere Intermodulationsverzerrungen bei größerer Ausgangsleistung. Die



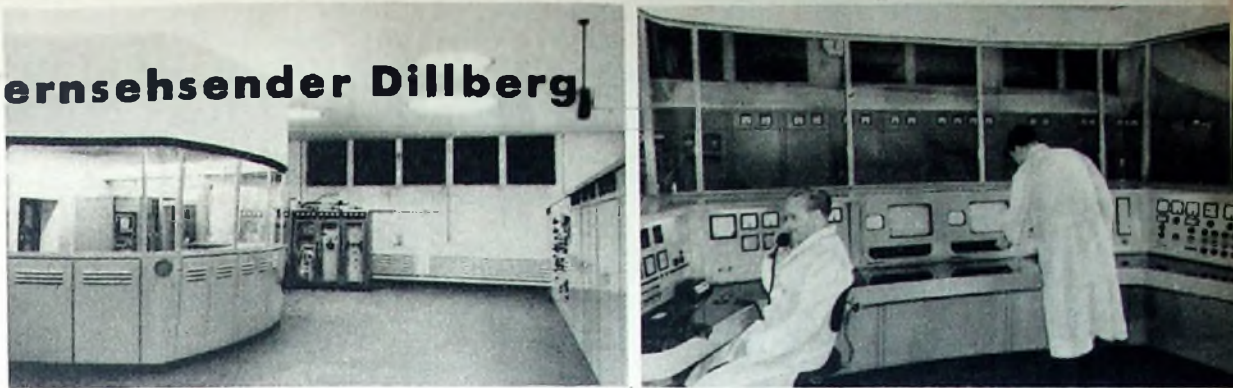
Schaltung des Netzteiles

Stufenschaltbild des NF-Teiles



Der neue Fernsehsender Dillberg

Oberwachungskanzel (links), Fernseh-Bildsender (Mitte) und die UKW-Sender (rechts). Das rechte Foto zeigt einen Blick in die Oberwachungskanzel mit Kontralleinrichtungen für die UKW-Sender (links), Fernseh-Bild- und Tonsender (Mitte) und den Fernbedienteil (ganz rechts).



Die Fernsehstation auf dem Dillberg ist nach dem Sender auf dem Wendelstein und zwei Versuchsendern kleiner Leistung auf dem Kreuzberg und in Würzburg die zweite große Fernsehstation, die der Bayerische Rundfunk in Betrieb nahm. Der Dillberg hat eine Höhe von 596 m über N. N. und liegt an der Bundesstraße Nürnberg-Regensburg, 25 km vom Stadtzentrum Nürnbergs entfernt.

Versorgungsgebiet

Vom Dillberg aus, einem flachen Rücken mit sehr guter Rundschau, wird die Stadt Nürnberg und deren weitere Umgebung mit Teilen Mittelfrankens, Oberfrankens und der Oberpfalz mit dem Fernsehprogramm versorgt. Um die Reichweite zu vergrößern, wurde die Antenne der neuen Station auf einen 200 m hohen Rohrmast montiert. Feldstärkemessungen mit Hilfe eines Versuchsenders und Berechnungen lassen erwarten, daß das Versorgungsgebiet im Norden etwa bis nach Forchheim, im Westen bis ungefähr Neustadt, Ansbach und Gunzenhausen, im Süden etwa bis nach Weißenburg und Beilngries sowie im Osten etwa bis Amberg reichen wird. Somit versorgt der neue Fernsehsender ein Gebiet von 4500 km².

Fernseh- und UKW-Sender

Gemäß Stockholmer Frequenzplan arbeitet der Fernsehsender Dillberg im Band III auf Kanal 6 (Bildfrequenz 182,25 MHz, Tonfrequenz 187,75 MHz). Die Strahlungsleistung ist 100 kW. Es wurde ein Sender mit 10 kW Bildleistung und 2 kW Tonleistung aufgestellt, dessen Bild- und Tonsenderstufen in einer Gestellfront angeordnet sind. Der Sender entspricht in seinen elektrischen und konstruktiven Eigenschaften den Pflichtenheften der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten. Im Stationsgebäude sind außerdem noch zwei UKW-Sender untergebracht. Der eine überträgt mit 250 W Senderleistung auf 91,5 MHz das MW-Programm, der andere mit 3 kW Leistung das UKW-Programm auf 93,9 MHz.

Sendergebäude

Das Sendergebäude ist als ebenerdiger Zweckbau mit flachem Dach ausgeführt, der sich in seiner modernen Form gut dem Gelände anpaßt. Den Hauptteil des Gebäudes bildet ein 17x10 m großer Raum (Raumhöhe 4 m) mit hochliegenden Fenstern, in dem alle Sender um eine Überwachungskanzel herum aufgestellt sind. Die Kanzel für das Schalt- und Überwachungspult ist mit Glasfenstern versehen, um eine von den Lüftungsgeräuschen ungestörte Überwachung der technischen Anlagen zu gewährleisten. Die technischen Nebeneinrichtungen sind in einem anderen Flachbau an der Nordwestseite des Senderraumes untergebracht. Dort befindet sich u. a. auch das Diesel-Notstromaggregat mit einer Leistung von 130 kVA und 750 Umdrehungen/min. Auf der Südfront des Gebäudemittelteiles, in dem die Sender aufgestellt sind,

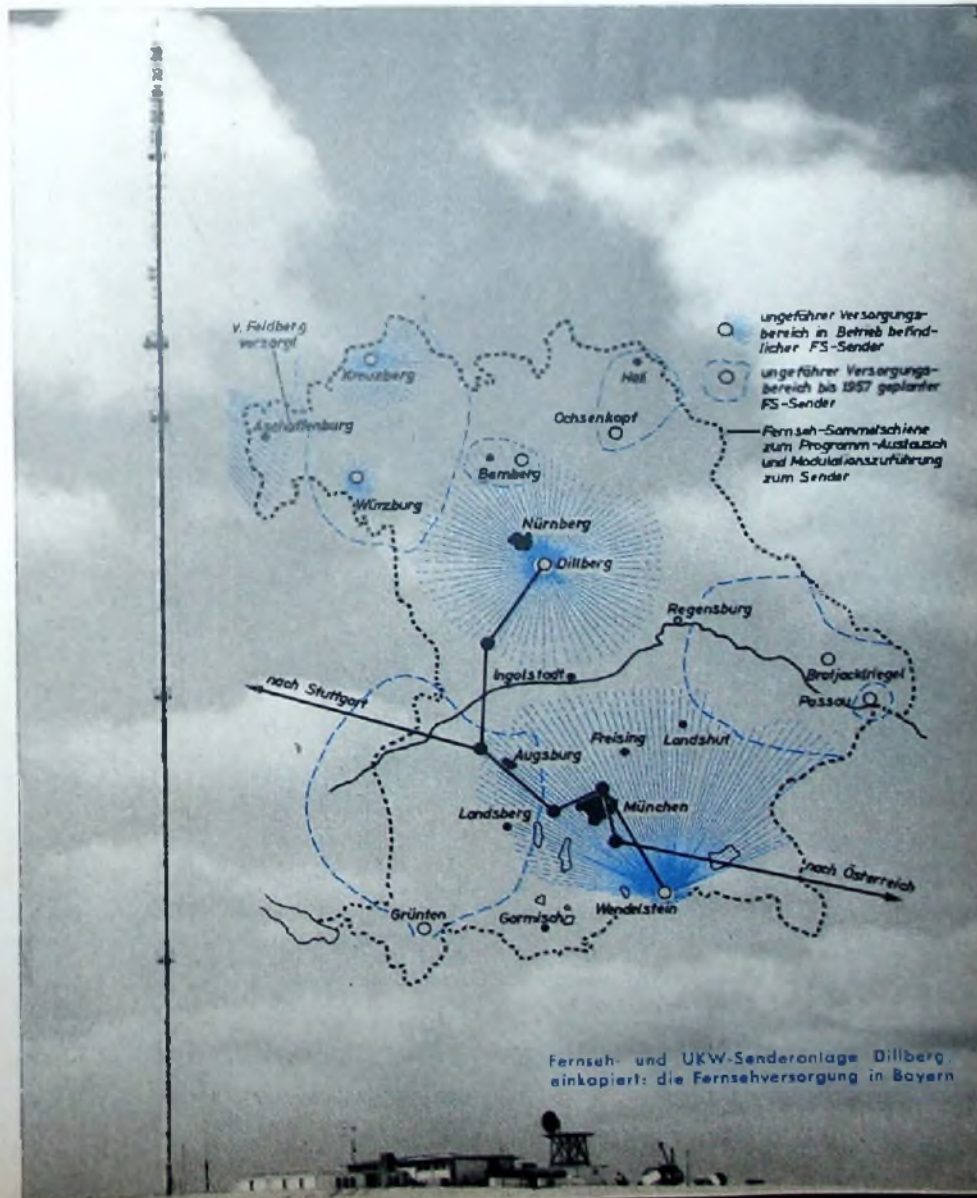
liegen Haupteingang, Diele, Büro usw. sowie sieben kleinere Übernachtungsräume für das jeweils diensttunende Senderpersonal. Das Gebäude hat Zentralheizung. Vor allem während der Übergangszeit wird die erwärmte Kühlluft der Senderröhren für die Gebäudeheizung ausgenutzt. Das Mittelgebäude und der südliche Anbau sind unterkellert. Hier befinden sich auch die Lüfter für die Sender und die Verkabelung aller technischen Anlagen.

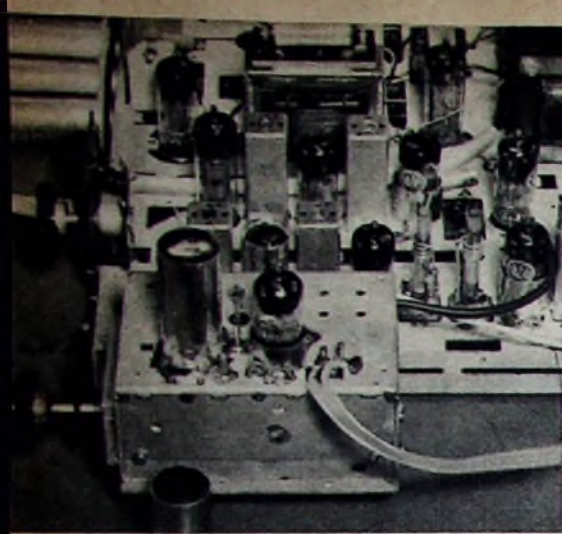
200 m hoher Antennenmast

Als Fernseh-Rundstrahlendeantenne werden vier im Kreis angeordnete, vereisungsgeschützte Achterfelder in fünf Etagen verwendet. Es ergibt sich so ein durchschnittlicher Leistungsgewinn von 12. Nach Abzug der

Verluste im 280 m langen Hochfrequenzkabel steht eine HF-Strahlungsleistung von 100 kW zur Verfügung.

Ein in etwa 60 m Abstand vom Gebäude errichteter, 200 m hoher, abgespannter Antennenmast aus Stahlrohr von 1,10 m Durchmesser trägt die Sende- und Ballempfangsantennen für den Fernseh- und für die UKW-Sender. An der Mastspitze befindet sich eine Blinklichtanlage für die Fliegerwarnung. Die Modulation wird vorläufig über eine provisorische Relaisstelle bei Auernheim (Landkreis Gunzenhausen) geleitet und in Herried bei Augsburg abgezweigt. Später soll diese drahtlose Verbindung durch ein Fernsehkabel München-Regensburg-Nürnberg ersetzt werden.





Weitempfang-Tuner am Chassis des „FS 780/3 D“

Kaskodenschaltung

Wie das Stufenschaltbild zeigt, arbeitet die E 88 CC in Kaskodenschaltung. Abweichungen gegenüber den bisherigen Schaltungen sind teils durch die Röhre, teils durch die niedrige Rauschzahl bedingt. Eine Katodenkombination im ersten Röhrensystem sorgt dafür, daß auch ohne Regelspannung der rauschmäßig günstigste Arbeitspunkt eingehalten wird.

Mit C 2 (2,5 pF) und dem parallel geschalteten Trimmer C 1 wird der Eingangskreis erdsymmetrisch, und die Gesamtkapazität des Schwingkreises bleibt durch Serienschaltung mit der am anderen Ende der Spule liegenden Röhrenkapazität klein. Ferner ist der Einfluß des Röhren-Eingangswiderstandes auf den Kreis gering. C 3 ist der Neutralisationskondensator der Eingangsstufe. Der zum Eingangskreis parallelliegende Widerstand R 1 wirkt praktisch nur bei den niedrigen Frequenzen des Bandes I und sorgt hier durch Dämpfung für genügende Bandbreite des Kreises.

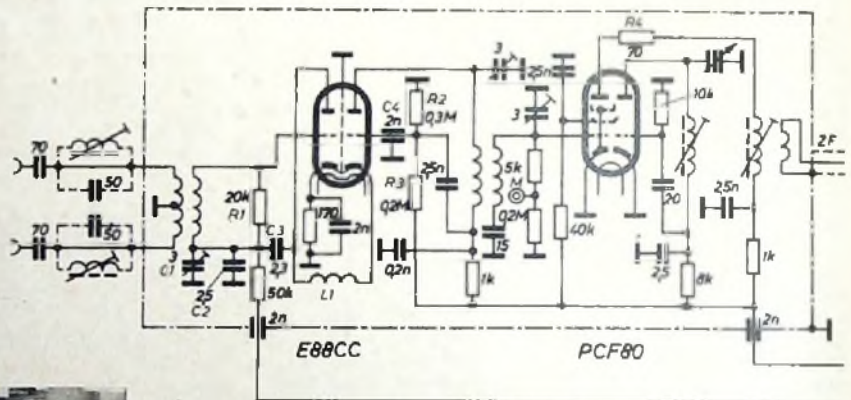
Die Spule L 1 zwischen Anode der Eingangs- röhre und Katode der sich anschließenden

Die große Steilheit der E 88 CC (12,4 mA/V) erfordert eine Neutralisierung der Gitterbasistufe. Bei den höchsten Frequenzen fällt infolge dieser hohen Steilheit an der an sich sehr kurzen Gitterleitung bereits eine Spannung ab, die durch einen 2,5-nF-Kondensator vom Anodensiebglied her kompensiert werden muß. Außerdem wird dabei die Induktivität der Ableitung der Anodenkreisspule verringert. Die Güte dieser Spule nimmt dadurch zu.

Misch- und Oszillatorstufe

Die Misch- und Oszillatorstufe mit der Röhre PCF 80 ist in üblicher Weise geschaltet. Man koppelt die Oszillatorfrequenz induktiv ein, da sich sämtliche Spulen auf einem Spulenkörper befinden. Durch den im Anodenkreis der PCF 80-Pentode angeordneten Widerstand R 4 (70 Ohm) wird die Stabilität des nachfolgenden ZF-Verstärkers erhöht.

Der herausgeführte Meßpunkt M erleichtert das Prüfen der Oszillatortension und den Anschluß des Oszillografen, wenn die Durchlaßkurve der Tuner-Abstimmkreise, insbesondere des Bandfilters, dargestellt werden soll.



Schaltung des Weitempfang-Tuners mit der Röhre E 88 CC

Vorzüge auch für UHF-Fernsehen

Dank der hohen Steilheit der E 88 CC ist es in der Fertigung möglich, eine Rauschzahl von $2 kT_0$ zu erreichen; in Band I liegt sie sogar noch unterhalb dieses Wertes. Das wirkt sich beim Weitempfang und auch in normal versorgten Empfangszonen in einer sehr guten Bildqualität aus. In vielen Fällen kann der Antennenaufwand geringer gehalten werden.

Auch im Hinblick auf den kommenden UHF-Fernsehempfang in den Dezil-Bändern IV und V (469 ... 960 MHz) ist ein rauscharmer Tuner wichtig. Bei den UHF-Vorsatzgeräten kann man z. B. mit einer Germaniumdiode mischen. Die erste darauf folgende ZF-Stufe, also die Tuner-Eingangsröhre (E 88 CC), bestimmt dann im wesentlichen den Gesamt-Rauschabstand, gleichgültig, ob eine Direktverstärkung auf der Bild-ZF stattfindet oder ob ein zweites Mal gemischt wird.

In konstruktiver Hinsicht verdient ferner der leichte Ein- und Ausbau der Spulentrommel des neuen Tuners besondere Beachtung.

Zum Schluß noch ein Hinweis auf die Regelautomatik des „Zauberspiegel 336“. Sie beruht auf dem Prinzip der getasteten Regelung, die bei einer Eingangsspannung von 50 μ V bis 50 mV ein konstantes Videosignal gewährleistet.

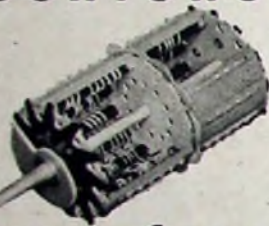
In Verbindung mit einer solchen getasteten Regelung wird eine Störaustattung angewandt, die dem Bildablenkteil eine Stabilität verleiht, wie sie bisher nur von Zellenablenkteilen mit Phasenvergleich erreicht wurde.

d.

Fernsehtuner

für

Weitempfang



Im Titel: Spulentrommel eines Weitempfang-Tuners

← Modernste Abgleichplätze für Tuner sind in die Fließbänder eingelüft

Empfindlichkeit und Rauschfreiheit gehören zu den wichtigsten Kriterien des modernen Fernsehempfängers. Die Industrie ist daher bestrebt, die bis jetzt erreichten technischen Werte zu verbessern. Allerdings war es mit den üblichen Röhren nicht möglich, die Rauschzahl unter $4 kT_0$ zu senken. Aus diesem Grunde verwendet nunmehr Grundig beim neuen Fernsehempfänger „Zauberspiegel 336“ und bei allen größeren Fernsehgeräten die kommerzielle Siemens-Röhre E 88 CC im Eingangsteil.

Gitterbasistufe hebt die Verstärkung bei den oberen Kanälen an. Zusammen mit der Anodenkapazität des zweiten Systems bildet sie einen durch den niedrigen Eingangswiderstand der Gitterbasistufe (etwa 150 Ohm) stark gedämpften Kreis, der auf die Mitte der oberen Kanäle abgestimmt ist. Das Gitter des zweiten Systems ist über C 4 hochfrequenzmäßig geerdet und erhält die erforderliche Spannung durch den Spannungsteiler R 2, R 3. Die Kopp- lung zur additiven Pentoden-Mischstufe mit der Röhre PCF 80 erfolgt durch ein Bandfilter.

Das UKW-Drehfunkfeuer

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 7, S. 185

DK 621.396 965.21

3.4.2 Die Richtantenne

Hierfür wird ein flacher Rahmen verwendet, der wegen seiner nicht quasistationären Stromverteilung einem Horizontaldipol gleich erachtet werden kann und mittels eines Synchronmotors mechanisch gedreht wird (1800 U/min = 30 U/s). Die Zuführung der HF-Energie erfolgt durch die hohle Motorwelle über einen kapazitiven Stromabnehmer. Von demselben Motor wird eine eiserne Zahnscheibe — das Tonrad — an einem mit einer Spule versehenen Permanentmagneten vorbeibewegt. Dieses Tonrad hat 332 Zähne, so daß in der Spule durch die Änderung des magnetischen Flusses eine Spannung mit einer Grundfrequenz von $332 \cdot 30 = 9960$ Hz erzeugt wird. Um die erforderliche Frequenzmodulation mit 30 Hz zu erreichen, sind jedoch die Zahnabstände nicht gleichmäßig, vielmehr entspricht die engste Teilung einer Zahnzahl von 348 pro Umlang, also einer Frequenz von 10 440 Hz, die weiteste Teilung hingegen einer Zahnzahl von 316 pro Umlang (gleich 9480 Hz). Der Frequenzhub beträgt somit ± 480 Hz und das Hubverhältnis $480 : 30 = 16$ in Übereinstimmung mit dem Anhang 10 der ICAO-Vorschriften (International Civil Aviation Organisation).

Motor, Tonrad und Dipol bilden eine Einheit (Abb. 7), den Einschub. Er wird vom Haus-Innern durch das Dach geschoben, so daß er sich außerhalb des Gebäudes befindet. Durch Drehen des Einschubes um seine vertikale Achse läßt sich die Phase der 30-Hz-Modulation so einstellen, daß die Phasenverschiebung zwischen Bezugs- und Umlaufsignal in der Nordrichtung gleich Null ist.

3.4.3 Der Antennenkäfig

Beide Antennen befinden sich im plexiglasgeschützten, unteren Teil eines runden, aus zwei Reihen vertikaler Stäbe aufgebauten Doppelkäfigs (Abb. 2). Der Hauptzweck dieses Doppelkäfigs ist die Unterdrückung vertikal polarisierter Feldkomponenten, die beispielsweise durch die vertikalen Teile des Drehdipols entstehen (Polarisationsgitter). Da diesen Teilen eine um räumlich 90° zur Charakteristik des horizontal polarisierten Feldes verdrehte Doppelkreis-Charakteristik eigen-tümlich ist, würden hierdurch Verfälschungen der azimutabhängigen Phasenwerte auftreten. Darüber hinaus erhöht sich durch die feste Kopplung zwischen Dipol und Käfig der Strahlungswiderstand der Anordnung, so daß eine

bessere Anpassung des Strahlungsgebildes an den Wellenwiderstand des freien Raumes möglich ist. Die Verlängerung des Käfigs über die Antennen hinaus bis zu einer Höhe von etwa 5 m hat eine merkliche Verbesserung der Unterdrückung vertikal polarisierter Feldanteile zur Folge.

Um definierte Reflexionsverhältnisse zu erhalten, ist das runde Dach des Gebäudes mit Blech belegt, so daß diese Fläche als Reflexionsfläche wirkt. Infolge der von der Antennenhöhe über dem Dach abhängigen Auffiederung der Vertikalcharakteristik ist das DFF nur innerhalb von Erhebungswinkeln $0 \dots 50^\circ$ brauchbar. Der Überflug bzw. die Unsicherheitszone wird durch starkes Schwanken der Instrumentenanzeige im Flugzeug bemerkt. Der Abgleich der Antennen hinsichtlich Anpassung, Rundcharakteristik und Phasengleichheit sowohl der HF-Phase (Phasenschieber) als auch der NF-Phase der 30-Hz-Modulation in der Nordrichtung ist besonders sorgfältig vorzunehmen, um die Fehler der Anlage klein zu halten.

