

Funkschau

INGENIEUR-AUSGABE

26. JAHRGANG

1. Sept.-Heft
1954 Nr. 17

MIT FERNSEH-TECHNIK

ZEITSCHRIFT FÜR FUNKTECHNIKER • Erscheint am 5. und 20. eines jeden Monats • FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN-BERLIN



Aus dem Inhalt:

Meßgeräte im Export	353
Farbfernsehen in Europa?	353
Das Neueste aus Radio- und Fernsehtechnik:	
Das schwimmende Laboratorium	354
Kaltes Licht durch Elektrolumineszenz	355
Fernsehkamera zählt Blutkörperchen	355
Siliziumdioden holen auf	355
„Drahtlose“ Mikrofone mit Transistoren	355
Pioniere der Funktechnik: Prof. Dr.-Ing. Leo Pungs	356
Breitband- oder Schmalbandantenne?	357
Die Kontrast-Regelautomatik im Fernsehempfänger	358
Anodenbasis- und Zwischenbasisdetektor	359
Widerstandsmessungen mit dem Gleichspannungs-Millivoltmeter GM 6010	360
Funktechnische Fachliteratur	360
Aus der Welt des Funkamateurs: Gießbarze helfen dem Funktechniker und dem Amateur	361
Ein neues Windungszahlmeßgerät	364
FUNKSCHAU-Prüfbericht: Graetz-Sinfonia, ein Spitzengerät des neuen Jahrganges ..	365
Fernsehempfänger-Bauanleitung, 10. Folge, Abgleich des Tonverstärkers und der Ablenkergeräte ..	367
Hochfrequenzleitungen, 5. Folge, $\lambda/4$-Transformatoren ..	370
Eine Vierstrahl-Oszillografenröhre	371
Vorschläge für die Werkstattpraxis:	
Die UKW-Abstimmung wandert; Fehlerbeseitigung im Gegenkopplungskanal; Prüfgerät für Germaniumdioden; Plexiglas als Isolationsmaterial	372

Die INGENIEUR-AUSGABE

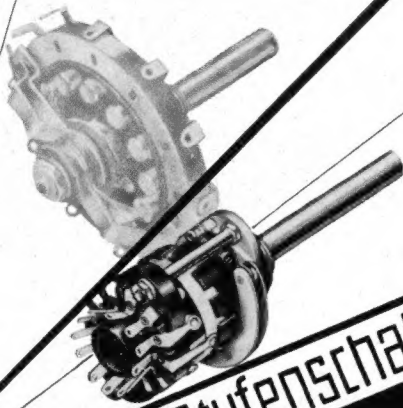
enthält außerdem:

Funktechnische Arbeitsblätter

- Mth 81** Das Rechnen mit Netzwerken
Blatt 3 und 4
- Sk 41** Röhrengekoppelte Resonanzkreise
Blatt 1 und 2

Unser Titelbild: Das „schwimmende Laboratorium“ ein Funk-Versuchsboot der Fa. Rohde & Schwarz. Es enthält Feldstärkemeßeinrichtungen und Peilgeräte für Frequenzen von 30 kHz bis 1000 MHz und dient vor allem zu Peilversuchen im UKW-Bereich. Rechts oben eine neuartige UKW-Peilantenne mit veränderlicher Abstimmung (siehe auch Seite 354).
Foto: C. Stumpf

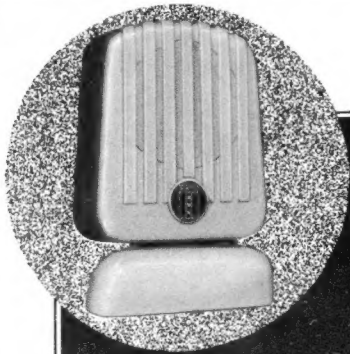
Preh



Der neue Zwerg-Stufenschalter

1 polig - 11 Stufen
2 polig - 5 Stufen
Verlangen Sie Sonderprospekt Nr. 1076

Preh ELEKTROFEINMECHANISCHE WERKE · BAD NEUSTADT / SAALE
UNTERFRANKEN



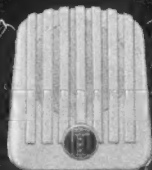
EIN
NEUES

UNIVERSAL MIKROFON

Typ T45

GEEIGNET ALS TISCH-,
STÄNDER- UND HAND-
MIKROFON

DM 38.50



RONETTE

PIEZO-ELEKTRISCHE INDUSTRIE G.M.B.H.
22 a HINSBECK/RHLD.

Alles für die Ela-Technik!

mit Erzeugnissen von **Rang und Klang:**



für jeden
Verwendungszweck!

Lautsprecher-Chassis für Gruppeneinbau
von 1-12 Watt

oder fert. „Lautstrahler“ Type **Melodie**
10 Watt mit 3 Systemen

Cabinet 15 Watt, 5 Systeme,
Frequenz 70-16000 Hz



ALLEN VORANI

Dyn. Tauchspulen-Mikrophone –
Vor- u. **Mischverstärker in Studio-
Qualität**, 80 Watt-Endstufe in Klein-
Bauart; Tonfrequenz-Übertrager
für Tonbandgeräte usw.



Der elektrische Patent-
Kontakt

Spez. Stecker – Kabel – Kupplungen und
Miniatur-Kupplungen für ab-
geschirmte Mikrofon-Leitungen:
1, 3, 5, 6 + 8 polig, dazu passendes
Mikrofon-Kabel

Fordern Sie bitte unsere Prospekte darüber an

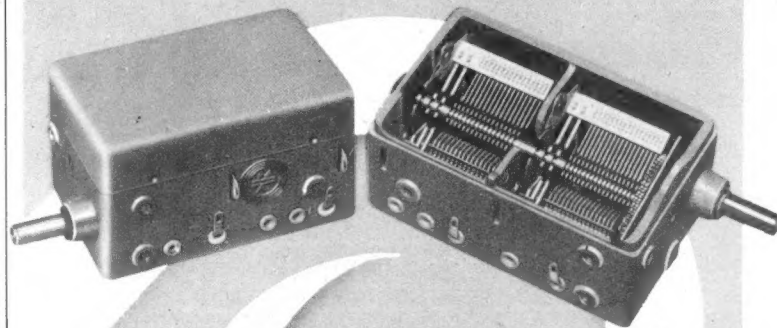
Verkauf für den Bezirk Südbayern:

HERMANN ADAM · München 15, Schillerstr. 18

WERKSVERTRETUNGEN UND AUSLIEFERUNGLAGER

FÜR ELEKTROAKUSTISCHE ERZEUGNISSE

DAU LUFT-DREHKOS



In allen
Kombinationen



mit und ohne
Zahnrad-Getriebe

für die gesamte Radio-Industrie

PAUL DAU & CO. / APPARATEBAU

NAGOLD (Württemberg) · Telefon Nagold 389

TONFUNK

violetta

TYPE W 332

Räumtongerät

MIT 3D KLANG

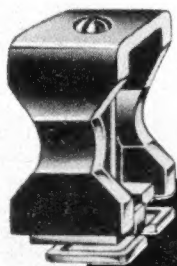
5 SYSTEM-DUO-BICONAL-KONZERT-LAUTSPRECHERGRUPPE

und dekorativer Rückseite

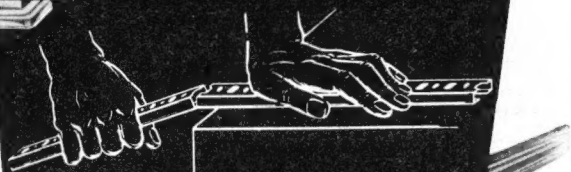
Mag. Zeiger - Fernsehton - Ortssendertaste und hochwertigem UKW-Fernsuper

NEU

einschl. 4 eleganter abschraubbarer Beine **DM 448.-**

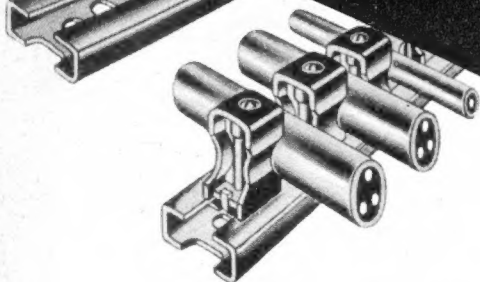


KIPP-DREH-REIHENSCHELLEN
IN 3 VERSCHIEDENEN GROSSEN



AUF UNSEREN NEUARTIGEN
ABBRECHBAREN SCHIENEN VERLEGT
ERSPAREN KOSTEN UND ZEIT

NEU! KEIN SAGEN
EINFACH BRECHEN



BETTERMANN ELEKTRO G.M.B.H.
LENDRINGSEN KREIS ISERLOHN

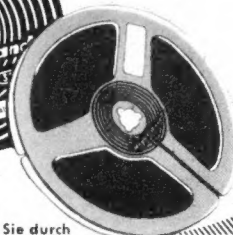
Agfa

Magnetonband FSP

Für alle Heimgeräte

mit 19 cm/sec.,
9,5 cm/sec. und kleineren
Bandgeschwindigkeiten

- ▶ Außerordentlich reißfest
- ▶ Sehr schmiegsam
- ▶ Spiegelglatte Oberfläche
- ▶ Weitestgehende Schonung der Magnetköpfe
- ▶ Wesentlich verbesserte Höhenempfindlichkeit
- ▶ Besonders gleichmäßige Wiedergabe
- ▶ Große Lautstärke



Ein feines Ohr
erkennt's am Ton

Weitere Auskünfte sowie
Prospektmaterial erhalten Sie durch

AGFA - MAGNETONVERKAUF · LEVERKUSEN - BAYERWERK

Reinheit und Klangfülle

In weitestem Maße sind die überzeugenden Kennzeichen für das Labor-W-
TAUCHSPULEN MIKROPHON MD 21

Überall, wo es darauf ankommt, die letzten Feinheiten hörbar zu machen, sollte man dieses wahrhaft gute Mikrophon einsetzen. — Lassen Sie sich nicht durch den ungewöhnlich niedrigen Preis von nur 108,— DM beirren. Das MD 21 ist Spitzenklasse! Sein weiter Frequenzbereich von 50 bis 15000 Hz ± 3 dB beweist es.

LABOR

DR.-ING. SENNHEISER - BISSENDORF (HANN)

BEYER

Eingangsübertrager Tr 44 für dyn. Mikrofon 200 Ω

(Mumetall-Abschirmung)
 1:20 Preis: DM 32.—
 1:50 Preis: DM 38.—
 Frequenz-Bereich: 30-20000 Hz

Miniaturübertrager Tr 45

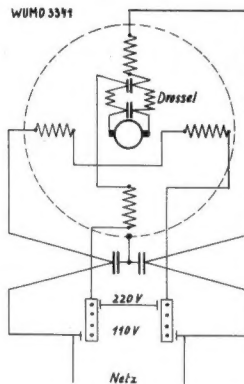
(Mumetall-Abschirmung)
 1:15 Preis: DM 15.—
 1:30 Preis: DM 16.—
 Frequenz-Bereich: 70-20000 Hz



BEYER · HEILBRONN A.N.

BISMARCKSTRASSE 107 · TELEFON 2281

WUMO Bericht aus der Phonotechnik Nr. 3



Gleichstrom: Um Schallplattengeräte an Gleichstromnetzen zu betreiben, gibt es zwei Möglichkeiten. Verwendung eines Wechselstrommotors mit Wechselrichter. Vorteil: ruhiger, funkenfreier Lauf. Nachteil: hoher Preis. Oder Verwendung eines speziellen Gleichstrommotors mit Fliehkraftregler. Vorteil: geringer Preis, genaue Drehzahljustierung. Nachteil: Schleifgeräusch der Bürsten.

Die Schaltung des Wumo-Gleichstrommotors zeigt, daß er auf zwei Spannungen umschaltbar ist. Die Entstörung ist neuerdings auch bei UKW und im Fernsehgebiet voll wirksam und von der Entstörungsstelle der Bundespost geprüft. Wumo baut auch einen Motor für Batteriebetrieb.

WUMO-APPARATEBAU G. M. B. H. STUTTGART-ZUFFENHAUSEN

Klangechte Wiedergabe



ist eines der hervorstechendsten Merkmale der Plattenwechsler ELAC PW 5 und 6. Musikfreunde und Kenner sind heute wählerisch. Sie verlangen neben klangechter Wiedergabe von einem guten Phonogerät modernste Konstruktion und einfache Bedienung. Diese berechtigten Wünsche sind bei ELAC PW 5 und 6 Ihre Verkaufsargumente!



- Plattenschonender Wechselvorgang (ohne Stabilisierungsgewicht!) durch die gerade Stapelachse 7
- praktische Drucktastenbedienung
- Verwendung als Plattenwechsler, Plattenspieler und Dauerspieler
- klangechte Wiedergabe durch das 1 millionenfach bewährte ELAC-Kristallsystem mit vergoldeter Original-ELAC-Duplo-Saphirnadel

Über alles weitere wie Pausenschaltung, Wiederholung einer Schallplatte usw. informiert Sie unser Prospekt 519

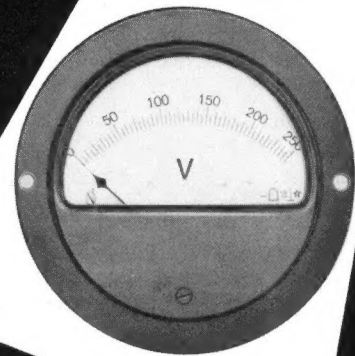
Fordern Sie bitte auch die ELAC-Einzelteil-Liste an

ELAC

ELECTROACOUSTIC GMBH · KIEL

NEUBERGER

1904-1954



- Elektrische Meßinstrumente
- Röhrenprüfgeräte
- Elektrizitätszähler
- Elektrische Kondensatoren

JOSEF NEUBERGER MÜNCHEN B 25



1 Million ELAC-Kristall-Systeme - tonangebend in aller Welt

Meßgeräte im Export

Andere Länder — andere Sitten, und, so sonderbar es klingen mag, auch andere Meßgeräte! Gerade während des vergangenen Krieges, der zur Abschließung der Grenzen, zur „Autarkie“, zur Verhinderung des internationalen Gedankenaustausches auf vielen technischen Gebieten geführt hat, entstanden in vielen Ländern auf Grund eigener Entwicklungen in der elektrischen Meßtechnik besondere Meßgeräte oder wurden neuartige Meßverfahren angewandt, die anderorts zunächst nicht bekannt waren und erst allmählich mit der Normalisierung der allgemeinen internationalen Beziehungen gedankliches Allgemeingut aller daran interessierten Techniker werden. Trotzdem bleibt eine gewisse regionale Vorliebe für bestimmte Prüf- und Meßverfahren und entsprechende Geräte übrig, die der Meßgeräteproduktion z. B. in Deutschland ein charakteristisches Gepräge gibt.

Zunächst einmal erscheinen die typisch deutschen Ausführungen vorzugsweise der kostspieligeren Meßapparate im Vergleich zum Ausland preislich recht hoch zu liegen, was durch ihre sorgfältige mechanische und elektrische Gestaltung und ihren soliden Aufbau (oft zu solide für den Geschmack des Auslandes) begründet ist. Hier ergibt sich eine Parallele zum Automobilbau: die deutschen Wagen sind für jahrzehntelangen Gebrauch konstruiert, amerikanische nur für wenige Jahre, um dann als veraltet verschrottet und durch neue Typen ersetzt zu werden.

Die deutsche, besonders gewissenhafte Bauweise hat aber gerade für Meßgeräte doch ihre Berechtigung, denn die Anforderungen sind bezüglich Fehlergrenzen, Alterungsbeständigkeit usw. um einen beträchtlichen Faktor größer als bei Allgebrauchsgeräten, etwa bei Rundfunkempfängern. Einige charakteristische Beispiele beim Vergleich zwischen einem Meßgerät und einem Rundfunkgerät sollen das erläutern.

Am Rundfunkempfänger befindet sich der Lautstärkeregler, der die Verstärkung in weiten Grenzen zu ändern gestattet und es überflüssig erscheinen läßt, die interne Gesamtverstärkung auf einen genauen Maximalwert festzulegen; beim Meßgerät dagegen muß die Eigenverstärkung den erforderlichen Wert noch präziser als mit der Gesamtgenauigkeit des Gerätes, also etwa $\pm 1\%$ oder 3% innehalten. Dies ist nur mit engtolerierten, u. U. sogar künstlich gealterten Bauteilen zu erreichen; entsprechende Röhrentypen (mit möglichst langer Lebensdauer, um Naheichungen beim Röhrenwechsel überflüssig zu machen) und geeignete, z. B. stark gegenkopplungshaltige Schaltanordnungen werden dabei vorausgesetzt. Ähnlich steht es mit den Forderungen hinsichtlich des Frequenzganges. Beim Rundfunkempfänger genügt es, eine Sollkurve mit vielleicht $\pm 30\%$ Abweichung einzuhalten, weil ja ohnehin eine Tonblende zur wunschgemäßen Einstellung des Klangbildes vorhanden ist. Beim Meßgerät dagegen muß die Geradlinigkeit des Frequenzganges meist auf $\pm 1\%$ oder ähnlich kleine Werte garantiert werden. Mit der Frequenzgenauigkeit verhält es sich nicht viel anders. Das Rundfunkgerät trägt breite Einstellmarken für die zu empfangenden Sender, während man vom Meßgerät strichgenaue Einstellung der Sollfrequenz verlangt.

Daß man bei hochohmigen Meßgeräten grundsätzlich keine Elektrolytkondensatoren wegen ihrer zeitlichen Wertänderung und begrenzten Lebensdauer einbauen darf, erschwert das Baukonzept und verteuert den Schaltungsaufbau. Die Verwendung der besten überhaupt erhältlichen oder erst hierfür entwickelten Einzelteile in den Meßgeräten ist bei namhaften Herstellerfirmen, die darauf sehen müssen auch für die Zukunft den guten Klang ihres Namens zu erhalten, zur Selbstverständlichkeit geworden. Daß so erstellte Meßgeräte nicht billig sein können, liegt auf der Hand. Dazu kommt noch, daß die vergleichsweise zu Rundfunkgeräteserien sehr kleinen Stückzahlen bei gleichzeitig zahlreichen Fabrikationstypen den Fertigungsvorgang stark verteuern beeinflussen. Von manchen Spezialmeßgeräten werden Serien von nur 10 oder 20 Stück, von vielen anderen Typen Serien von 50 oder 100 Stück aufgelegt, weil damit der Bedarf der als Abnehmer in Frage kommenden Laboratorien gedeckt ist. Nur verhältnismäßig wenige Typen von allgemeiner verwendbarer Art, etwa bestimmte Röhrenvoltmeter, Oszillografen mit nicht zu hochwertigen Eigenschaften, einfache R- und C-Meßgeräte usw. gestatten die Auflage von Serien mit Stückzahlen der Größenordnung von 1000 und damit die Anwendung rationaler Massenfertigungsmethoden.

Im allgemeinen hat die Fertigung von Spezialmeßgeräten mehr handwerklichen, ja individuellen Charakter. Gerade diese zuletzt genannten speziellen Meßeinrichtungen sind es aber, die erst das Tor des Exportes nach dem letzten Krieg wieder aufgestoßen und die, trotz ihres recht hohen Preises, Eingang in ausländischen Laboratorien gefunden haben. Mit Allgebrauchs-Meßgeräten, etwa vom Charakter von Service-Geräten, Export durchzuführen, ist dagegen wohl nur nach solchen Ländern überhaupt möglich, wo politische Gründe die Verwendung entsprechender (wesentlich preiswerterer) Typen amerikanischer Herstellung hemmen und wo die Einfuhr deutscher Geräte bewußt protegiert wird.

Ein sehr großer Teil des deutschen Meßgeräte-Exports entfällt also demnach auf das Gebiet der hochwertigen Spezialmeßeinrichtungen, für die sich eigene Entwicklungen in den Verbrauchsländern wegen der geringen benötigten Stückzahlen nicht lohnen.

Manchmal spielen selbstverständlich auch grundsätzliche Verfahrensfragen eine Rolle beim Meßgeräteexport. Wenn z. B. die Messung von Störfeldstärken im UKW-Bereich in manchen Ländern nach dem Verfahren der Effektivwertmessung genormt ist, in Deutschland bei den maßgebenden Behörden aber nach dem Spitzenwertverfahren gearbeitet wird, so finden die einschlägigen deutschen Meßapparaturen im Export keinen Boden. Andererseits kann es durchaus vorkommen, daß ein zunächst andersartiges Meßverfahren sich im Lauf der Zeit allgemein durchsetzt, wenn sich nämlich herausstellt, daß es wesentliche physikalische, technische oder betriebliche Vorteile gegenüber der bisher geübten Methode im Ausland besitzt. In keinem Falle aber ist es leicht, Boden für den Meßgeräteexport auch im nicht selbsterstellenden Ausland zu gewinnen, weil die anglo-amerikanische Konkurrenz auf diesem Gebiete den Vorsprung stetiger Entwicklung, größerer Fertigungsreihen wegen des vielfach höheren Eigenbedarfs und nicht zuletzt den Vorteil bereits früher erobert Märkte besitzt. Wenn trotzdem ein bekanntes Münchener Spezialherstellerwerk für Meßgeräte (vorzugsweise der Hf-Technik) heute schon mehr als $\frac{1}{3}$ seiner gesamten Produktion exportieren kann, obwohl noch vor acht Jahren keinerlei Export möglich war, so ist dies ein erfreuliches Zeichen und ein Beweis dafür, daß die Produkte der elektrischen Meßgeräteindustrie verfahrensmäßig und erst recht in ihrer Qualität den Anschluß an den internationalen Standard im allgemeinen wieder erreicht und in einigen speziellen Punkten sogar überschritten haben.

Dr. W. Bürck

Farbfernsehen in Europa?

Zwischen den optimistisch gehaltenen Presseverlautbarungen amerikanischer Großfirmen über die fabulösen Fortschritte des Farbfernsehens und den nüchternen Berichten deutscher Amerikafahrer besteht ein deutlicher Unterschied. Was Firmenpolitik und bestimmte geschäftliche Gründe als zu rosig darstellen, wird durch den persönlichen Eindruck skeptischer Fachleute möglicherweise zu düster gemalt. Zur Zeit befindet sich das amerikanische Farbfernsehen etwa dort, wo das deutsche Schwarz/Weiß-Fernsehen vor einem Jahr stand: die Technik ist weit ausgereift, aber organisatorische, fabrikatorische und finanzielle Hindernisse türmen sich berghoch. Farbfernsehen wird sich in den USA trotzdem durchsetzen — obwohl kleines Bildformat, teure Schaltungen mit 40 bis 50 Röhren, die betonte Zurückhaltung des Handdels und eines Teils der Industrie usw. ernste Schwierigkeiten schaffen. Aber es wird seine Zeit brauchen. Die „Lawine“ wird in zwei oder drei Jahren rollen, vorerst ist sie nur ein Schneebällchen im Propagandawind.

Der Fernsehfreund in Europa stellt die berechtigte Frage nach der Übernahme der Farbe auf seine Sender. Er argumentiert anscheinend nicht ungeschickt: „Wenn schon Fernseh-Aufbau, dann gleich farbig — warum erst den Umweg über Schwarz/Weiß?“ Wir erinnern uns, daß ein maßgebender Abgeordneter des ersten deutschen Bundestages schon vor zwei Jahren Ähnliches fragte.

Die Antwort ist nicht schwer zu finden. Farbfernsehen ist heute sender- wie empfangsseitig um ein Mehrfaches teurer als unser System der schwarzen und weißen Bilder. Bedingt durch eine kostspielige Schaltungstechnik und vor allem durch den Preis für die soeben dem Labor entschlüpfte Farbfernsehrohröhre kosten die ersten, in Kleinserien hergestellten amerikanischen Farbempfänger mit 30- bis 38-cm-Bildröhren in keinem Falle unter 1000 Dollar. Das ist etwa das Vierfache eines handelsüblichen Schwarz/Weiß-Empfängers. Die Kosten für die farbige Sendung wachsen etwa im gleichen Verhältnis, sobald man eine angemessene Verzinsung und Amortisation der aufgewendeten Beträge für die technische Ausrüstung der Sender einkalkuliert.

Übertragen wir es auf deutsche Verhältnisse: ein Farbempfänger mit 36-cm-Bildröhre müßte zwangsläufig 3600 DM kosten und die Sendeminute eines Spitzenprogramms 1000 DM. Wir glauben, daß damit eine Antwort gegeben ist ...

Hingegen sollte man den tatsächlich noch zu beobachtenden technischen Schwierigkeiten in der Fabrikation von Farbempfängern und Farbbildröhren, den immer wieder gerügten Fehlern bei der Einstellung usw. nicht zuviel Gewicht beilegen. Das alles ist nur eine Frage der Zeit und der Entwicklungskapazität, die für ihre Beseitigung aufgewendet werden.

Karl Tetzner

DAS NEUESTE aus Radio- und Fernsichttechnik

Das schwimmende Laboratorium

Funktechnik und Schifffahrt waren seit jeher eng verbunden, denn die Funktechnik ist das einzige Mittel, um mit Schiffen auf hoher See Nachrichten auszutauschen.

Vielfach müssen sich aber selbst heute noch die Funkanlagen auf den Schiffen allen anderen Erfordernissen unterordnen. Für die Antennen z. B. bleibt nur der Raum, der nicht von Ladebäumen und anderem seemannischen Zubehör eingenommen wird. Die Erprobung einer Funkstation erstreckt sich vielfach nur auf rein empirische Reichweitenversuche, während z. B. zur Kompensation eines Schiffskompasses langwierige und genaue Meßreihen durchgeführt werden.

Aber nicht nur auf den Hochseeschiffen, sondern überall in der christlichen Seefahrt bestehen noch große Möglichkeiten für gründliche Hf-technische Untersuchungen. Wie oft wurde nicht versichert, daß sich Ultrakurzwellen geradlinig wie



Bild 2. Versuchsausführung der UKW-Peilantenne. Dipol- und Reflektorstäbe sind in der Länge veränderlich. Außerdem wird der Abstand des Reflektors auf dem waagerechten Tragrohr entsprechend der Wellenlänge geändert

Lichtstrahlen ausbreiten. Was liegt also näher, als diese Wellen wie die Scheinwerfer von Leuchttürmen zum Peilen zu verwenden? Fehler durch Reflexionen sind auf den hindernislosen Wasserflächen kaum zu befürchten. Vorteilhaft hierbei wäre, daß man die ohnehin vorhandenen UKW- und Fernseh-Sender für Peilzwecke benutzen könnte.

Alle diese Überlegungen führten bei der Fa. Rohde & Schwarz zu dem Plan, ein kleines schwimmendes Laboratorium zu bauen, mit dem die vielfältigen Feldstärkemessungen und Peilversuche auf hoher See und in Küstennähe ausgeführt werden können. So entstand im tiefsten Binnenland auf der Rambeck-Bootswerft am Starnberger See in Bayern das Funkversuchsboot „Loni-Sigrid“, eine schicke Motorjacht mit einer Tonnage von 8,5 t. Sie enthält bei 13,10 m Länge und 3,30 m größter Breite zwei Kajüträume, eine kleine Küche und ein höher gelegenes Steuerhaus, das neben der seemannischen Einrichtung eine vollständige Feldstärke-Meß- und Peilanlage für 30 kHz bis 1000 MHz aufnimmt. Zwei Perkins-Schiffs-Dieselmotoren mit zusammen 130 PS geben dem Boot eine Geschwindigkeit von 25 km/st. Ein Hilfsdiesel dient zum Laden der beiden 24-Volt-Batterien bei abgeschalteten Antriebsmaschinen. Die Stromversorgung für sämtliche Meßeinrichtungen erfolgt über einen Umformer aus diesen Batterien.

Eine Hagenuk-Funksprechanlage GS 50 E dient zum Verkehr mit dem Festland und mit anderen Fahrzeugen. Für den Hf-Techniker wohl der interessanteste Teil der Ausrüstung aber stellt eine zu diesem Zweck besonders entwickelte UKW-Peilantenne dar. Um saubere Peilungen zu erzielen, und um in den verschiedenen UKW-Bändern zu arbeiten, muß eine

solche Antenne jeweils genau auf die Empfangsfrequenz abgestimmt werden. Außerdem ist zum Peilen keine Achtercharakteristik brauchbar, sondern die Antenne muß eine einseitige Richtwirkung besitzen, also zumindest mit einem Reflektor versehen sein. Aber auch die Länge der Reflektorstäbe muß für jede Frequenz anders sein und außerdem ist der Abstand des Reflektors vom Empfangsdipol zu ändern. Diese verschiedenen Forderungen versuchte man zunächst durch eine Konstruktion nach **Bild 1** zu vereinigen. Empfangsdipol und Reflektor bestanden hierbei aus Stahlbändern, die in Isolierrohren U-förmig geführt wurden und die mehr oder weniger weit ausgestreckt werden konnten. Außerdem veränderte ein Spindelbetrieb den Abstand zwischen den beiden Antennenelementen.

Später zeigte es sich, daß bei nur geringfügiger Einbuße in der elektrischen Wirkung der Reflektor-Dipol mit veränderlicher Stablänge durch eine Reflektorwand nach **Bild 2** ersetzt werden konnte. Hierbei braucht dann nur noch der Abstand zwischen Empfangsdipol und Reflektor je nach der Wellenlänge durch eine Spindel eingestellt zu werden. Die gleiche Spindel wickelt auch die Stahlband-Dipolhälften der eigentlichen Antenne im richtigen Verhältnis auf und ab. Angetrieben wird der Mechanismus durch einen Motor im Kopf der Anordnung. Ein weiterer Antrieb dreht die gesamte An-



Bild 3. Steuerstand des Funkversuchsbootes mit den seemannischen und maschinentechnischen Einrichtungen. Außer nach dem Magnetkompaß, dessen Glaskalotte unterhalb des Fensterrahmens zu sehen ist, kann auch blind nach Funkpeilung im Kopfhörer ein stabiler Kurs gesteuert werden

tennananlage um 360°; die jeweilige Richtung ist an einem Teilkreis im Steuerhaus abzulesen.

Das Abstimmen der Antenne soll bei der endgültigen Ausführung im Gleichlauf zur Empfängerabstimmung erfolgen, so daß beim Peilen, wie bisher bei einem Rahmenpeiler, nur Abstimmung und Himmelsrichtung einzustellen sind.

Zur Ausrüstung des Versuchsbootes gehört auch ein solcher klassischer Rahmenpeiler, bei dem durch eine besondere Kunstschaltung (Enttrübung) für sehr saubere, scharfe Peilminima gesorgt wird. Mit Hilfe eines Seitenbandwählers können sogar von normalen AM-Telefonie-Sendern der Träger und das eine Seitenband unterdrückt werden, so daß man je nach den



Bild 1. Endgültige Ausführung der UKW-Peilantenne nach Bild 2. Der Reflektor-Dipol ist durch eine Reflektorwand ersetzt, Faltenbälge dichten die Schlitze im Tragrohr ab

örtlichen Gegebenheiten das weniger gestörte Seitenband zum Peilen benutzen kann, ähnlich wie sich Funker und KW-Amateure beim Telegrafieempfang das weniger gestörte Seitenband aussuchen.

Diese UKW-Peilversuche erfordern natürlich eine ganz genaue Bestimmung des Schiffs-Standortes, denn die Meßsicherheit hängt ja überhaupt davon ab, festzustellen, wie genau der gepeilte Standort mit dem tatsächlichen übereinstimmt. Aus diesem Grund sind an Bord auch sämtliche nautischen Hilfsmittel, wie Schiffskompaß, Sextant, Seekarten, Echolot, See-Handbücher usw. vorhanden. Im wesentlichen wird man sich aber auf die einander ergänzenden Funkpeilungen in den verschiedenen Frequenzbereichen stützen.

Das Versuchsboot wurde in der Nähe Münchens erstellt, um die verschiedenen Hf-Meßgeräte unmittelbar vom Werk aus einzubauen und zu erproben. Auch konnten bereits auf dem Starnberger See Peilversuche mit dem Wendelsteinsender vorgenommen werden.

Das fertiggestellte Boot begann am 16. 8. seine Reise, die zunächst auf einem Spezialfahrzeug nach Karlsruhe führte. Von dort wird es mit eigener Kraft über den Rhein-Rhone-Kanal nach Marseille und Genua fahren, um dort an den italienischen UKW- und Fernsehsendern die Peilversuche aufzunehmen.

Das Interesse für dieses schwimmende Laboratorium ist groß. So will z. B. Kanada ein solches Schiff erwerben, um an seinen Küsten orientierende Messungen für die Erstellung eines UKW-Küstenfunknetzes durchzuführen. Der Preis von rund 300 000 DM für ein vollständig eingerichtetes Boot stellt bei einer solchen Planung einen untergeordneten Kostenfaktor dar, der durch die Schnelligkeit, Beweglichkeit und Genauigkeit dieses Meßverfahrens bald aufgewogen wird.

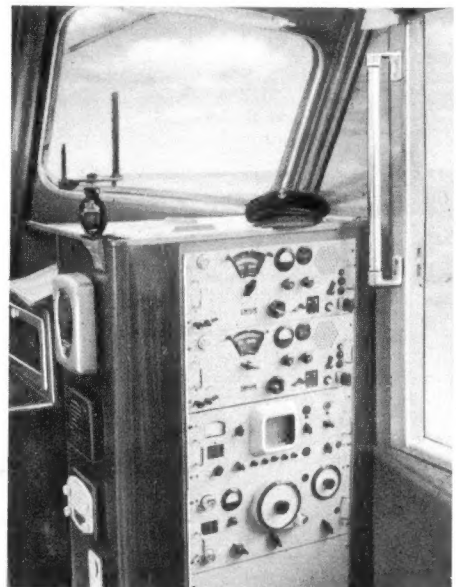


Bild 4. Feldstärke-Meßeinrichtungen im rechten Teil des Steuerhauses

Kaltes Licht durch Elektrolumineszenz

Die direkte Umwandlung von elektrischer Energie in Licht durch Elektrolumineszenz, von der die FUNKSCHAU schon vor längerer Zeit [1] berichtete, hat inzwischen zunehmend an Bedeutung gewonnen und verspricht viele interessante Anwendungen.

Bestimmte Materialien, z. B. ein phosphorhaltiges Dielektrikum (Bild 1), senden unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes wechselnder Stärke sichtbares Licht aus. Neben der in Bild 1 gezeigten Plattenform können „Leuchtkondensatoren“ beispielsweise auch so hergestellt werden, daß man um eine Glasröhre zwei Lackdrähte wickelt, die mit einer Leuchtstoff-suspension in Öl überstrichen und an etwa 200 V Wechselspannung angeschlossen werden [2]. Die Intensität des ausgesandten Lichtes hängt von der Dicke, dem Wider-

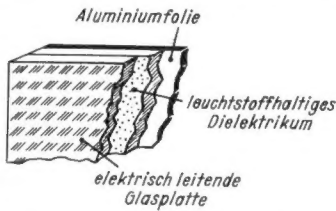
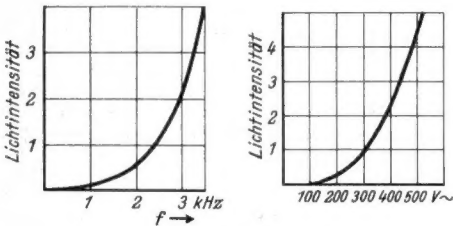


Bild 1. Schematischer Aufbau eines Leuchtkondensators mit mindestens einem durchsichtigen Belag



Links: Bild 2. Abhängigkeit der Lichtstärke von der Frequenz
Rechts: Bild 3. Spannungsabhängigkeit der Lichtstärke eines Leuchtkondensators

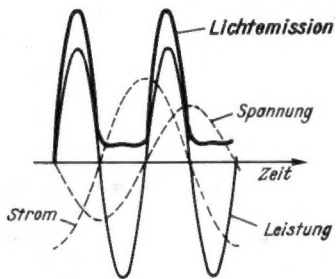


Bild 4. Phasenabhängigkeit der Lichtintensität von den elektrischen Werten

stand und der Dielektrizitätskonstanten der Leuchtstoffschicht, ferner von der Frequenz (Bild 2) und von der Höhe der angelegten Spannung (Bild 3) ab. Die Farbe des abgestrahlten Lichtes ist im allgemeinen unabhängig von der erregenden Spannung, dagegen ändert sie sich mit der Frequenz. Ein Leuchtkondensator, der beispielsweise bei 60 Hz gelb-grün leuchtete, zeigte bei 3000 Hz ein fahles Blaugrün. Damit erschließen sich zusätzliche Anwendungsmöglichkeiten der Elektrolumineszenz, die im übrigen außer als Lichtquelle für Instrumententafeln, Skalen, Schalter und dergl. auch zum Aufbau von Leuchdecken geeignet erscheint. Ein wichtiges Anwendungsgebiet dürfte die Elektronik sein — man denkt sogar an Oszillografen mit Leuchtkondensatorschirmen [2].

Der Effekt als solcher ist schon seit 1936 bekannt, seine theoretische Grundlage aber noch keineswegs geklärt. Fest steht nur, daß die Leuchterscheinung bei Gleichstrom nicht auftritt, sondern an ein Wechsel-

spannungsfeld gebunden ist. Ein Oszillogramm bei 60 Hz zeigt [3], daß der Lichtstrom mit der vom Kondensator aufgenommenen Leistung phasengleich verläuft, so daß die stärkste Lumineszenz gemäß Bild 4 auftritt, wenn Spannung und Strom gleiche Vorzeichen haben. Im übrigen hängt die Lichtintensität von den vorher genannten Eigenschaften der Leuchtstoffschicht ab.

- [1] FUNKSCHAU 1952, Heft 8, Seite 142
- [2] Electronics, März 1953, 160, 162
- [3] Bull. schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 42 (1951) Nr. 3, S. 91/92

Fernsehkamera zählt Blutkörperchen

Bekanntlich ist die Blutkörperchenzählung ein wichtiges Diagnosemittel zur frühzeitigen Erkennung vieler Krankheiten. Dies gilt auch für Strahlenschäden durch Atomprozesse. Auf der Suche nach einem Zählverfahren, das die langwierige und nicht immer zuverlässige Zählung nach der bisher üblichen Methode ablösen könnte, wurde in Zusammenarbeit zwischen Elektronikern der RCA und einem medizinischen Institut eine Methode entwickelt, bei der eine Industrie-Fernsehkamera das mikroskopische Bild von Blutkörperchen, Bakterienkulturen und ähnlichen Objekten auszählt. Die als Sanguinometer bezeichnete Einrichtung besteht also aus einem Lichtmikroskop, einer Vidicon-Kamera mit Kontrollempfänger und einer neu entwickelten Zähl-einrichtung zur Zählung der wechselnden Helligkeitswerte.

Da das mikroskopische Bild wie üblich zeilenweise abgetastet und dabei ein Körperchen u. U. von zwei oder mehr Zeilen erfaßt wird, wurde eine besondere Kompensationsschaltung entwickelt, die von der Abtastdauer eines Körperchens auf seinen Durchmesser schließt und die Anzahl der auf ein Körperchen entfallenden Impulse als Korrekturwert in die Zähl-schaltung gibt. Ein Magisches Auge zeigt an, wenn die Kompensation des mittleren Teilchendurchmessers erfolgt ist und die vom Zähler angezeigte Zahl gilt. Das neue Verfahren ist somit wesentlich einfacher zu handhaben und erheblich schneller als die bisherige Zählmethode, so daß es weniger aus technischen als aus wirtschaftlichen Gründen große Zukunftsaussichten hat.

(Nach RCA-News 1-15-54)

Siliziumdioden holen auf

Nach Überwindung verschiedener Fabrikationsschwierigkeiten stellen jetzt vier amerikanische Firmen Flächen-dioden auf Siliziumbasis her, während vier weitere Fabriken z. Z. Versuchs-serien laufen lassen. Siliziumdioden haben große Zukunftsaussichten, weil sie den Germaniumdioden bezüglich des Sperrwiderstandes und der höchstzulässigen Betriebstemperatur überlegen sind. Der Sperrstrom der neuen Flachendioden ist so gering (einige nA), daß man zu seiner Messung neue Meßgeräte entwickeln mußte. Während Germaniumdioden max. 75° C vertragen, halten die Silizium-Flachendioden Temperaturen bis 150° C aus. Die Sperrspannungen liegen heute bei 15 bis 50 Volt für durchschnittliche Serientypen. Da aber Labor-muster bereits Sperrspannungen bis 2500 V vertragen, hofft man, in Verbindung mit der großen Temperaturbeständigkeit schon bald Leistungsgleichrichter auf Siliziumbasis herstellen zu können.

Auch sonst ist man bestrebt, zuverlässige Leistungsgleichrichter auf Halbleiterbasis zu entwickeln, da amerikanische Wirtschaftler angesichts des zunehmenden Bedarfs an Trocken-

DAS NEUESTE

gleichrichtern mit einer Selenverknappung rechnen. Der Gesamtbedarf an Selen betrug 1953 einschließlich des Bedarfs der chemischen Industrie fast 500 000 kg, wovon die elektronische Industrie allein 45% verbrauchte. Demgegenüber wurden 1953 in den USA etwa mehr als 400 000 kg erzeugt, so daß annähernd 100 000 kg eingeführt werden mußten, davon fast 90% aus Kanada, der Rest aus Japan, Schweden, Westdeutschland, Belgien und Luxemburg.

(Electronics, Mai 1953, 8, 12)

„Drahtlose“ Mikrofone mit Transistoren

Von den ungezählten Anwendungsmöglichkeiten für Transistoren ist eine schon heute von besonderer Bedeutung, nämlich die Anwendung bei „drahtlosen“ Mikrofonen. Das sind Mikrofone, die zusammen mit einem Verstärker und einem Senderchen auf kleinstem Raum zusammengedrängt ebenso leicht wie Hörhilfen im Anzug unterzubringen sind. Sie bieten z. B. einem Redner, einem Vortragenden oder Künstler den Vorteil größerer Beweglich-

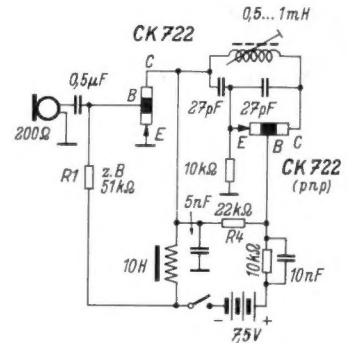


Bild 1. „Drahtloses“ Mikrofon mit magnetischem System und amplitudenmoduliertem Mittelwellensender

keit im Hörsaal oder auf der Bühne, denn sie können mit einem unauffälligen Knopflochmikrofon arbeiten und benötigen kein Anschlußkabel, weil die Modulation nach Verstärkung von dem Senderchen ausgestrahlt und dann von einem Empfänger über die fest installierte Übertragungsanlage hörbar gemacht wird. Solange ihre Reichweite (z. B. 6...10 m) klein gegen die benutzte Wellenlänge ist, gelten sie in den USA nicht als Sender im Sinne der FCC-Bestimmungen.

Eine auf einer freien Wellenlänge um 700 kHz betriebene Schaltung dieser Art ist in Bild 1 wiedergegeben [1]. Wegen des niedrigen Eingangswiderstandes des Verstärkertransistors wird ein magnetisches Mikrofon mit 200 Ω Impedanz benutzt. Die nachfolgende Senderstufe ist nach röhrentechnischen Begriffen ein anodenmodulierter Colpitts-Oszillator. Die Induktivität der Kreisspule muß größer sein als sonst für die benutzte Wellenlänge üblich, weil der Schwingungseinsatz des Transistors bei hohen Frequenzen ein großes L/C-Verhältnis voraussetzt. Da die hier (wegen des

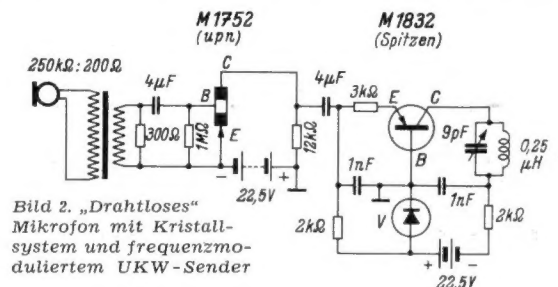


Bild 2. „Drahtloses“ Mikrofon mit Kristallsystem und frequenzmoduliertem UKW-Sender

DAS NEUESTE

„Drahtlose“ Mikrofone (Fortsetzung)

kleinen Batterieaufwandes) benutzten Flächentransistoren nicht so leicht auf höheren Frequenzen schwingen wie Spitzentransistoren, muß u. U. ein geeignetes Exemplar ausgesucht werden. Auch die Vorspannung der Transistoren muß gegebenenfalls durch Änderung der Widerstände R1 und R4 auf den günstigsten Wert eingestellt werden. R1 wird so gewählt, daß der Kollektorstrom des Verstärkers zwischen 0,8 und 1,5 mA liegt, während der Oszillatorstrom mit R4 auf 0,4...1 mA eingestellt wird. Alle übrigen Einzelheiten gehen aus dem Schaltbild dieser Anordnung hervor.

Eine Versuchsschaltung mit Kristallmikrofon und frequenzmoduliertem Sen-

der wurde in Bild 2 zusammengestellt. Um handelsübliche FM-Empfänger verwenden zu können, wird für die Sendestufe ein Spitzentransistor verwendet, der noch bei 100 MHz schwingt. V ist ein als Varistor bezeichnetes Bauelement, das eine konstante Vorspannung bereitstellt (Typ WE 400 A). Auf die Theorie dieser Schaltung kann hier nicht eingegangen werden [2]. Der Modulationsverstärker zeigt bis auf die Übertrageranpassung des hochohmigen Kristallmikrofons an die niederohmige Eingangsschaltung keine Besonderheiten. Versuche mit einer solchen Schaltung sollten zunächst, wie angegeben, mit getrennten Batterien vorgenommen werden. Der Varistor V kann versuchsweise fortgelassen oder durch eine 1,5-V-Zelle ersetzt werden (Vorschlag des Ref.). hgm

Quellen: [1] Hellmers, Radio & Televis. News, Oktober 1953, 196.

[2] Thomas, Electronics, Febr. 1954, 130...133.

25 Jahre Rundfunkentwicklung

Dipl.-Ing. Ludwig Babik, der Leiter der Rundfunkentwicklung im Telefunken-Werk Hannover, feierte am 15. August seine 25jährige Zugehörigkeit zum Betrieb. Sein Können trug stets wesentlich zum Erfolg der Telefunken-Rundfunkempfänger bei.

30 Jahre in der Rundfunkindustrie

Rudolf Meyer-Bartoldt, der Direktor der Abteilung Rundfunk- und Fernsehgeräte der Deutschen Philips GmbH beging am 19. August seinen 60. Geburtstag. Seit 1924, also seit 30 Jahren, arbeitet er mit am Aufbau und an der Entwicklung der Rundfunkindustrie.

Tuchel-Kontakt

Ulrich Tuchel, Inhaber der Fa. Tuchel-Kontakt, feierte am 7. 8. 1954 seinen 50. Geburtstag. 1946 begann er ganz allein den Wiederaufbau seines bei Kriegsende gänzlich zerstörten Unternehmens; 1954 zählte die Belegschaft rund 100 Mann.

25 Jahre bei Dralowid

Am 1. September beging Dipl.-Ing. Kurt Uttecht, der Leiter der Vertriebsabteilung des Dralowid-Werkes der Steatit-Magnesia AG sein 25jähriges Dienstjubiläum. Er begann seine Laufbahn in der Kondensatoren-Abteilung und schuf dort die Grundlagen für den Siegeszug der keramischen Kondensatoren.

Pioniere der Funktechnik: Prof. Dr.-Ing. Leo Pungs

Um die Jahrhundertwende erfreute sich die elektrotechnische Lehrstätte der Darmstädter Technischen Hochschule besonderer Wertschätzung. Unter ihren über Deutschlands Grenzen hinaus berühmten Lehrern befanden sich Kittler, Petersen, Wirtz und mehrere andere. Von ihnen hatte sich Wirtz bereits auf Forschung und Lehre der Funktechnik spezialisiert. Dementsprechend wurde auch eine stattliche Zahl technischer Studenten ausgebildet, von denen viele bis in die Neuzeit hinein führend auf

deutschen und auswärtigen Hochschulen und in der Industrie tätig waren oder es noch sind. — Von diesen nimmt der am 6. August 1883 von deutschen Eltern stammende und in Moskau geborene Leo

Pungs eine besonders bemerkenswerte Stelle ein. Nach Ablegung des Diplom-Hauptexamens hatte er das Glück, 3 Jahre lang als Assistent von Geheimrat Prof. Kittler tätig zu sein und sich dessen Gedankengänge zu eigen machen zu können. In der richtigen Erkenntnis, theoretische Grundlagen durch die Praxis ergänzen zu müssen, konstruierte sodann Pungs bei Brown Boveri in Baden (Schweiz) Drehstrom-Kollektormotoren. Er kehrte aber dann wieder nach Darmstadt zurück, um im Hochspannungsinstitut von Prof. Petersen mit einer Arbeit „Über das dielektrische Verhalten von Isolierstoffen bei hohen Wechselspannungen“ seinen „Dr.-Ing.“ zu machen.

1912 trat er als Entwicklungsingenieur in die drahtlose Abteilung der C. Lorenz AG ein, in der damals in febrilhaftiger Weise Hochfrequenzgeneratoren aller Art (Lichtbogenenergiegeneratoren, Hochfrequenzmaschinen nach Goldschmidt und Petersen, Frequenzvervielfacher, Stoßfunkensender) erforscht und entwickelt wurden. Nach meiner Erinnerung hat sich in jener Zeit Pungs vor allem um die Schaltung der im wesentlichen verwendeten Schwachstrom-Mikrofone für drahtlose Telefonie-Sender verdient gemacht, indem er in Kombination mit entsprechendem bemessenen Drosseln diese un-

mittelbar zur Modulation des Antennennstromes verwendete. Im ersten Weltkrieg war er mit der technischen Leitung des Funk-Labors der Kaiserlichen Marine in Kiel eingesetzt, wo er zusammen mit Dr. Harbich das Gebiet der Peil- und Navigationsanlagen bearbeitete.

Nach Kriegsende aber trat er wieder, dieses Mal als Prokurist, bei Lorenz ein, und hier galt seine Hauptarbeit der im Entstehen begriffenen Rundfunktechnik. Er nahm hier seine Arbeiten zusammen mit Dr. F. Gerth auf dem Gebiet der Modulation ungedämpfter hochfrequenter Schwingungen mit Hilfe gesteuert eisengefüllter Drosselspulen wieder auf. Sie führten zu den ersten Rundfunk-Telefonie-Sendungen größerer Energie aus Eberswalde und Königs-Wusterhausen sowie zur ersten deutschen Opernübertragung. Bemerkenswert sind ferner seine drahtlosen Sprechverbindungen zwischen Kopenhagen und Bornholm sowie seine Anordnung zur Übertragung mehrerer Gesprächskanäle über eine Leitung und das zusammen mit Preuner ausgebildete Schwebungsverfahren zur Messung kleinster Kapazitäten.

1927 folgte er einem Ruf als ordentlicher Professor an die Technische Hochschule Braunschweig, und hier hatte er das Glück, das neu gegründete Funktechnische Institut nach eigenen Wünschen und Plänen aufzubauen und wichtiger noch, Forschung und Lehrtätigkeit aufeinander abstimmen zu können. Pungs hat es wie selten ein anderer verstanden, Theorie und Praxis miteinander zu vereinen, so daß auch die Arbeiten seiner Schüler lebensnah gestaltet werden konnten.

Auch im zweiten Weltkrieg hatte Pungs seine Arbeitskraft und seine Kenntnisse dem Reich beim Nachrichtenübermittlungskommando wieder zur Verfügung gestellt. Einige seiner damaligen Arbeiten liegen auf dem Gebiet der Funkmeßtechnik. Nach dem Zusammenbruch und kurzer Internierung konnte er sich wieder ganz seiner Lehr- und Forschertätigkeit im Braunschweiger Institut widmen, das durch Kriegseinwirkung nur wenig gelitten hatte.

Dem bescheidenen und sympathischen Gelehrten, der am 6. August 1954 in alter Frische seinen 71. Geburtstag begehen konnte, sind zahlreiche Ehrungen zuteil geworden, von denen ihn der ihm von der Technischen Hochschule Darmstadt verliehene Dr.-Ing. E. h. am meisten gefreut haben dürfte. Dr. Eugen Nesper



FUNKSCHAU

Zeitschrift für Funktechniker

Herausgegeben vom

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer
Verlagsleitung: Erich Schwandt

Redaktion: Otto Limann, Karl Tetzner und Fritz Kühne
Anzeigenleiter u. stellvertretender Verlagsleiter: Paul Walde

Erscheint zweimal monatlich, und zwar am 5. und 20. eines jeden Monats. Zu beziehen durch den Buch- und Zeitschriftenhandel, unmittelbar vom Verlag und durch die Post.

Monats-Bezugspreis für die gewöhnliche Ausgabe DM 1,60 (einschl. Postzeitungsgebühr) zuzüglich 6 Pfg. Zustellgebühr; für die Ingenieur-Ausgabe DM 2,— (einschl. Postzeitungsgebühr) zuzüglich 6 Pfg. Zustellgebühr. Preis des Einzelheftes der gewöhnlichen Ausgabe 80 Pfennig, der Ing.-Ausgabe DM 1,—.

Redaktion, Vertrieb u. Anzeigenverwaltung: Franzis-Verlag, München 2, Luisenstraße 17. — Fernruf: 5 16 25/26/27 und 5 19 43. — Postscheckkonto München 57 58.

Hamburger Redaktion: Hamburg - Bramfeld, Erbsenkamp 22a — Fernruf 63 79 64.

Berliner Geschäftsstelle: Berlin - Friedenau, Grazer Damm 155. — Fernruf 71 87 68 — Postscheckkonto: Berlin-West Nr. 622 86.

Verantwortlich für den Textteil: Ing. Otto Limann; für den Anzeigenteil: Paul Walde, München. — Anzeigenpreise n. Preisl. Nr. 7.

Verantwortlich für die Österreich-Ausgabe: Ing. Ludwig Ratheiser, Wien.

Auslandsvertretungen: Belgien: De Internationale Pers, Berchem-Antwerpen, Kortemarkstraat 18. — Niederlande: De Mulderkring, Bussum, Nijverheidswerf 19-21. — Österreich: Verlag Ing. Walter Erb, Wien VI, Mariahilfer Straße 71. — Saar: Ludwig Schubert, Buchhandlung, Neunkirchen (Saar), Stummstr. 15. — Schweiz: Verlag H. Thali & Cie., Hitzkirch (Luzern).

Alleiniges Nachdrucksrecht, auch auszugsweise, für Österreich wurde Herrn Ingenieur Ludwig Ratheiser, Wien, übertragen.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, (13 b) München 2, Luisenstr. 17. Fernsprecher: 5 16 25. Die FUNKSCHAU ist der IVW angeschlossen.



Radio- und Fernseh-Fernkurse

System FRANZIS-SCHWAN

für den FUNKSCHAU-Leser herausgegeben

Prospekte und Muster-Lehrbrief durch die Fernkurs-Abt. des Franzis-Verlages, München 2, Luisenstr. 17

Studien-Beginn jederzeit - ohne Berufsbehinderung. Für FUNKSCHAU-

Leser ermäßigte Kursgebühren. Rund 3 DM

monatlich und wöchentlich einige

Stunden fleißige Arbeit bringen

Sie im Beruf voran

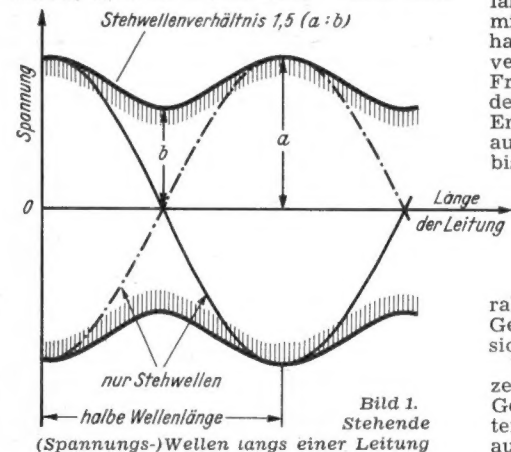
Breitband- oder Schmalbandantenne?

In den Fernsehantennen-Listen finden wir sowohl Schmalband- wie Breitband-Ausführungen angeboten. Die Schmalband-Antennen sind bei ähnlichen Werten für Gewinn und für Vor- und Rückverhältnis billiger als die Breitband-Antennen. In den folgenden Zeilen soll auf die Eigenarten dieser Antennen eingegangen werden, so daß man daraus ersehen kann, ob man im gegebenen Fall eine Breitband- oder eine Schmalband-Antenne zu wählen hat.

Der Unterschied

Wir fragen uns, warum die beiden Antennenarten nebeneinander angeboten werden. Um die Antwort auf diese Frage zu finden, müssen wir uns erst einmal klar machen, was unter den beiden Bezeichnungen zu verstehen ist. Also:

Eine Breitband-Antenne gestattet, über ein breites Band — meist über



das gesamte einschlägige Fernsehband — hinreichend gleichmäßig gut zu empfangen. Zumindest ist es das Ziel der Breitband-Antennenkonstruktionen, dies zu ermöglichen.

Die Schmalband-Antenne ist speziell für den Empfang auf nur einem einzigen Kanal bemessen. Auch Antennen für den Empfang auf zwei, drei oder gar vier Kanälen werden gelegentlich noch als Schmalband-Antennen bezeichnet, obwohl sie mit ihren breiteren Empfangsfrequenzbändern zwischen die Schmalband- und Breitband-Antennen einzureihen wären.

Breitband-Antennen

Diese Antennen müssen über das gesamte für den Empfang in Frage kommende Frequenzband hinreichend konstanten Fußpunktswiderstand, genügenden Gewinn und eine brauchbare Richtwirkung aufweisen. Wir beschäftigen uns hier zunächst mit dem Fußpunktswiderstand. Die von ihm verlangte Konstanz bezieht sich nicht auf seinen in Ohm ausdrückbaren Wert allein, sondern auch auf möglichst geringe Werte der Blindkomponenten, die kapazitiv oder induktiv ausfallen können.

In den Listen wird die mehr oder minder hohe Konstanz durch das Stehwellenverhältnis charakterisiert. Dieses wird um so größer, je schlechter die Antenne mit ihrem Fußpunktswiderstand zu dem Wellenwiderstand der Leitung gut übereinstimmen lassen. Bei völligem Übereinstimmen gibt es keine stehenden Wellen.

Das Stehwellenverhältnis wird so bestimmt: Man schließt die Antenne über eine Leitung, deren Wellenwiderstand gleich dem Sollwert des Antennen-Fußpunktswiderstandes gewählt wird, an einen Meßsender an und bestimmt die Spannungsverteilung längs der Leitung. Stimmen beide Widerstände überein, so ergibt sich eine gleichmäßig abfallende Spannung. Weichen die Widerstände voneinander ab, so wird ein Teil der Leistung an der Verbindungsstelle zwischen Leitung und Antenne reflektiert. Der reflektierte Anteil der Wellen ergibt mit den vom Meßsender zur Antenne laufenden Wellen stehende Wellen. Diese bedeuten periodische Spannungsschwankungen längs der Leitung

(Bild 1). Die Spannung fällt hierbei also nicht gleichmäßig ab.

Das Stehwellenverhältnis gibt an, wieviel mal so groß der längs der Leitung auftretende Spannungshöchstwert im Vergleich zu dem benachbarten Mindestwert ist. Fehlen solche Schwankungen, so hat das Stehwellenverhältnis den Wert 1.

Über den gesamten Frequenzbereich läßt sich der Fußpunktswiderstand auch mit großem Aufwand nicht völlig konstant halten. Demgemäß liegt das Stehwellenverhältnis höchstens innerhalb eines engen Frequenzbereiches nicht nennenswert über dem Wert 1 (Bild 2). Für den übrigen Empfangsbereich weist es höhere Werte auf. Werte des Stehwellenverhältnisses bis zu etwa 1,6 sind als sehr gut zu bezeichnen. Höhere Werte können zu beinahe ineinander geschobenen Mehrfachbildern führen. Der Fachmann spricht in solchen Fällen von einer „Plastik des Bildes“. Diese Erscheinung gibt dem Bild den Charakter eines flachen Reliefs. Sie ist — im Gegensatz zu den Effekten des „dreidimensionalen“ Films — unerwünscht.