3.5 Modulator, Tasteinrichtung und Sprachverstärker

Da das DFF wie alle Navigationsanlagen eine aus drei Buchstaben bestehende Morseerkennung ausstrahlen muß, ist eine Tasteinrichtung vorhanden. Hierfür erzeugt ein Tonfrequenzgenerator einen Modulationston von 1020 Hz, der durch einen motorisch angetriebenen Zeichengeber im Rhythmus der hier einstellbaren Morsezeichen gelastet wird. Beim Tonfrequenzgenerator ist wieder besonderer Wert auf konstante Ausgangsspannung gelegt (Regelglieder). Der Zeichengeber enthält im wesentlichen eine von einem selbstanlaufenden Synchronmotor angetriebene Nockenscheibe, die einen am Ausgang des Tongenerators liegenden Tastkontakt so betätigt, daß bei einem Umlauf der Scheibe eine aus drei durch entsprechende Einstellung der Nocken beliebig wählbaren Morsezeichen bestehende Kennung getastet wird.

Der Sprachverstärker, der erforderlich ist, um den HF-Generator gegebenenfalls besprechen zu können, ist ein dreistufiger Vorverstärker, der die vom Mikrofon gelieferten Sprechspannungen so weit verstärkt, wie es für die Ansteuerung des nachfolgenden Modulationsverstärkers erforderlich ist. Es sind zwei Eingänge vorhanden (25 und 600 Ohm). Im Aus-

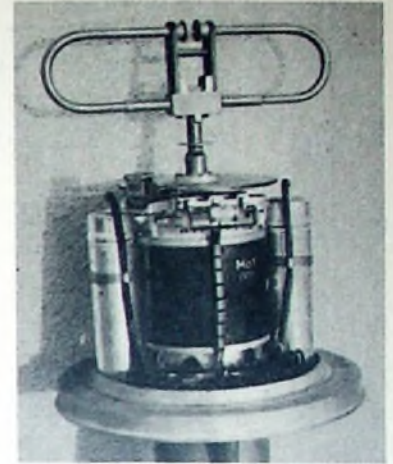


Abb. 7. Richtantennen-Einschub

gang liegt zusätzlich ein Hochpaß, der alle Frequenzen unterhalb 300 Hz abschneidet.

Der Modulator, ein vierstufiger NF-Verstärker mit Gegentakt-Endstufe, hat drei unabhängig voneinander regelbare Eingänge. An diesen liegen: der 10-kHz-Unterträger mit der 30-Hz-Frequenzmodulation, das Morsekennzeichen mit 1020 Hz und die Sprachmodulation. Die ersten beiden Röhren dienen als Vorverstärker. Durch das Fortlassen des Überbrückungskondensators für den Katodenwiderstand wird der Frequenzgang linearisiert und durch Gegenkopplung der Klirrfaktor herabgesetzt. Die erforderliche Unabhängigkeit von Belastungsänderungen wird durch Einwirkung eines Teiles der Ausgangsspannung auf die Katode der ersten Röhre erreicht. Die dritte Röhre symmetriert die an den Gittern der Gegentakt-Endstufe liegende Wechselspannung gegen Masse. Der Ausgangsübertrager arbeitet sekundärseitig auf eine kapazitiv angeschlossene Drossel, die im Anodenkreis des HF-Generators liegt, wodurch eine Magnetisierung des Tralos durch den Anodengleichstrom vermieden wird. Eine sechste Röhre betreibt das Anzeigegerät für die Modulationsspannung.

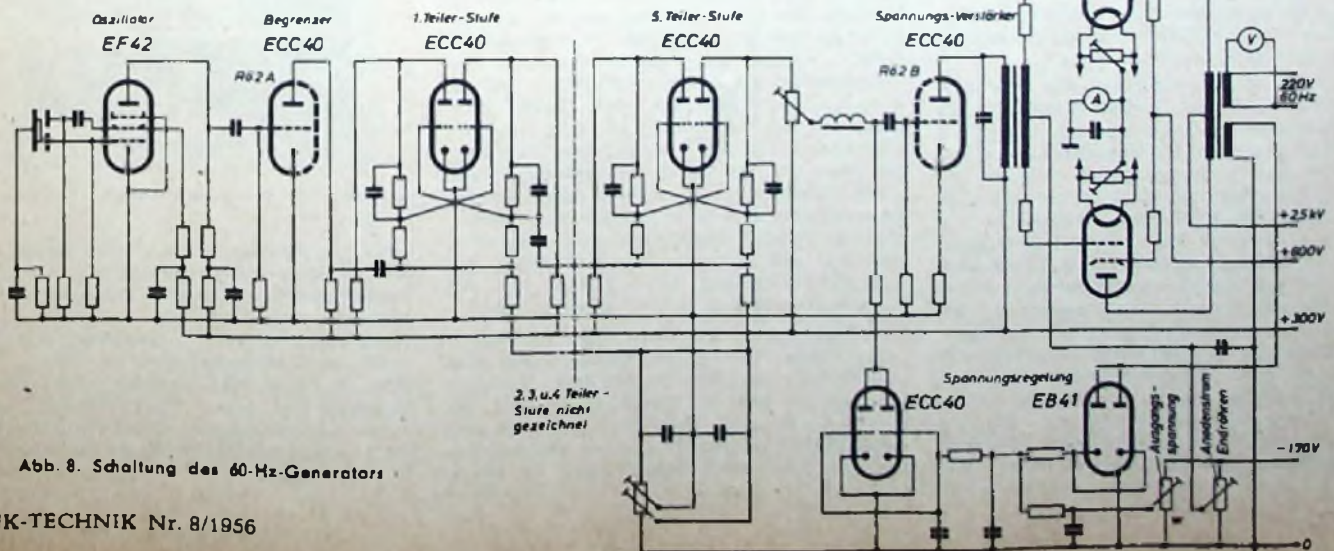


Abb. 8. Schaltung des 60-Hz-Generators

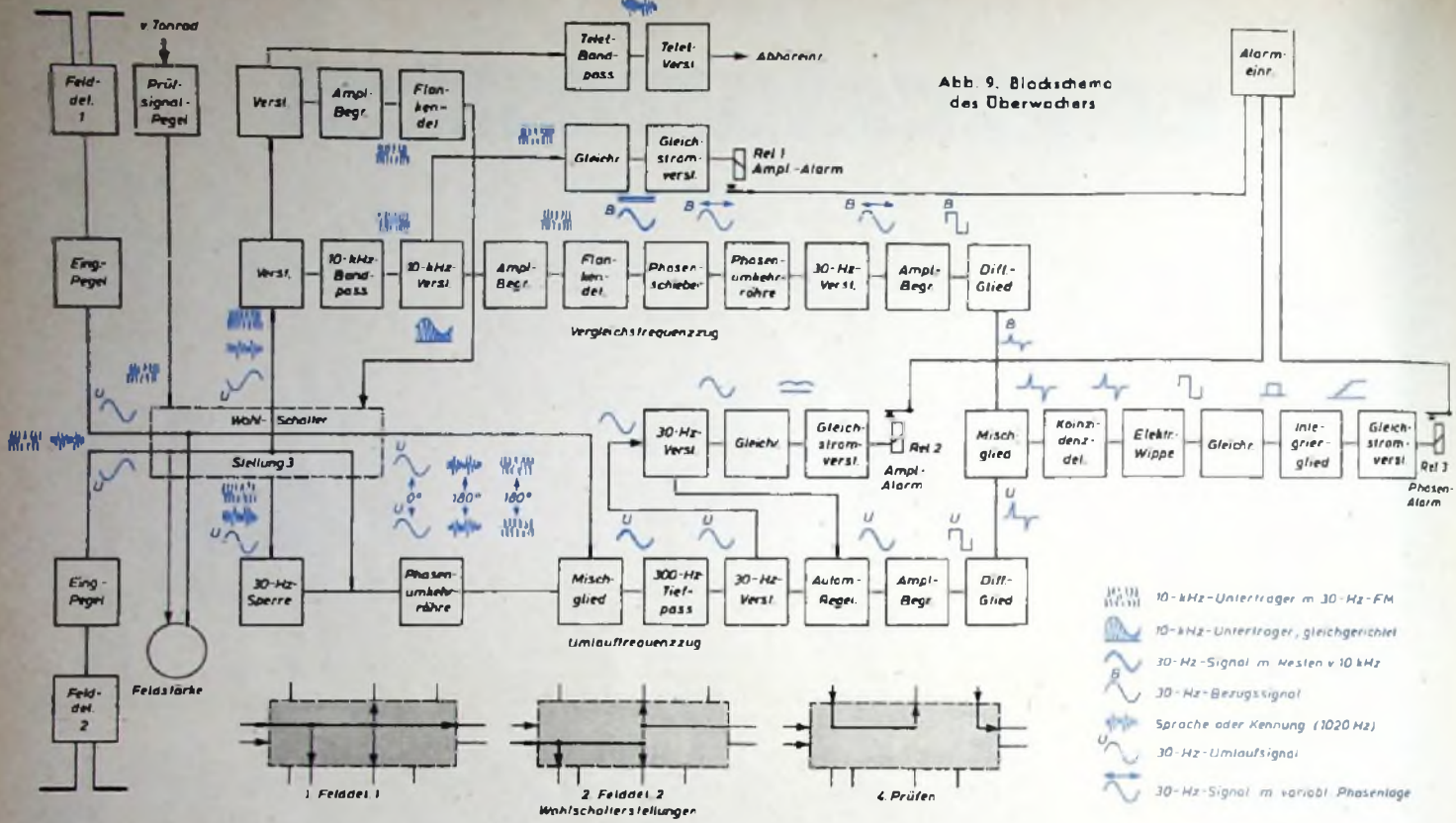


Abb. 9. Blockschema des Überwachers

3.6 60-Hz-Generator und Stromversorgung

Der quartzgesteuerte 60-Hz-Generator ist zum Betrieb des mit 30 Hz umlaufenden Synchronmotors im Dipoleinschub erforderlich, da sich diese Drehzahl mit der in Deutschland üblichen Netzfrequenz von 50 Hz nicht direkt erreichen läßt und diese nicht hinreichend konstant ist. Die Leistung des Gerätes beträgt 300 VA bei 220 V, die Frequenzgenauigkeit 1⁰/₁₀₀.

Abb. 8 zeigt die Schaltung. Die Frequenz des Steuerquarzes ist 1920 Hz, so daß fünf Teilerstufen 2 : 1 erforderlich sind, um auf die Sollfrequenz zu kommen. In der zweiten Röhre (Gitterstrom-Begrenzer) wird die in der ersten Röhre vorliegende Grundschwingung in Rechteckschwingungen umgeformt. Die somit an der ersten Teilerstufe auftretenden positiven und negativen Impulse steuern die als Kippgenerator geschaltete Doppeltriode; die Schaltung ist so gewählt, daß die Anordnung nur auf negative Impulse anspricht, d. h., daß ein Ausgangsimpuls nur bei jedem negativen Eingangsimpuls entsteht. Am Eingang der nächsten Teilerstufe liegt somit nur noch die halbe Impulszahl. Die Schaltung ist als Flip-Flop-Schaltung bekannt. Sie hat den Vorteil, daß keine von der Sollfrequenz abweichende Ausgangsfrequenz auftreten kann.

An die 5. Teilerstufe schließen sich eine Verstärkerstufe und die Gegentakt-Endstufe an. Der Überträger zwischen beiden Stufen ist primärsseitig auf 60 Hz abgestimmt, um die impulsförmige Spannung sinusförmig zu gestalten. Ein Teil der Energie der Endstufe wird einer Regelvorrichtung zugeführt. Die erste Röhre liefert eine der Ausgangsspannung der Endstufe proportionale Gleichspannung, die sich am Gitter der zweiten Röhre im Gleichgewicht mit einer negativen Vorspannung befindet. Verändert sich die Ausgangsspannung, so wird dieses Gleichgewicht gestört und der Innenwiderstand der Röhre verändert. Dieser bildet mit der Drossel an R6 2 B einen Spannungsteiler, so daß die Steuerspannung hier absinkt, wenn die Ausgangsspannung ansteigt. Die Anordnung läßt

sich so einstellen (Potentiometer W), daß die Ausgangsspannung bei Belastungsänderungen auf 5¹/₂ konstant bleibt.

Die Stromversorgung der gesamten Anlage ist auf verschiedene Einheiten verteilt, die den einzelnen Anlagenteilen zugeordnet sind. Ihre Schaltungen bieten keine Besonderheiten. Die gesamte primäre Leistungsaufnahme beträgt beim Betrieb der Anlage mit einem Sender 2,8 kVA.

3.7 Die Überwachungseinrichtung

Die Überwachungseinrichtung hat die Aufgabe, entsprechend den Vorschriften der ICAO die Amplituden des Bezugs- und des Umlaufsignals sowie deren Phasenlage zueinander zu überwachen.

Hierzu sind in etwa 50 m Entfernung vom DFF zwei um 180° versetzte Empfangseinrichtungen (Felddetektoren) aufgestellt, in denen die aufgenommene Hochfrequenz demoduliert wird, worauf das NF-Ausgangsgemisch über Leitungen zum Überwacher im Mittelgestell gelangt. Hier erfolgt die Trennung der verschiedenen Komponenten (Abb. 9). Während die Morseerkennung und die etwaige Sprachmodulation einer Abhöreinrichtung zugeführt werden, liegt das verbleibende Frequenzgemisch an einem 10-kHz-Filter mit anschließendem Verstärker und Gleichrichter. Sinkt die Gleichspannung am ausgangsseitig liegenden Relais Rel 1 unter einen eingestellten Wert, so fällt es ab und unterbricht den Alarm-Ruhestromkreis, worauf Alarm erfolgt. Entsprechend wird in einem Filter die amplitudenmodulierte 30-Hz-Frequenz ausgesiebt, verstärkt und gleichgerichtet und einem Relais Rel 2 zugeführt, so daß auch hier bei Amplitudenrückgang Alarm gegeben wird.

Die Überwachung der Phasenlage benutzt die ersten Teile der obigen Einrichtungen, das 10-kHz-Filter und das 30-Hz-Filter. In einem Abzweig — dem Vergleichszug — wird der 10-kHz-Unterträger demoduliert, die gewonnene 30-Hz-Frequenz über einen Phasenschieber und Verstärker geführt und in einem

Begrenzer in eine Rechteckfolge umgewandelt. Diese ergibt in einem Differenzglied (RC-Kombination) eine Impulsfolge.

In einem zweiten Schaltzug — dem Umlaufzug — wird die 30-Hz-Amplitudenmodulation hinter dem 30-Hz-Filter ähnlich behandelt, so daß sich auch hier am Ausgang eine Impulsfolge ergibt.

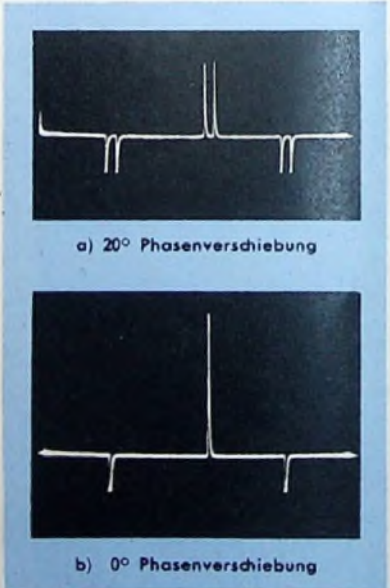


Abb. 10. Phasenmessung mit Impulsen

Beide Impulsfolgen werden einer Diode zugeführt. Treffen sie gleichzeitig ein, so ist die Gesamtspannung doppelt so groß wie die eines einzelnen Impulses. Diese Spannungsverdopplung ist das Kennzeichen dafür, daß beide Wechselspannungen in Phase sind (Abb. 10). Auch hier wird über eine Röhrenschaltung ein Relais Rel 3 betätigt, dessen Abfall bei Spannungsverringerung Alarm gibt. Die Einrichtung erlaubt Phasenverschiebungen < 1° zu messen.

Zum Abgleich der Phasenüberwachung kann die vom Tonrad kommende Wechselspannung an den Eingang der Einrichtung, d. h. auf beide Schaltzüge, gelegt werden. Da dann die 30-Hz-NF aus einer Quelle stammt, muß Phasengleichheit angezeigt werden. Ist das nicht der Fall, so treten irgendwo zusätzlich Phasenverschiebungen auf, die mittels des Phasenschiebers im Vergleichszug ausgeglichen werden können.

Die Felddetektoren können in beliebiger Richtung stehen. Indessen ist es vorteilhaft, sie auf Nord-Süd auszurichten, da dann die Phasenverschiebung 0° bzw. 180° ist, während sie bei beliebiger Aufstellung gleich dem Azimutwinkel ist, der Phasenschieber also entsprechend eingestellt werden muß, damit Impulsaddition und kein Alarm erfolgt.

3.8 Die Fernbedienung

Da das DFF unbemannt arbeiten soll, besteht die Forderung, den Zustand der Anlage im zentralen Überwachungsraum erkennen und die Anlage auch von hier aus ein- und umschalten zu können. Dies erfolgt mit Hilfe der Fernbedienstation (Abb. 11), die über eine doppeladrigte Leitung mit dem DFF verbunden ist. Die Übertragung des Betriebszustandes erfolgt laufend, und zwar ist je eine Lampe für die Zustände „Betrieb“ (grün) und „Störung“ (rot) vorhanden. Desgleichen ist die Kennung des ausgestrahlten Feldes über die Felddetektoren abzuhören, um direkt die Ausstrahlung zu kontrollieren. Die Fernbedienung erfolgt mit Hilfe einer Wählereinrichtung, wie in der Posttechnik üblich (Impulssteuerung), wobei vor jeder Wahl mit der Nummernscheibe ein Wahlvorbereitungsschalter (Abb. 11, links unten) gedrückt werden muß. Während einer Kommandoabgabe ist die Überwachung unterbrochen, was durch eine gelbe Lampe (Eingriffsanzeige) gemeldet wird. Die ebenfalls vorgesehene Besprechmöglichkeit des Senders wird gleichfalls durch einen Wahlvorgang eingeleitet, doch erfolgt die Abschaltung nicht durch ein weiteres Kommando, das sonst vom Sender ausgestrahlt werden würde, sondern durch Umlegen des Wahlvorbereitungsschalters. Hierdurch wird auch vermieden, daß während der Besprechung ein anderes Kommando gegeben wird. Die Überwachung läuft während des Besprechens weiter, da die 50 Hz des Überwachungsstromes die einen Leitungsentzerrer und einen Hochpaß durchlaufenden Sprechströme nicht stören. Das Abhörsignal

von den Felddetektoren wird jedoch beim Besprechen abgeschaltet, da es sonst wieder auf den Sendereingang zurückkommen würde. Schließlich können zwischen Anlageort und Überwachungsraum Dienstgespräche geführt werden.

3.9 Der Bordempfänger

Das vereinfachte Blockschaltbild eines modernen Bordempfängers (Collins Radio Company, Typ „51 R-3“) ist in Abb. 12 dargestellt. Die horizontale V-Antenne liegt an dem



Abb. 11. Fernbedienstation

Empfangsteil, der auch dem Hörempfang und dem Empfang der Landanlage dient. Mittels eines Frequenzwahlschalters sind über eine Wählereinrichtung 279 Frequenzen im gesamten Frequenzbereich von 108,0 ... 135,9 MHz (100 kHz Abstand) einstellbar.

Das DFF-Zusatzgerät ist vor dem NF-Verstärker für Hörempfang an den Gleichrichter angeschlossen und verarbeitet das hier vorhandene Frequenzgemisch in zwei getrennten Schaltzügen. Das 10-kHz-Signal läuft über ein Filter mit anschließendem Begrenzer und Diskriminator, um das 30-Hz-Bezugssignal zu erhalten. Die Phasenlage dieses Signals kann in einem handbetrieblenen Phasenwähler (H), der im Kurswähler vorhanden ist, beliebig verschoben werden, wobei mit Rücksicht auf den Phasemesser der Phasenwinkel automatisch um 90° gegen die Kursanzeige versetzt ist, so daß z. B. bei einer Einstellung des Kurswählers auf 225° ein Phasenwinkel von 315° gegeben ist. Das im zweiten Schaltzug ausgesiebte 30-Hz-Umlaufsignal (Amplitudenmodulation) behält hingegen seine Phasen-

lage bei. Beide 30-Hz-Spannungen liegen an einer Phasenmeßeinrichtung üblicher Art (Abb. 12, links unten), die bei einer Phasenverschiebung von 90° zwischen beiden Spannungen eine Nullanzeige und bei einer Verringerung bzw. Vergrößerung des Phasenwinkels einen Links-Rechts-Ausschlag liefert. Als Nullzeiger wird der vertikale Zeiger im Kreuzzeigerinstrument des Instrumentenlandesystems verwendet, der somit Null anzeigt, wenn die Phase der Umlauffrequenz mit der Anzeige im Kurswähler übereinstimmt bzw. um 90° gegen die vorgewählte Phase der Bezugsspannung verschoben ist, und der Kursänderungen durch Links-Rechts-Anzeige erkennen läßt. Es ist ferner notwendig anzuzeigen, ob genügend Energie für eine sichere Anzeige im Empfänger einfällt. Dies erfolgt dadurch, daß die Summe beider Spannungen einem Alarm-Schauzeiger zugeführt wird, das bei zu geringer Summenspannung erscheint.

Da die Nullanzeige nicht erkennen läßt, ob das DFF angeflogen oder von ihm abgeflogen wird, ist eine zusätzliche Anzeige „to-from“ im Kurswähler vorgesehen. Dieser Zeiger wird ebenfalls über eine Phasenmeßeinrichtung gesteuert, an der die Spannungen beider Schaltzüge liegen, jedoch nach zusätzlicher Verschiebung der Bezugsphase um 90° . Aus der Addition bzw. Subtraktion beider Spannungen wird die gewünschte Anzeige abgeleitet.

Schließlich kann der Kurs auch automatisch direkt an einem Kursanzeiger angezeigt werden, zu welchem Zweck die Bezugsspannung über einen zweiten Phasenwähler läuft, der im Kursanzeiger liegt und automatisch vom Magnetkompaß verstellt wird. Dem Phasemesser zwischen Bezugs- und Umlauffrequenz fällt hier die Aufgabe zu, den Kursanzeiger so lange zu verdrehen, bis der angezeigte Kurs mit dem geflogenen übereinstimmt. Der Empfängerfehler hinsichtlich der Kursanzeige liegt bei etwa $0,7 \dots 1,5^\circ$.

4. Schlußbemerkung

Bei der Auswahl des Aufstellungsortes des DFF sind besondere Aufstellungsbedingungen einzuhalten, um den Aufstellungsfehler, der azimutabhängig ist und etwa $1 \dots 3,5^\circ$ beträgt, klein zu halten. Die Summe aller Fehler, des Anlagen-, Aufstellungs- und Empfängerfehlers, d. h. also der Kursfehler, erreicht maximal etwa $3 \dots 4^\circ$.

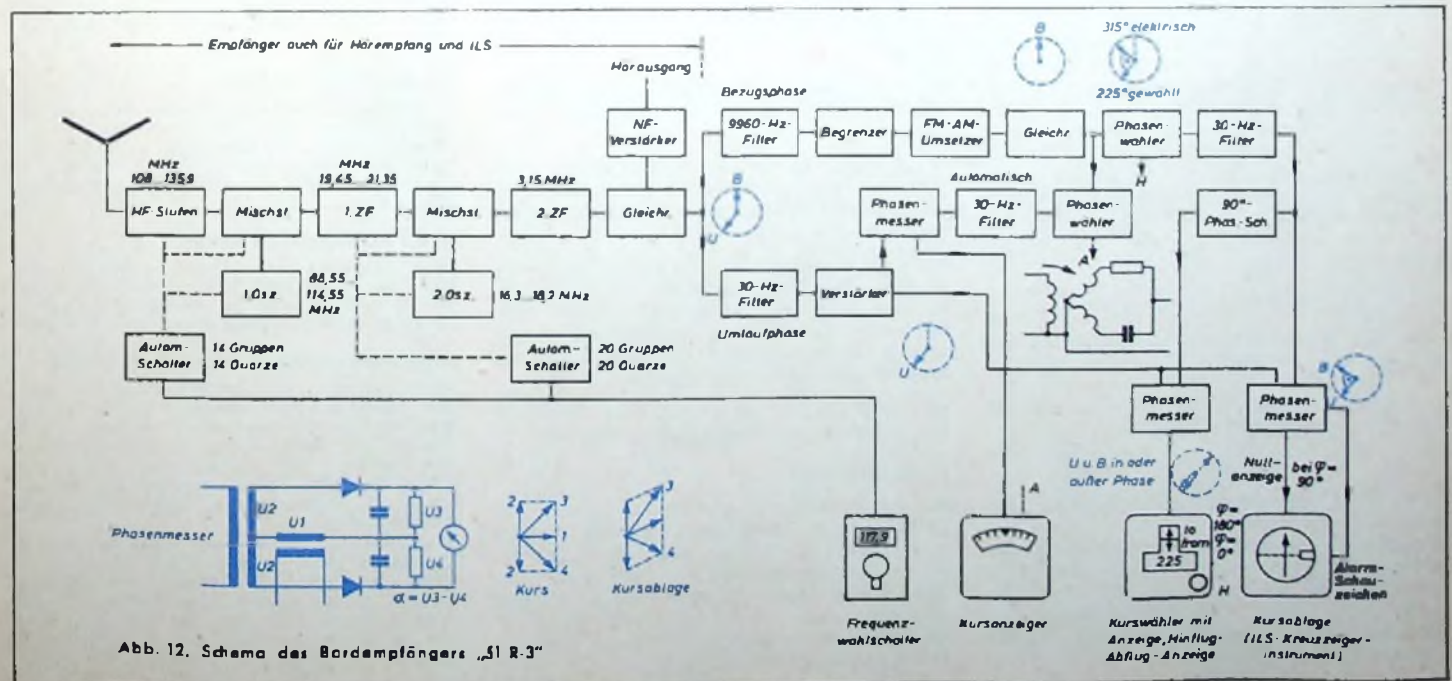


Abb. 12. Schema des Bordempfängers „51 R-3“

Bemessung von Dreikreis-Quarzfiltern

In der FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 7, S. 191-193 wurde — speziell für den Amateur-Kleinsuper — ein 3-Kreis-Quarzfilter für 1,75 MHz beschrieben. Unter Zugrundelegung der dort angeführten Kurven und Formeln seien die Berechnungen auf Großempfänger mit einer zweiten ZF von etwa 468 und 100 kHz ausgedehnt.

1. 468-kHz-Filter

Es sei eine dreistufige Umschaltung gewählt, und zwar 1) ± 3000 Hz für fonie, 2) 2500 Hz für SSB, 3) ± 300 Hz für cw. Ausgehend von Fall 2) soll eine kritische Kopplung ($a=1$) zugrunde gelegt werden.

$$\text{Fall 2)} \quad b_2 = 2500 \text{ Hz}$$

$$Y_2 = \frac{2500 \text{ Hz}}{468000 \text{ Hz}} = 5,3 \cdot 10^{-3}$$

$a_2 = 1$; damit erreicht (s. Abb. 6 im Heft 7)

$$y \cdot Q = 1,0$$

$$Q = \frac{y \cdot Q}{Y_2} = \frac{1,0}{5,3 \cdot 10^{-3}} = 185$$

Mit Ferrit-Schraubkernen lassen sich Spulen mit einer benötigten Güte um 200 leicht herstellen.

$$\text{Fall 1)} \quad b_1 = \pm 3000 \text{ Hz}$$

$$Y_1 = \frac{6000 \text{ Hz}}{468000 \text{ Hz}} = 13 \cdot 10^{-3}$$

$Q = 185$ liegt fest.

$$Y_1 \cdot Q = 13 \cdot 10^{-3} \cdot 185 = 2,4$$

Zu $y \cdot Q = 2,4$ gehört der Wert

$$a_1 = 0,2$$

Fall 3) Für $b_3 = \pm 300$ Hz ergibt sich der Wert

$$a_3 = 5,0$$

Die dynamische Induktivität L_Q eines 468-kHz-Schwingquarzes (s. Tab. im Heft 7, S. 192) ist 23 H, die eines Spezial-Filterquarzes der Firma Steeg & Reuter nur 13 H. (352-kHz-Quarze des „MWEc“ dürften etwa 15 H aufweisen.) Diese Induktivitäten liegen also rund hundertmal höher als beim 1,75-MHz-Quarz. Da bei der größten Bandbreite mitunter Schwierigkeiten wegen der Ankopplung des Quarzes auftreten, soll der Fall 1) zuerst weiter betrachtet werden.

Fall 1a) $L_Q = 23 \text{ H}$; $Q = 185$;

$$L_{Kr} = 500 \mu\text{H}; \quad C_{Kr} = 230 \text{ pF.}$$

$5/6$ der Windungen zur Kompensation von C_p bedingen den Faktor 0,9.

$$a = \frac{L_Q \cdot 10^4}{2 \cdot Q^2 \cdot L_{Kr} \cdot 0,9 \cdot D^2}$$

$$= \frac{23 \cdot 10^4}{2 \cdot 185^2 \cdot 500 \cdot 0,9 \cdot D^2} = \frac{0,75}{D^2}$$

Der Schwingquarz müßte oberhalb des „heißen Endes“ der Spule angekopelt werden, da a größer als 0,2 bleibt, selbst wenn $D^2 = 1$ gesetzt wird. Zwei Abhilfemöglichkeiten bestehen, um die Ankopplung an das „heiße Ende“ legen zu können.

Fall 1b) L_{Kr} wird etwa 4mal größer bemessen.

$$L_{Kr} = 2000 \mu\text{H}; \quad C_{Kr} = 58 \text{ pF}$$

a nimmt dann den gewünschten Wert von 0,2 an.

Fall 1c) Filterquarze mit ihrer geringeren Induktivität erlauben eine Anpassung auch ohne extrem hohes L/C -Verhältnis. 1100 μH ($C_{Kr} = 105 \text{ pF}$) ergeben für $L_Q = 13 \text{ H}$ ebenfalls $a = 0,2$.

Fall 2) Die Anpassung des Quarzes in Schmalstellung bereitet keine Schwierigkeiten.

Bei $a_2 = 1,0$ wird

$$\frac{1}{D^2} = \frac{a_2}{a_1} = \frac{1,0}{0,20} = 5,0$$

$$\frac{1}{D} = 2,2$$

Die Ankopplung des Quarzes liegt damit $100/2,2 = 45\%$ vom „kalten Ende“ der Spule.

Fall 3) Für $a_3 = 5,0$ liefert eine entsprechende Rechnung den Wert 20%.

Da das Anbringen vieler Anzapfungen an Spulen, die mit HF-Litze gewickelt sein müssen, mitunter auf Schwierigkeiten stößt, kann die Ankopplung auch über einen kapazitiven Spannungsteiler erfolgen. Die Kreiskapazität wird in entsprechende, hintereinander geschaltete Kondensatoren aufgeteilt.

Es läßt sich mit zwei der berechneten Quarzfilter eine Flankensteilheit der Durchlaßkurve erreichen, die der des Doppel-Quarzfilters im „MWEc“ oder „Köln“ überlegen und fast mit der eines mechanischen Collinsfilters zu vergleichen ist. Die Filter weisen ferner noch den Vorteil einer Stufenregelung auf.

Die Berechnungen lassen einige Grundprinzipien erkennen:

a) Je höher die Quarz-Induktivität L_Q , um so „höher“ ist die Ankopplung; umgekehrt ist die Ankopplung um so „tiefer“, je kleiner die Induktivität ist (vgl. 1,75-MHz-Quarzfilter).

b) Je geringer die erwünschte Bandbreite ist, um so „tiefer“ ist die Ankopplung bei gleichem Quarz.

c) „Flat-top“-Kurven setzen bei leicht überkritischer Ankopplung mit zunehmender Frequenz steigende Kreisgüten bei gleicher Bandbreite voraus.

d) Für fonie sollte der Wert $a \approx 0,2$ angestrebt werden. Die Einsattelung der Durchlaßkurve (s. Abb. 5 im Heft 7) ist noch tragbar, und bei einer rund 10mal geringeren Bandbreite für cw macht sich dann bei $a \approx 5$ noch ein leichter „flat-top“ bemerkbar.

e) Ein Versagen des Quarzfilters kann nur bei hochgradiger Fehlanpassung eintreten.

2. 100-kHz-Filter

Bei Frequenzen um 100 kHz bietet sich für cw-Freunde die Möglichkeit, „flat-top“-Kurven ($a = 1$) für Bandbreiten von nur ± 200 Hz mit Kreisgüten um 250 zu realisieren. Die Ankopplung des Quarzes bereitet keine Schwierigkeiten. Auch in diesem Falle ermöglichen Ferritkern-Spulen eine günstige Dimensionierung des Filters.

Testsendungen des Fernsehenders Dillberg

Der neue Fernsehender Dillberg des Bayerischen Rundfunks (s. S. 213) wird außer den normalen Sendungen des Versuchsbetriebs noch an allen Wochentagen in der Zeit von 10 bis 12 Uhr und ferner montags bis freitags in der Zeit von 14.30 bis 15 Uhr ein Testbild mit Melodien senden. Montags bis freitags in der Zeit von 15 bis 16 Uhr werden ein Testbild und Dies mit Musik abgestrahlt.

UKW-Sender Nürnberg

Mit der Inbetriebnahme des UKW-Senders Dillberg (s. S. 213) stellen die UKW-Sender Nürnberg I (91,5 MHz) und Nürnberg II (93,9 MHz) ihre Sendungen ein.

Fernsehstudientechnik des Südwestfunks

Die Technischen Hausmitteilungen des NWDR stellen dem Südwestfunk das Heft 1/2 (1956) zur Veröffentlichung seiner technischen Entwicklungsarbeit im Bereich des Fernsehbetriebs zur Verfügung. Auf 40 Seiten konnten sehr übersichtlich „Der Aufbau der Fernsehstudientechnik beim Südwestfunk“, „Die bauliche Umgestaltung der Stadthöhe Baden-Baden zum Fernsehstudio“, „Die bildl., ton- und signaltechnischen Einrichtungen des Fernsehstudios Baden-Baden“, „Die Beleuchtung von Fernsehstudios und die Beleuchtungs-ausrüstung des Fernsehstudios Baden-Baden“, „Die Hintergrundprojektionseinrichtung im Fernsehstudio Baden-Baden“, „Der Fernseh-Übertragungszug des Südwestfunks“, „Die Verwendung des 16-mm-Schmalfilms im Fernsehbetrieb“ und „Verfahren und Geräte zur Fernseh-aufnahme und -bearbeitung im Fernsehbetrieb des Südwestfunks“ behandelt werden.

Antennenmasten

In der Nähe von Madrid errichtet die Brown, Boverie & Cie, Mannheim, demnächst für spanische Rundfunkgesellschaften zwei 100 m hohe Rundstrahler als abgespannte, isolierte Rohr-maste. Im Gebiet von Tanger wird z. Z. ein 127 m hoher Mittelwellenmast errichtet, und für den Ausbau des indischen Luftfunknetzes liefert BBC u. a. zwei 48 m hohe selbststrahlende Antennenmaste.

Auch die Fernsehürme auf dem Grünen im Allgäu (Stahlgitterkonstruktion; 40 m hoch, kann später auf 70 m erhöht werden) und auf dem Kreuzberg in der Rhön (100 m hoher, abgespannter Antennenträger in Rohrkonstruktion) sind Bauten derselben Firma.

Englische Farbfernsehensendungen

Vom BBC-Fernsehen wurden in den letzten Monaten Farbfernsehversuche mit der jetzigen 405-Zeilen-Norm ausgeführt. Die Programme konnten auch in Schwarz-Weiß empfangen werden.

Großsender in Israel

Nach den vorliegenden Plänen wird sich die Stimme Israels bald im Äther des Mittleren Orients durchsetzen können. Es ist beabsichtigt, zwei MW-Sender von je 100 kW Leistung zu errichten. Als Lieferantin wird eine französische Firma genannt.

BBC-Fernsehen in Belgien

Vom flämischen Fernsehdienst in Belgien sollen von Zeit zu Zeit BBC-Fernsehensendungen ausgestrahlt werden. Als Relaisender wird dabei die holländische Fernsehstation Bussum dienen.

Schwarzsenderaktion in der Schweiz

Durch Beamte der Schweizerischen PTT sowie der Stadt- und Kantonalpolizei in Zürich wurden kürzlich 38 Schwarzsender ausgehoben. Es handelt sich vorwiegend um Telefoniesender auf KW und UKW mit Leistungen von 0,5 W aufwärts. Die aufgespürten Anlagen wurden einschließlich Tonband- und Schallplattengeräten beschlagnahmt.

Da auch in der Schweiz Schwarzsendern mit Geldbußen oder Gefängnis bestraft wird und UKW-, Fernseh- und Rundfunksendungen empfindlich gestört worden sind, rechnet man mit einer gerechten Bestrafung der Täter, bei denen es sich in einigen Fällen noch um Jugendliche handelt.

Stromtorsteuerungen

DK 621.365.38.621.313.02.072

Über die prinzipiellen Möglichkeiten der Zündpunktverschiebung bei Stromtoren ist an dieser Stelle schon verschiedentlich berichtet worden. Beim Aufbau solcher Steuerungen treten aber oftmals Probleme auf, die dazu zwingen, einen Aufwand zu treiben, der wesentlich über das Maß des Prinzipiellen hinausgeht. Bisher fand man als Fortsetzung der prinzipiellen Darstellungen lediglich vollständig ausgeführte Schaltungen, so daß es meist schwierig war, die eigentlichen, zur Zündpunktverschiebung gehörenden Schaltelemente herauszufinden. Dies bedeutet natürlich, daß das Lesen solcher Schaltungen oft nicht einfach ist und man die Wirkungsweise der gesamten Schaltung nur schwer versteht. Der nachstehende Beitrag soll diese Lücke schließen. Er bringt praktische Ausführungsbeispiele der gebräuchlichsten Gittersteuerungen, wobei alle übrigen Schaltelemente, die nicht unmittelbar an der Gittersteuerung teilhaben, fortgelassen sind.

getrieben werden soll, mit wesentlich kleinerer Wechselspannung und damit auch mit einer entsprechend kleineren Gleichspannung auszukommen.

Dem Widerstand R_3 fällt eine doppelte Aufgabe zu: Er dient einmal zur Begrenzung des Gitterstromes, und zum anderen soll er eine Entkopplung des gegen statische Einflüsse empfindlichen Steuergitters des Stromtores bewirken; man lötet aus diesem Grunde den Widerstand direkt am Gitter an.

Legt man in der Schaltung nach Abb. 1 den Punkt o der Steuerspannung an die negative Seite des Motorankers, also direkt an mp , so erreicht man eine Drehzahlkompensation. Ausgegangen wird hierbei von der Tatsache, daß die Ankerspannung eines Motors drehzahlproportional ist. Dies gilt allerdings mit der Einschränkung, daß der Spannungsabfall am ohmschen Widerstand des Ankers $I \cdot R$ zu vernachlässigen ist. Dies ist bei größeren Motoren der Fall, vor allem dann, wenn sie

sollen, die kein gemeinsames Katodenpotential haben. Diese Schaltung findet man z. B. bei der sogenannten Antiparallelschaltung, die bei der Motorumkehrsteuerung, Beleuchtungsregelung oder bei Schweißtaktoren verwendet wird. In diesem Fall verwendet man zwei zusätzliche Elektronenröhren (Abb. 4) mit gemeinsamem Katodenpotential und schaltet an die Anoden je einen Transformator Tr_1 und Tr_2 , die durch einen vorgeschalteten Kondensator gleichstromfrei angekopfelt sind. Beide Steuergitter erhalten eine gemeinsame Gittervorspannung, der von einer zusätzlichen Windung des Trafo Tr_3 eine geringe Wechselspannung überlagert ist. Von den beiden anderen Windungen des Trafo Tr_3 erhalten die Stromtore $Rö_3$ und $Rö_4$ die um 180° gegeneinander verschobenen und gegenüber der jeweiligen Anodenspannung um 90° voraussetzenden Gitterwechselspannungen. R_1 , C_1 und R_2 , C_2 bilden die beiden hierzu notwendigen Phasenschieber. Da diese Wechselspannungen einer negativen Gleichspannung überlagert sein müssen, um im Ruhezustand die Röhren zu sperren, sind noch die Gleichrichter Gl_1 und Gl_2 erforderlich, die an den RC-Kombinationen R_3 , C_3 und R_4 , C_4 diese konstanten negativen Gittergleichspannungen entstehen lassen. Legt man jetzt an die Punkte a und b eine Steuergleichspannung U_E an, so entsteht an

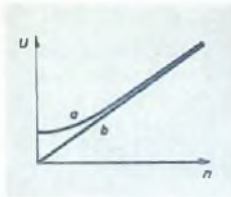
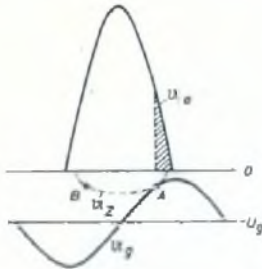
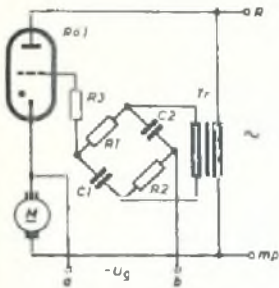


Abb. 3. Abhängigkeit der Ankerspannung $U = I \cdot R$ von der Drehzahl n ; a = tatsächlicher Verlauf, b = idealisierter Verlauf

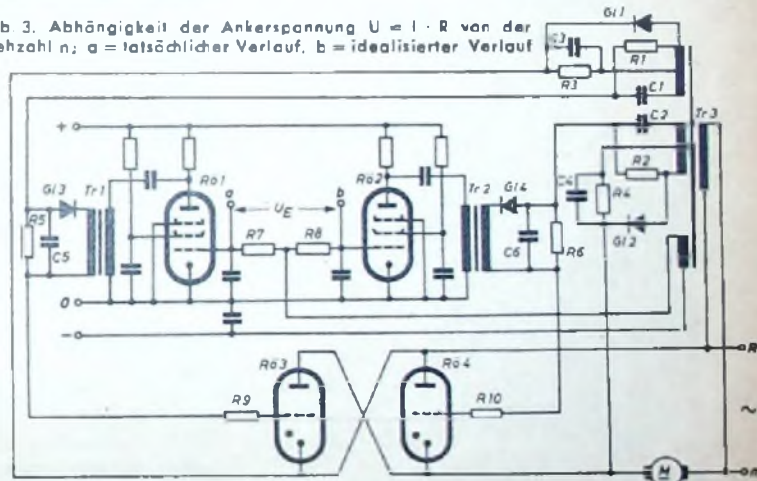
Abb. 1 (links). Schaltbeispiele einer Vertikalsteuerung
Abb. 2 (rechts). Wirkungsweise der Vertikalsteuerung

1. Vertikalsteuerung

Wenn es sich lediglich darum handelt, ein oder mehrere Stromtore mit gemeinsamem Katodenpotential auszusteuern, verwendet man die Vertikalsteuerung, bei der eine konstante, phasenverschobene Wechselspannung einer zwischen negativen und positiven Werten variierenden Gleichspannung überlagert ist. Abb. 1 zeigt die wichtigsten hierzu gehörenden Schaltelemente. Der Trafo Tr erzeugt eine Wechselspannung U_0 , die mittels des Phasenschiebers R_1 , R_2 , C_1 , C_2 um 90° gegenüber der Anodenspannung verschoben wird. An den Punkten a und b liegt nun die eigentliche Steuergleichspannung $-U_{G1}$, die zwischen einem negativen (Stromtor gesperrt) und einem positiven Wert (Stromtor leitend) variiert werden muß.

Wie Abb. 2 zeigt, ist der Schnittpunkt A zwischen U_2 und U_0 um so exakter, je steiler die Flanken der Wechselspannung U_0 sind. Man erreicht dies, indem man U_0 möglichst hoch wählt. Da im voll durchgezündeten Zustand des Stromtores die Zündkennlinie U_2 im Punkt B geschnitten wird, muß die erforderliche Steuergleichspannung ΔU_G ungefähr das Doppelte des Maximalwertes von U_0 betragen. Man sieht daraus, daß eine hohe Wechselspannung U_0 auch eine hohe Steuergleichspannung U_G bedingt. Die obere Grenze liegt bei der maximal zulässigen Gitterspannung, die vom Röhrenhersteller angegeben wird und etwa 100 V beträgt. In der Praxis versucht man nun mit der kleinstmöglichen Spannung auszukommen. Es ist beispielsweise möglich, wenn das Stromtor nicht unmittelbar in der Nähe des Punktes A be-

Abb. 4. Antiparallelschaltung von Stromtoren



nicht gerade im unteren Drehzahlbereich arbeiten. Mit höherer Drehzahl wird der Einfluß des ohmschen Spannungsabfalls im Anker immer kleiner (Abb. 3). Kurve a zeigt die tatsächliche Abhängigkeit der Ankerspannung U von der Drehzahl n ; Kurve b dagegen stellt den idealisierten Zustand dar. Man erkennt deutlich, daß sich die Kurve a nach höheren Drehzahlen hin der Kurve b nähert. Die mit dieser Schaltung erreichte Drehzahlgenauigkeit reicht in vielen Fällen aus. Sollte jedoch einmal eine höhere Genauigkeit gefordert sein, so hilft man sich durch Einschalten einer besonderen Kompensation der sogenannten $I \cdot R$ -Kompensation. An dieser Stelle hierauf näher einzugehen, würde den Rahmen des vorliegenden Beitrages übersteigen. Interessierte Leser seien deshalb auf das „Handbuch der Industriellen Elektronik“ von R. Kretzmann verwiesen. Wesentlich schwieriger wird die Schaltung, wenn zwei Stromtore angesteuert werden

den Widerständen R_7 und R_8 ein Spannungsabfall. Dabei ändern sich die Gittervorspannungen der beiden Regelröhren $Rö_1$ und $Rö_2$ im entgegengesetzten Sinne. Folglich ändern sich auch die Sekundärspannungen der Trafo Tr_1 und Tr_2 , und über die Gleichrichter Gl_3 und Gl_4 fallen an den beiden RC-Kombinationen R_5 , C_5 und R_6 , C_6 verschiedene hohe Gleichspannungen ab. Da diese aber den konstanten Gittergleichspannungen entgegen geschaltet sind, bewirken sie über die Gitterwiderstände R_9 und R_{10} eine gegenläufige Aussteuerung der beiden antiparallel geschalteten Stromtore $Rö_3$ und $Rö_4$. Demzufolge erhält jetzt der Motoranker — je nachdem, welches Stromtor angesteuert wird — eine positive oder negative Gleichspannung U_A von variablem Mittelwert. Die Charakteristik der Funktion $U_A = f(U_E)$ zeigt Abb. 5. Die geringe Steilheit um „0“ ist durch die Krümmung der Röhrenkennlinie bedingt.