Wir kommen nun zum Gewinn. Bild 3 zeigt ein Beispiel für die Abhängigkeit des Gewinns, wie er für eine Breitband-Antenne über den gesamten Frequenzbereich, auf dem empfangen werden soll, vorhanden ist. Das Bild 3 bezieht sich auf eine Zwei-Ebenen-Antenne. Für eine Vier-

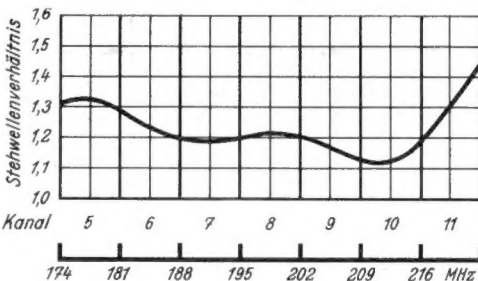


Bild 2. Abhängigkeit des Stehwellenverhältnisses von der Frequenz für eine moderne Zwei-Ebenen-Breitband-Fernsehantenne mit Reflektorwand für Band III

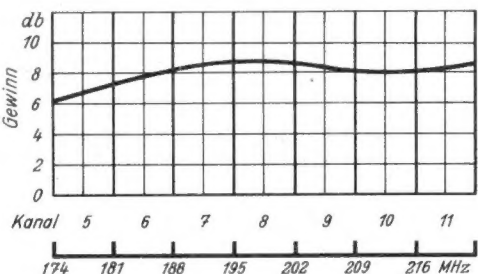


Bild 3. Abhängigkeit des Gewinnes von der Frequenz für die Antenne zu Bild 2

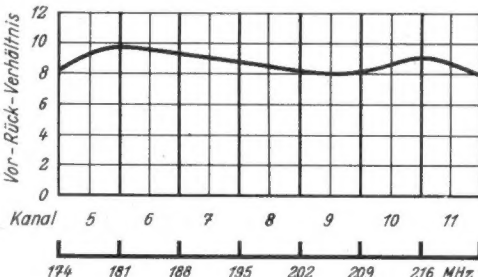
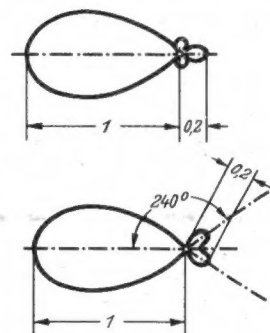


Bild 4. Vor-Rück-Verhältnis abhängig von der Frequenz für die dem Bild 2 zu Grunde gelegte Breitband-Antenne

Ebenen-Antenne gleicher Bauart ergäbe sich ein um rund 3 db höherer Gewinn.

Schließlich betrachten wir den Zusammenhang zwischen Frequenz und Richtwirkung. Eigentlich müßten wir dafür die zu den Mitten der einzelnen Kanäle ge-

Bild 5. Vor-Rück-Verhältnis von zwei verschiedenen Antennen. Das Vor-Rück-Verhältnis beträgt in beiden Fällen 1 : 0,2 = 5 : 1



hörigen Richtkennlinien verwenden. Ein Vergleich dieser Richtkennlinien aber wäre wenig aufschlußreich: Einmal sind die Abweichungen — im großen gesehen — ziemlich gering und dann sind die Teile der Richtkennlinien, die für den Empfang von rückwärts gelten, nicht so ohne weiteres im ganzen vergleichbar. Deshalb verwenden wir zum Beurteilen der Richtwirkung das Vor-Rückwärts-Verhältnis. Dieses Verhältnis gibt an, wieviel mal so hoch die Empfangsspannung für die Hauptempfangsrichtung ausfällt im Vergleich zu der Spannung, die sich maximal für eine Einfallrichtung von hinten ergibt. In Bild 5 sind zwei Fälle dargestellt, an denen das erklärt werden möge. Oben im Bild 5 erkennen wir eine Richtkennlinie, für die der Empfang aus der Hauptempfangsrichtung mit dem Empfang aus der ihr ent-

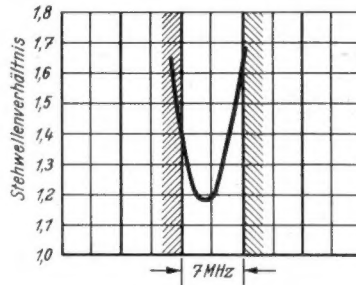


Bild 6. Stehwellenverhältnis für eine Schmalband-Zwei-Ebenen-Fernsehantenne mit Reflektor und zwei Direktoren je Ebene in Abhängigkeit von der Frequenz

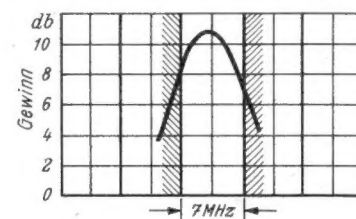


Bild 7. Gewinnverlauf abhängig von der Frequenz für die Antenne zu Bild 6

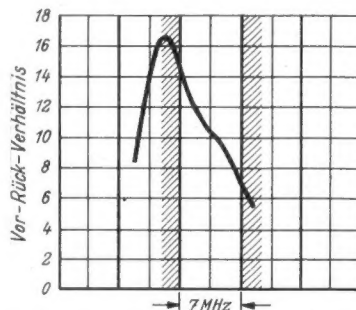


Bild 8. Vor-Rück-Verhältnis in Abhängigkeit von der Frequenz für die Antenne zu Bild 6

gegengesetzten Richtung verglichen werden muß. Für die Kennlinie rechts in Bild 5 wird der Empfang aus der Hauptempfangsrichtung mit dem Empfang, der zu $\pm 240^\circ$ gehört, in Beziehung gesetzt. In Bild 4 ist der Verlauf des Vor-Rückverhältnisses abhängig von der Frequenz für eine Breitband-Antenne aufgetragen.

Natürlich kostet die Breitband-Antenne bei ähnlichen Eigenschaften mehr als eine Schmalband-Antenne. Ihr Vorteil, auf einem breiten Band Empfang zu ermöglichen, wird durch den komplizierten Aufbau erkauft. Das bedeutet höheren Winddruck und damit die Notwendigkeit einer größeren mechanischen Stabilität.

Wann wird besser eine Breitband-Antenne verwendet?

Die Breitband-Antenne ist zunächst überall da am Platz, wo mit Kanalwechsel des auf den Empfangsort einwirkenden Fernsehsenders innerhalb desselben Bandes gerechnet werden muß.

Ein zweiter Fall, in dem man zu einer Breitband-Antenne greifen wird, liegt vor, wenn am Empfangsort — aus ungefähr gleicher Richtung — Sender einwirken, deren Kanäle demselben Band angehören.

Ein dritter Fall, in dem der Breitband-Antenne der Vorzug gegeben wird, hat einen ganz anderen Grund. Dieser ist in der vereinfachten Lagerhaltung für Gebiete zu sehen, in denen zwar im Einzelfall meist nur mit dem Empfang auf einem Kanal zu rechnen ist, in dem aber auf verschiedene Orte nicht dieselben Fernsehsender einwirken. Hier muß man im Falle der Schmalband-Antenne für den einen Kanal oder für das eine Kanalpaar die eine Ausführung und für einen anderen Kanal,

bzw. für ein anderes Kanalpaar eine andere Ausführung auf Lager halten. Allerdings ist dieser Grund nicht recht überzeugend. Für eine Breitband-Antenne gehört zum gleichen Gewinn und zu ähnlichen Richteigenschaften ein wesentlich höherer Aufwand als für eine Schmalband-Antenne.

Für die Schmalband-Antenne spricht stets der geringere Aufwand und der damit verbundene niedrigere Preis. Die Schmalband-Antenne wird man also überall da verwenden, wo keiner der drei oben genannten Gründe, die für die Breitband-Antenne sprechen könnten, genügendes Gewicht hat.

Bandbegrenzung bei der Schmalband-Antenne

Man könnte meinen, Schmalband-Antennen ließen sich deshalb nur für einen Kanal oder für höchstens zwei Kanäle verwenden, weil sich außerhalb des zugehörigen Frequenzbereiches zu wenig Empfangsspannung ergibt (Bild 7). Gewiß sinkt die Empfangsspannung für größere Frequenzabweichungen ab. Doch ist das nicht der einzige Grund für die Begrenzung. Ein zweiter Grund liegt auch hier darin, daß sich der Wert des Fußpunktwiderstandes für größere Frequenzabweichungen zu weit von seinem reellen Sollwert entfernt (Bild 6). Als dritter Grund kommt in Betracht, daß die Richtwirkung nur für einen begrenzten Frequenzbereich genügend ausgeprägt ist. Bild 8 zeigt das an Hand des Vor-Rückverhältnisses.

(Die Kurven von Bild 2, 3 und 4 wurden an einer Kathrein-Breitband-Antenne $2 \times F 640$ gemessen. Die Bilder 6 bis 8 gelten für eine Kathrein-Schmalband-Antenne Typ $2 \times F 610$.) F. Bergtold

Die Kontrast-Regelautomatik im Fernsehempfänger

Ein Rundfunk- oder Fernsehempfänger muß Eingangssignale sehr verschiedener Größe verarbeiten. Daraus ergibt sich die Forderung, daß der Empfänger selbsttätig seine Verstärkung so einrichtet, daß sich trotz verschieden großer Eingangsspannungen stets eine bestimmte, etwa gleichbleibende Ausgangsspannung einstellt. Dies erzielt man bekanntlich durch eine negative Regelspannung, die je nach der Größe des Eingangssignals den Arbeitspunkt der geregelten Verstärkerstufen mehr oder weniger weit ins Negative verschiebt, so daß die Verstärkung auf das notwendige Maß beschränkt wird.

Die Regelschaltung hat also die Aufgabe, bei schwachen Signalen die durch Schwund-Erscheinungen bedingten unerwünschten Lautstärke- bzw. Kontrast-schwankungen auszugleichen und bei starken Signalen die Verstärkung des Empfängers so weit herabzuregulieren, daß keine Übersteuerungen möglich sind. Dieser zweiten Aufgabe der Regelschaltung muß man bei Fernsehempfängern besondere Beachtung schenken, da durch Übersteue-

rung der Video-Endstufe die Synchronisierimpulse verloren gehen und damit das Bild völlig außer Tritt gerät.

Beim Fernsehempfänger besteht ein grundsätzlicher Unterschied gegenüber der Regelspannungsgewinnung im Rundfunkempfänger wegen der verschiedenartigen Modulation eines Rundfunk- und eines Fernsehsenders. Für eine Tonübertragung genügt es, Wechselspannungen zwischen etwa 50 Hz und 15 kHz zu übertragen. Ein Fernsehsender hat im Gegensatz zum Rundfunksender eine Gleichspannungskomponente zu übertragen. In Bild 1 ist eine mit einer tonfrequenten Wechselspannung modulierte Rundfunk-Trägerfrequenz dargestellt. Man erkennt, daß unabhängig vom Modulationsgrad, also von der Lautstärke, das mittlere Niveau der Trägerfrequenz gleich bleibt. Die Regelspannung im Empfänger soll unerwünschte Schwankungen der Trägerfrequenz, nicht aber die gewollten Dynamikunterschiede der Modulation ausgleichen. Der Mittelwert der modulierten Zwischenfrequenz ist also unabhängig von

der Antennenspannung immer auf der gleichen Größe zu halten. Verzichtet man auf einen verzögerten Regelspannungseinsatz, so kann man grundsätzlich die bei der Demodulation entstehende Gleichspannungskomponente als Regelspannung verwenden. Wesentlich ist, daß man im Rundfunkgerät eine dem mittleren Niveau entsprechende Regelspannung benutzt.

Bei der Übertragung eines Fernsehsignals liegen die Verhältnisse anders. In Bild 2a ist der Träger mit einer hellen und in Bild 2b mit einer dunklen Szene moduliert. Man erkennt, daß bei einem hellen Bild eine große Wechselspannungsamplitude und ein kleines mittleres Gleichspannungsniveau, bei einem dunklen Bild eine kleine Wechselspannungsamplitude und ein großes mittleres Gleichspannungsniveau vorhanden sind. Oder anders ausgedrückt: die sogenannte Schwarzschulter bleibt immer auf der gleichen Höhe.

Würde man im Fernsehempfänger, ähnlich wie im Rundfunkempfänger, eine dem bei der Demodulation auftretenden Gleichstrommittelwert U_m proportionale Regelspannung benutzen, so bekäme man die in Bild 3a dargestellten Verhältnisse, die dunklen Teile des Bildes würden aufgehellt. In Bild 3b ist die Regelschaltung richtig ausgebildet, so daß der Schwarzpegel konstant gehalten wird.

Um dieses Ziel zu erreichen, kann man nicht wie beim Rundfunk-Empfänger das vom Bildinhalt abhängige mittlere Gleichspannungsniveau heranziehen, sondern man muß eine Regelspannung gewinnen, die dem Spitzenniveau proportional ist. Üblicherweise gewinnt man die Regelspannung aus dem Zf-Signal. Hierzu wird eine besondere Gleichrichterstrecke an den letzten Zf-Kreis angekoppelt. Die Zeitkonstante wird einige Male größer gewählt, als die Periodendauer der Zeilenfrequenz, so daß man zu einer hinreichend guten Spitzengleichrichtung kommt. Im Fernsehempfänger wäre also ein besonderer Regelgleichrichter notwendig, während man im Rundfunkempfänger im Prinzip mit einer Diodenstrecke zur Demodulation und zur Regelspannungsgewinnung auskommen kann.

Die Regelspannungsgewinnung aus der Zwischenfrequenz hat im Fernsehempfänger einige Nachteile. Bei der Demodulation entstehen infolge der impulsförmigen Modulation starke Oberwellen. Die 7. und 8. Harmonische einer Zwischenfrequenz von 25 MHz ergibt 175 bzw. 200 MHz, diese Frequenzen fallen also in die Fernsehkanäle 5 bzw. 8. An der Anode der letzten Zf-Röhre stehen etwa 10 V_{SS}. Nimmt man an, daß 1% Oberwellen entstehen, so genügt es, wenn davon der 10⁻⁴te Teil auf den Eingang des Empfängers zurückgekoppelt wird, um bereits sehr störende Moiré-Erscheinungen zu ergeben.

Um diese Moiré-Erscheinungen zu verhindern, muß man Maßnahmen treffen, die sehr viel einfacher sind, wenn sie sich auf den Bildgleichrichter beschränken können. Deshalb ist es vorteilhaft, eine exakte Regelspannung aus dem Videosi-

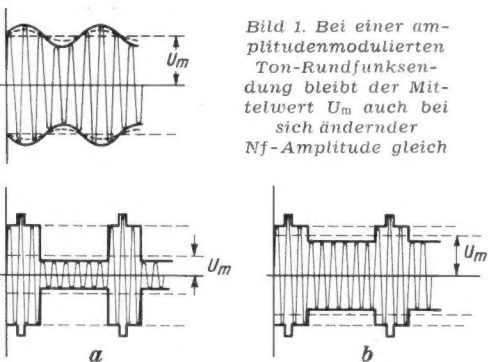


Bild 1. Bei einer amplitudenmodulierten Ton-Rundfunksendung bleibt der Mittelwert U_m auch bei sich ändernder Nf-Amplitude gleich

Bild 2. Modulationsformen von Fernsehsignalen; a = dunkles Bild mit kleinem, mittlerem Spannungsniveau U_m ; b = helles Bild mit großem, mittlerem Spannungsniveau

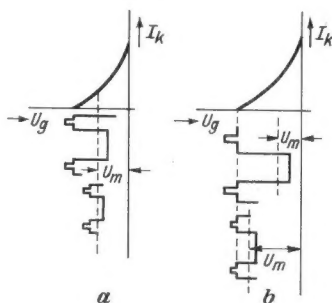


Bild 3. Auswirkung der Regelspannung: a = eine dem Gleichstrom-Mittelwert proportionale Regelspannung fälscht die Bildhelligkeit; b = richtig ist es, wenn die Regelspannung die Schwarzschulter auf gleicher Höhe hält

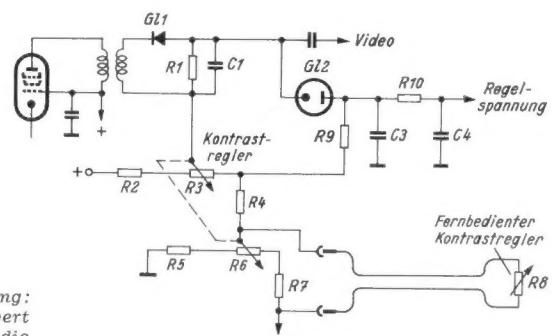


Bild 4. Kontrastregler beim Blaupunkt-Fernsehempfänger Typ F 2054

gnal zu gewinnen. Ein Beispiel hierfür ist die im Blaupunkt-Fernsehempfänger Typ F 2054 angewandte Schaltung (Bild 4). Hinter dem Bildgleichrichter entsteht an der Kombination R 1 C 1 die in Bild 5 dargestellte Spannung, die sich aus einer Gleichspannung U_m und einer impulsförmigen Wechselfspannung U_w zusammensetzt. Wie bereits erwähnt, kann man die mittlere Gleichspannung U_m allein nicht zur Regelung heranziehen. Ebenso falsch wäre es, die Wechselfspannung U_w allein zu benutzen, denn dabei würde einem hellen Bild, also einer großen Wechselfspannung eine große Regelspannung und einem dunklen Bild eine kleine Regelspannung entsprechen. Die Kontraste würden also durch die Regeleinrichtung verflacht werden.

Eine exakte Regelspannung kann man aus dem Videosignal gewinnen, indem man zur Gleichspannung U_m eine Gleichspannung addiert, die man durch Spitzengleichrichtung aus der Wechselfspannung U_w erhält. Für die Gleichspannung U_m ist die Diodenstrecke G12 (Bild 4) leitend, so daß U_m über ein Siebglied (R 10 C 4) unmittelbar auf die Regelleitung einwirkt. Außerdem bildet sich zusätzlich an der RC-Kombination R 9 C 3 eine Spannung U_1 , so daß auf der Regelleitung die Summe $U_m + U_1$ steht. Diese Summe entspricht

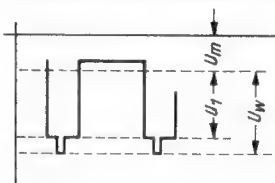


Bild 5. Zusammensetzung der Regelspannung aus dem Gleichstrom-Mittelwert U_m und dem Scheitelwert der Wechselfspannung U_w

unabhängig vom Bildinhalt dem Schwarzpegel, denn bei einem dunklen Bild ist U_m groß und U_1 klein, bei einem hellen Bild ist das Verhältnis der beiden Spannungen vertauscht.

Um in Gebieten sehr kleiner Feldstärke ein kontrastreiches Bild zu erhalten, darf die Verstärkung des Empfängers durch die Regeleinrichtung erst dann herabgesetzt werden, wenn die für einen guten Kontrast notwendige Steuerspannung an der Bildröhre erreicht wird. Die Regelung muß also verzögert einsetzen, dann erübrigt sich auch ein besonderer Nah-Fern-Schalter. In der Blaupunkt-Schaltung wird dies durch eine positive Spannung erreicht, die an dem Spannungsteiler R 2 R 3 abgegriffen und auf die Katode der Gleichrichterstrecke G12 gegeben wird. Diese positive Schwellspannung ist veränderlich ausgebildet, um gleichzeitig zur Kontrastregelung zu dienen. Sie sperrt den Regelleiter solange, bis das am Bildgleichrichter entstehende negative Signal dem Betrag nach gleich dem positiven Schwellwert ist. Steigt das Signal noch weiter an, dann bildet sich eine Regelspannung aus, die die Verstärkung des Empfängers herabsetzt. Somit hat man es in der Hand, eine bestimmte Signalamplitude einzustellen.

Zur Unterstützung der Kontrastregelung wird durch das Potentiometer R 6, das mit R 3 mechanisch gekuppelt ist, zusätzlich eine negative Spannung auf die Regelleitung gegeben.

Die Fernbedienung der Kontrasteinstellung erfolgt über das Potentiometer R 8. Hierbei wird auf die Regelleitung zusätzlich eine mehr oder weniger negative Spannung gegeben. Die Funktion der automatischen Regelspannungserzeugung bleibt dabei erhalten.

Auch in den Blaupunkt-Fernsehempfängern F 2154 und F 3054 wird die Regelspannung aus dem Videosignal gewonnen. Im Bild 4 wurde dazu ein besonderer Gleichrichter benötigt. Bei der neuen Schaltung Bild 6 erhält man diese Spannung aus der Vorspannung am ersten Gitter des Amplitudensiebes. Hier steht nämlich die in der Video-Endröhre PL 83 ver-

stärkte Spannung U_w . Aus ihr wird durch Gittergleichrichtung eine proportionale Vorspannung erzeugt. Die erforderliche Spannung U_1 läßt sich also an einem Spannungsteiler R 2 R 3, der die Verstärkung wieder rückgängig macht, abgreifen. Diese an R 3 stehende Spannung ist mit der an R 1 stehenden Spannung U_m zusammensetzen, um eine dem Schwarzpegel entsprechende Regelspannung zu gewinnen.

Auch hier wird die Kontrastregelung durch eine zusätzliche negative Vorspannung erreicht. Sie wird an dem Potentiometer R 5 abgegriffen und zu der erwähnten Regelspannung addiert. Diese Schaltung arbeitet ebenfalls mit verzögertem Einsatzpunkt: Durch die Widerstände R 4 und R 5 fließt nämlich der Katodenstrom der Röhre ECL 80. Dadurch entsteht zwischen R 3 und R 4 eine gegen Masse positive Spannung. Bei sehr schwachen Eingangssignalen ist die auftretende Regelspannung gering. Die an R 4 und R 5 erzeugte positive Spannung würde auf der Regelleitung herrschen, wenn sie nicht durch eine Gleichrichterstrecke der Röhre PABC 80 kurzgeschlossen würde. Die Katode der PABC 80 ist um 1 V negativ vorgespannt. Dadurch wird erreicht, daß auf der Regelleitung immer mindestens -1 V steht. Erst wenn das Eingangssignal einen bestimmten Wert überschritten hat, der zur vollen Aussteuerung der Bildröhre ausreicht, wird die Spannung auf der Regelleitung negativer als -1 V und die Diode der PABC 80 wird gesperrt.

Auch für diese Schaltung erübrigt sich ein besonderer Nah-Fern-Schalter, da durch den Schwellwert gewährleistet ist, daß der Empfänger sowohl bei sehr kleinen als auch bei sehr großen Eingangsspannungen einwandfrei arbeitet. Der

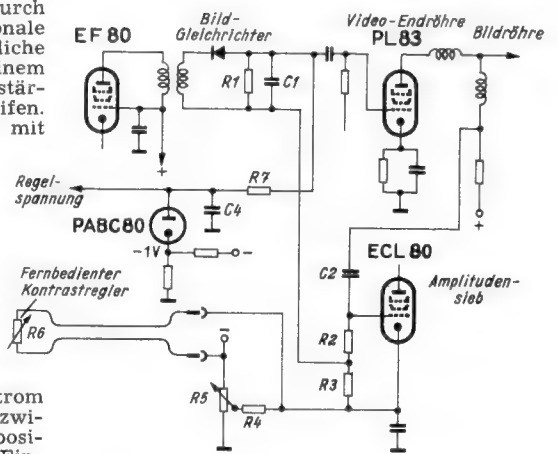


Bild 6. Kontrastregler bei den Blaupunkt-Fernsehempfängern F 2154 und F 3054

Schwellwert hat eine besondere Bedeutung, weil ein Teil der Regelspannung auf das Gitter der Hf-Vorröhre geführt wird. Würde man die Hf-Vorröhre schon bei sehr kleinen Eingangsspannungen mitregeln, so ergäbe sich ein ungünstiges Signal-Rausch-Verhältnis, da die Gefahr besteht, daß die Vorröhre so weit herabregelt wird, daß das Rauschen der Mischröhre einen erhöhten Anteil am Gesamt-rauschen ergibt.

Für die Fernbedienung wird ähnlich wie in Bild 4 ein zusätzlicher Regler R 6 eingeschaltet, der je nach seiner Stellung eine mehr oder weniger negative Spannung zusätzlich auf die Regelleitung gibt.

Dipl.-Phys. F. J. Wiemers

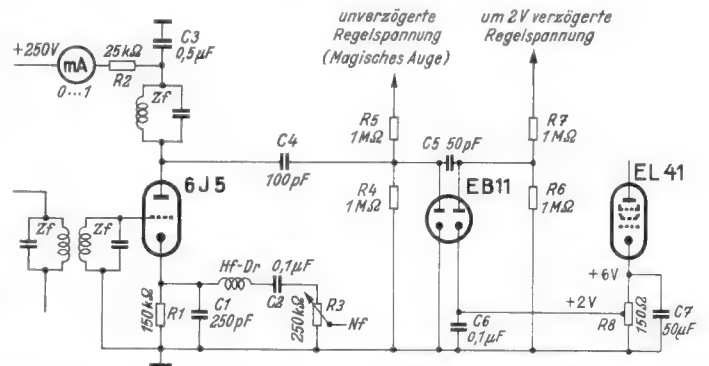
Anodenbasis- und Zwischenbasisdetektor

Unter der Überschrift „Katodendetektor mit S-Meter“ ist in der FUNKSCHAU 1954, Heft 7, Seite 134 eine interessante Demodulatorschaltung behandelt, die in der amerikanischen Fachliteratur seit Jahren eine Rolle spielt, in der Praxis aber keine rechte Verwendung gefunden hat. Sie verbindet die guten Eigenschaften der Diodendemodulation mit der Tatsache, daß sie praktisch nicht zu übersteuern ist und den Gitterkreis nicht bedämpft. Allerdings fehlt die Möglichkeit, eine Schwundregelspannung zu gewinnen. Gemäß der Schaltung der Röhre müßte dieser Demodulator „Anodenbasisdetektor“ heißen, weil von den Potentialen der Elektroden lediglich das der Anode festliegt, diejenigen des Steuergitters und der Katode sich im Betrieb aber ändern.

Um den Anodenbasisdetektor den letzten Mangel, das Fehlen einer Schwundregelspannung, zu nehmen, sei die im beigefügten Bild gezeigte Erweiterung vorgeschlagen.

Zwischen der Anode der Triode 6 J 5 und dem Erdungskondensator C 3 ist ein auf die Frequenz des Gitterkreises — im vorliegenden Falle die Zwischenfrequenz — abgestimmter Sperrkreis eingefügt, der von den positiven Amplituden der gleichgerichteten Zwischenfrequenz angestoßen wird. Infolgedessen weist die Anode eine Hf-Spannung auf, die über die Kondensatoren C 4 und C 5 an die Anoden der Doppeldiode EB 11 gelangt und gleich-

gerichtet wird. Dabei ergibt die linke Diodenstrecke eine unverzögerte Regelspannung, mit der etwa ein Magisches Auge betrieben werden kann. Durch einen Abgriff am Katodenwiderstand der rechts angedeuteten Endröhre EL 41 wird die Katode der rechten Diodenstrecke um + 2 V hochgelegt; um diese Spannung ist die am Widerstand R 6 auftretende und über R 7 abgenommene Regelspannung verzögert. Wird der Katodenwiderstand R 8 als Potentiometer ausgeführt (Entbrummer), so kann die Verzögerungsspan-



Zwischenbasisdetektor zur Erzeugung verzögerter und unverzögerter Regelspannungen

nung zwischen Null und sechs Volt beliebig eingestellt werden.

Nach Einfügen des Sperrkreises liegt kein Pol der Triode 6 J 5 mehr auf festem Potential. Demnach müßte diese Schaltung als Zwischenbasisdetektor bezeichnet werden; sie ist es in Bezug auf Hochfrequenz einwandfrei, während sie mit Bezug auf Niederfrequenz Anodenbasisdetektor zu nennen wäre, weil der ohmsche Wider-

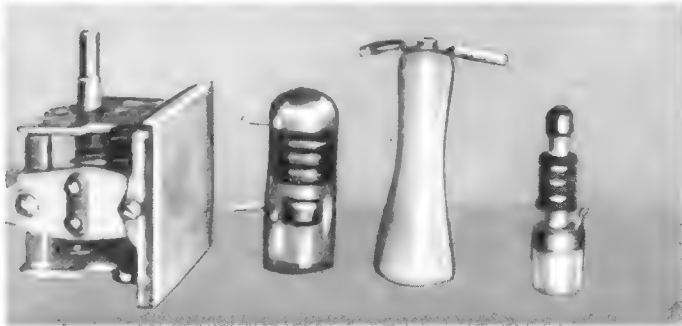


Bild 4. Drehkondensator mit angelegener Isolierplatte, Drosseln und ein Stützpunkt-Isolator

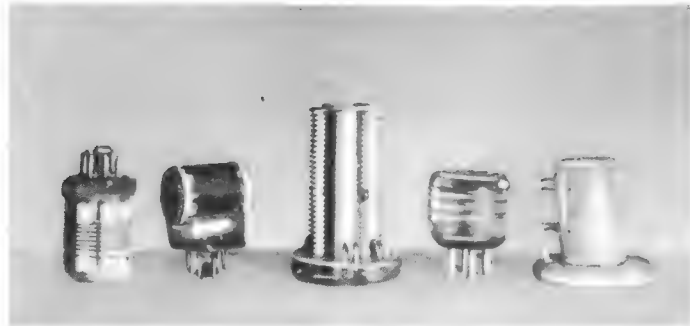


Bild 5. Keramikspulenkörper mit angelegenen Sockeln und eingegossene Spulen

Güte und Induktivität verändern sich also nur unwesentlich. Für 145 MHz stand leider kein Gütefaktormessgerät zur Verfügung, jedoch dürfte der Verlustfaktor des Harzes im magnetischen Spulenfeld nur von geringem Einfluß sein.

Ein einfacher konischer Isolator wird in Kitt eingeformt, in dem man nach Bild 2 einen Stab kreisförmig herumführt. Bild 3 erläutert die Herstellung einer Form für eine Spule mit Sockel und mit eingegossenen Haltepunkten zur Befestigung von Wicklung und Schaltelementen. Die gewinkelten Drahtstückchen werden vor dem Einformen verzinkt und dann so in die Kittwände gesteckt, daß die abgewinkelten Enden immer in Richtung der Hauptmasse des Gußkörpers zeigen, da andernfalls beim Anlöten der Wicklung Sprünge nach den Außenrändern zu auftreten können (mit heißem Kolben schnell löten).

Nach dem Aushärten nimmt man den Kitt weg, der zu neuer Verwendung zur Verfügung steht. Mit Nitroverdünnung entfernt man die letzten Kittreste. Die weitere Bearbeitung ist mit Feile und Glaspapier leicht durchzuführen. Um durchsichtige Körper herzustellen, schleift man deren Oberfläche zunächst mit grobem Sandpapier und geht zu immer feineren Sorten über. Wenn die Oberfläche so fein geglättet ist, daß keine tiefen Feilenstriche mehr zu erkennen sind, dann wird farblos Nitrolack aufgetragen, der die Durchsichtigkeit bewirkt. Mit etwas mehr Aufwand erreicht man dasselbe durch Verwendung von Polierpapier und zuletzt durch Polierpasten.

Auf Bild 7 sind verschiedene umgossene Kabelstecker dargestellt. Ganz links ist ein amerikanischer Messerkontaktstecker mit einem Sechsfach-Kabel zu sehen, dessen Umhüllung ausnahmsweise in Gips geformt wurde, um einen sicheren „wasserdichten“ Abschluß des beim Gießen seitlich herausragenden Kabels zu erreichen. Solange das Harz flüssig ist, dringt es nämlich durch die feinsten Öffnungen. — Weiter folgt in Bild 7 ein Zehnfach-Stecker, der außer mehreren Heizleitungen ein 5-kV-Hochspannungskabel und eine Nf-Koaxialleitung enthält. Während des Gusses werden die Kabel über der Kittform aufgehängt.

Ferner sieht man eine vollständige Vierfach-Steckverbindung. Sie ist mit handelsüblichen Bananensteckern ausgerüstet, in

deren Hülsen einige Kerben eingefeilt wurden, um eine kräftige mechanische Verbindung zu gewährleisten. Da dieses Teil zu einem Kabel gehört, wurde das Gießharz stark mit Leinenstreifen durchsetzt. Das Buchsenteil wurde gleichzeitig mit dem Steckerteil gegossen, um ein genaues Passen zu erreichen. Die Gewindelöcher für die Befestigungsschrauben wurden nachträglich geschliffen.

Endlich zeigt Bild 7 noch einen Zwölf-fach-Stecker und ganz rechts eine Octalfassung mit Preßstoffhaube und Knick-Schutzfeder; Teile, die nur durch Verwendung von Gießharz zu einer geschlossenen Einheit mit dem eigentlichen Kabel zusammengefügt werden könnten.

In Bild 5 ist eine Reihe von Steckspulenkörpern mit angelegtem Sockel dargestellt. Die Keramikkörper waren vorher nur lose durch die Spulendrähte mit den Sockeln verbunden und wurden nach Messung des L-Wertes eingegossen. Ganz rechts ein unbearbeitetes Rohteil.

Bild 6 zeigt links die Spule für die Endstufe eines KW-Amateursenders (PA-Spule) mit fester Auskoppelschleife. Die gegossene Isolierleiste erhielt durch zugesetzte Verbandswatte ein milchiges Aussehen. Für die Praxis sind die Spulendrähte zusätzlich durch Längsleisten zu halten.

Ein Oszillator-Baustein

Da Gießharz ein schlechter Wärmeleiter ist, lag es nahe, die frequenzbestimmenden Teile eines Oszillators darin einzubetten. Thermisch belastete Widerstände dürfen natürlich nicht in die Masse hineingenommen werden und die Kondensatoren müssen von bester Qualität sein, da sich schadhafte gewordene Einzelteile nur sehr schwer wieder auswechseln lassen.

In den USA werden übrigens ganze Transistorkreise mit Stecksockel auf diese Weise eingegossen, um schadhafte gewordene Baueinheiten in elektronischen Rechenmaschinen schnell auszuwechseln zu können.

Die Frequenz des Versuchsozillators beträgt 10,7 MHz. Zunächst wurde nur ein Spulenkörper gegossen und mit starkem Draht bewickelt. An den eingegossenen Haltepunkten wurden dann alle anderen Einzelteile und die Spulenfassung angelötet. In diesem Zustand wurde ein überschlüssiger Versuch zur Ermittlung der

Temperaturabhängigkeit gemacht. Die Versuchsanordnung bestand aus einem Quarzoszillator, einem Empfänger, einer Heißluftdusche und einem geeichten Tongenerator, um die Frequenz des auswandernden Differenztones zu bestimmen.

Anschließend erhielt der Spulenkörper eine Schirmung durch Fliegengaze, die ebenso wie Trimmer, Keramik Kondensatoren, Drehkondensator und Röhrenfassung, ihren mechanischen Halt durch das Harz erhielt. Die Buchsen in der Röhrenfassung müssen vor dem Guß mit zähem Staufferfett gefüllt werden, damit sich kein Harz durch Kapillarwirkung hineinzieht.

Der Temperaturgang hatte sich durch das Umgießen ganz wesentlich verbessert, wie folgende Meßwerte zeigen:

Versuchsfrequenz:	10,7 MHz				
Zeit in Minuten	0	0,5	1	1,5	2
Frequenzänderung ohne Umguß (Hz)	0	488	977	1096	1161
Frequenzänderung mit Umguß	0	Nach 5 min. noch keine Frequenzänderung festzustellen.			

In der Mitte von Bild 6 ist dieser fertige 10,7-MHz-Versuchsozillator zu sehen. Er erhält seine Spannungen über einen eingegossenen Octalsockel.

In Bild 4 sind von links aus der Reihe nach dargestellt: ein Drehkondensator mit angelegener Grundplatte, um den Rotor zu isolieren; eine vollständig eingegossene Hf-Drossel; ein Standisolator und eine Hf-Drossel mit angelegtem Sockel, in den zur Befestigung nachträglich ein Gewinde geschliffen werden kann.

Es besteht auch die Möglichkeit, Antennenzubehör zu gießen, z. B. Mastisolatoren und „Antennenknochen“. Ebenso lassen sich Anschlüsse für Bandkabel eingießen. Nach Angaben der Herstellerfirma haben 1½-jährige Bewitterungsversuche bisher zu keinerlei Schädigung des ausgehärteten Harzes geführt.

Dipl.-Ing. Walter A. Gmelin
DL 1 OQ

Literatur:

- [1] Kalt und heiß härtbare Kunstharze auf Basis von ungesättigten Polyestern; BASF
- [2] BASF-Produkte für die Elektroindustrie.
- [3] Kunststoff-Taschenbuch, 10. Ausgabe, Carl Hanser Verlag, München.
- [4] Funktechnische Arbeitsblätter: Wk 32, Franzis-Verlag, München.

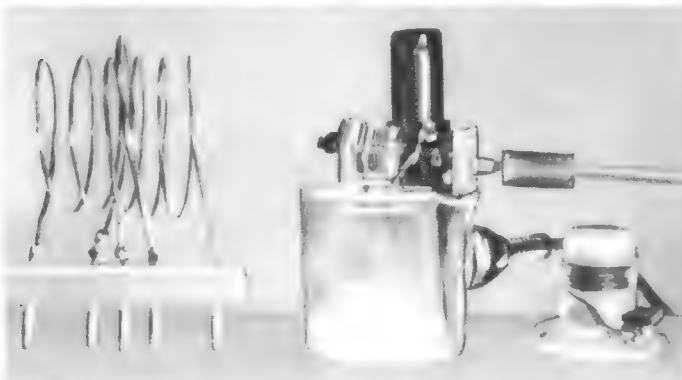


Bild 6. PA-Spule mit Gießharzstecksockel, in Kunstharz eingegossener 10,7-MHz-Oszillator und Spulenkörper mit eingegossenen Stützpunkten

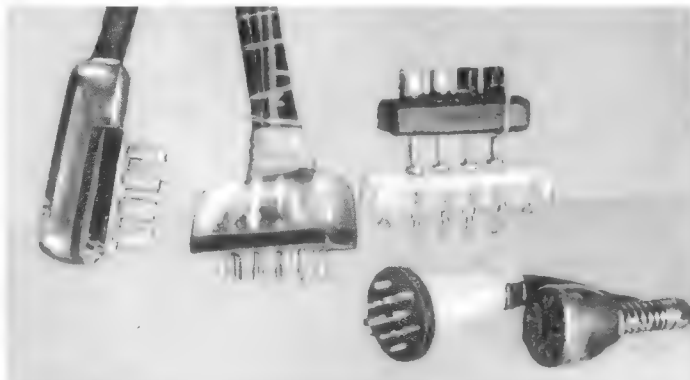


Bild 7. Steckkontakte mit eingegossenen Isolierteilen

h) Übergang von einem in ein anderes Gleichungspaar

Tabelle 2 ermöglicht diesen Übergang, ohne daß eine Umrechnung durchzuführen ist. Ist z. B. Gleichungspaar 1 gegeben, so zeigt die linke senkrechte Spalte, welche Werte die Koeffizienten für die drei anderen Gleichungspaare annehmen. Die Koeffizienten in dieser Tabelle wurden aus dem Koeffizientenvergleich gewonnen.

Als Beispiel ist nachstehend die Umrechnung von Gleichungspaar 2 in Gleichungspaar 3 durchgeführt.

Gegeben sind die beiden Gleichungen:

$$\mathcal{J}_1 = \mathcal{Y}_1 u_1 + \mathcal{Y}_2 u_2 \quad (2a)$$

$$\mathcal{J}_2 = \mathcal{Y}_3 u_1 + \mathcal{Y}_4 u_2 \quad (2b)$$

Gesucht sind die Koeffizienten für:

$$u_1 = \mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{J}_2 + \mathcal{B}_5 \cdot \mathcal{J}_1 \quad (3a)$$

$$\mathcal{J}_1 = \mathcal{B}_5 \cdot u_2 + \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{J}_2 \quad (3b)$$

Gleichung 2b läßt sich umformen in:

$$u_1 = -\frac{\mathcal{Y}_4}{\mathcal{Y}_3} \cdot u_2 + \frac{1}{\mathcal{Y}_3} \cdot \mathcal{J}_2 \quad (3c)$$

Gl. 3c in Gl. 2a eingesetzt, ergibt

$$\mathcal{J}_1 = \mathcal{Y}_1 \left(\frac{\mathcal{J}_2}{\mathcal{Y}_3} - \frac{\mathcal{Y}_4}{\mathcal{Y}_3} \cdot u_2 \right) + \mathcal{Y}_2 \cdot u_2$$

$$\mathcal{J}_1 = - \left(\frac{\mathcal{Y}_1 \mathcal{Y}_4}{\mathcal{Y}_3} - \frac{\mathcal{Y}_2 \mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_3} \right) u_2 + \frac{\mathcal{Y}_1}{\mathcal{Y}_3} \cdot \mathcal{J}_2 \quad (3d)$$

Aus dem Vergleich von 3a und 3c, sowie 3b und 3d erhält man die gesuchten Koeffizienten

$$\mathcal{B}_1 = -\frac{\mathcal{Y}_4}{\mathcal{Y}_3}; \mathcal{B}_5 = 1/\mathcal{Y}_3; \mathcal{B}_2 = -\frac{\mathcal{Y}_1 \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_3}; \mathcal{B}_3 = \mathcal{Y}_1/\mathcal{Y}_3$$

i) Die Vierpolkoeffizienten für die wichtigsten Grundschaltungen

Tabelle 3 bringt die Vierpolkoeffizienten für folgende vier wichtigen Grundschaltungen:

- T-Schaltung
- π -Schaltung
- Überbrückte T-Schaltung
- Kreuzschaltung

Für die letzten zwei Schaltungen sind die Koeffizienten

- a) für Widerstände
- b) für Leitwerte

in der Schaltung berechnet. Die Wahl zwischen den beiden Bestimmungsgleichungen richtet sich nach den gegebenen Werten, bzw. danach, ob sich mit Widerständen oder Leitwerten die Berechnung vereinfacht.

Tabelle 2

Gesucht die Koeffizienten von	Gegeben die Koeffizienten von			
	Gleichungspaar 1	Gleichungspaar 2	Gleichungspaar 3	Gleichungspaar 4
Gleichungspaar 1	\mathcal{B}_1	\mathcal{B}_1	$\frac{\mathcal{Y}_1}{\mathcal{Y}_1 \cdot \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}$	$\frac{\mathcal{B}_6 \cdot \mathcal{Y}_6 - \mathcal{B}_3 \cdot \mathcal{B}_4}{\mathcal{Y}_6}$
	\mathcal{B}_2	\mathcal{B}_2	$-\frac{\mathcal{Y}_2}{\mathcal{Y}_1 \cdot \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}$	$\mathcal{B}_3/\mathcal{Y}_6$
	\mathcal{B}_3	\mathcal{B}_3	$-\frac{\mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_1 \cdot \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}$	$-\mathcal{B}_4/\mathcal{Y}_6$
	\mathcal{B}_4	\mathcal{B}_4	$\frac{\mathcal{Y}_4}{\mathcal{Y}_1 \cdot \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}$	$1/\mathcal{Y}_6$
Gleichungspaar 2	\mathcal{Y}_1	$\frac{\mathcal{B}_1}{\mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{B}_4 - \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{B}_3}$	\mathcal{Y}_1	$1/\mathcal{B}_6$
	\mathcal{Y}_2	$-\frac{\mathcal{B}_2}{\mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{B}_4 - \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{B}_3}$	\mathcal{Y}_2	$-\mathcal{B}_3/\mathcal{B}_6$
	\mathcal{Y}_3	$-\frac{\mathcal{B}_3}{\mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{B}_4 - \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{B}_3}$	\mathcal{Y}_3	$\mathcal{B}_4/\mathcal{B}_6$
	\mathcal{Y}_4	$\frac{\mathcal{B}_4}{\mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{B}_4 - \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{B}_3}$	\mathcal{Y}_4	$\frac{\mathcal{B}_6 \cdot \mathcal{Y}_6 - \mathcal{B}_3 \cdot \mathcal{B}_4}{\mathcal{B}_6}$
Gleichungspaar 3	\mathcal{B}_1	$\mathcal{B}_1/\mathcal{B}_3$	$-\mathcal{Y}_4/\mathcal{Y}_3$	$\frac{\mathcal{B}_6 \cdot \mathcal{Y}_6 - \mathcal{B}_3 \cdot \mathcal{B}_4}{\mathcal{B}_4}$
	\mathcal{B}_5	$-\frac{\mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{B}_4 - \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{B}_3}{\mathcal{B}_3}$	$1/\mathcal{Y}_3$	$\mathcal{B}_6/\mathcal{B}_4$
	\mathcal{Y}_5	$1/\mathcal{B}_3$	$-\frac{\mathcal{Y}_1 \cdot \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_3}$	$-\mathcal{Y}_6/\mathcal{B}_4$
	\mathcal{B}_2	$-\mathcal{B}_1/\mathcal{B}_3$	$\mathcal{Y}_1/\mathcal{Y}_3$	$1/\mathcal{B}_4$
Gleichungspaar 4	\mathcal{B}_3	$\mathcal{B}_2/\mathcal{B}_4$	$-\mathcal{Y}_2/\mathcal{Y}_1$	\mathcal{B}_3
	\mathcal{B}_6	$\frac{\mathcal{B}_1 \cdot \mathcal{B}_4 - \mathcal{B}_2 \cdot \mathcal{B}_3}{\mathcal{B}_4}$	$1/\mathcal{Y}_1$	\mathcal{B}_6
	\mathcal{Y}_6	$1/\mathcal{B}_4$	$\frac{\mathcal{Y}_1 \cdot \mathcal{Y}_4 - \mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_1}$	\mathcal{Y}_6
	\mathcal{B}_4	$-\mathcal{B}_3/\mathcal{B}_4$	$\mathcal{Y}_3/\mathcal{Y}_1$	\mathcal{B}_4

Tabelle 3a

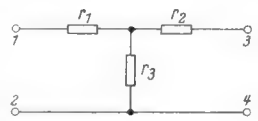
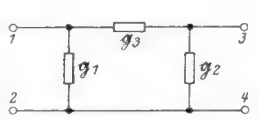
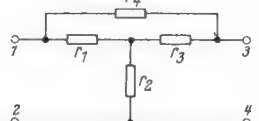
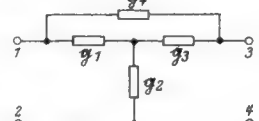
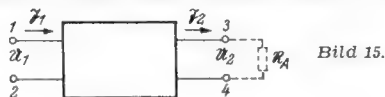
		
	Widerstandswerte	Leitwerte
\mathcal{R}_1	$r_1 + r_3$	$\frac{g_2 + g_3}{g_1 \cdot g_2 + g_2 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_1}$
\mathcal{R}_2	r_3	$\frac{g_3}{g_1 \cdot g_2 + g_2 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_1}$
\mathcal{R}_3	r_3	$\frac{g_3}{g_1 \cdot g_2 + g_2 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_1}$
\mathcal{R}_4	$r_2 + r_3$	$\frac{g_1 + g_3}{g_1 \cdot g_2 + g_2 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_1}$
\mathcal{Y}_1	$\frac{r_2 + r_3}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}$	$g_1 + g_3$
\mathcal{Y}_2	$-\frac{r_3}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}$	$-g_3$
\mathcal{Y}_3	$-\frac{r_3}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}$	$-g_3$
\mathcal{Y}_4	$\frac{r_1 + r_3}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}$	$g_2 + g_3$
\mathcal{Z}_1	$\frac{r_1 + r_3}{r_3}$	$\frac{g_2 + g_3}{g_3}$
\mathcal{Z}_5	$-\frac{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}{r_3}$	$-1/g_3$
\mathcal{Y}_5	$1/r_3$	$\frac{g_1 \cdot g_2 + g_2 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_1}{g_3}$
\mathcal{Z}_2	$-\frac{r_2 + r_3}{r_3}$	$-\frac{g_1 + g_3}{g_3}$
\mathcal{Z}_3	$\frac{r_3}{r_2 + r_3}$	$\frac{g_3}{g_1 + g_3}$
\mathcal{Z}_6	$\frac{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}{r_2 + r_3}$	$\frac{1}{g_1 + g_3}$
\mathcal{Y}_6	$\frac{1}{r_2 + r_3}$	$\frac{g_1 \cdot g_2 + g_2 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_1}{g_1 + g_3}$
\mathcal{Z}_4	$-\frac{r_3}{r_2 + r_3}$	$-\frac{g_3}{g_1 + g_3}$

Tabelle 3b

		
	Widerstandswerte	Leitwerte
\mathcal{R}_1	$\frac{r_1 (r_3 + r_4)}{r_1 + r_3 + r_4} + r_2$	$\frac{g_3 + g_4}{g_1 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_4 + g_4 \cdot g_1} + \frac{1}{g_2}$
\mathcal{R}_2	$\frac{r_1 \cdot r_3}{r_1 + r_3 + r_4} + r_2$	$\frac{g_4}{g_1 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_4 + g_4 \cdot g_1} + \frac{1}{g_2}$
\mathcal{R}_3	$\frac{r_1 \cdot r_3}{r_1 + r_3 + r_4} + r_2$	$\frac{g_4}{g_1 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_4 + g_4 \cdot g_1} + \frac{1}{g_2}$
\mathcal{R}_4	$\frac{(r_1 + r_4) r_3}{r_1 + r_3 + r_4} + r_2$	$\frac{g_1 + g_4}{g_1 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_4 + g_4 \cdot g_1} + \frac{1}{g_2}$
\mathcal{Y}_1	$\frac{1}{r_4} + \frac{r_2 + r_3}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}$	$\frac{g_1 (g_2 + g_3)}{g_1 + g_2 + g_3} + g_4$
\mathcal{Y}_2	$\left[\frac{1}{r_4} + \frac{r_2}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1} \right]$	$-\left[\frac{g_1 \cdot g_3}{g_1 + g_2 + g_3} + g_4 \right]$
\mathcal{Y}_3	$\left[\frac{1}{r_4} + \frac{r_2}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1} \right]$	$-\left[\frac{g_1 \cdot g_3}{g_1 + g_2 + g_3} + g_4 \right]$
\mathcal{Y}_4	$\frac{1}{r_4} + \frac{r_1 + r_2}{r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1}$	$\frac{(g_1 + g_2) g_3}{g_1 + g_2 + g_3} + g_4$
\mathcal{Z}_1	$1 + \frac{r_1 \cdot r_4}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4)}$	$1 + \frac{g_2 \cdot g_3}{g_1 \cdot g_3 + g_4 (g_1 + g_2 + g_3)}$
\mathcal{Z}_5	$-\frac{r_4 (r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1)}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4)}$	$-\frac{g_1 + g_2 + g_3}{g_1 \cdot g_3 + g_4 (g_1 + g_2 + g_3)}$
\mathcal{Y}_5	$\frac{r_1 + r_3 + r_4}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4)}$	$\frac{g_2 (g_1 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_4 + g_4 \cdot g_1)}{g_1 \cdot g_3 + g_4 (g_1 + g_2 + g_3)}$
\mathcal{Z}_2	$-\left[1 + \frac{r_3 \cdot r_4}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4)} \right]$	$-\left[1 + \frac{g_1 \cdot g_2}{g_1 \cdot g_3 + g_4 (g_1 + g_2 + g_3)} \right]$
\mathcal{Z}_3	$\frac{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4)}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4}$	$\frac{g_1 \cdot g_3 + g_4 (g_1 + g_2 + g_3)}{g_1 (g_2 + g_3 + g_4) + g_4 (g_2 + g_3)}$
\mathcal{Z}_6	$\frac{r_1 (r_1 \cdot r_2 + r_2 \cdot r_3 + r_3 \cdot r_1)}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4}$	$\frac{g_1 + g_2 + g_3}{g_1 (g_2 + g_3 + g_4) + g_4 (g_2 + g_3)}$
\mathcal{Y}_6	$\frac{r_1 + r_3 + r_4}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4}$	$\frac{g_2 (g_1 \cdot g_3 + g_3 \cdot g_4 + g_4 \cdot g_1)}{g_1 (g_2 + g_3 + g_4) + g_4 (g_2 + g_3)}$
\mathcal{Z}_4	$-\frac{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4)}{r_1 \cdot r_3 + r_2 (r_1 + r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4}$	$-\frac{g_4 (g_1 + g_2 + g_3) + g_1 \cdot g_3}{g_1 (g_2 + g_3 + g_4) + g_4 (g_2 + g_3)}$

k) Kombinierte Werte

Eingangswiderstand \mathcal{R}_{12} , Eingangsleitwert \mathcal{G}_{12}



für Gleichungspaar

$$\begin{aligned}
 1 \quad (1a, 1b) \quad \mathcal{R}_{12} &= \mathcal{R}_1 - \frac{\mathcal{R}_2 \cdot \mathcal{R}_3}{\mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_A} & (1) \\
 2 \quad (2a, 2b) \quad \mathcal{G}_{12} &= \mathcal{Y}_1 - \frac{\mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_4 + \mathcal{G}_A} \\
 3 \quad (3a, 3b) \quad \mathcal{R}_{12} &= \frac{\mathcal{R}_5 - \mathcal{R}_1 \cdot \mathcal{R}_A}{\mathcal{R}_2 - \mathcal{Y}_5 \cdot \mathcal{R}_A} \\
 4 \quad (4a, 4b) \quad \mathcal{R}_{12} &= \mathcal{R}_6 - \frac{\mathcal{R}_3 \cdot \mathcal{R}_4}{\mathcal{Y}_6 + \mathcal{G}_A}
 \end{aligned}$$

1) Diese Formel ist sinngemäß unter (11) im Abschnitt 5) auf Blatt 4a abgeleitet.

Ausgangswiderstand \mathcal{R}_{34} , Ausgangsleitwert \mathcal{G}_{34}



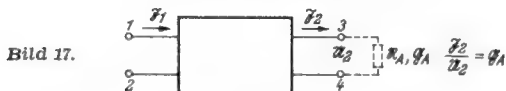
für Gleichungspaar

$$\begin{aligned}
 1 \quad (1a, 1b) \quad \mathcal{R}_{34} &= \mathcal{R}_4 - \frac{\mathcal{R}_2 \cdot \mathcal{R}_3}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_E} \\
 2 \quad (2a, 2b) \quad \mathcal{G}_{34} &= \mathcal{Y}_4 - \frac{\mathcal{Y}_2 \cdot \mathcal{Y}_3}{\mathcal{Y}_1 + \mathcal{G}_E} \\
 3 \quad (3a, 3b) \quad \mathcal{R}_{34} &= -\frac{\mathcal{R}_5 + \mathcal{R}_2 \cdot \mathcal{R}_E}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{Y}_5 \cdot \mathcal{R}_E} \\
 4 \quad (4a, 4b) \quad \mathcal{G}_{34} &= \mathcal{Y}_6 - \frac{\mathcal{R}_3 \cdot \mathcal{R}_4}{\mathcal{R}_6 + \mathcal{R}_E}
 \end{aligned}$$

Tabelle 3c

	Widerstandswerte	Leitwerte
\mathfrak{B}_1	$\frac{(r_1 + r_3)(r_2 + r_4)}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}$	$\frac{(g_3 + g_4)(g_2 + g_4)}{g_1 \cdot g_2 (g_3 + g_4) + g_3 \cdot g_4 (g_1 + g_2)}$
\mathfrak{B}_2	$\frac{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}$	$\frac{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}{g_1 \cdot g_2 (g_3 + g_4) + g_3 \cdot g_4 (g_1 + g_2)}$
\mathfrak{B}_3	$\frac{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}$	$\frac{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}{g_1 \cdot g_2 (g_3 + g_4) + g_3 \cdot g_4 (g_1 + g_2)}$
\mathfrak{B}_4	$\frac{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}$	$\frac{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}{g_1 \cdot g_2 (g_3 + g_4) + g_3 \cdot g_4 (g_1 + g_2)}$
\mathfrak{Y}_1	$\frac{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}{r_1 \cdot r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4 (r_1 + r_2)}$	$\frac{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}$
\mathfrak{Y}_2	$\frac{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}{r_1 \cdot r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4 (r_1 + r_2)}$	$-\frac{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}$
\mathfrak{Y}_3	$\frac{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}{r_1 \cdot r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4 (r_1 + r_2)}$	$-\frac{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}$
\mathfrak{Y}_4	$\frac{(r_1 + r_3)(r_2 + r_4)}{r_1 \cdot r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4 (r_1 + r_2)}$	$\frac{(g_1 + g_3)(g_2 + g_4)}{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}$
\mathfrak{B}_5	$\frac{(r_1 + r_3)(r_2 + r_4)}{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}$	$\frac{(g_1 + g_3)(g_2 + g_4)}{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}$
\mathfrak{B}_6	$\frac{r_1 \cdot r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4 (r_1 + r_2)}{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}$	$-\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}$
\mathfrak{Y}_5	$\frac{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}$	$\frac{g_1 \cdot g_2 (g_3 + g_4) + g_3 \cdot g_4 (g_1 + g_2)}{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}$
\mathfrak{B}_7	$-\frac{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}$	$-\frac{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}$
\mathfrak{B}_8	$\frac{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}$	$\frac{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}$
\mathfrak{B}_9	$\frac{r_1 \cdot r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4 (r_1 + r_2)}{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}$	$\frac{g_1 + g_2 + g_3 + g_4}{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}$
\mathfrak{Y}_6	$\frac{r_1 + r_2 + r_3 + r_4}{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}$	$\frac{g_1 \cdot g_2 (g_3 + g_4) + g_3 \cdot g_4 (g_1 + g_2)}{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}$
\mathfrak{B}_{10}	$-\frac{r_2 \cdot r_3 - r_1 \cdot r_4}{(r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}$	$-\frac{g_1 \cdot g_4 - g_2 \cdot g_3}{(g_1 + g_2)(g_3 + g_4)}$

$$\frac{\text{Übertragungswiderstand } \frac{u_2}{\tilde{I}_1}}{\text{Übertragungsleitwert } \frac{\tilde{I}_1}{u_2}}$$



für Gleichungspaar

- 1 (1a, 1b) $\mathfrak{R}_{ü13} = \frac{\mathfrak{B}_3 \cdot \mathfrak{R}_A}{\mathfrak{R}_A + \mathfrak{B}_4}$
- 2 (2a, 2b) $\mathfrak{G}_{ü13} = \mathfrak{Y}_2 - \frac{(\mathfrak{Y}_4 + \mathfrak{G}_A) \mathfrak{Y}_1}{\mathfrak{Y}_3}$
- 3 (3a, 3b) $\mathfrak{G}_{ü13} = \mathfrak{Y}_3 - \mathfrak{B}_2 \mathfrak{G}_A$
- 4 (4a, 4b) $\mathfrak{G}_{ü13} = -\frac{\mathfrak{Y}_6 + \mathfrak{G}_A}{\mathfrak{B}_4}$

Beispiel: Berechnung von u_2/\tilde{I}_1 für Gleichungspaar 1.