2. Horizontalsteuerung

Im Gegensatz zur Vertikalsteuerung wird hier einer konstanten negativen Gleichspannung eine in ihrer Phasenlage variable Wechselspannung überlagert. Dieser Schaltung be-

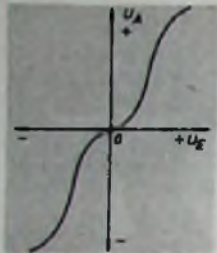


Abb. 5. Abhängigkeit der Ankerspannung U_A von U_g

dient man sich häufiger als der zuletzt beschriebenen mit antiparallel geschalteten Stromtoren, da sich eine gemeinsame Beeinflussung bei galvanischer Trennung der beiden in ihrer Phasenlage variablen Gitterwechselspannungen leichter durchführen läßt. Abb. 6 zeigt die Wirkungsweise. Der konstanten Gittergleichspannung $-U_0$ wird die Gitterwechselspannung U_0 überlagert, deren Phasenlage verschoben werden kann. Hierbei ergibt sich wiederum ein Schnittpunkt A mit der Zündkennlinie U_Z . Je nach der Phasenlage der Gitterwechselspannung U_0 ändert sich demnach auch der Zündpunkt. Die negative Gittergleichspannung U_0 braucht nicht

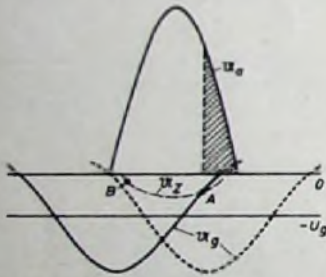


Abb. 6. Wirkungsweise der Horizontalsteuerung

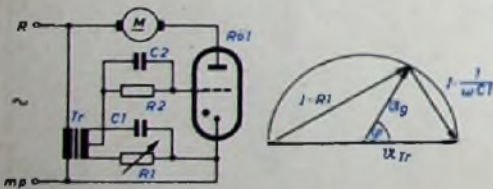


Abb. 7 (links). Schaltbeispiel einer Horizontalsteuerung. Abb. 8 (rechts). Variation der Phasenlage von U_g durch Verändern von R

sehr hoch zu sein; aber ganz kann man auf sie nicht verzichten, da sonst im gesperrten Zustand der Stromtore ein ungewolltes Durchzünden auftritt. Die punktierte Linie zeigt die Phasenlage der Gitterwechselspannung U_0 für diesen Fall. Man erkennt, daß im Punkt B leicht die Zündkennlinie geschnitten werden kann, was ein ungewolltes Durchzünden bedeuten würde.

Abb. 7 zeigt eine einfache derartige Schaltung. Die Sekundärspannung des Transformators Tr liegt an einem komplexen Widerstand, der aus dem veränderbaren Widerstand R und dem Kondensator C besteht. Die Mittelanzapfung des Transformators liegt über die RC -Kombination R , C am Gitter des Stromtores R_0 . An dieser Gitterkombination fällt infolge des Gitterstromes eine kleine negative Gleichspannung ab, die man als negative

Gittergleichspannung ausnutzt und die somit ein gesondertes Netzteil überflüssig macht. Wie Abb. 8 zeigt, kann man durch Verändern von R die Phasenlage von U_0 um etwa 150° variieren, was in der Praxis in den meisten Fällen ausreicht.

Maßgebend ist hierbei aber, daß $R \gg \frac{1}{\omega C}$ sein muß, denn der jeweilige Phasenwinkel φ ist

$$\varphi = 2 \arctan \frac{1}{\omega C \cdot R}$$

Hieraus ergeben sich die beiden Grenzwerte

$$\begin{aligned} \varphi &= 0^\circ \cong R \downarrow = 0 \\ \varphi &= 180^\circ \cong R \uparrow = \infty \end{aligned}$$

Man sieht also, daß der Winkel $\varphi = 0^\circ$ leicht zu erreichen ist, dagegen nähert man sich wohl mit größer werdendem R dem Winkel $\varphi = 180^\circ$, ohne ihn jedoch jemals zu erreichen. Der Vorteil dieser Schaltung liegt in ihrer Einfachheit. Nachteilig ist jedoch, daß man es hier nur mit einer Handsteuerung zu tun hat. Für Regelzwecke müßte entweder der Widerstand R oder der Kondensator C von Null bis zum Maximum seines Nennwertes veränderbar sein. Diesen Effekt mittels Strom- oder Spannungsänderung zu erreichen, ist jedoch sehr schwer, wenn nicht sogar unmöglich.

Anders sieht es aus, wenn man an Stelle des Kondensators eine gleichstromvormagnetisierte Drossel verwendet. Durch Ändern der Gleichstromvormagnetisierung läßt sich die Induktivität der Drossel in weiten Grenzen zwischen Null und ihrem Maximalwert ändern. Die hierzu notwendige Steuerleistung liegt zwar im Bereich des Erreichbaren, jedoch wird vielfach aus regelungstechnischen Gründen ein Gleichstromverstärker notwendig sein.

In Abb. 9 ist eine Antiparallelschaltung dargestellt, die auch nach dem Prinzip der Horizontalsteuerung arbeitet. Als phasenschiebende Glieder wirken die gleichstromvormagnetisierten Drosseln Dr 1 und Dr 2 in Verbindung mit den Widerständen R 1 und R 2. Hier gilt wieder die Beziehung

$$\varphi = 2 \arctan \frac{R}{\omega L}$$

mit den beiden Grenzfällen

$$\begin{aligned} \varphi &= 0^\circ \cong L = 0 \\ \varphi &= 180^\circ \cong L = \infty \end{aligned}$$

Da es unmöglich ist, weder den einen noch den anderen Grenzwert zu erreichen, überbrückt man die beiden Drosseln Dr 1 und Dr 2 mit den Kondensatoren C 1 und C 2. Legt man diese Kondensatoren so aus, daß

$$\omega L_{\max} = \frac{1}{\omega C}$$

wird, so ergibt sich ein stark gedämpfter Schwingkreis, und es ist

$$\varphi = 2 \arctan \frac{R}{j\omega L_{\max} + \frac{1}{j\omega C}}$$

Hierbei wird der Nenner

$$j\omega L_{\max} + \frac{1}{j\omega C}$$

Null und damit auch der Zündwinkel

$$\varphi = 180^\circ$$

Da der zweite Grenzfall

$$\varphi = 0^\circ \cong \omega L = 0$$

wohl praktisch leichter zu erreichen ist, aber

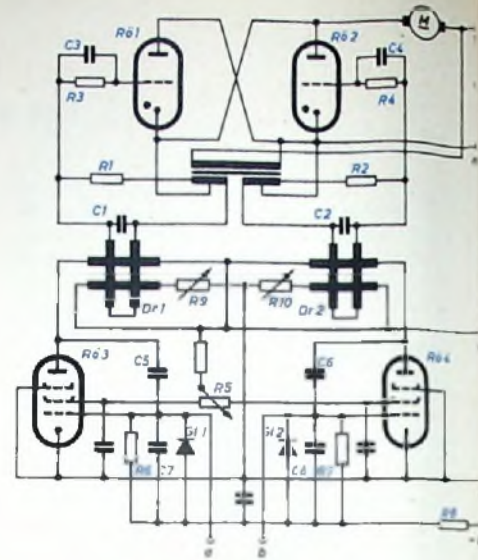


Abb. 9. Antiparallelschaltung von Stromtoren mit Horizontalsteuerung

doch nie ganz erreicht wird, kann man sich so helfen, daß man den Kondensator etwas größer wählt; das bedeutet

$$\omega L_{\max} > \frac{1}{\omega C}$$

Dabei wird dann der Nenner

$$j\omega L_{\max} + \frac{1}{j\omega C}$$

induktiv. Dies bedeutet, daß der Vektor für U_0 der Anodenspannung U_A nachteil, was eine Vergrößerung des Aussteuerbereiches zur Folge hat. Somit läßt sich also eine Änderung des Phasenwinkels

$$\Delta\varphi > 180^\circ$$

müheles erreichen.

An den RC -Kombinationen R 3, C 3 und R 4, C 4 fällt wieder, bedingt durch den Gitterstrom, eine negative Gittervorspannung ab. Die Steuerwicklungen der Drosseln Dr 1 und Dr 2 liegen in den Anodenkreisen der Pentoden R_0 3 und R_0 4, die auf die gleiche Art wie in Abb. 4 mittels einer an die Klemmen a und b gelegten Gleichspannung gegenläufig angesteuert werden. Über R 6, R 7, R 8 wird den Röhren die negative Grundgitterspannung zugeführt. C 5 bis C 8 dienen der Dämpfung, da sich sonst leicht Pendelungen einstellen, wenn die Anordnung zu einem Regelkreis erweitert wird; dies ist durch Hinzuschalten der Ankerspannung zwecks Drehzahlstabilisierung leicht möglich.

Um eine möglichst hohe Steilheit in der Nähe des Nullpunktes zu erreichen, muß man den Anodenruhestrom der Röhren R_0 3 und R_0 4 so einstellen, daß der Arbeitspunkt auf dem geradlinigen Teil der Röhrenkennlinie liegt. Die hierdurch verursachte Vormagnetisierung der Drosseln muß durch eine besondere Kompensationswicklung wieder aufgehoben werden. Jetzt ist aber zu beachten, daß der Anodenstrom bei Aussteuerung in den Röhren R_0 3 und R_0 4 wohl ansteigen, aber nie unter den Wert des Anodenruhestromes abfallen darf, da sich sonst infolge der Kompensation der Drosseln wieder eine Vormagnetisierung ergibt. Dies zu verhindern, ist Aufgabe der beiden Simutoren G 1 und G 2, die so an die Steuergitter geschaltet sind, daß sie leitend werden, wenn das Steuergitter negativer wird. Dabei werden jeweils die Gitterwiderstände R 6 bzw. R 7 kurzgeschlossen, so daß die an a und b angelegte Steuerspannung lediglich an dem Gitterwiderstand der anderen Röhre einen

Spannungsabfall hervorzurufen kann, während die Gitterspannung der ersten Röhre konstant bleibt; folglich wird sich auch der Anodenstrom dieser Röhre nicht ändern. Um den gesamten Regler zu symmetrieren, sind die Potentiometer R_5 , R_9 und R_{10} vorhanden. Mit R_5 ändert man die Steilheit der beiden Röhren R_6 3 und R_6 4; mit R_9 und R_{10} wird durch die zusätzliche Kompensationswicklung der Nullpunkt verschoben.

Im Gegensatz zu der Schaltung nach Abb 4 hat diese Schaltungsanordnung in der Nähe des Nullpunktes den Vorteil einer größeren Empfindlichkeit, da die Induktivität der Drossel — bei linear zunehmender Vormagnetisierung — nach einer e-Funktion abfällt. Dadurch ändert sich auch der Zündwinkel nach einer ähnlichen Charakteristik.

(Wird fortgesetzt)

G. SCHELLHORN

Lautsprecher mit neuartigen Membranen

Auch dem Amateur ist es heute mit etwas Aufwand möglich, Verstärker zu bauen, die sich hinsichtlich Klirrfaktor und anderen kennzeichnenden Größen nicht mehr von industriell gefertigten Studioverstärkern unterscheiden. Klirrfaktoren von unter 1% sind in den Leistungsstufen 10...30 Watt bei Vollaussteuerung durchaus erreichbar. Um so mehr wendet sich nun das Augenmerk den Lautsprechern zu, denn sie sind immer noch das weitaus schwächste Glied in der elektroakustischen Übertragungskette. Im grundsätzlichen Aufbau des schwingenden Systems der dynamischen Lautsprecher hat sich seit Anfang der dreißiger Jahre nichts grundlegend geändert, wenn man von der Entwicklung der sogenannten Nawi-Membrane absieht. Die Entwicklung einer neuartigen Membrane, die gegenüber bisherigen Ausführungen wesentliche klangliche Verbesserungen ermöglicht, zeigt jedoch, daß durchaus noch echte Fortschritte zu erzielen sind.

Zum besseren Verständnis des Wesentlichen sei zunächst kurz auf die wichtigsten Lautsprecherverzerrungen eingegangen. Die wichtigsten Lautsprecherverzerrungen sind: 1) Frequenzgang des Lautsprechers, 2) Eigenschwingungen der Membrane, 3) Partialschwingungen von Membranegebieten, 4) Ein- und Ausschwingvorgänge.

Der unter 1) aufgeführte quantitative Frequenzgang des Lautsprechers spielt eine relativ geringe Rolle, da es durch geschickte Kombination mehrerer Systeme fast immer möglich ist, das ganze hörbare Frequenzgebiet wiederzugeben. Abfälle an den Enden des Frequenzbandes lassen sich leicht durch Klangregelglieder ausgleichen. Die Punkte 2) und 4) können ebenfalls unberücksichtigt bleiben, da moderne Verstärker einen im Verhältnis zum

Schwingspulenwiderstand immer sehr niedrigen Quellwiderstand haben, durch den die Eigenschwingungen der gesamten Membrane sowie deren Ein- und Ausschwingvorgänge hinreichend, wenn auch nicht vollkommen, gedämpft werden.

Es bleiben somit die unter 3) genannten Verzerrungen, die allerdings von großem Gewicht sind. Sie entstehen dadurch, daß bei höheren Frequenzen nicht mehr die Membrane als Ganzes schwingt, sondern nur Teile von ihr, und zwar mit steigender Frequenz immer mehr die zentralen Regionen. Der andere Teil der Membrane schwingt in völlig undefinierten Kombinations- usw. -Frequenzen mit, gebietsweise oft mit entgegengesetzter Phase wie die zentralen Hauptabstrahlregionen. Dies um so mehr, als ja der Lautsprecher in der Praxis nicht nur von einer einzigen Frequenz erregt wird, sondern von einem äußerst heterogenen Gemisch oft impulsartig einsetzender Frequenzen. Neueste Messungen ergaben sogar, daß auch schon bei Beaufschlagung mit einer Sinusschwingung relativ niedriger Frequenz der Konus in sich gebietsweise völlig undefinierte Schwingungen ausführt. Durch die bekannten Hochtonkegel wird zwar die obere Frequenzgrenze erhöht (bewußte Ausnutzung der bei hohen Frequenzen schwingenden Zentren), eine Verminderung der Teilschwingungen der Hauptmembrane wird hiermit jedoch nicht erreicht, da diese ja mit dem Hochtonkegel fest verbunden ist, mithin von der Mitte nach wie vor zu den parasitären Schwingungen angestoßen wird. Das Ergebnis ist eine Intermodulation innerhalb der Membrane, die den verwachsenen Klang hervorruft, der vielfach bisher nur deswegen nicht störte, weil man es nicht besser kannte.

Von ausschlaggebender Bedeutung ist aber der Umstand, daß diese Partialschwingungen durch keinerlei elektrische Maßnahmen am Verstärker gemindert oder gar beseitigt werden können, sondern eher noch verstärkt werden, was aus folgender Überlegung hervorgeht. Jede vom Verstärker ausgehende Einflußnahme, beispielsweise in Form einer Gegenkopplung, deren Spannung von der Schwingspule abgenommen wird, muß und kann sich nur wieder über die Schwingspule auf die Membrane auswirken. Jede derartige Einflußnahme erzeugt aber im Gebiet der hohen Frequenzen selbst wieder Teilschwingungen. Wird beispielsweise die Schwingspule durch Gegenkopplung stark gedämpft, so wirken in den Perioden des an sich normalerweise freien Ausschlagens der Membrane Bremsimpulse auf sie ein, die bei einem Quellwiderstand Null in derselben Größenordnung liegen wie die Impulse, die vorher die Membrane aus ihrer Ruhelage heraus erregt haben. Es treten demgemäß durch die Gegenkopplung hinsichtlich der Partialschwingungen doppelte Verzerrungen auf. (Natur-

lich bringt die Gegenkopplung demgegenüber andere wichtigere Vorteile mit sich.) Daraus ergibt sich, daß es für Hi-Fi-Anlagen nicht allein genügt, für die Höhen Hochtonlautsprecher zuzuschalten, sondern es ist vielmehr eine saubere ausgangsseitige Trennung zwischen Hoch- und Tieftonkanal erforderlich, um Intermodulationen wenigstens zwischen den Tiefen und Höhen (die ja amplitudenmäßig sehr verschieden sind) einigermaßen zu verhindern. Dies setzt natürlich erheblichen Mehraufwand und einwandfreie akustische Meßmittel voraus. Es würde demgemäß einen Fortschritt bedeuten, wenn es ohne andere Nachteile gelänge, eine Membrane zu konstruieren, die so steif ist, daß die Ausbildung von Partialschwingungen und somit eine Intermodulation weitmöglich verhindert wird. Dies scheint durch die Entwicklung des sogenannten „Zellaton-Lautsprechers“ mit Hartschaummembrane weitgehend gelungen zu sein. Die Forderungen an eine ideale Membrane sind sehr widersprechend. Einmal soll die Membrane so leicht wie möglich sein, um impulsartig einsetzenden Schwingungen ohne Verzögerung folgen zu können, zum anderen soll sie aber so steif sein, daß sich keine Teilschwingungen ausbilden können. Dies bedeutet aber wiederum Gewicht und Masse, denn schließlich muß auch eine ganz nennenswerte mechanische Festigkeit erreicht werden. Der naheliegenden Verwendung von Leichtmetallen als Membranmaterial steht wieder deren Eigenelastizität hindernd entgegen, die einen bleicheren Beiklang hervorruft. Das Material muß also in diesem Sinne auch noch völlig unelastisch sein. Ein Ausweg wurde durch moderne Kunststoffe gefunden. Die neue Membrane ist wie folgt aufgebaut¹⁾. Auf einer lediglich als Träger bei der Herstellung dienenden und äußerst dünnen (etwa

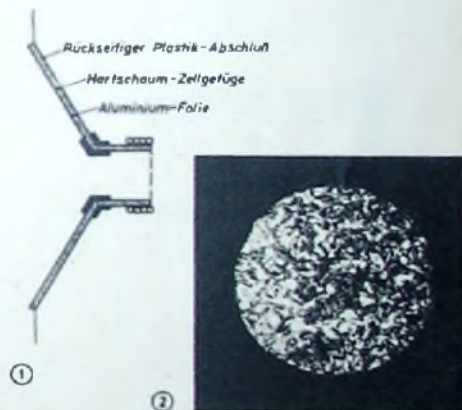


Abb. 1. Aufbau der Zellaton-Hartschaummembrane

Abb. 2. Mikroskopische Aufnahme des Hartschaumgefüges; die Zellstruktur ist deutlich zu erkennen

0,08 mm) Aluminiummembrane (Abb. 1) ist eine Schicht aus sehr harten Kunstharzen aufgebracht, die mit Gas-Treibmitteln durchsetzt ist. Während der Herstellung wird diese Schicht auf eine bestimmte Temperatur gebracht, wodurch sich im inneren Gefüge des Kunststoffes dann Gaseinschlüsse bilden. Dieser Prozeß wird zu passender Zeit abgestoppt. Man erhält dann eine etwa 1 mm dicke harte Kunststoffschicht, die nicht mehr kompakt ist, sondern durch die Gaseinschlüsse eine Zellstruktur hat; diese Schicht bildet die eigentliche Membrane. Durch Zusätze von weiteren geeigneten Stoffen, z. B. Glimmer, wird die Steifigkeit der Membrane weiter erhöht. Rückseitig ist sie durch eine dünne Kunststoffschicht abgeschlossen. Die mikroskopische Aufnahme des Hartschaumes (Abb. 2) läßt sehr gut die Zellstruktur des

¹⁾ Nach Unterlagen des Physikalisch-Chemischen Entwicklungslabors Dr. Emil Podszus & Sohn

Ausstellungsstand der

FUNK-TECHNIK



auf der

**Deutschen Industrie-Messe
Hannover 1956**

Halle 11A, Stand 201

Wir würden uns freuen,
Sie dort begrüßen zu dürfen

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

Gefüges erkennen. Der Schaum ist bei so hohen Temperaturen gehärtet und so innig mit dem Aluminium-Hilfsträger verbunden, daß eine nachträgliche mechanische Trennung beider ohne Zerstörung nicht mehr möglich ist. Dadurch ist aber die Aluminium-Hilfsmembrane wirkungsmäßig völlig ohne Bedeutung geworden, und es können sich somit auf ihr auch keine Eigenfrequenzen usw. ausbilden.

Die Membrane ist an ihrem äußeren Rand durch welche Kunststofflücken gehalten und durch eine ebensolche Rillenmembrane außen zentriert. Infolge des vorderseitig metallischen und rückseitig plastischen Kunststoff-Abschlusses ist die Membrane völlig wasserabweisend.