Aus Gleichungspaar 2 wird $\mathfrak{G}_{ü13}$ ermittelt.

$$\begin{aligned} \tilde{I}_1 &= \mathfrak{Y}_1 \cdot u_1 + \mathfrak{Y}_2 \cdot u_2 \\ -\tilde{I}_2 &= \mathfrak{Y}_3 \cdot u_1 + \mathfrak{Y}_4 \cdot u_2 \end{aligned}$$

Es muß $-\tilde{I}_2$ heißen, da für die Messung des Übertragungswiderstandes (s. Bild 17) \tilde{I}_2 entgegengesetzt zu der Richtung fließt, die für die Aufstellung der Vierpolgleichungen angenommen wurde.

$$\frac{-\tilde{I}_2}{u_2} = \mathfrak{Y}_3 \cdot \frac{u_1}{u_2} + \mathfrak{Y}_4 = -\mathfrak{G}_A \quad \left\| \quad \frac{u_1}{u_2} = -\frac{\mathfrak{Y}_4 + \mathfrak{G}_A}{\mathfrak{Y}_3}$$

$$\frac{\tilde{I}_1}{u_2} = \mathfrak{Y}_1 \cdot \frac{u_1}{u_2} + \mathfrak{Y}_2$$

$$\mathfrak{G}_{ü13} = \frac{\tilde{I}_1}{u_2} = -\frac{(\mathfrak{Y}_4 + \mathfrak{G}_A) \cdot \mathfrak{Y}_1}{\mathfrak{Y}_3} + \mathfrak{Y}_2$$

Nach Tabelle 2 kann gesetzt werden für:

$$\begin{aligned} \mathfrak{Y}_2 &= -\frac{\mathfrak{B}_2}{D} & \mathfrak{Y}_1 &= \frac{\mathfrak{B}_1}{D} & D &= \mathfrak{B}_1 \cdot \mathfrak{B}_4 - \mathfrak{B}_2 \cdot \mathfrak{B}_3 \\ \mathfrak{Y}_4 &= \frac{\mathfrak{B}_1}{D} & \mathfrak{Y}_3 &= -\frac{\mathfrak{B}_3}{D} \end{aligned}$$

Dann lautet $\mathfrak{G}_{ü13}$:

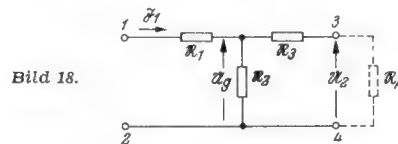
$$\mathfrak{G}_{ü13} = -\frac{\mathfrak{B}_2}{D} - \frac{(\frac{\mathfrak{B}_1}{D} + \mathfrak{G}_A) \frac{\mathfrak{B}_1}{D}}{-\frac{\mathfrak{B}_3}{D}} = \frac{1}{\mathfrak{B}_3} + \frac{\mathfrak{G}_A \cdot \mathfrak{B}_1}{\mathfrak{B}_3}$$

$$\mathfrak{R}_{ü13} = \frac{\mathfrak{B}_3}{1 + \mathfrak{B}_1 \cdot \mathfrak{G}_A} = \frac{\mathfrak{B}_3 \cdot \mathfrak{R}_A}{\mathfrak{B}_4 + \mathfrak{R}_A}$$

$\mathfrak{R}_{ü13}$ kann auch direkt aus Gleichungspaar 1 gewonnen werden, wenn für $\frac{u_1}{\tilde{I}_1}$ (Eingangswiderstand)

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{\mathfrak{B}_3^2}{\mathfrak{B}_4 + \mathfrak{R}_A} \text{ gesetzt wird.}$$

Kontrolle des Wertes $\mathfrak{R}_{ü13}$ für ein gegebenes T-Glied.



$$u_g = \tilde{I}_1 \cdot \frac{\mathfrak{R}_2 (\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A)}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A}$$

$$u_2 = u_g \cdot \frac{\mathfrak{R}_A}{\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A} = \tilde{I}_1 \cdot \frac{\mathfrak{R}_2 (\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A)}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A} \cdot \frac{\mathfrak{R}_A}{\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A}$$

$$\mathfrak{R}_{ü13} = \frac{u_2}{\tilde{I}_1} = \frac{\mathfrak{R}_2 \cdot \mathfrak{R}_A}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A}$$

Vergleicht man damit die allgemeine Beziehung

$$\mathfrak{R}_{ü13} = \frac{\mathfrak{B}_3 \cdot \mathfrak{R}_A}{\mathfrak{B}_4 + \mathfrak{R}_A}$$

und bestimmt nach Tabelle 1 die Vierpolkonstanten \mathfrak{B}_3 und \mathfrak{B}_4 für das gegebene T-Glied

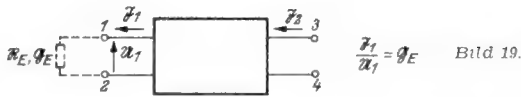
$$\mathfrak{B}_3 = \mathfrak{R}_2 \quad \mathfrak{B}_4 = \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2$$

so kommt man zu dem gleichen Ergebnis

$$\mathfrak{R}_{ü13} = \frac{\mathfrak{R}_2 \cdot \mathfrak{R}_A}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_A}$$

Übertragungswiderstand $\frac{U_1}{I_2}$

Übertragungsleitwert $\frac{I_2}{U_1}$



für Gleichungspaar

- 1 (1a, 1b) $R_{ii31} = \frac{B_2 \cdot R_E}{B_1 + R_E}$
- 2 (2a, 2b) $G_{ii31} = Y_3 - \frac{(Y_1 + G_E) \cdot Y_4}{Y_2}$
- 3 (3a, 3b) $G_{ii31} = \frac{Y_5 + Y_1 \cdot G_E}{Y_5 \cdot B_5 - Y_1 B_2}$
- 4 (4a, 4b) $G_{ii31} = \frac{Y_6 + G_E [B_6 Y_6 - Y_3 Y_4]}{B_3}$

5) Beispiel zur Anwendung der Vierpolrechnung

Abschluß eines Kabels mit einem transformatorisch angekoppelten Schwingkreis

Das Kabel habe den Wellenwiderstand Z. Die Eingangsspannungsquelle E sei durch R_i an das Kabel angepaßt. Auf der Sekundärseite ist es durch L_1 an den Sekundärkreis (L_2, r_2, C_2) angekoppelt. (Bild 20).

Frage: Wie muß M und C_2 bei gegebenen Werten für L_1 und L_2 gewählt sein, damit — an den Klemmen AB gemessen — ein Widerstand $R_{AB} = Z$ ermittelt wird, also das Kabel auch auf der Sekundärseite mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen ist.

Es liegt also eine T-Schaltung vor. Deshalb benutzt man das Gleichungspaar 1 und ermittelt aus ihm den Eingangswiderstand R_{AB} zu:

$$R_{AB} = \frac{U_1}{I_1} \tag{10}$$

Aus Gleichung 1a: $\frac{U_1}{I_1} = B_1 + B_2 \cdot \frac{-I_2}{I_1}$

Es ist $-I_2$ zu schreiben, da bei Ermittlung von R_{AB} der Strom I_2 umgekehrt zu der für den Vierpol angesetzten Richtung fließt.

Aus Gleichung 1 b: $U_2 = I_2 R_2 = B_3 \cdot I_1 + B_4 (-I_2)$

$$\frac{-I_2}{I_1} = -\frac{B_3}{R_2 + B_4}$$

$$R_{AB} = \frac{U_1}{I_1} = B_1 - \frac{B_2 \cdot B_3}{B_4 + R_2} \tag{11}$$

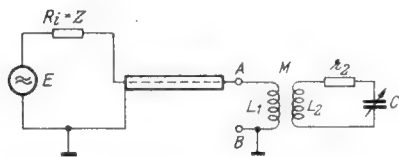


Bild 20. Kabel mit Schwingkreis als Abschluß

Da es sich um einen passiven Vierpol handelt, ist

$$B_2 = B_3$$

$$R_{AB} = B_1 - \frac{B_2^2}{B_4 + R_2} \tag{12}$$

Bestimmung der Vierpol-Koeffizienten nach Tabelle 1

$$B_1 = j\omega(L_1 - M) + r_1 + j\omega M = j\omega L_1 + r_1$$

$$B_2 = j\omega M$$

$$B_4 = j\omega(L_2 - M) + r_2 + j\omega M = j\omega L_2 + r_2$$

$$B_3 = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$$

Diese Koeffizienten und R_2 in (12) eingesetzt, ergeben:

$$R_{AB} = j\omega L_1 + r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_2 + r_2 - j \frac{1}{\omega C}} \tag{13}$$

$$R_{AB} = r_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2 \left[r_2 - j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right) \right]}{\left[r_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right) \right] \left[r_2 - j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right) \right]}$$

$$R_{AB} = r_1 + \frac{r_2 \omega^2 M^2}{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2} + j \left[\omega L_1 - \frac{\omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)}{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \right] \tag{14}$$

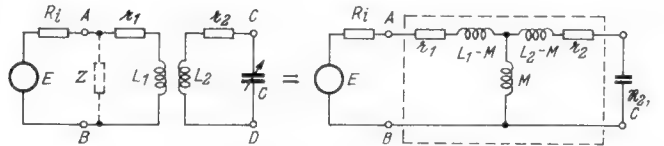


Bild 21. Ersatzschaltung in Bild 20

R_{AB} ist nur dann gleich Z, wenn der Realteil von $R_{AB} = Z$ und der Imaginärteil von $R_{AB} = 0$ ist, d. h.

$$r_1 + \frac{r_2 \omega^2 M^2}{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2} = Z \tag{15}$$

$$j \cdot \left[\omega L_1 - \frac{\omega^2 M^2 \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)}{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \right] = 0 \tag{16}$$

Aus (15) folgt:

$$\omega^2 M^2 = \frac{Z - r_1}{r_2} \left[r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right] \tag{17}$$

(17) in (16) eingesetzt:

$$\left[\omega L_1 - \frac{Z - r_1}{r_2} \frac{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2}{r_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \right] = 0$$

$$\omega L_1 - \left(\frac{Z - r_1}{r_2} \right) \omega L_2 + \left(\frac{Z - r_1}{r_2} \right) \frac{1}{\omega C} = 0 \tag{18}$$

$$C = \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{1}{L_2 - \frac{r_2 \cdot L_1}{Z - r_1}} \tag{19}$$

Wird aus (18) der Wert für $1/\omega C$ in (17) eingesetzt, dann ergibt sich

$$\omega^2 M^2 = \frac{Z - r_1}{r_2} \cdot \left[r_2^2 + \left(\omega L_2 + \frac{\omega L_1 \cdot r_2}{Z - r_1} - \omega L_2 \right)^2 \right]$$

$$M = \sqrt{\frac{(Z - r_1) r_2}{\omega^2} + \frac{L_1^2 \cdot r_2}{Z - r_1}}$$

**Röhregekoppelte Resonanzkreise,
Zweikreisige Rundfunkbandfilter**

Sk 41

5 Blätter

Bandfilter dienen zum Herausheben eines gewünschten Frequenzbandes aus einem Frequenzspektrum. Hierbei soll im Durchlaßbereich die Ausgangsspannung möglichst konstant bleiben, oberhalb und unterhalb des Durchlaßbereiches soll die Spannung in Abhängigkeit von der Frequenz möglichst schnell abfallen. Im Idealfall ergibt sich für die Form der Durchlaßkurve also ein Rechteck. Man wird versuchen, sich dieser Form möglichst weit zu nähern, wobei Aufwand und erzielte Wirkung gegeneinander abgewogen werden müssen.

Bandfilter bauen sich aus Einzelkreisen auf, die miteinander gekoppelt werden. Man kann zwei Gruppen unterscheiden:

- a) Filter, die aus Schwingkreisen bestehen, welche durch Röhren miteinander gekoppelt sind (nullgekoppelte Filter).
- b) Filter, deren Schwingkreise durch magnetische oder elektrische Kopplung (induktiv oder kapazitiv gekoppelte Filter) miteinander verbunden sind.

Filter, die durch ohmsche Kopplung von Schwingkreisen entstehen, sind in der Rundfunktechnik ungebrauchlich.

Die erste Gruppe von Filtern finden wir im Rundfunkempfänger in Gestalt der Hochfrequenzvorkreise. Im Zwischenfrequenzteil verwendet man in den meisten Fällen induktiv oder kapazitiv gekoppelte Bandfilter.

Die Berechnung beider Filterarten wird, genau wie die des Einzelkreises, durch die normierte Darstellung erheblich erleichtert. Die normierte Darstellung der Resonanzkurve ist in den Funktechnischen Arbeitsblättern Sk 01 erläutert. Zur weiteren Vereinfachung wird zweckmäßig der Begriff *normierte Verstimmung* eingeführt. Hierunter soll die auf die Kreisdämpfung d bezogene Verstimmung v verstanden werden. Man kann damit sämtliche möglichen Resonanzkurven auf eine einzige zurückführen, wobei als Abszisse die normierte Verstimmung $\frac{v}{d}$ auftritt.

Folgende Bezeichnungen gelten:

$$d = \text{Dämpfung} = G \cdot \omega_r \cdot L = \frac{G}{\omega_r C} = GZ$$

(siehe auch Sk 01 und Sk 21)

$$v = \text{Verstimmung} = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \cdot \frac{\omega + \omega_r}{\omega}$$

Die Trägerfrequenz f_r ist im allgemeinen groß gegen den Durchlaßbereich $2 \cdot (f_r - f)$ des Schwingkreises oder Bandfilters, so daß man die veränderliche Frequenz f praktisch gleich der Resonanzfrequenz f_r setzen kann. Allerdings geht dies nur dort, wo f nicht als Differenz gegenüber f_r auftritt.

Mit dieser — praktisch immer zulässigen — Näherung ergibt sich die Verstimmung zu:

$$v \approx \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \cdot \frac{\omega + \omega_r}{\omega} \approx 2 \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} = \frac{2 \Delta f}{f_r}$$

$B = \text{Bandbreite} = f_r \cdot d$

$$\Omega = \text{Normierte Verstimmung} = \frac{v}{d} = \frac{1}{d} \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \approx \frac{2 \Delta f}{d \cdot f_r}$$

$$\omega_r = \text{Resonanz-Kreisfrequenz} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2 \pi f_r$$

$$Z = \text{Kennwiderstand} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C}$$

Für den Parallelschwingkreis ist die Leitwert-Ersatzschaltung (Bild 1) zweckmäßig. Der komplexe Leitwert läßt sich daraus ablesen zu:

$$\mathcal{G} = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = \sqrt{\frac{C}{L}} \left[G \sqrt{\frac{L}{C}} + i \left(\omega \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right]$$

Mit $d = G \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\sqrt{\frac{L}{C}} = Z$ und $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ wird daraus

$$\frac{1}{Z} \left[d + i \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] \quad \mathcal{G} = \frac{1}{Z} [d + jv]$$

Führt man die normierte Verstimmung ein, indem man d vor die Klammer bringt, so erhält man:

$$\mathcal{G} = \frac{d}{Z} \cdot (1 + j\Omega)$$

Die Spannung am Kreis bei konstanter Einströmung i ist

$$u = \frac{i}{\mathcal{G}}, \quad u = i \frac{Z}{d} \frac{1}{1 + j\Omega}$$

Die Spannung bei Resonanz ($\Omega = 0$) ist $u_r = \frac{i}{G_r} = \frac{Z}{d}$.

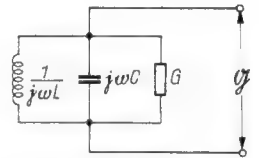


Bild 1. Leitwert-Ersatzschaltbild des Parallelresonanzkreises

Im allgemeinen interessiert nur das Verhältnis der Spannung bei beliebiger Verstimmung zu der Spannung bei Resonanz-

abstimmung:

$$\frac{u}{u_r} = \frac{1}{1 + j\Omega}$$

Der Absolutwert ist:

$$\frac{U}{U_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (1)$$

Die kurvenmäßige Darstellung dieser Funktion ergibt die normierte Resonanzkurve.

In Bild 2 ist diese Kurve mit „1 Kreis“ bezeichnet. Die Bandbreite ist das zwischen den $1/\sqrt{2}$ -Werten der Maximalspannung ($\approx 0,707 U_r$) eingeschlossene Frequenzband $\pm \Omega$. Ein weiterer charakteristischer Wert ist die Halbwertsbreite, das ist das Frequenzband, das zwischen den $1/2$ -Werten der Maximalspannung ($0,5 U_r$) eingeschlossen ist: $\sqrt{3} \cdot \Omega \approx 1,73 \Omega$.

Die Kurve in Bild 2 gibt einen guten Überblick über den Gesamtverlauf der Spannung in Abhängigkeit von der normierten Verstimmung. Um im Bereich der Resonanzkurvenspitze ohne Rechnung besser ablesen zu können, ist in Bild 3 die eine Hälfte (die Resonanzkurve ist symmetrisch) der Kurve vom Wert $\Omega = 0$ (Resonanz) bis etwa $1,73 \Omega$ (das entspricht der Halbwertsbreite) aufgetragen. Es gilt die mit „1 Kreis“ bezeichnete Kurve.

Für größere Verstimmungen ist die Darstellung im logarithmischen Maßstab angebracht, da sie konstante prozentuale Ablesegenauigkeit bedeutet. In Bild 4 lassen sich die U/U_r -Werte für einen Kreis bis zu normierten Verstimmungen von 30 ablesen. Es gilt die obere Kurve.

Beispiel: Ein Rundfunkempfänger enthält einen Vorkreis. Seine Dämpfung beträgt 0,8%, $d = 0,008$

Abstimmfrequenz: $f_r = 950 \text{ kHz}$

Gefragt wird nach der Selektion gegen eine um 9 kHz vom Träger (950 kHz) entfernt liegende Störfrequenz und ferner, um wieviel die mit 4,5 kHz angenommene höchste Modulationsfrequenz des Nutzträgers bereits durch den Vorkreis geschwächt wird.

$$\text{Für den ersten Fall ist } \Omega = \frac{2 \cdot 9}{0,008 \cdot 950} = \frac{18}{7,6} = 2,37.$$

Für diesen Wert von Ω ergibt sich aus der Kurve Bild 2 oder Bild 4 ein Wert von $U/U_r = 0,38$. Der Störsender wird auf den 0,38fachen Betrag des Nutzsenders geschwächt, die Selektion für 9 kHz ist 1 : 2,64.

$$\text{Für den zweiten Fall ist } \Omega = \frac{2 \cdot 4,5}{0,008 \cdot 950} = \frac{9}{7,6} = 1,18.$$

Die Kurve Bild 3 ergibt die genaueste Ablesemöglichkeit für diesen Fall, und man erhält den Wert $U/U_r = 0,645$; das bedeutet, daß die Tonfrequenz 4,5 kHz bereits durch den Vorkreis auf den 0,645fachen Wert der niedrigsten Modulationsfrequenz abgeschwächt wird.

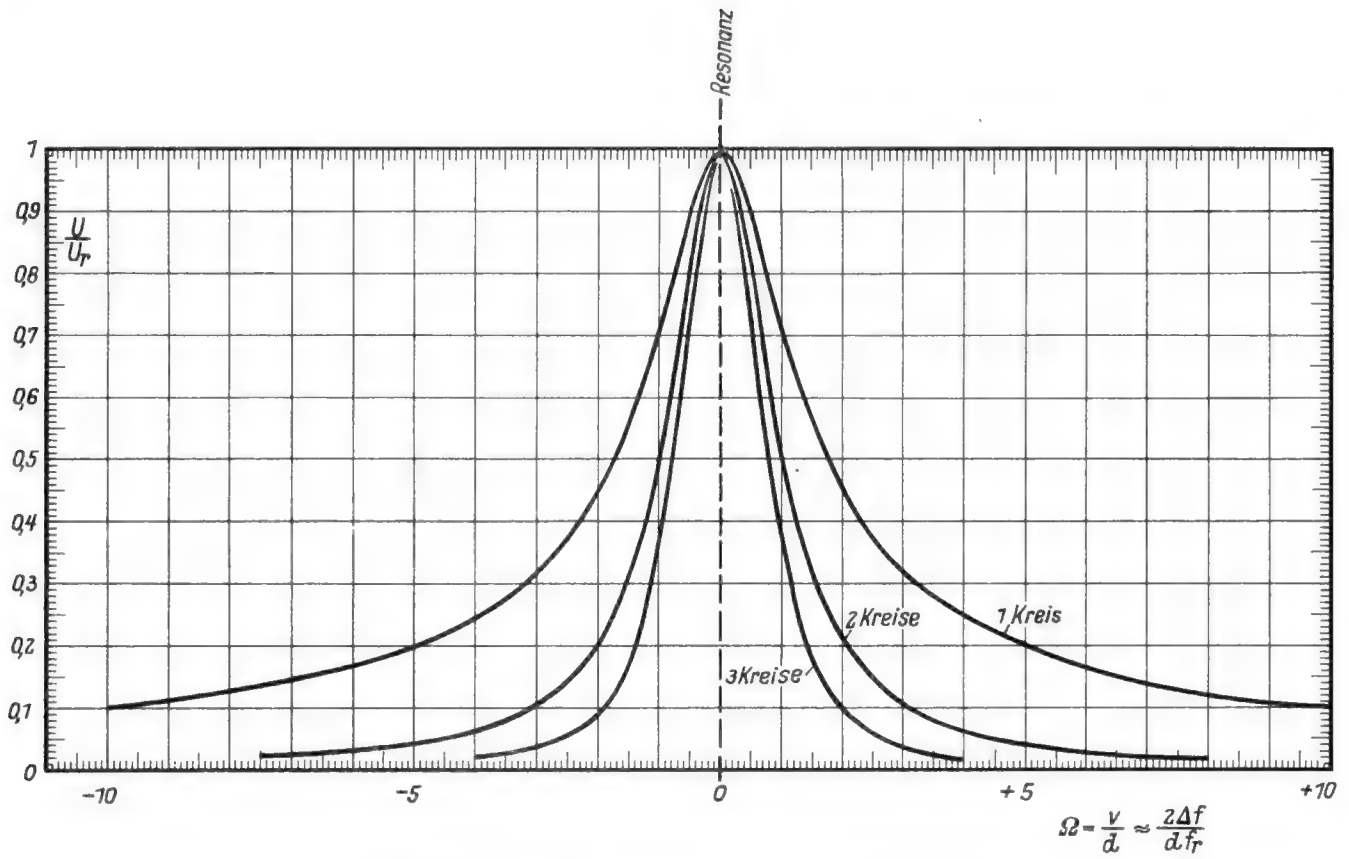


Bild 2. Normierte Resonanzkurven für den Einzelkreis und für zwei und drei nullgekoppelte Kreise

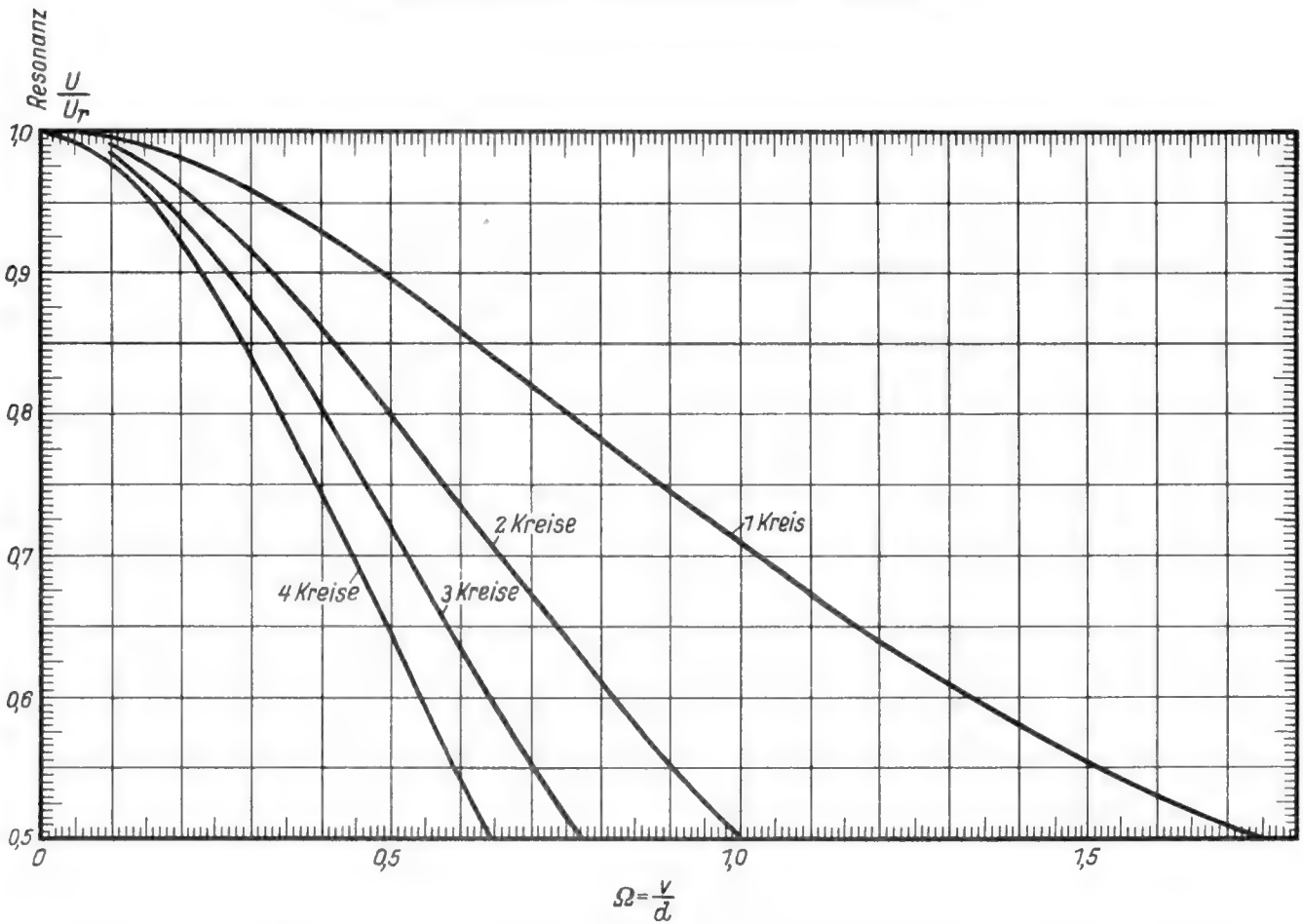


Bild 3. Normierte Resonanzkurven für den Einzelkreis und für zwei bis vier nullgekoppelte Kreise bei kleinen Verstimmungen

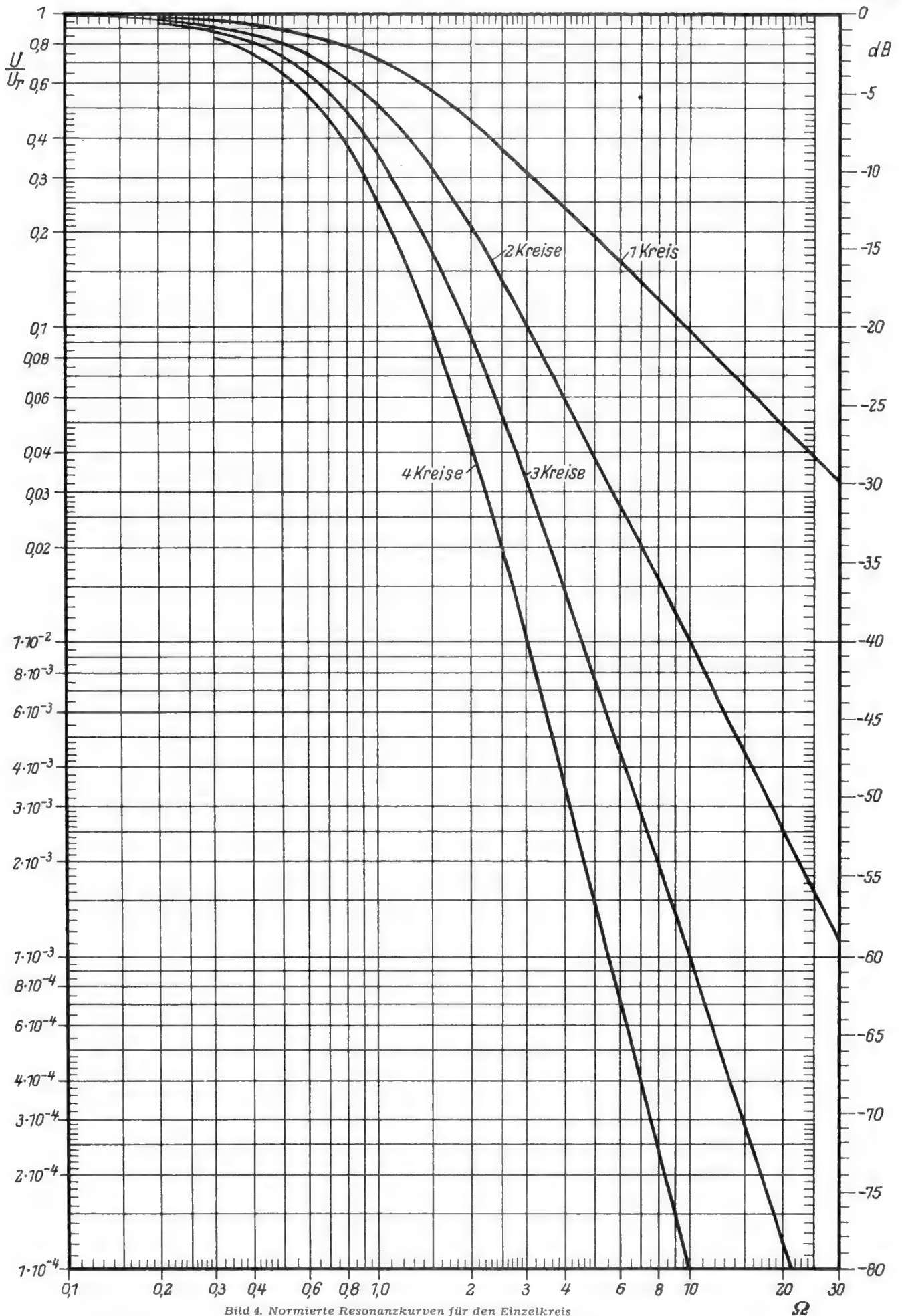


Bild 4. Normierte Resonanzkurven für den Einzelkreis und für zwei bis vier nullgekoppelte Kreise bei großen Verstimmungen, dB-Skala am rechten Rand

Mehrere Kreise, durch Röhren gekoppelt

Wir machen die in der Praxis fast immer gegebene Voraussetzung, daß die Kreise untereinander gleich aufgebaut sind, d. h., daß sie auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind und gleiche Dämpfungen haben.

Bei Nullkopplung mehrerer Kreise ist die Gesamtresonanzkurve der Kreise gleich dem Produkt der Einzelkurven. Wir erhalten so die Formel für die normierte Resonanzkurve von n nullgekoppelten Kreisen:

$$\frac{U}{U_r} = \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \right)^n \quad n = \text{Anzahl der Kreise} \quad (2)$$

Bild 2 gibt einen Überblick über den Verlauf der normierten Resonanzkurve für zwei und drei aufeinanderfolgende Kreise im Vergleich mit der Kurve für einen Kreis allein. Bild 3 bringt

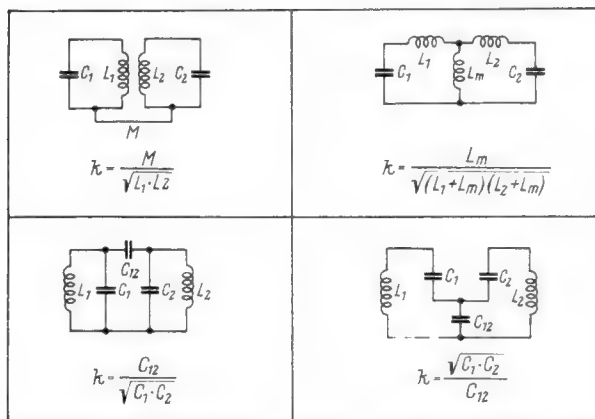


Bild 5. Der Kopplungsgrad k bei verschiedenen Bandfilterschaltungen

die Resonanzspitze bis zur Halbwertsbreite für zwei bis vier Kreise im Vergleich mit einem Einzelkreis. Zur genaueren Ablesung bis zu Verstimmungen von $\Omega = 30$ bringt Bild 4 die Kurven von einem Kreis bis zu vier Kreisen.