Es ergibt sich aus diesem Grunde die interessante Möglichkeit, auf einfache Weise auch durch den Lautsprecher einen völlig feuchtklebsicheren Abschluß zu erreichen, wenn die

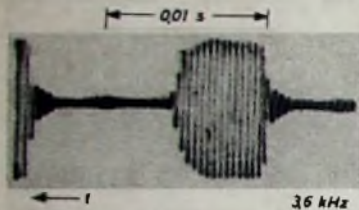


Abb. 3. Akustisch aufgenommenes Oszillogramm eines impulsartig ein- und aussetzenden Schwingungszuges mit einer Frequenz von 3,6 kHz

den Kernspalt abschließende übliche Staubschutzhaube durch eine solche aus undurchlässigem Kunststoff ersetzt wird; der notwendige Luftausgleich mit dem Raum hinter der Membrane könnte dann z. B. durch passend gewählte Löcher im Magnetjoch erfolgen. Diese Membrane erfüllt die oben angeführten

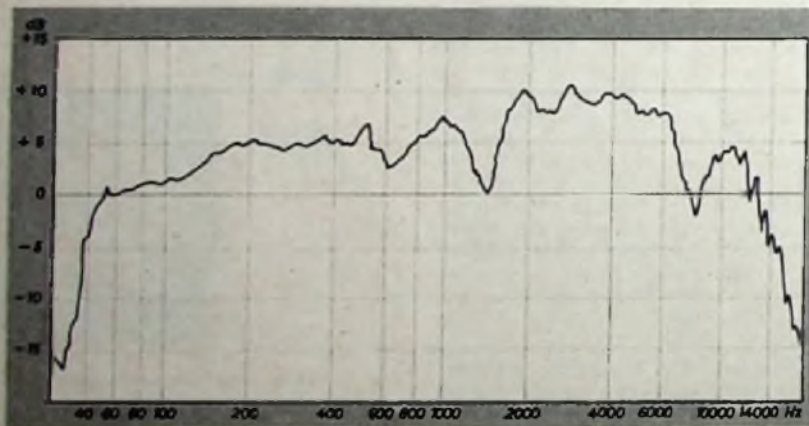


Abb. 4. Frequenzkurve eines 20-cm-Zeltaton-Lautsprechers

und sich teilweise widersprechenden Anforderungen an einen akustischen Generator in sehr guter Weise. Durch die Zellstruktur wird einmal erreicht, daß die Membrane, obwohl sie rund 1 mm dick ist, nicht schwerer ist als eine der üblichen Papp-Membranen; sie hat aber durch die gitterartige Struktur des sehr harten Kunststoffmaterials die Steifigkeit und Festigkeit einer gleichwertigen und aus demselben Stoff gefertigten Voll-Membrane. Zum Unterschied gegenüber einer Voll-Membrane verblindert aber die Zellstruktur, daß irgendeine materialbedingte Eigenfrequenz auftritt, wie das z. B. bei einer Metall-Vollmembrane der Fall sein würde.

Von der hohen Steifigkeit kann man leicht ein eindrucksvolles Bild gewinnen, indem man mit der Fingerspitze an irgendeine beliebige Stelle der Membrane drückt. Bei einer Pa-

piermembrane bildet sich an der Druckstelle eine kleine Einbuchtung aus, die mit nachlassendem Druck wieder verschwindet; diese Einbuchtung ist offensichtlich eine Folge der inneren Weichheit des Materials. Bei der „Zeltaton“-Membrane hingegen bleibt die Oberfläche beim Drücken völlig glatt und unverändert, der Druck wird gleichmäßig an die übrigen Membranen-Gebiete verteilt. Aus dieser hohen Steifigkeit resultiert zunächst als Hauptvorteil, daß die Membrane noch bis zu so hohen Frequenzen einwandfrei als Kolbenmembrane schwingt, wo eine normale Membrane schon in Partialschwingungen schwingen würde. Dadurch ergibt sich aber ein wesentlich geringeres Maß an Intermodulationsverzerrungen in der Membrane; die Höhenwiedergabe ist also viel klarer und unverwaschener.

Aus der hohen Steifigkeit ergibt sich aber auch eine wesentlich stärkere Belastbarkeit des Lautsprechers. Das ist leicht einzusehen, wenn man sich vergegenwärtigt, daß die Amplitude der schwingenden Membranteile bei einmaliger Unterteilung 14mal und bei zweimaliger Unterteilung 180mal so groß sein muß wie bei einer nicht unterteilten Membrane, um den gleichen Schalldruck zu erzeugen [1, 2].

Durch die erreichte Steifigkeit werden weiterhin der Strahlungswiderstand und die Strahlungsdämpfung in erwünschter Weise erhöht, und durch die Zusammensetzung des Schaumes und der Zusätze kann in einfacher Weise die Laufzeit der Membrane bewegenden Impulse, also die Phasenstellung, vom Zentrum nach der Peripherie der Membrane geregelt werden.

Eigenschwingungen der Membrane und Partialschwingungen von Membrangebieten sind durch die hohe Steifigkeit und den hohen Strahlungswiderstand so stark gedämpft, daß sie nicht mehr störend wirken. Eine zur Laut-

sprecherdämpfung vorgesehene Gegenkopplung kann daher verringert werden. Aus vorliegenden Oszillogrammen von impulsartig ein- und aussetzenden Schwingungszügen verschiedener Frequenz, die mittels Meßmikrofon akustisch aufgenommen wurden, geht z. B. hervor, daß die Zeitdauer des Ein- und Ausschwingens der Membrane bei 9,6 kHz etwa 2, bei 3,6 kHz etwa 1,5 und bei 2,1 kHz etwa einer halben Schwingung entspricht. Im Zeitmaß ausgedrückt entsprechen diesen Werten rund 0,2, 0,5 und 0,2 Millisekunden. Da das menschliche Ohr Druckänderungen erst ab einer Dauer von 10 bis 20 ms als selbständigen Eindruck wahrnehmen kann (es sei denn, die Druckänderungen erfolgen periodisch), ergibt sich, daß die noch vorhandenen Ein- und Ausschwingvorgänge nicht mehr stören können. Abb. 3 zeigt z. B. die Aufnahme des

Oszillogramms eines Schwingungszuges von 3,6 kHz.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß die Membranen könnten bei höheren Frequenzen deswegen nicht mehr mitmachen, weil sie zu schwer seien, nur an der mangelnden Steifigkeit liegt. Dies geht auch aus der akustisch aufgenommenen Frequenzkurve (Abb. 4) eines Zeltaton-Modells mit 20 cm Membrandurchmesser hervor. Die Membrane erreicht bei konstanter Eingangsspannung im Bereich von 100 bis 14 kHz noch Amplituden

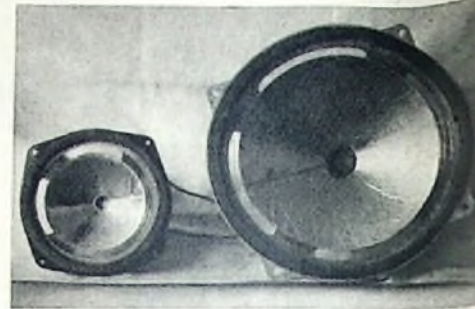


Abb. 5. Ansicht zweier Zeltaton-Lautsprecher

wie bei 800 Hz Ausführungen mit kleinerem Membrandurchmesser reichen etwa bis 16 kHz, womit die obere, überhaupt noch interessante Frequenzgrenze wiedergabemäßig erreicht ist. Abb. 5 zeigt die Frontansicht zweier Modelle des Zeltaton-Lautsprechers, man erkennt deutlich die vordere metallische Seite der Membranen, die durch die Aluminium-Montagefolie gegeben ist.

Schriften

- [1] • McLachlan, N. W.: Loud Speakers, Oxford 1934, The Oxford Science Series
- [2] • Stenzel, H.: Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen, Berlin 1939, Springer-Verlag

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt unter anderem im Aprilheft folgende Beiträge

- Kommerzielle KW-Empfangsanlagen mit Breitbandverstärkern**
- Verzögerte Rückkopplung als Mittel der Stimmforschung**
- Elektronische Hilfegeräte bei der Ultraschall-Werkstoffprüfung**
- Elektro-erosive Metallbearbeitung**
- Meßmethoden für nichtlineare Netzwerke**
- Elektronischer Modellregelkreis**
- Englische Aussprache mathematischer Formeln**
- Der IBM-Magnettrommelrechner Typ 630 und seine Anwendung in Wirtschaft, Wissenschaft u. Technik**
- Aus Industrie und Technik**
- Zeitschriftenauslese • Patentschau**
- Referate**
- Neue Bücher**

Format DIN A 4, monatlich, ein Heft - Preis 3,- DM

Zu beziehen

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

Einfache Methode zur Bestimmung der Rauschzahl

Bei dem Bau von UKW-Empfängern ist die Kenntnis ihres Eigenrauschens notwendig. Das Eigenrauschen des Empfängers hat verschiedene Ursachen und wird zweckmäßigerweise eingeteilt in: a) Rauschen von ohmschen Widerständen; b) Rauschen von Schwingungskreisen; c) Röhrenrauschen.

Dazu tritt noch das Antennenrauschen, das erstens als das Rauschen eines Schwingungskreises aufzufassen ist, und zweitens durch die Einflüsse der Einstrahlung aus dem Weltraum hervorgerufen wird. Durch Wahl guter Einzelteile und durch besondere Konstruktionsmaßnahmen gelingt es oft, den Einfluß der meisten Rauschquellen herabzusetzen. Eine Verminderung des Antennenrauschens, das durch die Einflüsse aus dem Weltraum hervorgerufen wird, ist jedoch leider nicht möglich.

Rechnet man die Eigenrauschleistung des Empfängers mit N_e und die Rauschleistung der Antenne mit N_a und setzt diese zwei Werte in ein Verhältnis, so bekommt man die Rauschzahl n .

$$n = N_a / N_e \quad (1)$$

Ist die Antenne an den Empfängereingang angepaßt, dann kann man ihren Strahlungswiderstand als einen ohmschen ansehen und schreiben

$$N_a = 4 \cdot k T_0 \cdot \Delta I \quad (2a)$$

k ist hierin die Boltzmann-Konstante $1,38 \cdot 10^{-23} \text{Ws} \cdot \text{Grad}^{-1}$, T_0 die Zimmertemperatur in Grad Kelvin = 293°K und ΔI die Bandbreite. Aus (2a) ist zu ersehen, daß die Rauschleistung eines ohmschen Widerstandes unabhängig von seiner Größe ist. Bei Leistungsanpassung ist $R_0 = R_a$, und dadurch entfällt auf jeden Widerstand die Hälfte der EMK der Antenne. Aus der Leistungsformel $N = U^2/R$ ergibt sich

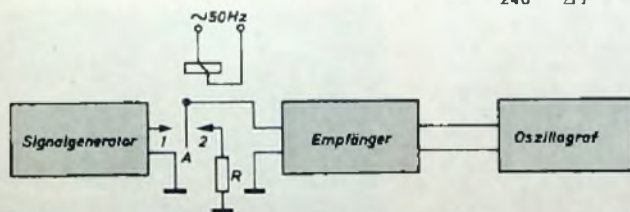
$$N_a = \left(\frac{e}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{R} = \frac{1}{4} \cdot \frac{e^2}{R} \quad (2b)$$

Diese Formel läßt erkennen, daß die Rauschleistung der Antenne auf den Wert

$$N_a = k T_0 \cdot \Delta I \quad (2c)$$

abgesunken ist. Setzt man (2c) in (1) ein, so ist die Rauschzahl

$$n = \frac{N_a}{k T_0 \cdot \Delta I} = \frac{N_e}{4 \cdot 10^{-21} [\text{W}] \cdot \Delta I} \quad (3)$$



Die Rauschzahl läßt sich auf folgende einfache Weise ermitteln. Der Antenneneingang des Empfängers (Abb. 1) wird an den Ankerkontakt A eines polarisierten Relais gelegt; den Kontakt 1 verbindet man mit dem Ausgang eines Signalgenerators, und Kontakt 2 wird durch einen ohmschen Widerstand R an Masse gelegt. Die Größe des Widerstandes R muß dem Empfänger-Eingangs- und dem Signalgenerator-Ausgangswiderstand gleich sein. An das Relais schließt man eine Wechselspannung von 50 Hz an. Daher springt der Anker A fünfzigmal in der Sekunde vom Kontakt 1 zum Kontakt 2 und legt an den

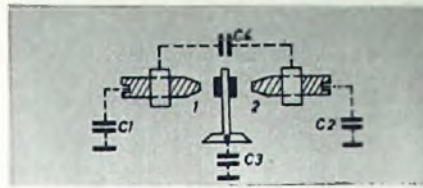
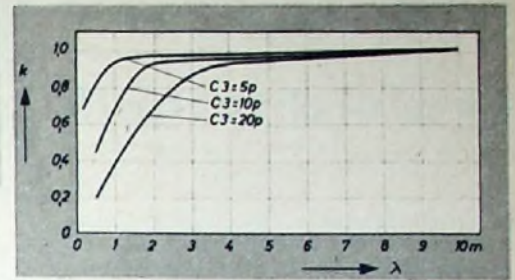


Abb. 3. Schematischer Aufbau eines Relais und seine Kapazitäten. Abb. 4 (rechts). Korrekturfaktor k in Abhängigkeit von λ und $C3$



Empfängereingang abwechselnd den Signalgenerator oder den Widerstand R . Die an den Empfängereingang angelegte HF-Spannung ist dadurch scheinbar mit einer Frequenz von 50 Hz (rechteckige Form) moduliert. An die letzte ZF-Stufe des Empfängers schließt man einen quadratischen Demodulator und an den Ausgang einen Oszillografen an. Auf dem Schirmbild erscheinen dann rechteckige Impulse, wie sie in Abb. 2a, 2c dargestellt sind. Die Verwendung eines quadratischen Demodulators wird deshalb empfohlen, weil die Spannungsamplitude an seinem Ausgang proportional der Signalleistung am Empfängereingang ist. Dies erleichtert die ganze Messung. Die Ausgangsspannung des Signalgenerators wird so gewählt, daß das Bild auf dem Schirm (bestehend aus der Summe des Rauschens und des Signals) zweimal größer als das Bild des Rauschens ist (Abb. 2c). In diesem Falle ist die Signalleistung N_s am Empfängereingang gleich seiner eigenen Rauschleistung N_e . Die Signalleistung ist also

$$N_s = \frac{U_s^2}{R_e} \quad (4)$$

wobei U_s die Ausgangsspannung des Signalgenerators und R_e der Empfängereingangswiderstand ist. Durch Einsetzen dieser Größe in (3) erhält man

$$n = \frac{U_s^2}{4 \cdot 10^{-21} \cdot \Delta I \cdot R_e} \quad (5)$$

Setzt man die Spannung in μV , ΔI in MHz und R_e in Ohm ein, dann ist

$$n = \frac{250 \cdot U_s^2}{\Delta I \cdot R_e} \quad (6)$$

Nimmt man für R_e 240 Ohm an, so vereinfacht sich (6) zu

$$n = \frac{250}{240} \cdot \frac{U_s^2}{\Delta I} \approx 1,0416 \cdot \frac{U_s^2}{\Delta I} \quad (7)$$

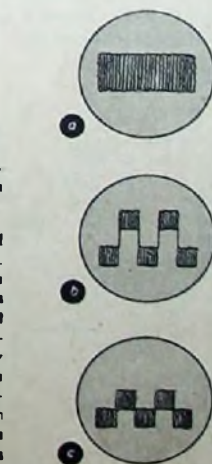


Abb. 1. Blockschema für die Messung der Rauschzahl n

Abb. 2 (rechts). Bilder auf dem Oszillograinschirm. a = Eigenrauschen des Empfängers (Anker des Relais verbunden mit Kontakt 2); b = Eingangsspannung größer als Eigenrauschen des Empfängers; c = Eingangsspannung gleich dem Eigenrauschen des zu messenden Empfängers

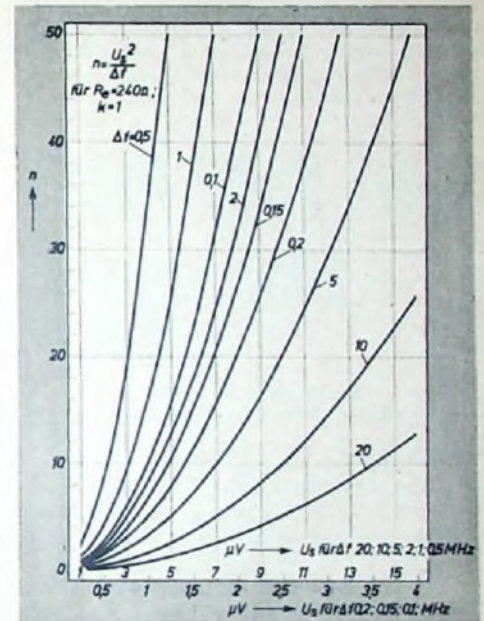


Abb. 5. Ermittlung der Rauschzahl n

Auf die Genauigkeit der Messung haben die Kontaktkapazitäten des Relais einen Einfluß (Abb. 3). Bei guten Relais ist $C1 - C2$, wobei $C1$ und $C2$ größer als $C4$ und kleiner als $C3$ sind.

Aus diesem Grunde genügt es, die Kapazität $C3$ zu berücksichtigen. Um den Einfluß der Kapazität $C3$ auf die Messung festzustellen, wurden an Industrieempfängern und UKW-Amateurempfängern ganze Reihenmessungen mit einem Rauschgenerator durchgeführt und mit Ergebnissen nach der hier beschriebenen Methode verglichen. Dabei ist es gelungen, den Fehler, der durch $C3$ auftritt, zu korrigieren. Den Korrekturfaktor k in Abhängigkeit von der Wellenlänge λ und der Kapazität $C3$ zeigt die Kurvenschar der Abb. 4. Daraus ergibt sich

$$n = k \cdot \frac{U_s^2}{\Delta I} \quad (8)$$

Bei Messungen nach dieser Methode hat sich ein kleines Relais der RCA gut bewährt. Es wies eine so kleine Kapazität $C3$ auf, daß beim Arbeiten an Wellen $\lambda > 1 \text{ m}$ der Korrekturfaktor k zu 1 angenommen werden konnte. In Abb. 5 ist eine Kurvenschar dargestellt, die ohne Rechen die Ermittlung der Rauschzahl n erlaubt. Auf der Horizontalen ist die Spannung U_s auf der Vertikalen die Rauschzahl n in Bezug auf ΔI aufgetragen. Die Kurven gelten für einen Empfängereingangswiderstand von 240 Ohm und einen Korrekturfaktor $k = 1$. Hat der Empfänger einen anderen Eingangswiderstand bzw. ist $k \neq 1$, dann ist n mit dem Verhältnis $240/R_e$ bzw. mit k zu multiplizieren.

Fortschrittliche UKW- Abgleichtechnik

Die Abgleichverfahren der Industrie sind gleichfalls für den Service interessant, denn sie können Anregungen für die Rationalisierung der Werkstätten vermitteln, die in der Reparaturtechnik immer dringender wird. In der Serienfertigung bewährte sich z. B. das UKW-Abgleichverfahren von *Tonlunk*, da es elektrisch exakt arbeitet und optische Kontrolle gestattet.

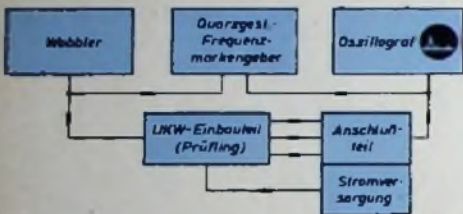


Abb. 1. Blockschaltbild der Prüf- und Abgleichanordnung für UKW-Teile

Sichtbare Kurven

Wie aus dem Blockschema (Abb. 1) zu entnehmen ist, wird mit Hilfe des Wobblers und Oszillografen abgeglichen. Es werden Wobbler mit einem linearen Frequenzhub von 20 MHz in Verbindung mit quarzgesteuerten Frequenzmarkengebern verwendet. Die Markengeber erzeugen auf dem Bildschirm des Oszillografen Frequenzmarken bei 93,6 MHz (Bandmitte, Kanal 22) sowie bei den jeweils 6 MHz darüber und darunter liegenden Grenzkänen 2 und 42 (87,6 MHz, 99,6 MHz). Auf den Oszillogrammen treten diese Marken deutlich hervor.

Die abzugleichende UKW-Einheit wird in eine Aufnahmevorrichtung eingespannt und so automatisch mit den Betriebsstromquellen verbunden. Während des Abgleichverfahrens stimmt man mit Hilfe eines Handrades ab, das eine Skalenteilung aufweist, die dem Skalenerlauf des zugehörigen Rundfunkempfängers entspricht. Der in Schalterstellung 1 angeschlossene Auskoppelkreis entspricht in seinen Eigenschaften genau dem im Rundfunkempfänger eingebauten ZF-Kreis. Die ZF-Spannung wird durch eine Germaniumdiode gleichgerichtet.

Aufnahme der ZF-Kurven

Während des Abgleichvorganges erscheint auf dem Bildschirm die ZF-Bandfilterkurve, die mit der Abstimmung über den Bildschirm verschoben werden kann. Ihre Höhe ist abhängig von der vom Eingang an die Mischstufe gelangenden HF-Spannung. Auf diese Weise kann man Abstimmbereich und Skalengenauigkeit kontrollieren. Aus der Höhe der Kurven lassen sich ferner die Verstärkungseigenschaften in Abhängigkeit von der Abstimmung beurteilen.

Beim ersten Abgleichvorgang (S 1 in Position 1) gleicht man den ZF-Ausgangskreis (vgl. Abb. 2) im Prüfling auf seine Sollfrequenz ab. Da die auf den Körper dieses Kreises (1. Kreis des 1. ZF-Bandfilters) gewickelte Koppelschleife einen Teil des im eigentlichen Gerät eingebauten 2. Kreises bildet, kann man bei entsprechender Verkleinerung des Frequenzhubes am Wobbler auch die Kurvenform des Ausgangsbandfilters und damit die Richtigkeit des Kopplungsgrades überprüfen. Aus Abb. 4 ist das Oszillogramm der durch den verringerten Wobbelhub gedehnten erscheinenden ZF-Bandfilterkurve ersichtlich.

In Schalterstellung 2 wird der Oszillograf über entsprechende Trennglieder an den Fußpunkt des ZF-Ausgangskreises angeschlossen. Die resultierende Bildschirmkurve läßt durch Rückmischung neben der über die entstehende Zwischenfrequenz erkennbar werdenden Oszillatoreinstellung auch die Einstellung des Zwischenkreises erkennen. Die an der Mischröhre stattfindende Gittergleichrichtung (Audionwirkung) wird hier zur Anzeige ausgenutzt. Mit Hilfe der Kurve auf dem Bildschirm ist es möglich, Abgleich und Gleichlauf zwischen Oszillator- und Zwischenkreis über den gesamten Abstimmbereich zu kontrollieren. Beim Abgreifen der Anzeigespannung an diesem Testpunkt kann man mit geringer HF-Eingangsspannung arbeiten (etwa 15 mV) und mit Sicherheit eine Verfälschung der Anzeige durch Übersteuern der Vorröhre vermeiden. Das Oszillogramm Abb. 5 zeigt als Beispiel eine bei noch nicht richtigem Gleichlauf entstehende Kurve. Im abgeglichenen Zustand muß der links neben der großen Zwischenkreisurve befindliche kleinere, von der Einstellung des Oszillators abhängige ZF-Höcker auf den Scheitel der Zwischenkreisurve zu stehen kommen und beim Durchdrehen der Kurve durch den Abstimmbereich ständig dort verbleiben. Jede Abweichung davon ist das Kennzeichen eines Gleichlaufabfehlers.

Abgleichen des Eingangsbandfilters

In Schalterstellung 3 läßt sich das Eingangsbandfilter abgleichen. Bei relativ hoher Eingangsspannung (etwa 200 bis 300 mV) wirkt die Vorröhre als Anodengleichrichter. Der sich in Abhängigkeit von der Aussteuerung ändernde Röhrenstrom führt zu einer Spannungsänderung am Katodenwiderstand dieses Röhrensystems. Durch die Wobbelung über

den ganzen Durchlaßbereich entsteht hier eine NF-Spannung, die an einem Testpunkt als Steuerspannung für den Vertikalverstärker des Oszillografen entnommen wird. Nach Kurzschluß oder Verstimmen des Zwischenkreises (dadurch vermeidet man eine Rückwirkung über die Röhre) kann die Durchlaßcharakteristik des Eingangsbandfilters sichtbar gemacht werden (Abb. 6). Es ist dann möglich, die beiden Bandfilterkreise durch Antennentrimmer und Gitterspule eindeutig abzustimmen und die für die jeweilige Bandbreite erforderliche Kopplung zwischen beiden Kreisen auf einfache Weise zu wählen. Hebt man den Zwischenkreis-Kurzschluß auf, so wird auf dem Bildschirm die Rückwirkung des Zwischenkreises auf das Eingangsbandfilter erkennbar. Zur Neutralisation dieser störenden Rückwirkung ist die zwischen Gitter und Anode der HF-Vorröhre eingetriggerte Neutralisationsspule L1 vorhanden. Da jeder Fehlgleich dieser Spule eine gegenüber der Soll-einstellung vergrößerte Rückwirkung und so eine entsprechende Änderung der Kurvenform des Oszillators bewirkt, ist es möglich, optimal abzugleichen.

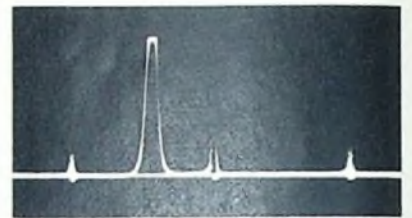


Abb. 3. ZF-Kurve mit Frequenzmarken (Kanal 2, 22 und 42)

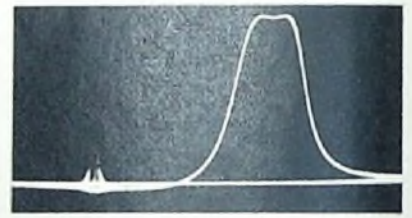


Abb. 4. ZF-Kurve (gedehnt) bei kleinem Hub

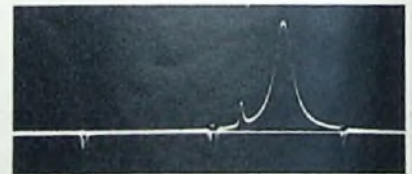


Abb. 5. Zwischenkreisurve und ZF-Höcker, am Fußpunkt des Ausgangskreises abgenommen

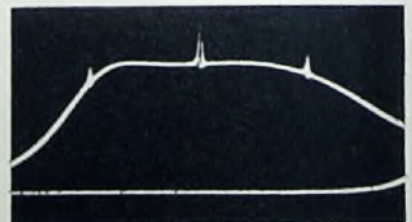


Abb. 6. Oszillogramm der Durchlaßkurve des Eingangsbandfilters. Der scheinbar flachere Abfall der Kurve auf der rechten Seite ist durch einen leichten Brumm der Anordnung bei der Aufnahme verursacht. Unter Berücksichtigung der hochgezogenen Null-Linie am rechten Bildrand fällt die Durchlaßkurve des Filters auf der rechten Seite der Kurve genau entsprechend der linken Seite ab.

Dieses Verfahren gestattet mit Hilfe der gewählten Testpunkte, die beim UKW-Teil im betriebsmäßigen Zustand herrschenden Verhältnisse anzuzeigen. Dabei sind keinerlei Anschlüsse oder Eingriffe nötig, die die Anzeige verstimmen könnten oder sich sonst irgendwie ungünstig auswirken.

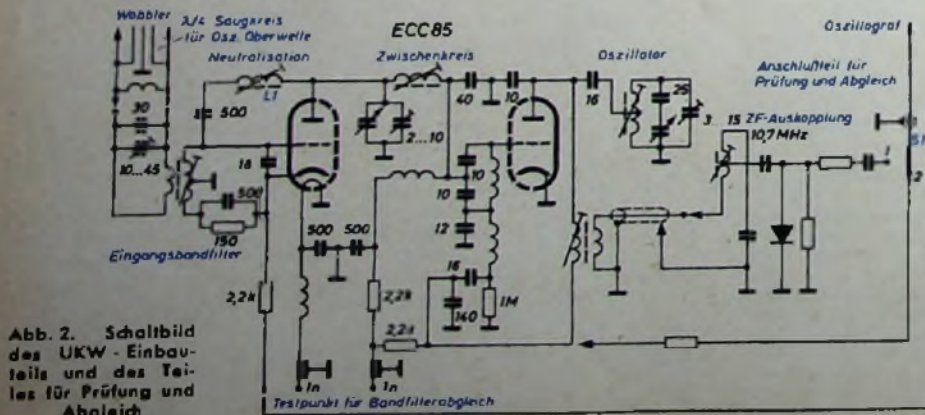


Abb. 2. Schaltbild des UKW-Einbauteils und des Teiles für Prüfung und Abgleich

Wechselsprechanlage mit Transistorverstärker

Eine einfache und wirtschaftliche Wechselsprechanlage läßt sich mit Hilfe eines Transistorverstärkers bauen. Leichte Bedienung, sofortige Bereitschaft und geringer Verschleiß sind die Vorzüge der hier beschriebenen Anlage, die als Chefanlage oder Rufanlage in Krankenhäusern, Bankbetrieben, Industrieanlagen usw. geeignet ist. Die Arbeitsweise

verbraucht von etwa 0,6 W und kann über Gleichrichter aus dem Netz oder aus einem 6-V-Akku betrieben werden. Die Ausgangsleistung von 0,5 W reicht für Zimmerlautstärke aus. Die Anlage läßt sich beliebig erweitern.

Das Schaltbild des Verstärkers ist in Abb. 2 dargestellt. Er ist mit vier Transistoren

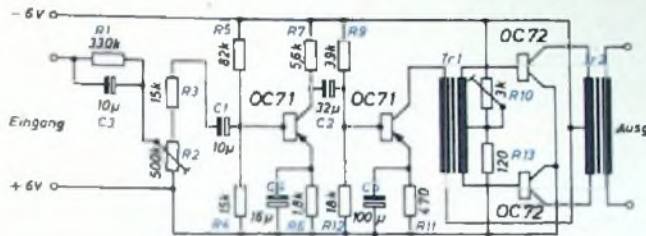


Abb. 2. Schaltung des Transistorverstärkers

geht aus Abb. 1 (in der nur ein Zweig gezeichnet ist) hervor.

Soll eine Verbindung von der Zentrale zur Nebenstelle 1 hergestellt werden, so muß man die auf dem Tastenstreifen dieser Nebenstelle zugeordnete Taste T_1 drücken. Dann sind über die Ruhekontakte $Rel\ 1_{II}$ und $Rel\ 1_{III}$ das Mikrofon der Zentrale an den Eingang des Verstärkers und der Lautsprecher der Nebenstelle an den Ausgang des Verstärkers geschaltet; der Teilnehmer kann angesprochen werden. Er meldet sich durch Drücken der Ruftaste, woraufhin $Rel\ 2$ anzieht, sich über Kontakt $Rel\ 2_I$ und eine als Löschaste dienende Taste mit Ruhekontakt selbst hält, über $Rel\ 2_{II}$ eine Meldelampe in der Zentrale aufleuchten läßt und über $Rel\ 2_{III}$ positive Spannung an die Leitung zu $Rel\ 1$ legt. $Rel\ 1$ zieht an, wenn man in der Zentrale die Abfrage-taste betätigt, und schaltet damit das Mikrofon der Nebenstelle auf den Eingang des Verstärkers, den Lautsprecher der Zentrale auf den Ausgang; nun kann der Teilnehmer

(2×OC 71, 2×OC 72) bestückt. Die benötigte Eingangsspannung von 300 mV liefert ein dynamisches Mikrofon. Der Ausgangstransformator ist auf der Sekundärseite für 5... Ohm bemessen. Zur Festlegung des richtigen Arbeitspunktes ist der Regelwiderstand $R\ 10$ so einzustellen, daß ein Strom von 1,5 mA fließt. Das Potentiometer $R\ 2$ ist ein Lautstärkeregl. Bei einer Speltespannung von 6 V hat der Verstärker einen Stromverbrauch von 30 mA.

Parallelschaltung von Rundfunkgeräten

„Muß das vorhandene Rundfunkgerät bei der Anschaffung eines neuen, modernen Empfängers stillgelegt werden, oder kann man es auch weiter mit Erfolg einsetzen?“ Diese Frage stellte unser Leser J. Wilden und gab uns auch gleich eine Antwort mit. Der bloße Einsatz des alten Gerätes als Zweitgerät in einem abgesetzten Zimmer (Küche, Kinderzimmer o. dgl.) genügt ihm nicht. Die Parallelschaltung von zwei Empfängern bietet aber eine ganze Reihe von Möglichkeiten, die nach seiner Meinung vielleicht sogar den Wunsch zur Anschaffung eines neuen (zweiten) Empfängers fördern dürfte. Wenn die Lautsprecher der beiden Geräte über die Zweitlautsprecher-Anschlüsse mit Hilfe einer einfachen zweiadrigen Leitung verbunden werden, braucht nur jeweils ein Gerät eingeschaltet zu sein; der Lautsprecher des zweiten (stromlosen) Empfängers dient dann als Zweitlautsprecher des ersten Gerätes. Vorteil: Auch mit dem unmodernem, alten Empfänger kann man so z. B. das UKW-Programm des modernen Gerätes übernehmen, beliebig aber durch Abschalten der Verbindungsleitung und Einschalten des alten Empfängers wieder auf ein eigenes MW-Programm übergehen. (Für einen gleichzeitigen Betrieb beider Empfänger, „um ein bestimmtes Programm zu verfolgen und dabei noch den Einsatz eines anderen Senders durchhören zu können“, dürften wohl aber nur z. B. die Freunde einer lebendigen Sportreportage Geschmack aufbringen, die gleichzeitig vom anderen Sender her die wichtige Bekanntgabe der Lottozahlen o. ä. erwarten.)

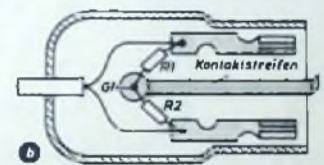
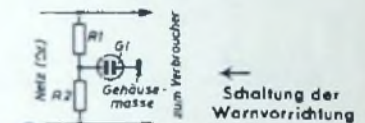
Bei Allstromgeräten ist, worauf vom Leser verwiesen wird, ein Übertrager in die Lautsprecherverbindungsleitung zu schalten. Der Aufbau des Übertragers ist nicht kritisch; es genügen bei einer Impedanz von 5 Ohm je 100 Windungen auf einem M 55 Kern Auf gute Isolation zwischen den Windungen ist zu achten, da dort die volle Netzspannung auftreten kann. Wenn der Übertrager mehrere

Abgriffe aufweist, läßt sich durch Umschalten auch die Lautstärke des „Zweitempfängers“ ändern oder der Lautstärkeverlust in langen Leitungen ausgleichen. Diese einfache, sicher schon von manchem erprobte Anordnung klappt natürlich nur, wenn die Lautsprecheranschlüsse beider Empfänger Impedanzmäßig etwa übereinstimmen; evtl. muß bei Geräten mit hochohmigem Ausgang auf den Schwingspulenanschluß umgeklemt werden.

Dürfen wir für den eifrigeren Bestler noch eine Erweiterung hinzufügen? Der nächste Schritt wäre eine Besprechungs- oder Abhöranlage. Der Lautsprecher des nicht eingeschalteten Empfängers läßt sich nämlich meistens auch als Mikrofon benutzen. Die Verbindungsleitung kommt dann einfach in die TA-Buchsen des anderen Gerätes.

Warnvorrichtung bei Körperschluß

H. Marsiske kam schon mit manchem Hinweis. Auch seinen heutigen Vorschlag möchten wir deshalb mitteilen; er gibt vielleicht manchem Vorsichtigen eine Anregung. Die vorgeschlagene Warnvorrichtung ist dort angebracht, wo keine Schutzkontakt-Steckdose vorhanden ist; sie zeigt durch Aufleuchten einer Glühlampe an, wenn das Gehäuse eines elektrischen Gerätes (beispielsweise einer Lampe) infolge eines Isolationsfehlers unter Spannung steht. Die Skizze a zeigt die Schaltung. Zwischen beide stromführende Lei-



Gerätestecker mit eingebauter Warnanordnung; der äußere Ring der Glühlampenfassung ist mit der Kontaktstreifen verbunden an dem zweiten Pol der Fassung sind $R\ 1$ und $R\ 2$ angeschlossen

ter werden zwei Widerstände $R\ 1$ und $R\ 2$ (etwa 1 MOhm, 1/10 W) gelegt. Von ihrem Verbindungspunkt führt eine kleine Glühlampe $G\ 1$ über eine dünne zusätzliche Leitung oder einen Kontaktstreifen zur Gehäusemasse des elektrischen Gerätes. Wenn ein beliebiger Pol der Netzzuleitung Schluß mit dem Gehäuse bekommt, leuchtet als Warnzeichen die Glühlampe auf. Skizze b ist die schematische Darstellung eines entsprechend vorbereiteten Gerätesteckers. Die Warnvorrichtung kann auch in einer Wandsteckdose oder an anderer Stelle untergebracht werden, erfordert dann aber stets eine besondere Leitung von der Glühlampenfassung zum Gehäuse.

Glühlampenblitz

V. Menzlewski schreibt uns: „Mit dem in der FUNK-TECHNIK Bd. 9 (1955) Nr. 21, S. 626 beschriebenen Glühlampenblitz habe ich gute Erfolge erreicht, nur habe ich, um den Klingeltrafo und damit auch Platz zu sparen, folgendes geändert: Die Spannung für das Relais wurde über eine getrennte Wicklung ebenfalls dem Autotrafo entnommen. Ein Relaiskontakt diente ferner dazu, den Gleichrichter wegen der Überspannung beim Blitzen von der Trafowicklung zu trennen. Bei einem Lade-C von 500 µF klappte das stets tadellos.“

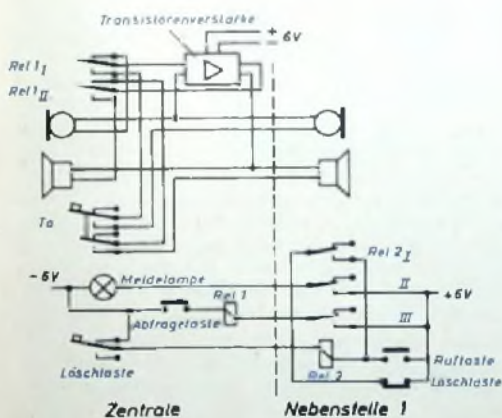


Abb. 1. Schema der Gesamtanlage

sprechen. Der Ruhezustand wird wiederhergestellt, wenn man in der Zentrale die Löschaste drückt; dann fallen alle Relais ab, und die Taste T_1 rastet aus.

Will ein Teilnehmer von einer Nebenstelle aus die Zentrale rufen, so muß er die Ruftaste drücken. Dann zieht $Rel\ 2$ an, und in der Zentrale leuchtet die Meldelampe auf. Nach Betätigen der zu der betreffenden Nebenstelle gehörenden Taste T_1 ist die Zentrale sprechbereit. Der weitere Wechselsprechverkehr kann sich dann, wie oben beschrieben, abwickeln.

Die gesamte Anlage besteht aus einer Zentrale mit 14 Teilnehmern, hat einen Strom-

Regelungs- und Steuerungstechnik

Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 7, S. 200

Der PID-Regler

Der PID-Regler kann durch die Kombination der bisher erwähnten Rückführungen verwirklicht werden (Abb. 41). Schaltung und Übergangsfunktion der Rückführung sind in Abb. 42a und 42b dargestellt. Wie die einzelnen Spannungen im Regler bei einem rechteckigen Eingangssignal aussehen, zeigen die Abb. 43a und b. Rein überlegungs-mäßig stellt sich der Vorgang wie folgt dar: Eine schlagartig auf den Eingang gegebene Spannung erzeugt im ersten Moment eine entsprechend anspringende Spannung am Außenwiderstand R_1 in der Katodenleitung. Diese Spannung gelangt über C_1 auf R_3 . Der sofort einsetzende Ladestrom von C_1 läßt auch an R_3 sofort eine Spannung abfallen, die weiter über R_2 nach C_2 gelangt. An C_2 kann sich eine Spannung nur mit einer gewissen Zeitkonstante aufbauen, da C_2 nur langsam über R_2 aufgeladen wird. Mit an C_2 steigender Spannung wird die wirksame Steuerspannung U_{st} zwischen Gitter und Katode verkleinert (die Polaritäten sind in Abb. 41 eingezeichnet).

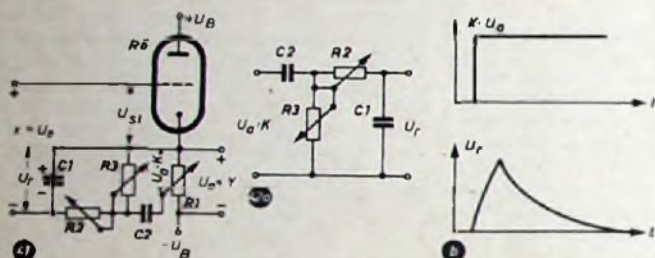


Abb. 41. PID-Regler mit Rückführung. Abb. 42. Schaltbild und Übergangsfunktion einer nachgebend-verzögert wirkenden Rückführung

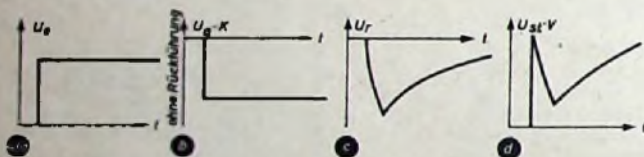


Abb. 43. Grafische Differenzbildung ($U_a - U_r$) beim PID-Regler

solche Schaltung läßt sich deshalb nicht ausführen. Die Schirmgitterspannung wird durch den Spannungsteiler R_4 und R_5 eingestellt, was bewirkt, daß sie von der Aussteuerung der Röhre unabhängig ist. Dadurch steigt die Gleichspannungsverstärkung wesentlich an. Bei geeigneter Röhrenausswahl (Breitbandpentoden) lassen sich Gleichspannungsverstärkungen von 300 bis 400 erreichen. Im übrigen verhält sich die Schaltung wie die nach Abb. 38.

Ähnlich kann ein PID-Regler mit Pentode gebaut werden (Abb. 45). Die Rückführung ist die gleiche wie in Abb. 42. Das Verhalten des Reglers gleicht damit dem schon beschriebenen PID-Regler, nur daß sich bei dieser Schaltung höhere Verstärkungsfaktoren erreichen lassen. Es sei noch darauf hingewiesen, daß, um die einzelnen Anteile unabhängig voneinander einstellen zu können, R_1 klein gegen R_2 und R_3 klein gegen R_4 sein muß.

Eine andere Reglerschaltung, die sich mehr an die gebräuchlichen Gegenkopplungsschaltungen der Verstärkertechnik anlehnt, zeigt Abb. 46. Mit dieser Anordnung läßt sich wahlweise ein PI- oder PID-Regler aufbauen. Die Wirkungsweise ist folgende: U_e soll wieder nach einer Sprungfunktion geändert werden, d. h., die Eingangsspannung wird schlagartig um einen gewissen Wert variiert. Um den gleichen Betrag springt im ersten Moment auch die Steuerspannung, die ihrerseits eine sofortige Änderung des Anodenstromes und somit der Anodenspannung nach sich zieht. Die Anodenspannungsänderung ist gegenüber der Gitterspannungsänderung um 180° phasenverschoben, d. h., positivere Gitterspannung bewirkt eine negativere Anodenspannung und umgekehrt. Der Kondensator C_2 war auf eine feste Spannung aufgeladen, durch die nun geänderte Anodenspannung muß er sich auf den neuen Spannungswert umladen und erzeugt wegen des Ladestromes Spannungsabfälle über R_3 , R_1 und R_2 ; über R_2 kann noch keine Spannung entstehen, da erst der Kondensator C_1 aufgeladen werden muß. Die Spannungsabfälle über R_1 und R_2 sind gegen die Eingangsspannung gerichtet, sie vermindern also die Steuerspannung und damit die Ausgangsspannung U_a . Die Kapazität des Kondensators C_1 möge klein sein, so daß seine Aufladung schneller beendet ist als die von C_2 . Mit zunehmender Aufladung von C_1 steigt auch die Spannung an R_2 ; U_{st} und dadurch U_a werden noch kleiner. Ist C_1 fast aufgeladen, so erreicht U_a ein Minimum. Da die Ladung von C_2 aber noch weiter fortschreitet, wird der Ladestrom, der die Spannungsabfälle über R_1 , R_2 und R_3 erzeugt, kleiner. U_{st} und U_a werden nun in dem Maße größer, wie die Ladung von C_2 zunimmt. Der ganze Verlauf der Ausgangsspannung zeigt also typisches PID-Verhalten. Wo können nun die einzelnen Anteile eingestellt werden? Der D-Anteil, also T_V , ist mit R_2 einstellbar, der P-Anteil mit R_3 (denn ist R_3 gleich Null, so wird die gesamte Anodenspannungsänderung in den Gitterkreis übertragen, ist dagegen R_3 Unendlich, so gelangt überhaupt keine Spannung zurück; R_1 dient dazu, die Ladezeit von C_2 , also T_n [I-Anteil], einzustellen. Ist R_1 groß, so dauert die Umladung von C_2 lange, ist R_1 klein, so läuft sie schneller ab. Leider haben auf diesen Vorgang auch die Widerstände R_3 , R_2 und R_4 einen Einfluß. Ebenso verursacht eine Verstellung von R_1 auch eine Änderung des P-Anteiles. Da die gesamte rückgeführte Spannung über die Eingangsklemmen laufen muß, spielt auch der Widerstand des Eingangskreises eine nicht unbedeutende Rolle für das Zeitverhalten. Wie man sieht, lassen sich bei dieser Schaltung die einzelnen Anteile nicht so sauber einstellen, wie es bei den anderen Schaltungen der Fall ist.