Die Bandbreite B wird also von den beiden Frequenzwerten eingeschlossen, die einem Amplitudenabfall auf den $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert entsprechen. Zu diesem Abfall gehört eine bestimmte normierte Verstimmung, die man Grenzverstimmung $\Omega_{0,7}$ nennen kann. Die normierte Grenzverstimmung für n Kreise (bei Nullkopplung) ergibt sich zu

$$\Omega_{0,7} = \sqrt{2^n - 1} \quad \text{siehe Tabelle 1} \quad (3)$$

Aus dem sich so ergebenden Wert für die Grenzverstimmung kann man z. B. die Dämpfung errechnen, die jeder Einzelkreis aufweisen muß, damit sich bei n Kreisen eine bestimmte Bandbreite ergibt.

Beispiel: Ein Rundfunkempfänger mit drei Vorkreisen sei auf 950 kHz abgestimmt. Damit die hohen Tonfrequenzen nicht zu stark geschwächt werden, soll die Bandbreite 8 kHz betragen. Wie groß muß die Dämpfung der Einzelkreise gewählt werden?

Aus Tabelle 1 entnimmt man $\Omega_{0,7}$ zu 0,51. Die Dämpfung des Einzelkreises wird dann aus

$$\Omega = \frac{2 \Delta f}{d f_r} ; \quad d = \frac{2 \Delta f}{\Omega f_r} = \frac{2 \cdot 4}{0,51 \cdot 950} = \frac{8}{485} = 0,0165 = 1,65\%$$

In den meisten Fällen werden die Kreise also durch zusätzliche Widerstände zu bedämpfen sein.

Die Selektion gegen einen um 9 kHz von der Abstimmfrequenz entfernten Störsender beträgt

$$\Omega = \frac{2 \cdot 9}{0,0165 \cdot 950} = \frac{18}{15,7} = 1,15$$

Daraus ergibt sich aus Bild 4 eine Schwächung auf den 0,28fachen Wert der Nutzfrequenz.

Hier ist der Vergleich mit dem Fall wichtig, daß nur ein Vorkreis verwendet wird:

Um die gleiche Bandbreite von 8 kHz zu erhalten, darf die Dämpfung des Einzelkreises auf den Wert

$$d = \frac{2 \cdot 4}{1 \cdot 950} = \frac{8}{950} = 0,84\%$$

verbessert werden. Vorausgesetzt, daß es auch gelingt diese geringe Dämpfung herzustellen, beträgt jetzt die Selektion gegen den in 9 kHz Abstand befindlichen Störsender:

$$\Omega = \frac{2 \cdot 9}{0,0084 \cdot 950} = \frac{18}{8} = 2,26$$

und daraus aus Kurve Bild 4 (für einen Kreis!) $\frac{U}{U_r} = 0,4$. Die

Selektion ist also für diesen Fall um den Faktor 1,43 schlechter als bei Verwendung von drei Kreisen, obwohl beide Anordnungen die gleiche 0,7-Bandbreite aufweisen. Bei Störsendern in größerem Frequenzabstand vergrößert sich dieser Faktor noch, wie sich leicht nachweisen läßt.

Zweikreisige Bandfilter, Kopplung induktiv oder kapazitiv

Die Energieübertragung vom Primärkreis zum Sekundärkreis erfolgt durch eine Kapazität oder Induktivität, die in beiden Kreisen gemeinsam auftritt oder durch das magnetische Feld zweier miteinander gekoppelter Spulen. Wie beim Einzelkreis ist es möglich, die Formeln und Kurven durch Einführung normierter Größen zu vereinfachen. Als neue Größe kommt die Kopplung hinzu, die man in der Weise normieren kann, daß man sie wie die Verstimmung auf die Kreisdämpfung bezieht.

Man erhält so die normierte Kopplung $\frac{d}{k}$ und statt

der einen Kurve des Einzelkreises eine Anzahl normierter Kurven, wobei die normierte Kopplung als Parameter auftritt. Der Kurvenverlauf eines Bandfilters wird also durch den Kopplungsfaktor und die Kreisdämpfung bestimmt. Liegen diese beiden Größen fest, so ergibt sich immer der gleiche grundsätzliche Verlauf der Bandfilterkurve.

Bei Rundfunkbandfiltern kann man nun einige Voraussetzungen machen, die die Berechnung der Filter wesentlich vereinfachen:

Es wird vorausgesetzt, daß die Kopplung durch reine Blindwiderstände erfolgt, also verlustfrei ist. Ferner wird angenommen, daß Primär- und Sekundärkreis gleiche Daten besitzen, also $L_1 = L_2, C_1 = C_2, d_1 = d_2$. Diese Dimensionierung ist in der Praxis auch durchaus üblich und zweckmäßig. Wenn verschiedene Dämpfungen auftreten, so kann man mit der mittleren Dämpfung $d = \sqrt{d_1 \cdot d_2}$ rechnen.

Die Größe des Kopplungsfaktors

Zum Thema Kopplungsfaktor beachte man auch die Funktechnischen Arbeitsblätter Ind 12, Blatt 3. Die Art der Kopplung — induktiv oder kapazitiv — hat auf den Verlauf der Bandfilterkurven keinen Einfluß. Die Größe des Kopplungsfaktors k kann für die gebräuchlichsten Arten der Kopplung aus Bild 5 entnommen werden.

Tabelle 1

Anzahl der nullgekoppelten Kreise n	Normierte Grenzverstimmung für n Kreise $\Omega_{0,7}$	$\frac{1}{\Omega_{0,7}}$
1	1	1
2	0,643	1,56
3	0,51	1,96
4	0,436	2,3
5	0,385	2,6
6	0,35	2,86
7	0,324	3,09
8	0,30	3,33
9	0,283	3,54
10	0,264	3,79

Der Wert unter $\Omega_{0,7}$ gibt den Faktor, um den die Bandbreite bei Verwendung von n nullgekoppelten Kreisen geringer wird, als bei Verwendung von nur einem Kreis.

Der Wert unter $1/\Omega_{0,7}$ gibt den Faktor an, um den die Dämpfung der Einzelkreise erhöht werden muß, um bei n nullgekoppelten Kreisen die gleiche Bandbreite wie bei einem Kreis zu erhalten.

Lorenz-17" Bildröhren

mit zylindrischem
oder sphärischem Bildschirm

Statische Fokussierung
hält das Bild scharf –
unabhängig
von schwankender Anodenspannung



Type	Fokus- sierung	Ausfüh- rung	Form	Farbtemp. Grad K	Nutzbare Bildfläche mm	Elektrode- zahl	Anoden- spannung V	Netzt- Preis DM
BS 42 R-3	statisch	Grauglas metallisiert	zylindrisch	5.500 6.500	360 x 270	4	10-14	215,-
BS 42 R-6	statisch	Grauglas	zylindrisch	6.500	360 x 270	4	10-14	225,-
AW 43-20	statisch	Grauglas metallisiert	sphärisch	6.500	360 x 270	5	12-16	255,-

C. Lorenz
Aktiengesellschaft Stuttgart

Ein neues Windungszahlmeßgerät

Von Dr.-Ing. Helmut Große-Brauckmann, AEG, Berlin-Frankfurt/M.

Das im nachfolgenden beschriebene Windungszahlmeßgerät hat einen besonders einfachen Aufbau. Neuartig ist die Methode zur Erzeugung der Vergleichswindungen.

Das Gerät enthält einen U-förmigen Kern aus Dynamoblech gemäß Bild 1, der durch ein bewegliches Joch verschließbar ist. Die Schenkel des Kernes tragen je eine nahe an der Schließungsstelle liegende Magnetisierungswicklung. Auf dem möglichst aus hochpermeablem Material

von Oberwellen sind die Anodenwiderstände des Verstärkers mit Kapazitäten überbrückt.

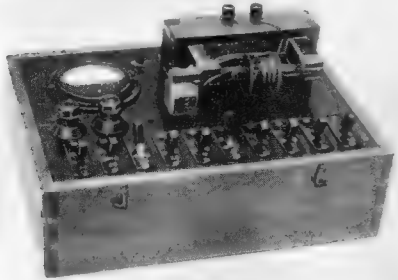
Das Gerät fußt auf einer Nullmethode und ist daher grundsätzlich sehr genau. Ganz wesentlich für die Genauigkeit ist aber die Tatsache, daß die zu messende Spule unmittelbar über die Vergleichswindungen geschoben wird und daher alle Wicklungen unbedingt von demselben Fluß durchsetzt werden. Darüber hinaus hängt die Genauigkeit des Gerätes von folgenden Größen ab:

1. Genauigkeit der Vergleichswindungen. Diese Wicklungen können absolut fehlerfrei gemacht werden.
2. Genauigkeit des Spannungsteilers. Dieser kann unschwer für 0,2 % Genauigkeit gebaut werden. Er muß aber hochohmig (mindestens 1 MΩ) gemacht werden, damit auch Prüflinge hoher Windungszahl praktisch unbelastet bleiben.
3. Streuung des Kerns. Um sicherzustellen, daß das Joch auf der ganzen Länge den gleichen Fluß führt, muß die Streuung kleingehalten werden. Der Kern ist daher so ausgebildet, daß er das Joch an der Stoßstelle möglichst luftspaltlos umschließt. Ferner muß die Induktion im Joch so gewählt sein, daß annähernd die maximale Permeabilität erreicht wird.

Bild 2 zeigt einen nach diesem Prinzip gebauten Prüfkern. Er gestattet, Kleintransformatorspulen der Größen M 42 bis

M 102 b oder ähnliche Spulen mit Windungszahlen von 1 bis 16 500 zu prüfen. Der größte Meßfehler beträgt je nach Meßbereich etwa 0,3 %. Spulenrähmchen aus Metall führen nicht zu Meßfehlern.

Durch feinere Unterteilung der Vergleichswindungen und durch Verwendung eines induktiven Spannungsteilers (Spartransformator), der mit genau richtigen Windungszahlen gewickelt werden kann, läßt sich das Gerät auch für höhere Genauigkeit bauen. Der Spannungsteiler ist magnetisch abzuschirmen und zur Erhöhung seines Eingangswiderstandes durch einen Kondensator auf Resonanz abzustimmen. (Das beschriebene Gerät stellt eine Laborentwicklung für den eigenen Gebrauch dar. Es ist nicht im Lieferprogramm der AEG enthalten.)



Ansicht des fertigen Windungszahlprüfers

hergestellten Joch befinden sich zehn oder mehr dünnröhrtige Wicklungen, die durch zehn Umschalter (Kellopschalter) in beliebiger Zusammenstellung hintereinander geschaltet werden können. Die Windungszahlen dieser Wicklungen sind ähnlich wie ein Gewichtssatz so abgestuft, daß sich zwischen 0,5 und 160,5 Windungen jede beliebige Windungszahl in Stufen von 0,5 Windungen herstellen läßt, 0,5 Windungen werden dadurch erreicht, daß die Spannung einer Windung mit Hilfe zweier Widerstände halbiert wird.

Die zu prüfende Spule P wird über das Joch geschoben und durch Anschließen an die Klemmen a und b (siehe Bild 1) gegen die Vergleichswindungen geschaltet. Ein über einen Verstärker angeschlossenes Instrument I oder ein Magisches Auge zeigt die Differenzspannung an. Sie wird durch Einschalten einer entsprechenden Anzahl von Vergleichswindungen auf Null gebracht. Die gesuchte Windungszahl ist dann gleich der Summe der eingeschalteten Vergleichswindungen, also z. B. 50 + 20 + 20 + 5 + 1 = 96 Windungen.

Sind Spulen mit mehr als 160 Windungen zu messen, so wird nur ein bestimmter Bruchteil der Spannung am Prüfling gegen die Vergleichswindungen geschaltet und die sich ergebende Windungszahl mit dem entsprechenden Faktor multipliziert. Zum Herstellen dieses Bruchteils dient ein hochohmiger, sehr genauer Spannungsteiler aus ohmschen Widerständen.

Der Verstärker arbeitet mit zwei Röhren. Die Empfindlichkeit wird durch einen Spannungsteiler vor dem Gitter der zweiten Röhre eingestellt. Zur Abschwächung

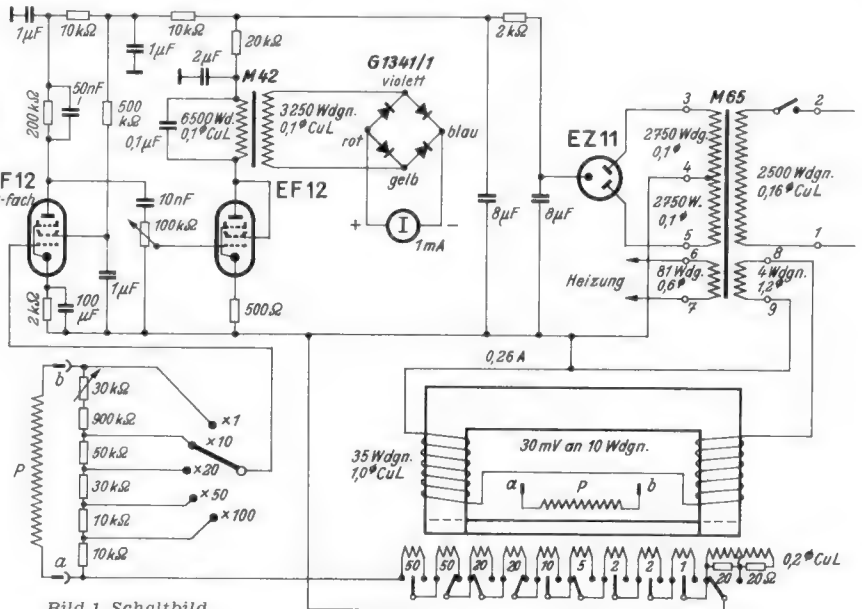


Bild 1. Schaltbild

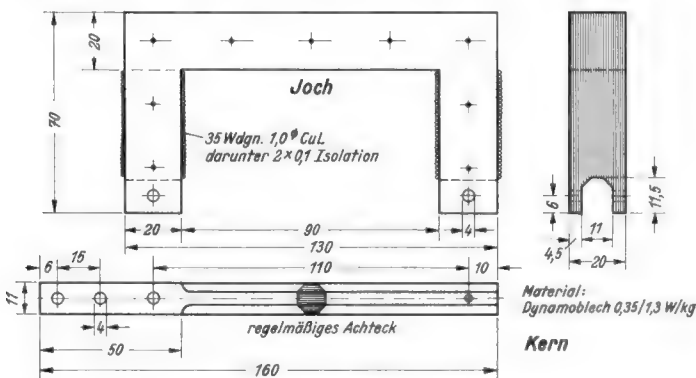


Bild 2. Abmessungen des Prüfkernes

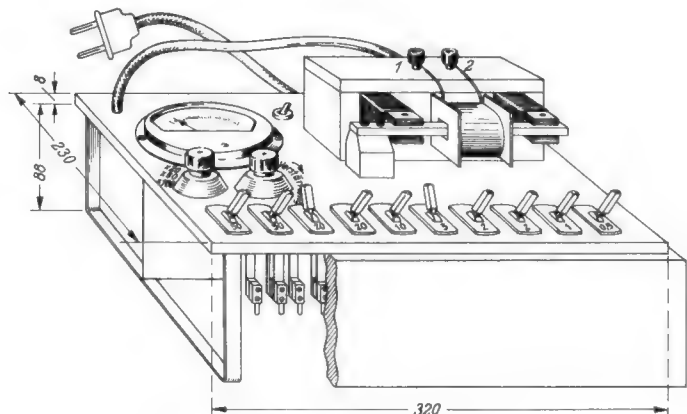


Bild 3. Anordnung der Bedienungsplatte

Wie entsteht eigentlich ein Nomogramm?

Wie ist es möglich, daß eine Rechenaufgabe mit so vielfältigen Lösungen, wie z. B. die Formel für parallele Widerstände

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

durch einige einfache Linien dargestellt werden kann? — Dieses und viele andere Beispiele von Nomogrammen aus der Funktechnik behandelt der neue RPB-Band Nr. 61 von Ing. Otto Limann

Nomogramme als Hilfsmittel für den Funktechniker

64 S. stark mit 42 Bildern, Preis 1.40 DM

Franzis-Verlag, München 2, Luisenstr. 17

FUNKSCHAU-Prüfbericht

Graetz-Sinfonia, ein Spitzengerät des neuen Jahrganges

Pünktlich zum Neuheitentermin erschien bereits dieses Spitzengerät in den Schaufenstern der Fachgeschäfte. Die bis ins Kleinste ausgereifte Konstruktion läßt erkennen, daß es sich hierbei um eine gründlich vorbereitete und erprobte Type handelt.

Schaltungsaufbau

FM-Teil. Die beiden Systeme der neuen Doppeltriode ECC 85 dienen als UKW-Vorröhre in Zwischenbasisschaltung und als selbsterregte additive Mischtriode. Die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz wird über ein Dreifach-Bandfilter (Bild 1) aus dem Anoden-

spannung betrieben. Die Röhre arbeitet also wie ein Richtverstärker im unteren gekrümmten Teil der Kennlinie. Die Zwischenfrequenz wird nämlich dadurch gebildet, daß Empfangs- und Oszillatorfrequenz sich an dieser nichtlinearen Kennlinie gegenseitig modulieren, wobei die Differenzfrequenz entsteht. Trifft nun ein starkes Eingangssignal auf das Gitter, so steigt — wie bei jedem Richtverstärker — der Anodenstrom an. Dadurch verschiebt sich der Arbeitspunkt und die Schwingbedingungen des Oszillators ändern sich. Dies kann bis zum Aussetzen (Ausblasen) des Oszillators führen. Beträgt die Oszillatorspannung am Gitter 2,5 V, so genügen bei 15facher Vorverstärkung bereits rund 0,2 V Eingangsspannung, um den Oszillator zum Aussetzen zu bringen. Dieser Zustand wird aber in Sendernähe leicht erreicht. Die übliche Regelung der Vorröhre vom Ratiometerausversagtn solchen Fällen meist, denn der Oszillator wird ausgeblasen, bevor sich eine Regelspannung im Zf-Teil bilden kann.

Bei der Graetz-UKW-Rapid-Regelautomatik dagegen steigt beim Hochtasten des Gitters durch das Eingangssignal auch der Gitterstrom und damit die Regelspannung der Vorröhre an. Sie regelt sich also selbst herunter, bevor es zu der geschilderten Erscheinung kommt. Der zusätzliche Aufwand für diese wirksame Anordnung besteht nur in einem Kondensator und einem Widerstand. Für die übliche Zf-Rückkopplung zur Erhöhung des Innenwiderstandes ist hier ein 30-pF-Kondensator am Fußpunkt des Anodenkreises angeordnet. Die daran abfallende Zf-Spannung wird über 6,25 pF der Anzapfung der Gitterspule zugeführt. — Die beiden ersten Kreise des Zf-Dreifach-Bandfilters befinden sich im UKW-Baustein. Der dritte

Kreis ist dicht an dem zum Gitter der ECH 81 führenden Bereichschalterkontakt angeordnet und über eine niederohmige Leitung mit dem zweiten Kreis gekoppelt. Die Schaltung des AM-Eingangsteils (Bild 6) ist auf die Ferritantenne zugeschnitten. Die Außenantenne ist für die drei AM-Bereiche hochinduktiv gekoppelt. Der 115-pF-Kondensator parallel zur KW-Spule dehnt den Bereich von 25 bis 50 m über die gesamte Skalenbreite. Beim LW-Empfang sind die Kontakte E 10/ E 11 geöffnet. Die Antennenspule koppelt jedoch nur auf die MW-Gitterspule, die mit der auf dem Ferritstab sitzenden Zusatzwicklung in Reihe liegt. Die Gesamtinduktivität liegt beim MW-Empfang über die Verbindung D 9—D 10 am Drehkondensator. Beim LW-Empfang dagegen wird die MW-Wicklung an eine Anzapfung der LW-Spule gelegt. Damit wird in diesem Bereich die Antenne niederohmig in den Gitterkreis eingekoppelt. Da bei dieser Schaltung der übliche Zf-Saugkreis im Antennenkreis unwirksam sein würde, liegt hier ein Zf-Sperrkreis unmittelbar in der Gitterzuleitung der Röhre ECH 81.



Graetz-Sinfonia

- Wechselstrom: 110, 127, 150, 220, 240 V
- Röhrenbestückung: ECC 85, ECH 81, EF 41, EF 41, EABC 80, EL 84, EM 34, Trocken- gleichrichter
- 8 AM-Kreise, davon 2 abstimmbar
- 12 FM-Kreise, davon 2 abstimmbar
- Wellenbereiche: UKW, KW, MW, LW
- Zwischenfrequenz: 460 kHz, 10,7 MHz
- Tonregelung: getrennt und stetig regelbare Baß- und Höhenregler; getrennt zu bedienender Bandbreitenschalter
- Lautsprecher: perm.-dyn. Baßlautsprecher 21 x 32 cm; perm.-dyn. Mitteltönsystem 13 cm Ø; statisches Hochtonsystem 7 cm Ø
- Eingebaute, drehbare Ferritantenne
- 7 Drucktasten
- Leistungsaufnahme ca. 53 W, bei Sparschaltung 33 W
- Gehäuse: 66 x 41 x 31 cm; nach Klangeigenschaften ausgesuchtes Edelholz
- Preis: 418 DM

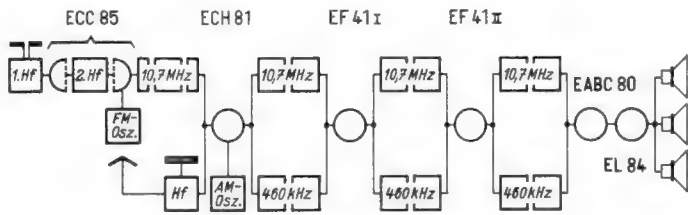


Bild 1. Blockschaltung

kreis ausgekoppelt und dem Hexodensystem der ECH 81 zugeführt, das, wie üblich beim FM-Empfang, als erste Zf-Verstärkerröhre dient. Darauf folgen zwei Zf-Verstärkerstufen mit je einer Röhre EF 41 und der Ratiometerdetektor. Der gesamte FM-Kanal enthält damit 12 Abstimmkreise.

AM-Teil. Die Eingangsschaltung am Gitter der ECH 81 enthält eine Ferritantenne. Auf die Mischröhre folgen die bereits erwähnten Zf-Röhren EF 41 mit den drei AM/Zf-Bandfiltern. Das erste und zweite Filter arbeiten mit zweistufiger Bandbreitenregelung. Der Bandbreitenschalter ist nicht mit dem Höhenregler im Nf-Teil gekoppelt, sondern wird mit einem besonderen Knopf bedient, um beim Fernempfang, ohne Rücksicht auf die eingestellte Klangfarbe, stets mit größter Trennschärfe arbeiten zu können.

Nf-Teil. Die Eigenart der mit den Röhren EABC 80 und EL 84 bestückten Schaltung liegt in der Vierkanal-Gegenkopplung, den drei Lautsprechern und der Gehäusegestaltung. Hierauf wird noch besonders eingegangen.

Schaltungseinzelheiten

Bild 2 zeigt die FM-Oszillatorstufe. Neu daran ist die UKW-Regel-Automatik, bei der die Vorröhre eine Regelspannung vom Gitterableitwiderstand der Oszillatortriode erhält¹⁾. Bei additiver Mischung wird die Mischröhre mit einer verhältnismäßig großen, durch den Gitterstrom des Oszillators erzeugten, negativen Gittervor-

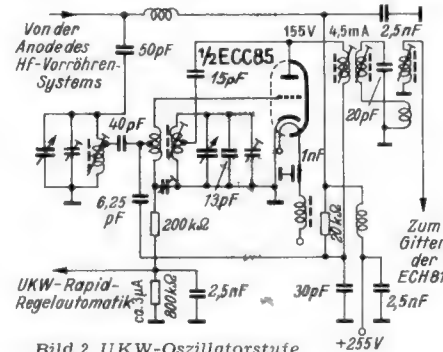


Bild 2. UKW-Oszillatorstufe

¹⁾ vgl. FUNKSCHAU 1954, Heft 14, Seite 278 und 280.

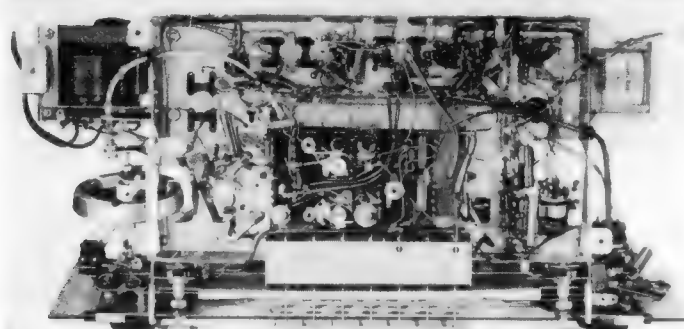


Bild 3. Unterseite des Chassis

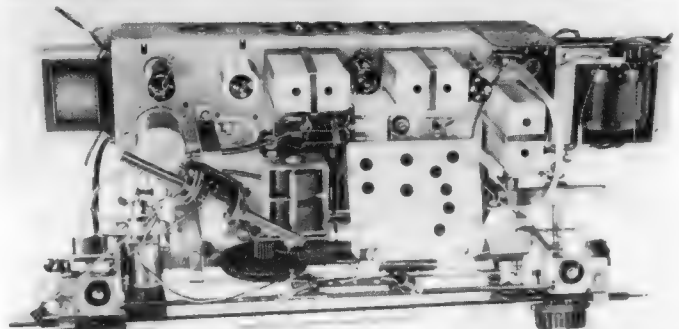


Bild 4. Aufsicht auf das Chassis

Der Zf-Teil ist klar und übersichtlich geschaltet, so daß auf eine ausführliche Besprechung verzichtet werden kann. Bei zwei Zf-Verstärkerstufen ist die Verstärkung so hoch, daß Pentoden EF 41 mit normaler Steilheit Verwendung finden können. Um die Trennschärfe zu verbessern und die Stabilität zu erhöhen, werden beim AM-Empfang die Gitterwechselspannungen der beiden Zf-Röhren an einem kapazitiven Spannungsteiler abgegriffen (Bild 5). Sie erhalten etwa $\frac{1}{10}$ der Kreisspannung. Der 1,5-nF-Kondensator gegen Erde verringert dabei die Schwingneigung und den Einfluß der Änderungen der dynamischen Röhrenkapazität beim Regeln. Dies ist bei einem so trennscharfen Gerät besonders wichtig, weil man sonst leicht auf die steile Flanke der Durchlaßkurve gerät. Die Zwischenfrequenz beträgt 460 kHz, ein Wert, für den die Empfängerindustrie sich neuerdings einsetzt.

Der feldstärkeabhängige Rauschsuppressor ist eine ähnlich einfache Schaltung wie die UKW-Rapid-Regel-Automatik, und zwar wird hierzu das Magische Auge EM 34 herangezogen. Wie aus Bild 7 zu ersehen, liegt ein 1,5-nF-Kondensator in Reihe mit 20 k Ω von der Anode der Endröhre zur Katode des Magischen Auges. Dieses RC-Glied wirkt in Verbindung mit dem Katodenwiderstand als Hochpaß. Über ihn werden die Höhen, in denen der stark hörbare Rauschanteil enthalten ist, in die Katode der EM 34 eingekoppelt und mit gleicher Phase an der linken Anode abgenommen und wieder dem Gitter der Endröhre zugeführt. Damit wird eine Gegenkopplung für die Rauschspannung bewirkt, die von der Verstärkung des Magischen Auges abhängt. Bei starken Sendern ist die EM 34 heruntergeregelt und die Gegenkopplung entfällt. Bei geringen Feldstärken dagegen, also auch z. B. beim Durchdrehen der Abstimmung zwischen den Sendern, wächst die Verstärkung des Magischen Auges an, die Gegenkopplungsspannung wird größer und das Rauschen wird unterdrückt. Die Schaltelemente sind so bemessen, daß bei genügend starken Sendern der Klang nicht beeinträchtigt wird.

Bild 7 zeigt gleichzeitig die Gesamtschaltung des Nf-Teils. Die eigentliche Verstärkerschaltung ist von klassischer Einfachheit. Das Geheimnis der vorzüglichen Klangdurchbildung liegt in dem verwickelten Gegenkopplungs-Netzwerk. Der Lautstärkeregel besitzt zwei Anpassungen für die gehörrichtige Lautstärkeregelung. Man kann damit ohne Baßverluste bis auf Null herunterregeln. Der übliche Gegenkopplungswiderstand am Fußpunkt des Lautstärkereglers ist hier durch eine Gegenkopplungswicklung auf dem Ausgangsübertrager ersetzt, um alle Phasendrehungen durch RC-Schaltelemente und die damit mögliche Schwingneigung in extremen Frequenzgebieten zu vermeiden.

Ein weiterer Gegenkopplungsweg führt von der eigentlichen Tauchspulenwicklung über frequenzbetonende Schaltelemente zurück

zum Gitter des Triodensystems. Mit ihm werden gleichzeitig alle im gesamten Verstärkungszug auftretenden Verzerrungen kompensiert.

Mechanischer Aufbau

Wir halten bereits öfter Gelegenheit, auf die ausgezeichneten Kundendienstunterlagen der Firma Graetz hinzuweisen. Ein Blick in das Gerät zeigt, daß auch hier in vorbildlicher Weise an den Kundendienst gedacht wurde. Sämtliche Abgleichelemente sind ohne Chassisausbau von der Rückseite oder von der Bodenöffnung her zugänglich (Bild 3). Der vollständig gepanzerte UKW-Teil ist pultförmig geneigt oben auf dem Chassis angeordnet (Bild 4). Die Eisenkerne der Spulen sind mit geschmeidigen, rüttelfesten Schaumgummibremesen versehen, die einen zügigen Abgleich zulassen und doch den Kern sicher festlegen.

Der Schwungradantrieb besitzt nur einen Knopf. Durch eine bei Graetz im Prinzip seit langem verwendete und zu großer Vollkommenheit ausgereifte Klauenkupplung wird automatisch bei der Tastenbetätigung vom AM-Antrieb auf den FM-Antrieb umgeschaltet. Damit ist die beliebte Einstellung auf zwei Ortssender möglich, ohne Gefahr, den Sender des anderen Bereiches versehentlich zu verstellen.

Beim Tastenansatz wurde das zur Bedienung erforderliche Maß an Kraft herabgesetzt und ferner eine Dämpfungsvorrichtung für das Schaltgeräusch eingebaut. Die Netzsicherung ist in einem neuartigen praktischen Drehspannungswähler untergebracht, der sich leicht ohne Werkzeug bedienen läßt. Hierbei sei erwähnt, daß selbstverständlich auch dieser Empfänger mit der seit Jahren von Graetz eingeführten Stromsparschaltung ausgerüstet ist. Beim Ortsempfang mit normaler Zimmerlautstärke ergibt sich bei Anwendung der Sparschaltung keinerlei Unterschied in der Wiedergabe oder der Empfindlichkeit. Dabei werden aber rund 40% des Stromverbrauches gespart, vor allem aber wird die Katodenbelastung der Endröhre herabgesetzt und damit ihre Lebensdauer erhöht.