Ein Nachteil, den alle diese Schaltungen gemeinsam haben, sei hier noch erwähnt. Jede Änderung der Batteriespannung U_B bewirkt, daß sich die Kondensatoren in den Rückführkreisen umladen müssen, ohne

Im ersten Moment erscheint also die Eingangsspannung voll verstärkt am Ausgang, da die Spannung an C_1 noch Null ist. Wenn die Zeitkonstante $T_V = R_2 \cdot C_1$ kleiner als $T_n = R_3 \cdot C_2$ ist, dann ist der Kondensator C_1 voll, bevor die Aufladung von C_2 beendet ist. Zu diesem Zeitpunkt erreicht die Spannung an C_1 ein Maximum, die Ausgangsspannung also ein Minimum. Die Spannung an C_1 folgt von nun an der Spannung an R_2 . Dieser Wert wird mit zunehmender Spannung an C_2 kleiner. Somit wird auch U_r kleiner und U_a größer. Bei dieser Schaltung sind alle Anteile einstellbar. T_n kann mit R_3 , T_V mit R_2 und der P-Anteil mit R_1 geändert werden.

Im Frequenzgang ist bei einer bestimmten einstellbaren Frequenz ein Verstärkungsminimum feststellbar. Dies ist aus der Art der Rückführung (Gegenkopplung) erklärlich. Die Rückführschaltung ist die Kombination eines Hoch- und eines Tiefpasses. Diese Kombination zeigt bei einer bestimmten Frequenz ein Übertragungsmaximum, die Ausgangsspannung U_a muß bei dieser Frequenz also ein Minimum werden. Wie bereits erwähnt (FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 4, S. 105—107) wird dieses Minimum für die Frequenz eingestellt, bei der der resultierende Frequenzgang $(-F_R) \cdot F_S$ am positivsten ist.

Mit den bisher angegebenen Schaltungen können die gebräuchlichen Regler verwirklicht werden. Bezüglich der Einstellbarkeit der verschiedenen Anteile sind die Schaltungen sehr brauchbar. Außerdem hat die Eingangsschaltung (Soll-Ist-Wert-Kreis) keinen Einfluß auf das Zeitverhalten des Reglers, da die rückgeführte Spannung nicht über die Eingangsklemmen geführt ist. Für höchste Ansprüche genügt jedoch die Verstärkung nicht. Abhilfe kann geschaffen werden, wenn von der bisher angewandten Anodenbasischaltung abgegangen und Pentoden in Katodenbasischaltung verwendet werden. Leider läßt sich dann ein P- bzw. PD-Regler nicht mehr so einfach bauen. Die Schaltung eines PI-Reglers mit Pentode zeigt Abb. 44. Die Schaltung der Rückführung ist die gleiche geblieben. Nur liegt diesmal der Außenwiderstand in der Anodenleitung, und der Kondensator C_2 muß somit auch noch die Anodenspannung vom Gitterkreis fernhalten. Beim PD-Regler läge in der Rückführung an Stelle des Kondensators der Widerstand, so daß die Anodenspannung in den Gitterkreis gelangte; eine

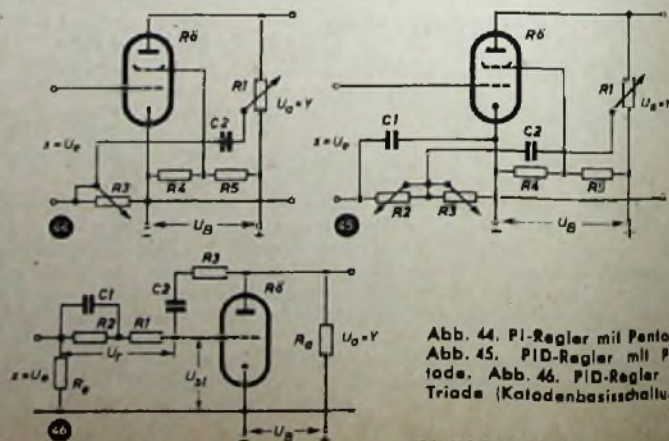


Abb. 44. PI-Regler mit Pentode. Abb. 45. PID-Regler mit Pentode. Abb. 46. PID-Regler mit Triode (Katodenbasischaltung)

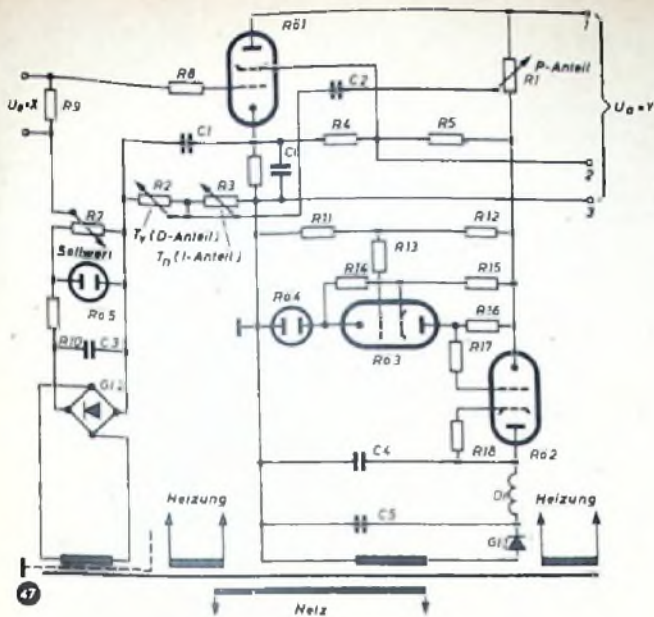


Abb. 47. PID-Regler mit Pentode und stabilisierter Speisespannung

daß die Eingangsspannung U_e sich geändert hat. Diese Umladung erzeugt an den Widerständen der Rückführung Spannungsabfälle, die auf das Gitter der Röhre wirken und somit Änderungen der Ausgangsspannung U_a hervorrufen. Diese Änderungen, die ja Verschiebungen der Stellgröße Y sind, werfen den ganzen Regelkreis aus seinem Gleichgewichtszustand. Es entsteht eine Abweichung der Regelgröße vom Sollwert, die nun erst wieder über den Regler ausgeregelt werden muß. Um diesen Einflüssen aus dem Wege zu gehen, ist es erforderlich, die Batteriespannung U_B mit einem Spannungsconstanter nach Abb. 13 zu stabilisieren. Eine zweite stabilisierte Spannungsquelle erzeugt den Sollwert. Abb. 47 zeigt einen PID-Regler mit Pentode, stabilisierter Batteriespannung und stabilisiertem Soll-

wert. Selbstverständlich kann, wenn die Stabilisierung des Sollwertes noch höher getrieben werden soll, eine Kaskadenanordnung von Stabilisatoren oder eine Schaltung ähnlich der zur Konstanzhaltung der Batteriespannung benutzten eingesetzt werden (diese Möglichkeit ist jedoch fast nie in Gebrauch, da die Leistungsentnahme aus dem Sollwertkreis sehr klein ist).

Die vom Regler abgegebene Leistung ist in den meisten Fällen zu gering, um sie direkt auf das Stellglied geben zu können. Eine Leistungsverstärkung ist mit einem nachgeschalteten Thyatronsetz durchzuführen. Die Ausgangsspannung des Reglers wird an den Klemmen 1—2 oder 1—3 abgenommen. Der bisher nicht erwähnte Anschluß 2 wird zur Steuerung der nachgeschalteten Starkstromthyatrons benutzt. Wie die Schaltung dieser Baueinheit aufgebaut ist, wird in der nächsten Fortsetzung erläutert. Außerdem werden dort noch Zusatzschaltungen angegeben, mit denen es möglich ist, auch andere zusätzliche Regelgrößen auf den Regler wirken zu lassen, um z. B. die Regelstrecke bei hohen Störgrößen oder großen Abweichungen der Hauptregelgröße vor Überlastung zu schützen. (Wird fortgesetzt)

Tonabnehmer mit Bariumtitanat-Element

Bei Verwendung von Seignettesalz-Elementen in für den Export in tropische und subtropische Gebiete bestimmten Tonabnehmern ergeben sich oft Schwierigkeiten, weil Seignettesalz sich bei einer Temperatur von 52°C zersetzt und außerdem gegen Feuchtigkeit empfindlich ist. Die Erfahrung hat gezeigt, daß auch die übliche Einbettung des Kristall-Elementes in Fett auf die Dauer auch nicht immer die notwendige Sicherheit in tropischen Gegenden bietet. Die keramische Kapsel „2 TS“ von Teletunken verwendet deshalb als Wandler ein Bariumtitanat-Element, das auch bei Temperaturen von 100°C und einer relativen Feuchtigkeit bis zu 95% unbedingt betriebsicher ist, da es völlig korrosionsunempfindlich ist. Die Ausgangsspannung liegt in derselben Größenordnung wie die handelsüblicher Kristallsysteme, so daß eine zusätzliche Verstärkerstufe nicht notwendig ist. Ein mit diesem System ausgestatteter Tonabnehmer läßt sich deshalb ohne weiteres an den hochohmigen TA-Eingang (rd. 1 M Ω) anschließen. Das mit einem Saphir ausgestattete Duplossystem ist für Normal- und Mikrorillen umschaltbar. Die Ausgangsspannung für 10 cm/s Schnelle ist bei 1 kHz rd. 1 V an 500 k Ω , die Impedanz etwa $4 \cdot 10^6$ Ohm kapazitiv bei 1 kHz; Frequenzbereich 30 bis 14 000 Hz. Die Auslenkkraft ist mit 5 g/60 μ sehr niedrig. Für den M-Saphir ergeben Messungen bei 12 cm/s Schnelle einen Intermodulationsfaktor von etwa 4%, für den N-Saphir bei 16 cm/s Schnelle von etwa 3%.

Ein Blickfang in Ihrem Schaufenster

lockt Leute und weckt Wünsche.
Wie Sie, haben auch viele Autofahrer,
und die es einmal werden möchten,
die Anzeigen in den großen Illustrierten gesehen,
die für Becker-Autoradios werben.

Darin steht jedesmal auch der Hinweis auf die fachkundige Beratung im Fachgeschäft. Schließen Sie den Kreis der Werbung in Ihrem Schaufenster. Hängen auch Sie das Becker-Europa-Plakat auf, und fordern Sie die ausführlichen Prospekte über Becker-Europa und Becker-Mexico an. Je mehr Sie sich die Vorzüge und Verkaufsargumente dieser Geräte zu eigen machen, desto eher überzeugen Sie im Verkaufsgespräch.

Der Becker-Europa

- ▶ ist ein Spitzengerät seiner Preisklasse mit 5 Drucktasten und 3 Wellenbereichen, selbstverständlich mit UKW, dem beliebten Wellenbereich;
- ▶ ist technisch und konstruktiv ausgereift;
- ▶ ist so einfach durch Tastendruck zu bedienen, daß die Aufmerksamkeit nicht einen Augenblick abgelenkt wird. So unterhält und informiert der Becker-Europa nicht nur, sondern dient dabei auch der Fahrsicherheit;
- ▶ ist in seinen Abmessungen so gehalten, daß er mühelos in fast jeden in- und ausländischen Wagen eingebaut werden kann und sich mit seinen Anpassungsteilen in jeden Wagen harmonisch einfügt.

Fahre gut - und höre Becker

becker
autoradio

Das Spezialwerk, das nur Autoradios baut
Max Egon Becker - Autoradiowerk - Karlsruhe

Becker-Autoradio-Werkvertretungen: BERLIN: Paddig-Autoradio, Charlottenburg 9, Rognitzstr. 14-18, Tel. 92647/92776 - DOSSELDORF 10: Karl Etschenberg K. G., Gruner Str. 46, am Eisstadion, Tel. 682241/42 und 67034 - FRANKFURT/MAIN: Walter Fricke, Mainzer Landstr. 175, Tel. 33797 - HAMBURG 1: Fritz Gabsteiger, Schmillenskystr. 22, Tel. 243449 - HANNOVER-S.: Willy Lange, Sailerstr. 10, Tel. 81932 - KASSEL: Hans Kormann, Niedervellmar, Triftstr. 44, Tel. Kassel 8615 - KÖLN: Stahl & Co., K.G., Ehrenfeld, Geißelstr. 74, Tel. 53888 - MANNHEIM: Karl König, L'12, 3-4, Tel. 52751 - MÜNCHEN: Willi Groh, G.m.b.H., Schwanthaler Str. 73, Tel. 53525 - MONSTER/WESTP.: Dr. Ferdinand Greve, Eugen-Müller-Str. 25, Tel. 36874 - NÜRNBERG: Werner Weidner, Heideloffstr. 23-25, Tel. 45651/52 - STUTTGART-W.: Curt Armlader, Lerchenstr. 10, Tel. 96080

Hochwertiger Transistorverstärker für Tonfrequenzen

Der Transistor ist verhältnismäßig stark temperaturempfindlich, d. h., seine Daten ändern sich erheblich mit der Temperatur. Da es auch sonst ziemlich große Schwankungen seiner Kennwerte zeigt, ist es einigermaßen schwierig, mit Transistoren einen Tonfrequenzverstärker aufzubauen, der hinsichtlich des Frequenzganges, des Klirrfaktors und der Konstanz hohen Ansprüchen genügt und außerdem eine Ausgangsleistung abgibt, die etwa zum Betrieb eines kleinen Lautsprechers oder zur Speisung längerer Kabel ausreicht. Daß die Lösung dieser Aufgabe dennoch grundsätzlich möglich ist, und noch dazu mit relativ einfachen Mitteln, beweisen Ergebnisse von Versuchen und Messungen.

Die Schaltung dieses Verstärkers ist mit ihren wichtigsten Schaltdaten im Abb. 1 dargestellt. Der Verstärker ist zweistufig und besteht aus einer Treiberstufe und aus einer Endstufe. Die Endstufe ist als Gegentakt-A-Verstärker ausgeführt und kann auf diese Weise die beachtliche Leistung von 50 mW als Sprechleistung am Ausgang abgeben. Das wichtigste Problem bei diesem Verstärker war, die Temperaturabhängigkeit der Transistoreigenschaften und die sonstigen, durch innere oder äußere Einflüsse bedingten Schwankungen der Kennwerte der Transistoren möglichst weitgehend auszuschließen. Dies ist bei der Schaltung nach Abb. 1 recht gut gelungen, denn der Verstärker hat innerhalb eines Temperaturbereiches von -20°C bis $+50^{\circ}\text{C}$ einen Klirrfaktor von weniger als 1% und eine Frequenzkurve, die zwischen 30 Hz und 20 kHz mit maximalen Abweichungen von ± 1 dB geradlinig und waagrecht verläuft.

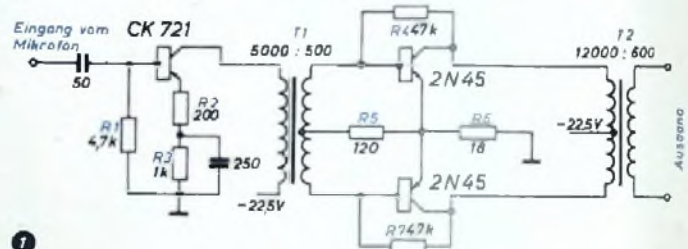


Abb. 1. Grundschaltung eines hochwertigen Tonfrequenzverstärkers mit Transistoren, wie er als Mikrofonverstärker in Studios verwendet werden kann.

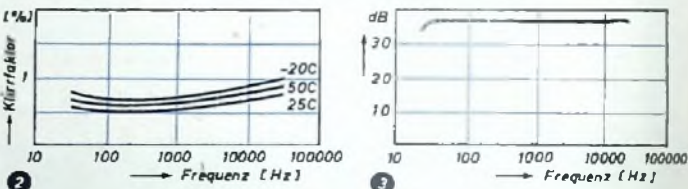


Abb. 2. Der Klirrfaktor des Verstärkers bleibt innerhalb eines Temperaturbereiches von -20°C bis $+50^{\circ}\text{C}$ unterhalb von einem Prozent. Abb. 3. Der Frequenzgang des Verstärkers ist von 30 Hz bis 20 kHz mit ± 1 dB konstant.

Das interessante und wesentliche Merkmal dieses Tonfrequenzverstärkers ist die Art und Weise, mit der die Temperaturstabilisierung der Transistoren erreicht werden konnte. Die in ihren Ergebnissen beachtliche Temperaturstabilisierung gelang durch eine geschickte Anwendung von Gegenkopplungen. Besonders wichtig ist die Stabilisierung der Treiberstufe, weil ihre Schwankungen in der Endstufe noch verstärkt werden. Der Treiber ist ein als A-Verstärker arbeitender Flächentransistor in Emitterschaltung. Sein Arbeitspunkt und seine Gleichstromkennwerte werden durch ein Gegenkopplungsnetzwerk mit den Widerständen R_1 , R_2 und R_3 von Temperatureinflüssen unabhängig gemacht und konstant gehalten. Der Widerstand R_2 ist nicht durch einen Kondensator überbrückt und hält den Emittorgleichstrom bzw. die Emittorvorspannung durch die von ihm bewirkte Gegenkopplung konstant und gleicht etwaige Schwankungen der Transistorkennwerte weitgehend aus. Die Gegentaktendstufe enthält zwei ebenfalls in Emitterschaltung arbeitende Transistoren. Hier werden die Temperaturstabilisierung und die Konstanz der Symmetrie durch eine zweifache Gegenkopplung herbeigeführt. Die zwischen Kollektor und Basis liegenden Widerstände R_4 bzw. R_7 verursachen eine Spannungsgegenkopplung, die gleichstrommäßig eine Stabilisierung und wechselstrommäßig eine Herabsetzung der Eingangsimpedanz der Transistoren zur Folge hat. Der gemeinsame Emittorwiderstand R_6 bewirkt dagegen neben der Stabilisierung eine Vergrößerung der Eingangsimpedanz. Durch diese gegeneinanderarbeitenden Beeinflussungen durch R_4 bzw. R_7 einerseits und R_6 andererseits wird die Eingangsimpedanz der Gegentakttransistoren in hohem Maße konstant gehalten. Die zweifache Gegenkopplung verursacht daneben naturgemäß auch eine starke Herabsetzung des Klirrfaktors.

Die Entwicklungsimpedanzen der Ein- und Ausgangstransformatoren T_1 und T_2 sind in Abb. 1 angegeben. Beide Transformatoren müssen selbstverständlich so beschaffen sein, daß ihre Frequenzkurven und Klirrfaktoren innerhalb der eingangs erwähnten Grenzen für den Gesamtverstärker bleiben. In Abb. 1 ist der Verlauf des Klirrfaktors des Verstärkers für verschiedene Temperaturen dargestellt. Die hervorragende Temperaturkonstanz innerhalb eines Bereiches von 75°C geht aus dieser Darstellung anschaulich hervor. Abb. 3 schließlich zeigt den Frequenzgang des neuartigen Verstärkers.

Der gesamte Verstärker belastet die 22,5-V-Batterie mit einer Stromentnahme von 10 mA, was einer Leistungsentnahme von 225 mW entspricht. Der Wirkungsgrad des Verstärkers ist also bei einer Sprechleistung von 50 mW besser als 20% und liegt damit recht hoch.

(R i d d e, R. L.: High Fidelity Transistor Power Amplifier. Electronics Bd. 28 (1955) Nr. 9, S. 174)

Stiefkind der Bauplanung?

Eine gute Empfangsantenne ist so wenig Luxus wie ein Radio selbst. Sie darf nicht Stiefkind sein. Einwandfreie Antennenanlagen werden immer unentbehrlicher... UKW-Empfang... Fernsehen... Antennen und Zuleitung gehören zum Neubau wie Wasser, Licht, Gas und Heizung.

Unsere Gemeinschaftsantennen mit UKW sind ausbaufähig für Fernsehempfang, versorgen ganze Hausgemeinschaften mit guter Empfangsenergie und bewahren Ihren Neubau vor den verunzierenden Formen eines wilden Antennenwaldes.

- Welche Antennenanlage ist die richtige?**
- Wieviele Teilnehmer kann sie versorgen?**
- Was kostet die Anlage - je Teilnehmer?**
- Welche Vorbereitungen sind zu treffen?**

All diese Fragen beantworten unsere „Antennen-Mitteilungen“, die wir auf Wunsch kostenlos versenden.

Unser Kundendienst:
 Sie geben die Bauzeichnungen oder eine Skizze mit Rundfunkanschlüssen und Stockwerkhöhen, wir machen Ihnen persönlich oder schriftlich Kostenvoranschläge. Die Ingenieure unserer technischen Büros kommen gerne zu Ihnen.
 Wir beraten Sie kostenlos und geben Funktionsgarantie.

**Elektronische
 Spitzenerzeugnisse**



DEUTSCHE ELEKTRONIK GMBH
 (bisheriger Name: Blaupunkt Elektronik GmbH)
 Berlin-Wilmersdorf und Darmstadt

Radlboje zur Markierung erlegter Wale

Um Walverarbeitungschiffen das Auffinden von Walen zu erleichtern, die von einem Harpunierschiff erlegt wurden, werden die Wale mit einer Boje verbunden, die einen kleinen Sender enthält. Dieser gibt auf einer zwischen 1,7 und 2,1 MHz liegenden Frequenz alle 8 min ein 2 min dauerndes individuelles Rufzeichen und ein langdauerndes Peilsignal. Die Signale können dank der eingebauten Akkumulatoren-Batterie 22 Stunden lang ausgesandt werden. Sie werden durch Schaltmagneten von einem mechanischen Federwerk gehalten, das vor dem Zu-Wasser-Lassen der Boje aufgezogen wird und mit einmaligem Aufziehen 7 bis 10 Tage laufen kann. Der Sender enthält zwei Röhren und ist quergesteuert. Die Batterie liegt im Fuß der Boje und dient gleichzeitig zur Aufrechterhaltung ihrer lotrechten Lage. Die Boje wird mit einer 40 m langen Nylonleine an den Barten des Wals befestigt, so daß ein späteres Umdrehen des Kadavers ohne Einfluß auf die Ortungsmöglichkeit bleibt. Dies war bei den früher verwandten in den Tierleib eingetriebenen Markierungsstäben (z. T. auch schon mit eingebautem Sender) nicht der Fall. Die Reichweite des Markierungssenders ist in der auf dem 2-MHz-Wellenband sehr störarmen Antarktis 240 km. W. (Electron Engng Bd. 28 (1956) Nr. 3, S. 114)

Empfangstechnik frequenzmodulierter Sendungen. Von A. Nowak und F. Schilling. Hannover 1955, Fachbuchverlag S. Schöitz, 290 S., m. zahlreichen Abb. Preis (in Halb.) geb. 16,50 DM.