Wie überlegt der mechanische Aufbau getroffen wurde, geht z. B. auch daraus hervor, daß die oben um das Gehäuse herumlaufende Metallzierleiste durch unauffällig an der Rückseite angebrachte Verlängerungsdrähte so verstimm ist, daß sie nicht in Resonanz zu dem Breitband-Gehäusedipol geraten kann.

Zum mechanischen Aufbau muß man auch die neuartige Gehäusegestaltung rechnen. Graetz hat sich bewußt von der Anschauung gelöst, daß das Gehäuse nur eine umgeklappte Schallwand sei. Es besteht daher nicht aus fast schalltotem dickem weichen Nadelholz mit Außenfurnier, sondern die Holzwände sind dünn, hart und auch innen glatt verkleidet. Beim Anschlag gibt das Gehäuse einen kurzen trockenen Klang, wie der Körper eines Streichinstruments.

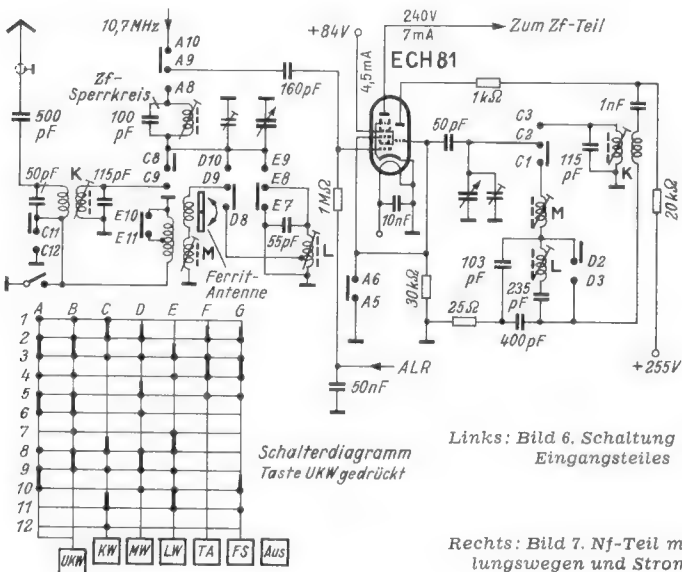
Nach Untersuchungen von Graetz besitzt dieses Gehäuse die Eigenschaft, die Oberwellen der Suboktaven 16..32 Hz und 32..64 Hz besonders gut wiederzugeben. Das Ohr ist nun physiologisch im Stande, daraus den gegenüber der Originaldarbietung unvermeidlich geschwächten Grundton zu rekombinieren. Damit wird das Frequenzgebiet nach den Tiefen zu ausgeweitet. Dies ist aber bei der guten Höhenwiedergabe unbedingt erforderlich, um ein gut ausgewogenes Klangbild zu erzeugen.

Die Bedienung

des Empfängers wird durch die klar und übersichtlich beschriftete Frontplatte sehr angenehm gemacht. Ohne besondere Bedienungsanleitung findet man sich sofort zurecht.

Die Empfangsleistungen des Gerätes sind — wie nicht anders zu erwarten — ganz hervorragend. Auch in den schwierigen Abendstunden ist es, besonders unter geschickter Anwendung der Ferritantenne immer möglich, eine Anzahl von Fernsendern genüßlich zu hören. Recht günstig wirkt sich beim Absuchen des UKW-Bereiches der Rauschsuppressor aus. Das störende Zischen zwischen den Sendern wird dadurch ganz erheblich herabgesetzt.

Der Klang des Gerätes rechtfertigt den Aufwand, der von Seiten der Entwicklung hineingesteckt wurde. Es lohnt sich wirklich, mit dem Empfänger auf ein gutes Kammermusik- oder Orchesterkonzert einzustellen und entweder kritisch oder rein genießerisch die Sendung auf sich wirken zu lassen. Bei jeder Besetzung der Kapelle und auch bei jeder eingestellten Lautstärke ergibt sich ein hervorragend ausgewogenes Klangbild, bei dem vor allem beim UKW-Empfang den Höhen auch wirklich volle tiefe Bässe ohne Bumsen gegenüberstehen.



Links: Bild 6. Schaltung des AM-Eingangsteiles

Rechts: Bild 7. Nf-Teil mit Gegenkopplungswegen und Stromversorgung

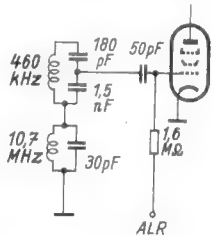
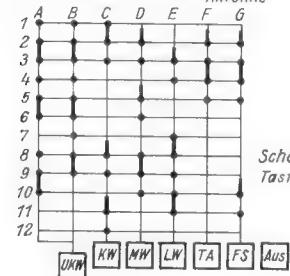
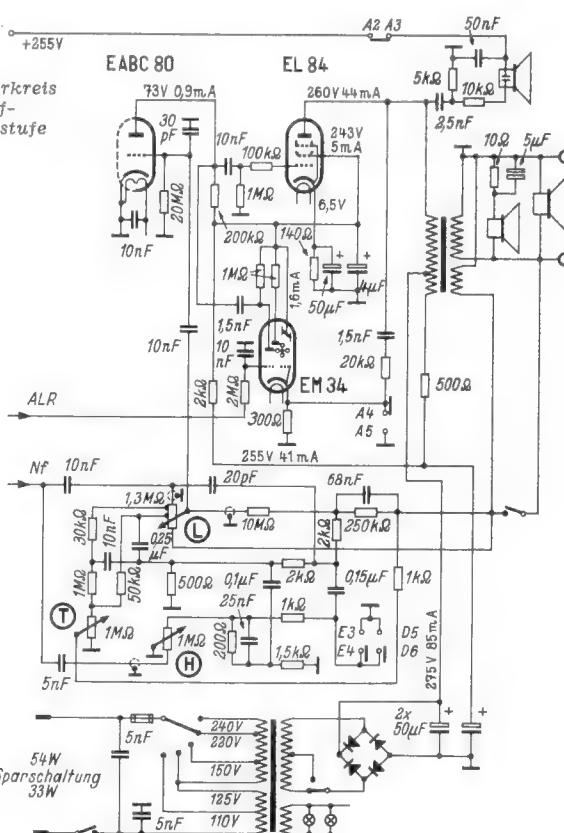


Bild 5. Gitterkreis einer Zf-Verstärkerstufe



Fernsehempfänger-Bauanleitung

10. Folge

In der heutigen Folge werden weitere Oszillogramme von wichtigen Stellen der Schaltung des selbstgebauten Fernsehempfängers gebracht. Sie sind auch grundsätzlich maßgebend für das richtige Arbeiten von industriemäßigen Empfängern.

9. Der Abgleich des Tonverstärkers

Der Kreis L 9 C 25 wird genau wie die Bild-Zf-Kreise abgeglichen (Bild 41¹⁾). L 16 wird mit einem Widerstand von 300 Ω überbrückt und an der Anode von R 9 das Röhrenvoltmeter angeschlossen. Die Meßsenderspannung wird am Gitter von R 8, wie schon beschrieben, zugeführt und nun L 9 oder auch gegebenenfalls C 25 verändert, bis bei 5,5 MHz maximaler Ausschlag am Röhrenvoltmeter erzielt wird. Der Abgleich kann selbstverständlich auch mit einem Wobbler in der beschriebenen Weise vorgenommen werden. Die Ausgangsspannung des Meßsenders soll dabei etwa 0,3...0,5 V_{eff} betragen.

Zum Abgleich des Kreises L 16 C 30 kann an den Kondensator C 32 unmittelbar ein hochohmiges Voltmeter angeschlossen werden. Bei genau 5,5 MHz Eingangsfrequenz an R 8 wird der Kreis L 16 auf Maximalspannung gedreht.

Zum Abgleich des Diskriminators wird der Widerstand R 26 in zwei gleich große Widerstände (10 $k\Omega$) aufgeteilt und das Meßinstrument einerseits an den Verbindungspunkt der beiden Widerstände gelegt, andererseits an C 33. Der Kreis L 14 L 15 C 31 wird dann so abgestimmt, daß die Spannung am Instrument gerade Null wird. Beim Durchdrehen des Meßsenders muß dann die bekannte Diskriminatorskurve, die Bild 76 zeigt, gemessen werden. Der Abstand der Extremwerte der Kurve beträgt im vorliegenden Fall 400 kHz. Die Diskriminatorskurve kann auch mit einem Wobbler sichtbar gemacht werden. Der Oszillograf des Wobblers darf dann nicht über einen Gleichrichter zwischen C 34 und R 25 angeschlossen werden, sondern man muß unmittelbar die Klemmen des Meßverstärkers hier an schließen.

10. Einstellung bei Bildompfang

Sind die beschriebenen Arbeiten sämtlich in der angegebenen Weise durchgeführt, so müssen der Bild- und Tonteil einwandfrei arbeiten. Wesentlich beim Empfang ist nun, daß der Bildträger auf der Mitte der Nyquistflanke und der Tonträger genau auf der Eigenfrequenz des hierfür vorgesehenen Sperrkreises L 5 C 17 liegen. (Bild 1²⁾). Wenn die Selektionskurve des Empfängers in Ordnung ist, wird dies durch Drehen der Nachstimmung des Oszillators erreicht.

Schließt man an die Anode von R 8 ein Oszillografen mit kleiner Eingangskapazität an (am besten mit einem Hf-Meßkopf), so erhält man bei richtiger Einstellung des Oszillators die beiden Oszillogramme, die in Bild 77 zu sehen sind; 77a ist das Vertikaloszillogramm und 77b das Horizontaloszillogramm. Die beiden Bilder sind mit dem Modell des beschriebenen Fernseh-Empfängers bei Empfang des Feldbergsenders mit einem Philips-Oszillografen GM 5653 aufgenommen worden. Die Impulssteilheit im Horizontal-Oszillogramm ist dabei etwas zu klein wiedergegeben, da die Bandbreite des Oszillografen für diese Messung nicht ganz ausreichend ist. Man erkennt in Bild 77a im unteren Amplitudenbereich das Synchronsignal mit dem Vertikalimpuls und darüber das Bildsignal. In Bild 77b sind gut die vordere und hintere Schwarzscherle zu beiden Seiten des Horizontalimpulses zu sehen.

Der gebaute Empfänger hat keine Regelautomatik. Daher muß beim Durchdrehen der Nachstimmung folgendes zu beobachten sein, wobei angenommen ist, daß der Oszillator in Band III sich etwa um 3,5 MHz verstimmen läßt und seine tiefste Frequenz (Rechtsdrehung des Nachstimmkondensators) etwa 2 MHz niedriger ist als die Sollfrequenz. Die Amplitude des Oszillogramms wird bei Rechtsdrehung der Nachstimmung bis zum Anschlag auf einen Wert von etwa 20 V eingestellt, dann wird langsam nach links gedreht. Der Bildträger wandert dabei auf der Selektionskurve (Bild 56³⁾) etwa von deren Mitte nach rechts. Sobald er auf die Nyquistflanke kommt, wird das Oszillogramm kleiner. Sitzt der Bildträger in der Mitte der Flanke, so wird das Oszillogramm gerade halb so groß. Bei falscher Lage des

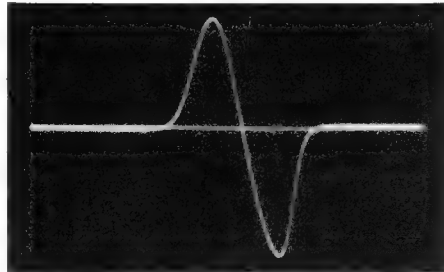


Bild 76. Diskriminatorskurve

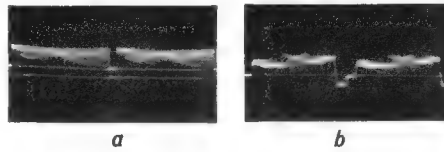


Bild 77. Oszillogramm der Empfangsspannung vom Feldbergsender;
a = vertikal, b = horizontal

Trägers im Band treten Verzerrungen auf, die man am Synchronsignal beobachten kann. Beim Durchdrehen des Oszillators kann man so recht gut beurteilen, ob die Selektionskurve einigermaßen ihre richtige Form besitzt.

Bei zunehmender Trägerspannung, also z. B. beim Aufdrehen des Kontrastreglers, nimmt die Helligkeit des Bildes ab. Dies ist durch die Negativmodulation unserer Sender bedingt. Man kann daher auch beim Durchdrehen der Nachstimmung schon am Verhalten der Bildhelligkeit beobachten, ob die Selektionskurve in Ordnung ist. Bei Rechts am Anschlag stehenden Nachstimmregler stellt man eine bestimmte Bildhelligkeit ein. Sie muß bei Linksdrehung zunächst etwa konstant bleiben, bis der Bildträger die Nyquistflanke erreicht hat. Bei weiterem Drehen werden dann vor allem die Schatten des Bildes heller und das Bild im ganzen weniger kontrastreich, bis es schließlich praktisch ganz verschwindet, wenn der Bildträger die Frequenz des Sperrkreises L 3 C 13 erreicht hat.

11. Knattern bei Differenztonempfang

Bei Empfängern mit Differenztonempfang ist bisweilen die Vertikalauflastung des Bildes im Lautsprecher als Knattern mit einer Grundfrequenz von 50 Hz zu hören. Dies rührt daher, daß der Tonträger durch den Bildträger amplitudenmoduliert ist. Das kann zwei Gründe haben.

1. Für Fernsehsender ist festgesetzt, daß die Bildmodulation keinesfalls in den Restträger (10%) des Bildsenders hineinreichen darf. Wenn dieser Wert nicht eingehalten wird und der Empfänger selbst knapp ausgelegt ist, kann eine Störung

aufreten. Um den Restträger zu gewährleisten, enthalten einige Sender Begrenzer für das Bildsignal. Allerdings arbeiten solche Begrenzer auch nicht exakt, denn eine scharf geknickte Kennlinie ist nicht ganz leicht zu verwirklichen. Wie weit ein übersteuerter Sender Anlaß zu Störungen gibt, mag dahingestellt bleiben. Es läßt sich auch vom Empfänger aus schwer kontrollieren.

2. Die zweite, meist zutreffende Ursache liegt im Empfänger selbst. Es wurde bereits erwähnt, daß die Verstärkung für den Tonsender nur einen bestimmten Prozentsatz der Maximalverstärkung innerhalb des Empfängerbandes betragen darf. Am sichersten ist es, wenn der Sperrkreis für den Ton so fest angekoppelt ist, daß bei richtiger Einstellung des Empfängers die Ton-Trägerspannung im Zf-Verstärker nur 1/20 derjenigen des Bildträgers ist. Eine Amplitudenmodulation durch den Bildträger tritt solange nicht auf, wie der Tonträger in seiner Amplitude kleiner ist als der kleinste vorkommende Wert des Bildträgers. Daraus ergibt sich zunächst die Forderung für eine Absenkung auf 10%, die für den Fall, daß man reine Halbwellengleichrichtung im Bildgleichrichter annimmt, was tatsächlich nicht der Fall ist, auf 5% heruntergeht. Bei reiner Spitzenwertgleichrichtung würden dagegen 10% genügen.

Die Absenkung entfällt nun einerseits auf den Empfänger selbst, zum anderen Teil auf das Verhältnis Tonsender-Feldstärke zu Bildsender-Feldstärke. Praktisch ergibt sich hierdurch, daß eine Absenkung im Empfänger auf 10% genügt. Man möchte diesen Wert auch nicht unnötig klein machen, weil man dann eine höhere Verstärkung für den Tonträger von 5,5 MHz benötigt. Andererseits erfordert aber eine knappe Auslegung des Verstärkers, daß das Verhältnis auch erhalten bleibt. Dies ist sicherlich dann nicht der Fall, wenn die Oszillatorfrequenz während des Empfangs wandert. Der Oszillator eines Fernsehempfängers sollte daher unbedingt eine Frequenzkonstanz von mindestens ± 100 kHz haben.

Außerdem beugt man einem Knattern dadurch vor, daß man die Zf-Stufe für 5,5 MHz zusätzlich als Begrenzer schaltet. Im allgemeinen ist jedoch eine starke Übersteuerung dieses Begrenzers notwendig, wenn durch zu geringe Absenkung des Tonträgers eine Amplitudenmodulation durch das Bild entstanden ist.

Der beschriebene Empfänger ist zwar knapp ausgelegt, bei einwandfreier Aussteuerung des Feldbergsenders ist jedoch keine Amplitudenmodulation durch das Bild im Tonträger wahrzunehmen. Bei starker Inanspruchnahme des Begrenzers am Sender treten jedoch gelegentlich Störungen auf. Allerdings ist dann auch die Gradation des Bildes in den Lichtern verdorben. Selbstverständlich ist man bemüht, solche Übersteuerungen so gut wie möglich zu vermeiden.

Bei falscher Einstellung des Oszillators wird leicht beobachtet, daß Tonstreifen im Bild zu sehen sind. Diese Störung kommt folgendermaßen zustande. Die untere Begrenzung des Frequenzbandes (Tonsperkreis) im Empfänger ist verhältnismäßig steil. Für den Fall, daß die Oszillatorfrequenz zu hoch eingestellt ist, gelangt der Tonträger auf diese steile Flanke. Die Frequenzmodulation wird dann, wie im Diskriminator, in Amplitudenmodulation umgewandelt. Diese steuert dann die Bildröhre und es entstehen im Bild sichtbare Tonstreifen.

12. Abgleich und Inbetriebnahme der Ablenkergeräte

Wird nach Abgleich des Bild- und Tonverstärkers der ganze Empfänger in Betrieb genommen, dann sind die in Bild 39⁴⁾ angegebenen Siebwiderstände einzusetzen. Beim ersten Einschalten ist es jedoch auch hier zweckmäßig, erst einmal den Siebwiderstand zum Punkt e durch einen

¹⁾ FUNKSCHAU 1954, Heft 10, Seite 203.

²⁾ FUNKSCHAU 1954, Heft 2, Seite 30.

³⁾ FUNKSCHAU 1954, Heft 15, Seite 322.

⁴⁾ FUNKSCHAU 1954, Heft 10, Seite 203.

Regelwiderstand von 0..1000 Ω zu ersetzen und seinen Wert, nachdem die Röhrenkatoden glühen, langsam zu verringern. Die in Bild 44 und 46⁹⁾ angegebenen Spannungen gelten für normalen Betriebszustand beim Empfang eines Senders. Sie sind gleichfalls mit einem Instrument mit 10 k Ω /V Innenwiderstand gemessen.

Beim Empfang kann nun mit Hilfe eines Oszillografen untersucht werden, ob die einzelnen Stufen richtig arbeiten. Dazu genügt ein Oszillograf mit 1 MHz Bandbreite, wie z. B. der Philips-Typ GM 5653. Spezialoszillografen für große Bandbreite (10 MHz) sind zum Empfängergeblich keinesfalls notwendig. Wichtig ist, daß der Oszillograf einen Meßkopf mit kleiner Eingangskapazität hat. Der ohmsche Eingangswiderstand sollte dabei möglichst 10 M Ω betragen.

Jedes Oszillogramm muß synchronisiert werden. Der Oszillograf hat einen besonderen Anschluß, um die Synchronimpulse zuführen zu können. Außerdem arbeitet er auch mit Eigensynchronisierung, d. h. er synchronisiert sich selbst, wenn ihm die zu oszillografierende Spannung zugeführt wird. Die Frequenz des Oszillografen wird so eingestellt, daß, wie in den meisten folgenden Bildern, zwei oder drei Zeilen bzw. Teilbilder, nebeneinander geschrieben werden. Die Ablenkfrequenz beträgt also $5208\frac{1}{3}$ Hz bzw. $16\frac{2}{3}$ Hz. Sie muß an Hand der Skalen ungefähr eingestellt werden. Wie bei allen Messungen ist Übersteuerung zu vermeiden. Für fast alle folgenden Oszillogramme ist die zu erwartende Spannung von Spitze zu Spitze angegeben. Dementsprechend ist die Empfindlichkeit des Oszillografen mit Stufenschalter und Feinregler einzustellen. Beträgt z. B. die Eingangsspannung voraussichtlich 100 V_{SS}, so stellt man die Regler so ein, daß die Empfindlichkeit 20 V/cm Ablenkung in vertikaler Richtung beträgt. Dabei ist zu beachten, ob die Angabe am Oszillografen in V_{SS} oder in V_{eff} gemacht ist. In letzterem Fall ist die Angabe mit 2,8 zu multiplizieren, wenn man den Wert in V_{SS} haben will. Am besten fängt man immer mit der kleinsten Empfindlichkeit an und vergrößert diese, bis ein Oszillogramm von 5 bis 7 cm Höhe erreicht ist.

Arbeitet man z. B. mit dem Meßkopf des Oszillografen von Philips, so muß man für die meisten folgenden Oszillogramme den Anschluß wählen, bei dessen Verwendung die Eingangsspannung im Verhältnis 20 : 1 heruntergeteilt wird. Ohne diesen Spannungsteiler wäre die Eingangsstufe des Oszillografen übersteuert. Man muß sich unbedingt davon überzeugen, daß bei der gewählten Einstellung der Ablenkempfindlichkeit die voraussichtlich zu erwartende Eingangsspannung auch ohne Übersteuerung verarbeitet wird. Darüber gibt es aber bei jedem guten Oszillografen genaue Angaben.

Etwas schwierig ist es für den wenig Geübten, das Oszillogramm zum Stehen zu bringen. Der Regler für die Synchronisierfestigkeit ist zunächst auf Anschlag (max. Synchronisierfestigkeit) zu stellen. Die Ablenkfrequenz muß dann sehr langsam durchgedreht werden, bis das Oszillogramm synchronisiert wird. Dabei ergibt sich für den Mitnahmebereich des Ablenkgeräts immer ein Intervall der eingestellten Ablenkfrequenz, innerhalb dessen eine Synchronisierung erfolgt. Es ist um so kleiner, je schwächer synchronisiert wird, je kleiner also die zugeführten Synchronimpulse sind.

Für die hier wiedergegebenen Oszillogramme ist durchweg die Benutzung der Eigensynchronisierung möglich, wenn die Ablenkgeräte bereits mit den Impulsen des Synchronsignals synchronisiert laufen. Solange dies nicht der Fall ist, ist es besser, die Fremdsynchronisierung zu wählen. Die dazu notwendigen Impulse können dem Amplitudensieb entnommen werden. An der Anode von R₀ 13 entnimmt

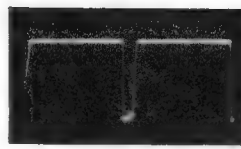


Bild 78. Horizontalimpulse an der Anode der Röhre R₀ 12

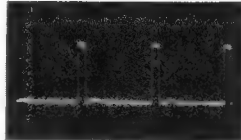


Bild 79. Horizontalimpulse an der Anode der Röhre R₀ 13

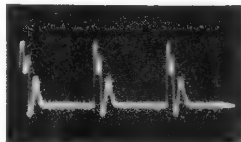


Bild 80. Horizontalimpulse an R 39, kleine Phasenverschiebung

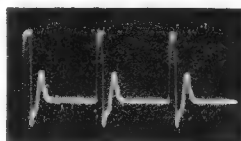


Bild 81. Horizontalimpulse an R 39, größere Phasenverschiebung

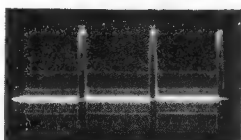


Bild 82. Horizontalimpulse bei nicht synchronem Ablenkgerät

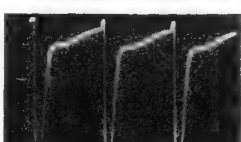


Bild 83. Spannung am Gitter der Röhre R₀ 18, kleine Phasenverschiebung



Bild 84. Spannung am Gitter der Röhre R₀ 18, größere Phasenverschiebung

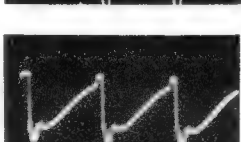


Bild 85. Spannung am Gitter der Röhre R₀ 18 bei kleinerem rückgeführtem Impuls



Bild 86. Spannung an der Anzapfung der Spule L 18



Bild 87. Spannung an L 18



Bild 88. Spannung von Bild 87 am Gitter der Röhre 18

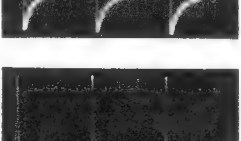


Bild 89. Spannung an der Katode der Röhre R₀ 19

man über einen Kondensator von 10..50 pF den notwendigen Impuls für die Synchronisierung der Horizontaloszillogramme, an der Anode von R₀ 14 den Impuls für die Synchronisierung der Vertikaloszillogramme über einen Kondensator von 5..10 nF.

13. Die Horizontaloszillogramme

Es sei angenommen, daß der Verstärker richtig arbeitet und dem Amplitudensieb das Signalgemisch mit einer Spannung von etwa 20 V_{SS} zugeführt wird. Die Synchronisierimpulse sind positiv gerichtet. An der Anode R₀ 12 entstehen negative H-Impulse, 4 V_{SS} Bild 78, an Anode R₀ 13 positive H-Impulse, 40 V_{SS} Bild 79. Bild 80 zeigt für kleine Phasenverschiebung zwischen Synchronimpuls und Rücklaufimpuls des H-Ablenkgeräts das Oszillogramm (5 V_{SS}), Bild 81 das gleiche für größere Phasenverschiebung an R 39.

Die Phasenlage des Bildes in horizontaler Richtung wird durch Regeln an P 2 eingestellt. P 3 dient der Grobeinstellung der Horizontalfrequenz. Dieser Regler ist so einzustellen, daß das Horizontalablenkgerät bei Mittelstellung von P 2 gut synchronisiert wird. Das Oszillogramm Bild 80 und 81 setzt sich aus den positiven Synchronimpulsen an R 39 (Bild 44⁹⁾) und einer über C 40 an R 39 gelangenden Rücklaufspannung des Ablenkgeräts zusammen. Bei falscher Stellung von P 2 bzw. P 3 läuft das Ablenkgerät nicht synchron mit den Steuerimpulsen. Ist dies der Fall, so sieht das Oszillogramm wie in Bild 82 aus. Der Oszillograf muß dann mit den Synchronimpulsen an R 38 (Anode R₀ 13) fremdsynchronisiert werden. Die ankommenden Synchronimpulse stehen im Bild fest, während die Rücklaufimpulse nur einen Schleier bilden, also durchlaufen. Dreht man P 2, so springt, sofern der Regelbereich richtig ist, das Ablenkgerät plötzlich in Synchronismus.

Die Gesamtspannung des Oszillogramms beträgt 5 V_{SS}. Am Gitter der Röhre 18 muß nun das Oszillogramm entstehen, dessen Zustandekommen bereits mit Bild 10⁷⁾ diskutiert wurde. Bild 83 zeigt kleine, Bild 84 große Phasenverschiebung, die Spannung beträgt 52 V_{SS}. Im Verhältnis zur Sägezahn- und positiven Impulsspannung vom Synchronsignal her ist die vom Ablenkgerät über R 52 zugeführte Rücklaufspannung sehr groß. Bild 85 zeigt dasselbe Oszillogramm mit wesentlich kleinerer zugeführter Rücklaufspannung. In der Funktion ergibt sich kein Unterschied. Dieses Oszillogramm ist dem in Bild 10 gezeichneten Spannungsverlauf sehr ähnlich. Man sieht hier sehr schön, daß die ursprünglich mit Bild 10 angeordnete Überlegung richtig war. Nur ist, wie damals schon berichtet, der Spannungsverlauf in der Praxis nicht so exakt.

Die an R 43 entstehende Regelspannung steuert die Frequenz des Sperrschwingers, dessen Oszillogramme in den weiteren Bildern zu sehen sind. Bild 86 zeigt das Oszillogramm, das an der Anzapfung der Sperrschwingerspule L 18 entsteht, (50 V_{SS}), Bild 87 den Spannungsverlauf am Ende von L 18 und Bild 88 den am Gitter der Röhre 18 (90 V_{SS}). Die Bilder zeigen hohe positive Rücklaufspitzen, während am Gitter die Spannung während des Hinlaufs bis zur Öffnung der Röhre exponentiell verläuft.

In Bild 89 ist der schon mit Bild 12⁹⁾ erörterte Spannungsverlauf zu sehen (46 V_{SS}). Die Sinusschwingung am Kreis ist durch den Rücklaufimpuls unterbrochen. Der Rücklauf setzt an der Stelle der größten Spannungsänderung der Sinusschwingung ein, d. h. in der Mitte des absteigenden Astes.

Dr.-Ing. W. Dillenburger

(Fortsetzung folgt)

⁹⁾ FUNKSCHAU 1954, Heft 12, Seite 245.

⁹⁾ FUNKSCHAU 1954, Heft 12, Seite 245.

⁷⁾ Desgl. Heft 6, Seite 111.

⁸⁾ Desgl. Heft 6, Seite 112.

BLAUPUNKT: ERFOLG AUF DER GANZEN LINIE



Die Presse schreibt:

Fernseh-Radio-Almanach . . . Diese Radio-Ingenieure! Zuerst lassen sie durchblicken, daß die Rundfunk-Empfänger am Ende ihrer technischen Entwicklung angekommen sind, daß es also nichts Neues mehr geben kann — und dann überraschen sie uns mit den erstaunlichsten technischen Tricks --- Heraus kommt das 3 D im Rundfunk-Gerät --- Diese Dritte Dimension im Klang wollen uns die Blaupunkt-Ingenieure ins Heim zaubern. Ihre Überlegung ist folgerichtig.

Funkschau . . . Schallstrahlung bei Blaupunkt 3-D-Ton-Raumklangsystem . . . Die seitlichen Lautsprecher ergeben eine Annäherung an den Ideal-Fall der "atmenden Kugel" . . . Der Begriff 3-D-Raumklang-System, der hierfür geprägt wurde, trifft mit vollem Recht zu, denn die Musik steht lebendig im Raum.

Radio-Magazin . . . Auf diesem Gebiet bringt Blaupunkt eine richtungweisende Konstruktion, die sich an die Hochton-Kugel anlehnt . . . Das Ergebnis ist eine "Rundum-Strahlung" der hohen Frequenzen, die nunmehr durch die Schallreflexionen an Wänden und Fenstern einen rechten Raumklang erzeugen . . . Der Wohnraum scheint mit Musik gefüllt zu sein, die Richtung ist aufgehoben.