Die erste Auflage dieses Buches erschien unter dem Titel „Vom Dipol zum Lautsprecher“. Die jetzt vorliegende zweite Auflage ist in ihrem Inhalt wesentlich technischer geworden, und der dadurch frei gewordene Raum wurde dazu benutzt, den Kreis der besprochenen Fragen weiter zu ziehen. Dabei ist die leichte Verständlichkeit erhalten geblieben, so daß jeder Funkamateurliebhaber und Techniker hier eine gelungene Darstellung aller Fragen findet, die für die UKW-FM-Technik von Bedeutung sind (z. B. Vor- und Nachentzerrung, UKW-Abstimmkreis, UKW-Mischstufen, ZF-Verstärker, Begrenzer, FM-Gleichrichter, Abgleich von FM-Empfängern). Das Buch stellt keine hohen Ansprüche an die mathematischen Kenntnisse des Lesers und ist deshalb allen denen zu empfehlen, die an den besonderen Problemen der UKW-FM-Empfangstechnik interessiert sind. —o—

Alle besprochenen Bücher können durch HELIOS Buchhandlung und Antiquariat GmbH, Berlin-Borsigwalde, bezogen werden.

Vom Mikrolon zum Ohr. Moderne Tonaufnahme- und Wiedergabetechnik. Von G. Slot. Eindhoven 1955, Philips Technische Bibliothek, Populäre Reihe 169 S., m. 118 Abb. Preis kart. 9,50 DM.

In den Nachkriegsjahren hat die Tontechnik einen Hochstand erreicht, den man noch vor etwa zehn Jahren für unmöglich gehalten hätte. Langspielplatten, hochwertige Tonabnehmer, Verstärker mit geringsten Verzerrungen, verbesserte Lautsprecher und Lautsprecherkombinationen haben gemeinsam

mit der UKW-FM-Technik dazu beigetragen, die hochwertige Wiedergabequalität weltweiten Kreisen als erstrebenswertes Ziel näherzubringen. Diese Entwicklung hat in der letzten Zeit auch in Deutschland zu einer starken Popularisierung des Begriffs high fidelity geführt. Der Verfasser dieses Buches hat es nun in leicht verständlicher Form verstanden, alle Fragen der modernen Tonaufnahme- und Wiedergabetechnik zu behandeln, so daß der Leser einen ausgezeichneten Überblick mit allen wichtigen technischen Informationen über die Vorgänge von der Schallaufnahme bis zur Wiedergabe erhält. Tonabnehmer, Plattenspieler und Plattenwechsler, Verstärker und Lautsprecher sind ebenso behandelt wie die besonderen akustischen Probleme bei der Wiedergabe und die Magnetbandgeräte. Zahlreiche Skizzen, Kurven und Fotos ergänzen den Inhalt und machen das Buch zu einer anregenden Lektüre für jeden Freund guter Wiedergabequalität. —th

Zuletzt notiert

Großfeuer im Bildröhrenwerk in Aachen

Am 26. März entstand aus unbekannter Ursache im Fernsehbildröhrenwerk der Valvo GmbH in Aachen ein Großfeuer. Mit einem Teil der Büro- und Lagerräume wurden etwa 40.000 fertige Bildröhren und Rohmaterialien vernichtet. Da die Fabrikationsräume unbeschädigt blieben, konnte die Produktion für die laufenden Lieferungen sofort wieder aufgenommen werden.

Neue Fernsehempfänger und Musiktuben

Powerphon hat mit der neuen Fernseh-Kombination „Victoria“ (43-cm-Fernsehempfänger von Loewe Opta; Rundfunkempfänger „Melodia“ von Graetz; Plattenwechsler „Dual 1003“), dem drehbaren Fernseh-Standgerät „Queen 43“ (ausgerüstet mit 43-cm-Fernsehempfänger von Loewe Opta) und der Fernsehtruhe „Finale S“ ihr Herstellungsprogramm vervollständigt.

Die Fernsehtruhe „Adria 56“ von Kuba enthält das Graetz-Rundfunk-Fernseh-Kombinationschassis „F 26 K“ mit 43-cm-Bildröhre oder auch „F 28 K“ mit 53-cm-Bildröhre. Die ebenfalls neue Musiktube „Milano 56“ von Kuba wird mit dem Rundfunkchassis „Fidello 56“ (Nordmende) oder „Concertino 56“ (Telefunken), ferner mit einer 6-Lautsprecher-Raumklangkombination und einem Plattenwechsler bestückt.

Neue UKW-Abstimmereinheit

Eine neue, von der Valvo GmbH entwickelte Abstimmereinheit „AP 2105“ ist mit der ECC 85 bestückt. Hohe Verstärkung (400fach), geringe Oszillatorabstrahlung (Grundwelle $\leq 80 \mu\text{V/m}$; Oberwelle $\leq 30 \mu\text{V/m}$) und eine einfache, stabile Kostruktion sind Merkmale dieses im Frequenzbereich 87 bis 100,5 MHz mit Permeabilitätsabstimmung arbeitenden Tuners.



Das VDW-Standardzeichen verbürgt Qualitätswahrheit



Leicht, stabil und sicher sind empfindliche Güter wie Weinflaschen in der Universal-Verpackung Wellpappe aufgehoben. Druck- und stoßsicher gelangen sie an ihr Ziel, denn Wellpappe bietet den besten und zugleich preisgünstigsten Transportschutz. Die lohn-, fracht- und raumsparenden Eigenschaften machen die Wellpappe zu einer Verpackung von größter Wirtschaftlichkeit, auf die alle rationell rechnenden Kaufleute schon seit langem nicht mehr verzichten wollen.

well-verpackt
leicht
stabil
sicher

schnell-verpackt

VERBAND DER WELLPAPPENINDUSTRIE

Neu!



UNIPERM

ELEKTR. KLEINSTMOTOR

6 u. 12 Volt - für alle Zwecke (Modellbau) mit Schalter für Links- und Rechtslauf DM **4,50**

Heute erschienen:

Dasselbe Modell in 19 bis 24 Volt, auch zum Preise von DM **4,50**

Händler erhalten Rabatt

UNIPERM

	Typ 240	120
Betriebsspannung Gleichstrom	3-12 V	1,5-6 V
Stromaufnahme leer	ca. 50 mA	100 mA
Drehzahl per Volt	ca. 1000 p.V.	1500 p.V.
Dauer-Belastbarkeit	ca. 300 mA	500 mA
Drehmoment (Spitze)	bis 40 cmgr	60 cmgr
Länge ohne Welle	36 mm	Welle 2 mm \varnothing
Breite	35 mm	10 mm lang
Höhe	24 mm	Gewicht 46 gr

ARLT-Radio-Katalog für Radio · Elektronik · Fernsehen
Deutschlands ausführlichster und bekanntester Katalog. Bei Vorkasse DM 1,25; bei Nachnahme DM 1,80. Institute, Behörden, Laboratorien, Industrien usw. erhalten bei Bestellung auf Original-Bestellschein 1 Exemplar kostenlos.

ARLT-RADIO ELEKTRONIK-WALTER ARLT

Berlin-Neukölln 1 (Westsektor) Karl-Marx-Straße 27, Telefon: 601104/05, Postcheck: Berlin-West 19737 - Berlin-Charlottenburg 1, Kaiser-Friedrich-Straße 18, Telefon: 34 66 04/05 Düsseldorf, Friedrichstr. 61, Tel.: 80001, Postcheck: Essen 37336

Elektroakustische Theateranlage

Im Stadttheater Münster erstellte die Deutsche Philips GmbH eine der modernsten und umfangreichsten elektroakustischen Theateranlagen. Sie besteht u. a. aus einer Regieanlage zur Unterstützung des Spielleiters bei den Proben (Kommandoanlage mit Sprechverbindung zum Inspektor und den am Spielablauf beteiligten Personen) sowie einer Bühnenbetriebsanlage zur Erzielung akustischer Effekte und zur musikalischen Untermalung des Spielgeschehens. Ferner können die Schauspieler in ihren Garderoben und zu spät kommende Besucher in den Wandelgängen die Vorgänge auf der Bühne über eine Mithöranlage verfolgen. Eine umfangreiche Akustikverbesserungsanlage schafft auf allen Plätzen eine gleich gute Verständlichkeit, und schwerhörige Besucher können mit ihren eigenen Schwerhörigergeräten über induktiv arbeitenden Schleifen die Darbietungen abbören.

Stufen- und Wellenschalter

J. Mayr, Uttenreuth, stellt u. a. zwei neue 12polige Stufen- und Wellenschalter her. „A 3“ ist die Typenbezeichnung der Keramikausführung und „HP 3“ die des entsprechenden Schalters mit Harz-papiererebenen. Das Foto zeigt die keramische Ausführung. In FUNK-TECHNIK Bd. 11 (1956) Nr. 3, S. 73 wurde der schon seit Jahren lieferbare Schalter „A 1“ (und nicht die Ausführung „A 3“) dargestellt.



Silizium-Gleichrichter

Die Firma *Industria*, Stuttgart-Degerloch, vertreibt u. a. auch die neuen Silizium-Leistungsgleichrichter der *Transliron Electronic Corp.*, Melrose, Massachusetts. Diese Miniatur-Typen 1 N 254, 1 N 255 und 1 N 256 haben Spitzenspannungssperreweite bis zu 600 V und sind bis zu 0,4 A bei Betriebstemperaturen zwischen -55 und 135°C belastbar. Bei der Konstruktion dieser Gleichrichter (JAN-Typen, aufgenommen in das MIL-E-18) wurden schwierige Umgebungseinflüsse einschließlich 500 g Stoß- und 5000 g Fliehkraft berücksichtigt.

Sturmwarnung durch automatische Funkwetterbojen

In einem amerikanischen staatlichen Forschungslabor ist eine Vorrichtung entwickelt worden, die helfen soll, Stürme auf See zu verfolgen und vorauszusagen. Es handelt sich um eine bojenähnliche automatische Wetterstation, die völlig sturmfest ist und die ermittelten Daten zu einer Küstenstation funkt. Das 1,8 m lange zylindrische Gerät wurde im Herbst 1955 in der Zeit der schweren Hurrikane im Atlantik zum erstenmal erprobt und konnte sich gut bewähren.

Autos mit Plattenspieler

Aus Detroit (USA) kommt die Meldung, daß die Wagen des Jahres 1956 noch größer und luxuriöser sein werden als bisher. Neben verschiedenen neuen Bequemlichkeiten sollen sie noch bessere Radiogeräte, Plattenspieler und Magnettongeräte erhalten.

Bezugsband für Magnettongeräte

Für die Einstellung von Magnettongeräten bedient man sich in der Studientechnik bereits seit langem sogenannter Bezugsbänder, die Aufzeichnungen zum Einstellen des Normalpegels und der Spalte der Magnetionköpfe sowie zur Aufnahme des Frequenzganges enthalten. Für Tonbandgeräte mit 18,05 cm/s Bandgeschwindigkeit ist seit einiger Zeit das „Grundig-Bezugsband 19“ lieferbar, das als Tonträger ein LGS-Schichtband der BASF verwendet und auf eine Spule 15 nach DIN 45 514 aufgespult ist. Es enthält einen Pegeltonteil, eine Aufzeichnung zur Spalteinstellung, einen Frequenzgangteil und einen Leertell. Die einzelnen Aufzeichnungen werden jeweils angesagt und erstrecken sich über die ganze Breite des Bandes, der Winkel zwischen Längsachse des Bandes und der Aufzeichnung ist genau 90°.

Der Pegeltonteil (333 Hz \pm 0,3%, Klirrfaktor < 3%, Laufzeit 30 s) ergibt beim Abspielen den Bezugspegel.

Der zweite Teil (8000 Hz, Frequenzabweichung < \pm 5% vom Sollwert) dient zum Einstellen der Spaltbreite von Sprech- und Hörköpfen. Er enthält eine 8000-Hz-Aufzeichnung (Frequenzabweichung \pm 5% vom Sollwert, Laufzeit 60 s) und zur überschläglichen Ermittlung des Frequenzganges noch eine Aufzeichnung von 333 Hz (Laufzeit 8 s). Der Pegel beider Aufzeichnungen ist gleich und liegt bei Abtastung ungefähr 10 dB unter dem Bezugspegel (Abweichung < \pm 1 dB).

Der Frequenzgangteil dient zum betriebsmäßigen Einstellen des Wiedergabekanal und besteht aus einer Aufzeichnung mit stufenweiser Frequenzänderung zur punktuellen Aufnahme der Frequenzkurve (333, 40, 60, 125, 333, 500, 1000, 2000, 4000, 6000, 8000, 10 000, 12 000, 13 000, 14 000, 15 000, 333 Hz, Abweichung < \pm 3%). Die einzelnen Frequenzen sind durch Ansage gekennzeichnet. Der Pegel bei 333 Hz liegt etwa 20 dB unter dem Bezugspegel; die Dauer der einzelnen Aufzeichnungen ist etwa 8 s. Die Pausen (etwa 3 s) zwischen den einzelnen Aufzeichnungen enthalten die gegenüber dem Bezugspegel mit ungefähr -20 dB aufgesprochenen Ansagen. Beim Abspielen sollen die Abweichungen gegenüber 333 Hz \pm 4 dB nicht überschreiten.

Der Leertell dient zum Einstellen von Aufspeicherkäufen, zum Empfindlichkeits- und Frequenzvergleich mit anderen Tonträgern, zur Überprüfung der Eigenschaften von Sprech- und Hörköpfen sowie von Aufnahmeverstärkern. Mit diesem Bezugsband steht dem Service und dem Magnettonfreund ein wertvolles Hilfsmittel zur Einstellung von Magnettongeräten zur Verfügung, das wegen der Vollspuraufzeichnung in gleichem Maße für Geräte mit Voll- und Halbspuraufzeichnung sowie mit alter und neuer internationaler Tonspur-lage geeignet ist.

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

BLITZRÖHREN

SPANNUNGSPRÜFER

58
JAHRE
VAKUUM
TECHNIK

VAKUUMTECHNIK · ERLANGEN

Kontakte für Schwach- und Starkstrom Tischkontakte Kontrollapparate aller Art

6 - 500 Volt



Signallampen

4 Volt - 1000 Volt
10-200mm Zylinder
Glühlampen
110 - 380 Volt



KARL JAUTZ
Signalapparat-
Fabrik GmbH
(14a) Plachingen
Würh.

Verlangen Sie
Katalog 1954/55

Telefon: 593 Fernschreiber: 072/3490

METALLGEHÄUSE



FÜR
INDUSTRIE
UND
BASTLER

PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA - CAUSSTR. 6-8

Preisgünstige Angebote aus unserem Katalog 1956

(Kostenl. Katalogzusendung auf Anforderung)



Universal-Meßgerät

für Gleich- und Wechselstrom mit 28 Meßbereichen. Innenwiderstand bei Gleichspannung 20 000 Ω/V und bei Wechselspannung 1000 Ω/V , Meßgenauigkeit $\pm 1\%$ **DM 88,—**
+ 5% TZ



Ohmmesser (Drehpulmeßwerk)

3 umschaltbare Bereiche. 0,1 - 1 K - 10 K Ω mit Prüfspitzen (höchster Meßbereich 100 K Ω) fabrikneu **DM 32,50**



Vielfachmesser I

für Gleich- und Wechselstrom mit 24 Meßbereichen. Eigenwiderstand 333 Ω/V , Meßgenauigkeit $\pm 1\%$ **DM 65,—**



Vielfachmesser II

für Gleich- und Wechselstrom mit 26 Meßbereichen. Eigenwiderstand 1000 Ω/V , Meßgenauigkeit $\pm 1\%$ **DM 75,—**



Lorenz-Allzweckverstärker

15 Watt, mit Röhren, 6 Monate Garantie. Originalverpackt. Sonderpreis ... **DM 129,50**



Berlin-Charlottenburg

Kaiserdamm 6 und Wundtstr. 15



Isollerschlauchfabrik
Gewebe- und gewebelose

Isolierschläuche

f. d. Elektro-, Radio- u. Motorenindustrie
Berlin NW 87, Huttenstraße 41/44

Kaufgesuche

Suchen Lager-, Radio-, Elektro-, Röhrenposten, TEKA, Weiden/Opl. 7

HANS HERMANN FROMM sucht ständig alle Empfangs- u. Miniaturröhren, Wehrmächtröhren, Stabilisatoren, Osz. Röhren usw. zu günstigen Bedingungen, Berlin-Friedenau, Hähnelstraße 14, 43 30 02

Radio-Fett sucht Philips-Kathograph 1, Phylloscop-Meßbrücken, Röhren LB 1, LB 8, LS 50, HR 2100/1,5, RS 384 u. a. Röhrenposten. Bieten Sie uns diese unverblindlicht an. Wir zahlen in jedem Fall Höchstpreise! Angebote an Radio-Fett, Berlin-Charlottenburg 9, Kaiserdamm 6

Labor-Meßinstrumente u. -Geräte, Charlottenbg. Motoren, Berlin W 35, 24 80 73

Röhrenröhren, Spezialröhren zu kaufen gesucht. Krüger, München 2, Euhuberstr. 4

Verkäufe

Magnetolabband L extra und EN 1000 in DM 15,—, LG 1000 m 7,—, div. Bänder f. 9 u. 10 cm/sec. 350-m-Spule ab 10,—, 260-m-Spule ab 8,—. Angebote erbeten unter F. A. 8171

SONDERANGEBOT

3-Röhren-Taschenempfänger

o. Original Oheknophörer **DM 29,25**
Zum Umbau aus Hörgerät.

Kompl. o. Boh. Nachnahmesend.
Radio Puschmann, Bremen, Erfurter Str. 18

„ZELLATON“

(Pat. Pat. ang. GM. WZ. im In- und Ausland)

Endlich die unerhörte Klarheit und Reinheit der natürlichen Musik durch die neuen Lautsprecher mit Hartschaummembran und den besonders dafür entwickelten anderen Teilen.

Ein stets neues überwältigendes Erlebnis für jeden Hörer.

Dr. E. Podszus & Sohn

Nürnberg, Lenbachstraße 7 · Fürth/Bay., Ludwigstraße 93

**Störschutz-Kondensatoren
Elektrolyt-Kondensatoren**



*Es ist nicht einerlei,
welche Rundfunk-Batterie*

*Sie verwenden!
PERTRIX - Mikrodyn-
Batterien haben geringes
Gewicht, lange Lager- und
Gebrauchsfähigkeit und
sind überaus
leistungsstark. Deshalb
werden sie auch in aller
Welt verwendet.*

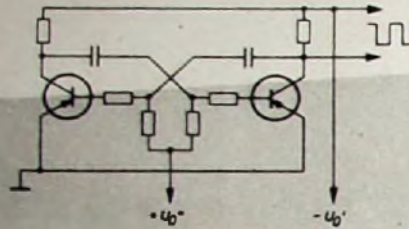


**PERTRIX-UNION GMBH.
FRANKFURT AM MAIN**
Deutsche Industriemeße Hannover 1956
Halle 10 · Stand 100/201

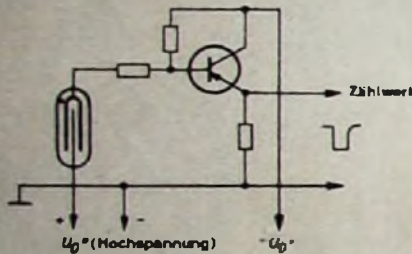


OC76 p-n-p-FLÄCHENTRANSISTOR

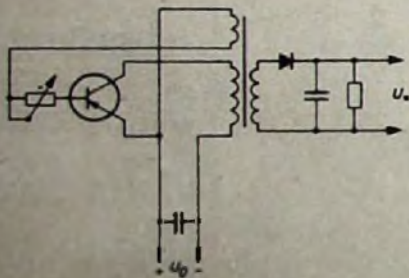
für elektronische Schalteranwendungen



astabiler Multivibrator



Impuls-Verstärker für Geiger-Müller-Zählrohr



Gleichspannungswandler

Man kann die heute vorkommenden Transistor-Anwendungen zweckmäßig in drei Gruppen einteilen: Verwendung als Verstärker für NF-Signale, als gesteuerte Schalter und als Gleichstromverstärker. Während die NF-Verstärkeranwendungen bereits in den verschiedensten Gebieten Eingang gefunden haben, sind jetzt auch die Schalter- und Gleichstromverstärker-Anwendungen deutlicher in den Vordergrund getreten.

Der p-n-p-Flächentransistor OC 76 ist speziell für solche Aufgaben entwickelt worden. Er hat eine Kniespannung von weniger als 0,35 V und einen Kollektorreststrom von weniger als 10 μ A (Basisschaltung). Der Transistor hat einen zulässigen Kollektorspitzenstrom von 250 mA in beiden Richtungen. Es darf ein dauernder Strom von 125 mA fließen.

Aus der Fülle vorkommender Aufgaben, welche mit dem Transistor OC 76 gelöst werden können, seien hier einige genannt:

- Gleichspannungswandler für die Erzeugung der Anodengleichspannung in gemischt bestückten Geräten, Geiger-Müller-Zählgeräten, Meßgeräten usw.
- Multivibratorschaltungen für Zähl- und Rechenanlagen, Torschaltungen, Impulsgeneratoren.
- Gleichstromverstärker.
- Impulsverstärker für die verschiedensten Anwendungen.

VORLÄUFIGE TECHNISCHE DATEN

Kenndaten:

- ($t_{Umg} = 25^\circ \text{C}$)
- Kennlinienknie
- (bei $-I_c = 125 \text{ mA}$)
- $-U_{ce} = 0,25 \text{ V (max. 0,35 V)}$
- Kollektorreststrom
- (bei $-U_{cb} = 10 \text{ V}; I_o = 0$)
- $-I_{c0} = 4,5 \mu\text{A (max. 10 } \mu\text{A)}$

Grenzdaten:

- (gültig bis zur max. zulässigen Kristalltemperatur)
- $-U_{ce\ sp}$ (bei $+U_{be} \geq 0,1 \text{ V}$) = max. 30 V
- $-U_{cb\ sp}$ (bei $-U_{ob} \geq 0,1 \text{ V}$) = max. 32 V
- $-I_c$ = max. 125 mA¹⁾
- $\pm I_{c\ sp}$ = max. 250 mA²⁾
- $\pm I_{b\ sp}$ = max. 125 mA²⁾
- $N_c + N_o$ ($t_{Umg} = 45^\circ \text{C}$) = max. 50 mW
- t_j = max. 65° C

¹⁾ Integrationszeit max. 20 ms. ²⁾ Der Spitzenstrom darf in beiden Richtungen den angegebenen Wert annehmen (z. B. für Schaltungen, in denen der Transistor auch als inverser Transistor arbeitet).

VALVO

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19