Funk-Fachhändler . . . Eine schalltechnische Delikatesse und damit ein Verkaufsargument besonderer Art weisen die beiden großen Blaupunkt-Heimsuper auf, die Geräte "Riviera" und "Florida", die mit dem in den Blaupunkt-Laboratorien entwickelten und von Blaupunkt erstmalig angewendeten sogenannten 3-D-Ton-Raumklang-System ausgerüstet sind.

Radio-Fernseh-Händler . . . Durch das 3-D-Ton-Raumklangsystem steht die Musik lebendig im Raum und so wird der Eindruck eines ausgedehnten Klangkörpers erreicht . . . Mit dem Schritt auf das Ziel der kugelförmigen Abstrahlung aller Frequenzen beginnt eine neue Phase der Entwicklung des vollendeten Klanges.

Deutsches Elektro-Handwerk . . . Die Klangeigenschaften wurden noch weiter verbessert durch das Blaupunkt-3-D-Ton-Raumklangsystem, das man bei den Geräten "Riviera" und "Florida" findet.

Gong . . . Wir hatten vor einiger Zeit prophezeit, daß neu erscheinende Rundfunk-Empfänger keine wesentlichen technischen Neuerungen aufweisen würden. Wir meinten, daß die technische Entwicklung einen gewissen Abschluß erreicht hätte . . . Das Blaupunkt 3-D-Raumklang-System geht von dem gewiß richtigen Gedanken aus, daß das menschliche Ohr den Ausgangspunkt des Schalles dort vermutet, wo die Öffnung des Hochtonlautsprechers liegt. Daher arbeiten die neuen Geräte „Riviera“ und „Florida“ mit räumlich verteilten Hochton-Lautsprechern, die an den Seitenwänden rechts und links angebracht sind, außerdem im Konus des großen Tieftonlautsprechers. Damit strahlt das 3-D-Raumklangsystem hohe und tiefe Töne nach allen Seiten in den Raum. . . . Nun hat Blaupunkt das Proben mit seiner AFG-Schaltung erstmalig einer Lösung zu nähern versucht — sehr große und sehr kleine Lautstärken werden mit praktisch gleicher Klangfärbung wiedergegeben.

Der Spiegel . . . Seit Jahren schien es, als gäbe es in der Rundfunk-Industrie nichts Wesentliches mehr zu erfinden. Die Geräte der verschiedenen Hersteller unterschieden sich kaum noch in Qualität, Preis und Aufmachung . . . Vergangenen Monat aber kündigten die Blaupunkt-Werke GmbH Hildesheim eine sensationelle Umwälzung in der Tontechnik an: das Blaupunkt-3-D-Ton-Raumklangsystem . . . Der Ton dringt nicht mehr aus einer eng begrenzten Schallquelle auf den Hörer ein, sondern überrieselt ihn aus allen Ecken gleichzeitig . . . Der Hörer weiß nicht mehr, wo der Empfänger steht.

Süddeutsche Zeitung . . . In dem von Blaupunkt entwickelten System dringen die Lautsprecher nicht mehr wie bisher frontal in den Raum, sondern sie strahlen, an der Front wie an den Stirnseiten, „aus allen Knopflöchern“ . . . Nunmehr hat man an allen Punkten des Zimmers ähnliche Klangbilder . . . Die 3-D-Musik steht lebendig im Raum.

Die Welt . . . Dabei hat die Firma (Blaupunkt) neue Wege der Wiedergabe-Technik beschritten, die bisher im Rundfunk-gerätebau noch keine Anwendung gefunden hatten. Durch das neue Verfahren wurde vor allem die UKW-Technik völlig entfaltet und zur wesentlichen Verbesserung befähigt.

Das Elektron . . . 3 D ist Trumpf.

Und so urteilen unsere Kunden:

. . . Es wurde ja schon allerhand gemunkelt, aber ich muß Ihnen sagen, daß meine Erwartungen weit übertroffen wurden. Da haben Sie wirklich einen ganz großen Wurf getan. Der 3-D-Ton ist eine verblüffende Angelegenheit und alle, die ihre neuen Geräte hören, sind begeistert.



. . . Ich möchte Ihnen mitteilen, daß Ihre neuen Geräte auf meine Kunden großen Eindruck machen. Ganz abgesehen von dem ausgezeichneten 3-D-Ton-System fallen Ihre Geräte auch durch die besonders gepflegte Ausstattung auf. Als alter Blaupunkt-Kunde freut es mich besonders, daß Blaupunkt in dieser Saison wieder führend ist.

. . . Ihr 3-D-Ton-Raumklangsystem ist endlich mal wieder eine wirkliche Neuerung, die hierorts großen Eindruck gemacht hat. Ich beglückwünsche Sie zu dieser hervorragenden Erfindung und bin sicher, daß Sie hiermit einen großen Schritt vorwärts getan haben. In dieser Saison werde ich mich besonders für Ihre Geräte einsetzen.

BLAUPUNKT

Hochfrequenzleitungen

5. Folge

Eine wichtige Aufgabe erfüllen Leitungsstücke von einem Viertel der Wellenlänge als Transformationsglieder zur Anpassung verschieden großer Wellenwiderstände.

Bild 27. Die $\lambda/4$ -Leitung mit verschiedenen Abschlußwiderständen

In Bild 23 und 24 hatten wir Hf-Leitungen mit gleichbleibendem Abschlußwiderstand — Null oder Unendlich — aber verschiedener Länge betrachtet. Wie verhält sich nun eine gleichlang bleibende Leitung bei verschiedenen Abschlußwiderständen? Wir wählen für diese Untersuchung die $\lambda/4$ -Leitung. Drei Fälle kennen wir bereits:

Die offene $\lambda/4$ -Leitung wirkt als Serienresonanzkreis, also als sehr niedriger ohmscher Widerstand für die Resonanzfrequenz. Die kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung bedeutet einen Parallel-Schwingkreis, also einen sehr hohen ohmschen Widerstand für die Resonanzfrequenz. Ferner wissen wir aus dem Kapitel Energieübertragung, daß jede mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung einen Eingangswiderstand von der Größe des Wellenwiderstands besitzt. Der Wellenwiderstand Z liegt aber jeweils zwischen dem niedrigen Widerstand des Serienkreises und dem hohen des Parallelkreises. Wir erhalten also folgendes Schema:

Kennwerte einer $\lambda/4$ -Leitung

Abschlußwiderst.	Eingangswiderst.
$R_A = \infty$ (Leerlauf)	sehr niedrig (Serienresonanzkreis)
$R_A = Z$	$R_E = Z$ (für UKW-Bandkabel = 240 Ω)
$R_A = 0$ (Kurzschl.)	sehr hoch (Parallelresonanzkreis)

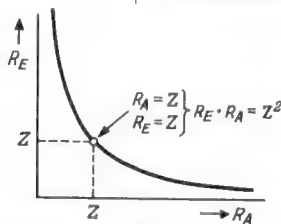


Bild 27. Abhängigkeit der Eingangsimpedanz vom Abschlußwiderstand bei einer $\lambda/4$ -Leitung

Grundsätzlich ergibt sich also: die $\lambda/4$ -Leitung verwandelt niedrige Abschlußwiderstände in hohe Werte am anderen Ende und umgekehrt. Trägt man dieses Verhalten als Schaubild auf, so ergibt sich mathematisch etwa eine gleichseitige Hyperbel, eine Kurve, die der Formel

$$R_E \cdot R_A = c = \text{const}$$

entsprechen würde. Den Wert für c findet man aber aus der Gleichung für die richtige Anpassung mit dem Wellenwiderstand. Dort ist $R_A = Z$ und $R_E = Z$, also

$$R_E \cdot R_A = Z^2$$

oder

$$R_E = \frac{Z^2}{R_A} \text{ bzw. } Z = \sqrt{R_E \cdot R_A}$$

Einige Zahlenbeispiele erläutern diese Verhältnisse: Ein UKW-Bandkabel mit einem Wellenwiderstand $Z = 120 \Omega$ und der Länge $\lambda/4$ sei an einem Ende mit einem Widerstand $R_A = 240 \Omega$ abgeschlossen. Dann beträgt der Widerstand am anderen Ende

$$R_E = \frac{Z^2}{R_A} = \frac{120^2}{240} = 60 \Omega$$

Oder: Ein $\lambda/4$ -Kabel mit $Z = 240 \Omega$ werde mit $R_A = 100 \Omega$ belastet; dann ist

$$R_E = \frac{240^2}{100} = 576 \Omega$$

Ein reiner ohmscher Widerstand wird also durch eine $\lambda/4$ -Leitung wie durch einen Transformator auf andere Werte transformiert, und zwar auf einen größeren Wert, wenn er kleiner ist als der Wellenwiderstand der verwendeten Leitung, auf einen kleineren Wert dagegen, wenn er größer ist als der Wellenwiderstand.

Bild 28. $\lambda/4$ -Leitung als Übertrager

Die $\lambda/4$ -Leitung wirkt also wie ein Transformator, und die Widerstandsübersetzung

$$Z = \sqrt{R_A \cdot R_E}$$

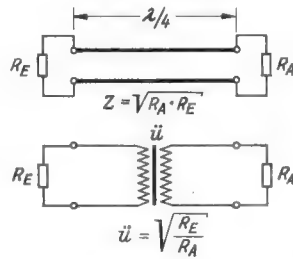


Bild 28. Die $\lambda/4$ -Leitung als Hilfsmittel zur Widerstands-anpassung

ähnelt sogar der Widerstandsübersetzung

$$ü = \sqrt{\frac{R_E}{R_A}}$$

eines Übertragers.

Für die $\lambda/4$ -Leitung gilt aber diese Formel nur jeweils für eine bestimmte Wellenlänge bzw. die entsprechende Frequenz. Eine $\lambda/4$ -Leitung für die UKW-Rundfrequenz von 100 MHz ($\lambda = 3$ m) ist z. B. $3:4 = 0,75$ m lang. Sie läßt sich dann nicht mehr für Fernfrequenzen von z. B. 200 MHz ($\lambda = 1,5$ m) verwenden, weil sie hier $1,5:4 = 0,375$ m lang sein müßte. Da die Transformationseigenschaften also nur für die Resonanzfrequenz gelten, bezeichnet man $\lambda/4$ -Leitungen auch als Resonanz-Transformatoren.

Bild 29. Anwendung von $\lambda/4$ -Transformatoren

$\lambda/4$ -Transformatoren sind in der UKW- und Dezitechnik besonders wichtig zum richtigen Anpassen verschiedener Leitungswiderstände. Wie im Abschnitt Energieleitungen behandelt, läßt sich Hf-Energie auf Leitungen nur dann verlustfrei übertragen, wenn die Leitungen richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden. Verbindet man jedoch z. B. ein 60- Ω -Kabel direkt mit einem 240- Ω -Kabel (Bild 29a), so besteht keine richtige Anpassung. An der Stoßstelle treten Reflexionen auf, und auf beiden Kabeln bilden sich stehende Wellen, die den Energietransport stören und andere Schwierigkeiten verursachen. Schaltet man jedoch einen $\lambda/4$ -Transformator mit

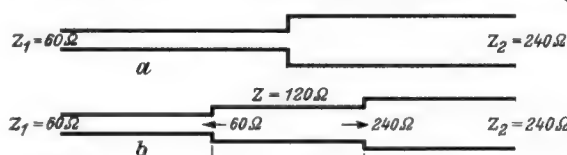


Bild 29. Anpassung von Hf-Leitungen verschiedener Wellenwiderstände; a = bei unmittelbaren Verbindungen zweier Leitungsstücke mit verschiedenen Wellenwiderständen entstehen störende Reflexionen; b = durch Zwischenschalten eines $\lambda/4$ -Transformators werden die verschiedenen Wellenwiderstände der Leitungen richtig aufeinander angepaßt

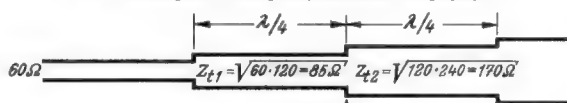


Bild 30. Breitbandanpassung durch zwei hintereinander geschaltete $\lambda/4$ -Transformatoren

$$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{60 \cdot 240} = 120 \Omega$$

dazwischen (Bild 29b), dann übersetzt er in der einen Richtung die 240 Ω auf 60 Ω . Für das 60- Ω -Kabel wirkt also an der Stoßstelle die Anordnung wie 60 Ω , und die Energie wird reflexionsfrei nach rechts übertragen. In der anderen Richtung ergeben sich 240 Ω , auch hier stimmt dann die Anpassung. Die einzelnen Stücke des Leitungszuges sind richtig aufeinander angepaßt, Ströme, Spannungen und Leistungen werden mit dem besten Wirkungsgrad von einem Ende zum anderen übertragen.

Die Anpassung gilt ohne allzu großen Fehler für eine gewisse Bandbreite. Für das UKW-Band von 88 bis 100 MHz beispielsweise würde man eine solche $\lambda/4$ -Leitung für eine mittlere Frequenz $f = \sqrt{88 \cdot 100} = 94$ MHz bemessen. Dann herrscht sowohl für 88 MHz als auch für 100 MHz noch eine ausreichend gute Anpassung. Dagegen ist ein $\lambda/4$ -Transformator für das gesamte Fernsehband III von 174 bis 223 MHz bereits zu ungünstig. In solchen Fällen paßt man den Transformator besser nur für ein oder zwei benachbarte Kanäle an.

Bild 30. Breitband- $\lambda/4$ -Transformatoren

Soll ein $\lambda/4$ -Transformator zur Anpassung von Leitungsstücken in einem breiteren Frequenzband dienen, so schaltet man besser zwei Transformatoren mit geometrisch gestaffelten Wellenwiderständen hintereinander. Für die mittlere Stoßstelle wird bei dem in Bild 29 gewählten Zahlenbeispiel (60 : 240 Ω) wieder der Wert von 120 Ω zu Grunde gelegt. Dann ist der linke Transformator für

$$Z_{t1} = \sqrt{60 \cdot 120} = 85 \Omega$$

und der rechte für

$$Z_{t2} = \sqrt{120 \cdot 240} = 170 \Omega$$

zu bemessen.

In der Praxis ist stets zu beachten, daß die geometrische Lage von Resonanzleitungen und $\lambda/4$ -Transformatoren kleiner ist, als sich aus der elektrischen Wellenlänge ergibt. Der Verkürzungsfaktor ist beim Kabelhersteller zu erfahren, oder er kann durch Resonanzmeßverfahren ermittelt werden. Kabel mit verschiedenen Wellenwiderständen liefern auch die Antennenfirmen.

Bild 31. Verzweigung von Hf-Leitungen

Eine richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung wirkt für Hochfrequenz wie ein ohmscher Widerstand. Schaltet man zwei solcher Leitungen zusammen, so liegen also an der Verzweigungsstelle zwei Widerstände parallel. Der Gesamtwiderstand ist daher halb so groß. Dieser Fall tritt in der Praxis oft auf, wenn Dipolantennen mit mehreren Ebenen an ein UKW-Bandkabel angeschlossen werden sollen. Werden bei einer

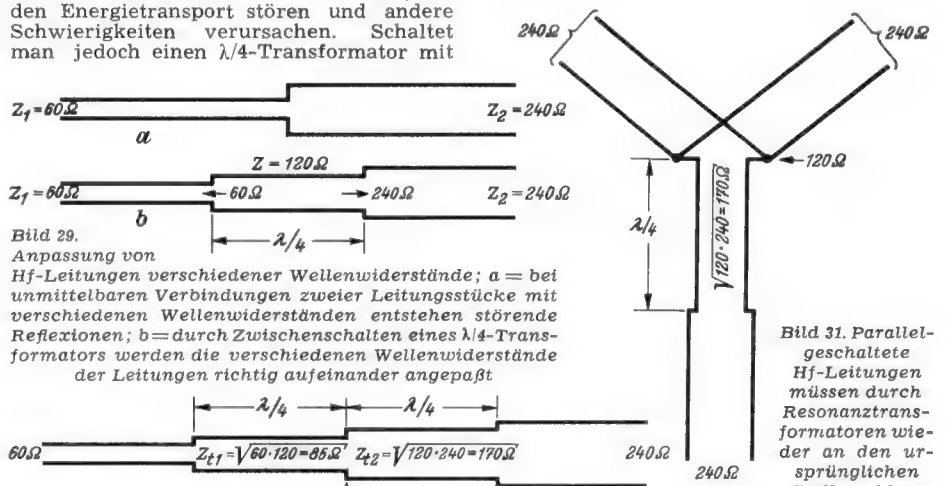


Bild 31. Parallelschaltete Hf-Leitungen müssen durch Resonanztransformatoren wieder an den ursprünglichen Wellenwiderstand angepaßt werden

Zwei-Ebenenantenne zwei Antennenkabel mit je 240Ω Wellenwiderstand zusammengeschaltet, so beträgt der Widerstand an der Verbindungsstelle nur noch 120Ω . Man kann also hier nicht eine Antennenniederführung mit 240Ω Wellenwiderstand unmittelbar anschließen, sondern muß erst wieder einen $\lambda/4$ -Transformator mit dem Anpassungswiderstand

$$Z = \sqrt{120 \cdot 240} = 170 \Omega$$

dazwischenschalten. Dabei ist stets zu beachten, daß der $\lambda/4$ -Transformator ein Resonanzglied ist. Die Anpassung stimmt also (mit einer gewissen Bandbreite) nur für die Wellenlänge λ . Für selektiv abgestimmte Antennenkombinationen ist daher ein solcher $\lambda/4$ -Transformator ebenfalls sorgfältig abzugleichen.

Zusammenfassung

Hochfrequenzleitungen dienen:

1. Zur Energieübertragung bei beliebigen Frequenzen. Die Leitungen müssen dann richtig mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden;
2. als abgestimmte Schwingkreise in Form offener oder kurzgeschlossener $\lambda/4$ - und $\lambda/2$ -Leitungen;
3. als abgestimmte Anpassungstransformatoren für verschieden große Hf-Widerstände. In diesem Fall sind $\lambda/4$ -Leitungen mit Wellenwiderständen $Z = \sqrt{R_E \cdot R_A}$ zu verwenden.

Ing. O. Limann

Moderne Schallplatten-Technik — ein neues Buch von Dr. Ing. Fritz Bergtold

Die Schallplatte, oft totgesagt, nimmt ständig an Bedeutung zu. Die Schaffung der Mikrorillen-Platten, die Erfindung des Füllschiffverfahrens, die Erweiterung des Frequenzbereiches und der Übergang zu niedrigeren Umdrehungszahlen haben der Platte immer neue Anwendungen erobert. Die Technik der Schallplatte ist umfassender und vielseitiger geworden.

Das vorliegende neue Buch von Dr. Bergtold gibt eine Darstellung der modernen Schallplattentechnik aus dem Gesichtswinkel des Schallplattenbenutzers heraus. Trotzdem werden auch alle mit der Plattenaufnahme zusammenhängenden Fragen behandelt, soweit diese nämlich Eigenschaften und Qualität der Platten bestimmen. Ein Blick ins Inhaltsverzeichnis zeigt, wie umfassend und gründlich die Darstellung ist. Der Verfasser hat Jahre seiner Ingenieurität elektroakustischen Fragen gewidmet; er konnte deshalb eine souveräne und in allen Einzelheiten erschöpfende Darstellung des Gebietes geben. Es ist ein Buch entstanden, das nicht nur Plattenbenutzern, sondern allen in der Elektroakustik tätigen Ingenieuren und Technikern viele wertvolle Aufschlüsse und Anregungen vermittelt.

Das Buch „Moderne Schallplatten-Technik“ erschien als Band 63/65 der „Radio-Praktiker-Bücherei“ des Franzis-Verlages. Es hat als Dreifach-Nummer einen Umfang von 192 Seiten, weist 244 Bilder auf und kostet kartoniert 4.20 DM.

Außerdem kam es in wirksamem **Ganzleinen-Taschenbuch** heraus; mit farbigem Schutzumschlag kostet dieser geschmackvolle Band 5.60 DM.

FRANZIS-VERLAG • München 2, Luisenstraße 17 • Postscheckkonto München 57 58

Eine Vierstrahl-Oszillografenröhre

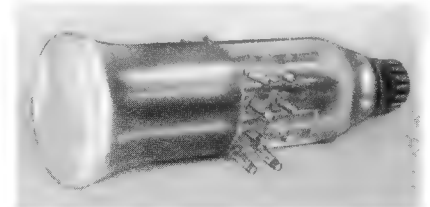
Zur Untersuchung von komplizierten Vorgängen ist es oft zweckmäßig, Oszillogramme an verschiedenen Stellen einer Schaltung gleichzeitig aufzunehmen. Sehr bekannt hierfür sind Oszillografenröhren mit zwei getrennten Strahlsystemen. Die hier beschriebene Konstruktion arbeitet sogar mit vier voneinander unabhängigen Strahlsystemen. Die vier Sätze von Ablenkplatten sind durch je acht beiderseitig des Röhrenhalses angeordnete Glasstützen nach außen geführt (Bild). Jedes Plattenpaar ist von jedem anderen Plattenpaar abgeschirmt. Gegenseitige Beeinflussung ist ausgeschlossen.

Die vier Gitter und die vier fokussierenden Elektroden A 2 sind an die Außenkontakte des Röhrensockels geführt, ebenso gemeinsam die Anoden A 2 und A 3 und die Katoden. In der Mitte des Sockels sind vier Kontaktplatten angeordnet, an die paarweise die Heizeranschlüsse (je zwei parallel) geführt sind.

Die Unabhängigkeit der Systeme voneinander — vorschriftsmäßige Beschaltung und Verwendung vorausgesetzt — betrifft nicht nur die Ablenkplatten, sondern auch die Fokussierung und Strahlstärke.

Die Katoden, sowie die Anoden A 1 und A 3, sind jeweils durch gemeinsame Stege innerhalb der Röhre verbunden. Dies bedingt, daß alle Katoden aus einem Hochspannungsteiler gespeist werden. Dieser Spannungsteiler besteht zweckmäßig aus vier Potentiometern, damit man verschiedene Fokussierspannungen einstellen kann, die sich, da A 2 keinen Strom zieht, gegenseitig nicht beeinflussen können.

Um die gegenseitige Unabhängigkeit der vier Systeme voneinander voll auszunützen, ist es nötig, dem zugeschalteten Verstärker und besonders den Anschlußleitungen Aufmerksamkeit zu schenken, damit nicht über diese Leitungen gegenseitige Störungen aufgenommen werden. Bei genügender Sorgfalt können die vier Systeme so unabhängig voneinander gehalten werden, als ob man vier getrennte Oszillografenröhren vor sich hätte.



Bentron-Vierstrahl-Oszillografenröhre

Abmessungen und wichtigste Daten

Länge über alles	500	mm
Schirmdurchmesser	160	mm
Durchmesser des Koibens	130	mm
Heizspannung	6,3	V
Heizstrom für alle vier Systeme	4	A
Spannung an A 1 max.	2	kV
Spannung an A 3 max.	5	kV
Spannung an A 2 max.	300 V (bei A 3 = 2 kV)	
	600 V (bei A 3 = 5 kV)	



FÜR GUTE LAUNE

Unter diesem Markenzeichen starten wir einen Werbefeldzug für elektrische Rasierapparate, wie er größer und umfassender in der Geschichte von Remington noch nicht zu verzeichnen war.

Für gute Laune - das lächelnde Symbol unserer Werbemittel. Für gute Laune - das freundliche Motto sinnvoller Werbemaßnahmen. Wir werden es einsetzen für den Remington, den am meisten verkauften elektrischen Rasierapparat der Welt. Unser Werbefeldzug ist für Sie

EINE GLÄNZENDE VERKAUFSUNTERSTÜTZUNG

Nützen Sie diese Chance, steigern Sie Ihre Umsätze in Remington-Rasierapparaten. Wir helfen gern mit. Werbemittel stehen Ihnen kostenlos zur Verfügung.



Remington Rand
G. M. B. H.

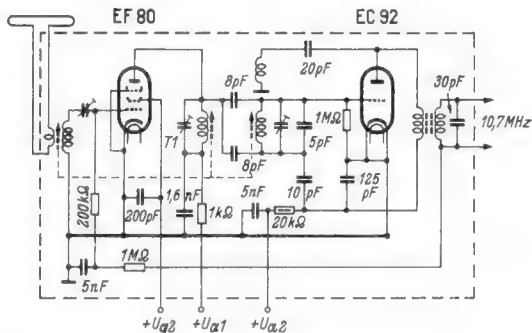
FRANKFURT/MAIN

Vorschläge für die WERKSTATT-PRAKXIS

Die UKW-Abstimmung wandert

Ein moderner Superhet-Empfänger wurde mit der Angabe geliefert, daß beim UKW-Empfang nach einiger Betriebszeit plötzlich der „Sender“ verschwindet. Bei näherer Überprüfung stellte sich heraus, daß der eingestellte Sender nach dem Wegbleiben etwa 1 MHz weiter „unten“ auf der Skala erschien. Also lag eine Verstimmung des Oszillators vor.

Es blieb somit die Frage zu klären, welches Schaltelement die Ursache war. Die Röhre konnte es nicht sein, denn der Fehler zeigte sich auch mit einer einwandfreien Prüfröhre. Daher wurden der Reihe nach die für diese Frequenzabweichung in Frage kommenden Kondensatoren in der Oszillatorstufe ausgewechselt. Der Erfolg blieb jedoch versagt. Der Trimmer im Oszillatorkreis war auch in Ordnung. Die Spannung blieb jeweils konstant. Somit kam nur noch der über die beiden 8-pF-Kondensatoren angekoppelte Anodenkreis der Vorstufe EF 80 in Frage (Schaltbild).

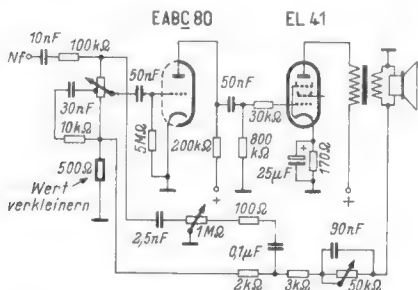


Durch eine schlechte Lötstelle an dem im Trolitül eingebetteten Trimmer T1 änderte sich die Abstimmung des Oszillators

Tatsächlich lag auch hier die Ursache der Störung. Es zeigte sich, daß der Trimmer T1 im normalen Zustand scharf reagierte, nach der Frequenzabweichung jedoch nicht mehr. Der Anodenkreis dieses Empfängers ist ein gespritztes Kunststoffteil, vermutlich Trolitül, in das der Trimmer und die versilberte Spule eingebettet sind. Dieses Kunststoffteil wurde ausgebaut. An der Verbindungsstelle Trimmer—Spule konnte der Fehler einwandfrei als korrodierte Lötstelle erkannt und beseitigt werden. W. Hecker

Fehlerbeseitigung im Gegenkopplungskanal

Aus der Anlauferie eines Industrieempfängers wurden mir mehrere Geräte zur Reparatur eingeliefert, die alle den gleichen Fehler aufwiesen. Bei ihnen zeigte sich ein Blubbern, aber nur bei geringer Lautstärke (Zimmerlautstärke) und bei dumpfer Klangfarbeneinstellung. Eigentümlicherweise verschwand das Blubbergeräusch sofort, wenn die Lautstärke erhöht, oder eine hellere Klangfarbe eingestellt wurde.



Blubbern des Empfängers bei geringer Lautstärke ließ sich durch Verkleinern des gekennzeichneten Widerstandes beseitigen

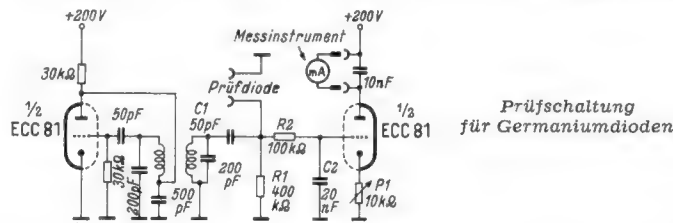
Nach eingehenden Untersuchungen habe ich den Fehler im Gegenkopplungskanal feststellen können. Er ließ sich beseitigen durch Verkleinern des 500-Ω-Gegenkopplungswiderstandes am Fußpunkt des Lautstärkereglers (Bild) um etwa 25%. Auch von der betreffenden Firma ist diese Maßnahme anerkannt worden und wird jetzt allgemein durchgeführt. Wilhelm Lüders

Prüfgerät für Germaniumdioden

In modernen Rundfunk- und Fernsehgeräten werden häufig Germaniumdioden an Stelle von Elektronenröhren verwendet. Der Reparaturtechniker muß somit auch in der Lage sein, diese Bauelemente auf ihr einwandfreies Arbeiten prüfen zu können. Ein einfaches Gerät hierfür, das mit einer Doppeltriode und einigen meist

vorhandenen Einzelteilen leicht zusammengebaut werden kann, soll hier beschrieben werden.

Man benötigt ein altes 468-kHz-Bandfilter. Ein Schwingkreis davon wird mit einem Triodensystem der Röhre ECC 81 als Oszillator geschaltet (Bild). Den zweiten Kreis des Bandfilters bringt man auf Resonanz und gibt seine Hochfrequenzspannung über C1 auf die zu prüfende Diode. An ihrem Belastungswiderstand R1 entsteht eine Gleichspannung, die über die Zeitkonstante R2 C2 dem Steuergitter des zweiten Triodensystems zugeführt wird. Entsprechend der Größe dieser Gleichspannung stellt sich der Anodenstrom ein. Der Ausschlag des Milliampereometers im Anodenkreis zeigt somit an, ob die Prüfdiode ihren Gleichrichtereffekt noch besitzt. Mit dem Potentiometer P1 in der Katode läßt sich der Anodenruhestrom vor Beginn jeder



Prüfschaltung für Germaniumdioden

Messung auf einen definierten Wert einstellen. Aus der Größe des Ausschlages kann auf Gleichrichtereffekt geschlossen werden.

Herbert Lüderitz

Ein Glimmröhren-Heuloszillator

Zu dieser Arbeit in der FUNKSCHAU 1954, Heft 14, Seite 306, teilt uns die Elektro Spezial GmbH, Hamburg, mit, daß die Glimmstabilisatoren 13 204 X und 13 202 X nicht mehr gefertigt und geliefert werden.

Die Schaltung kann jedoch grundsätzlich auch mit anderen Glimmstabilisatoren aufgebaut werden. Bedingung ist lediglich, daß die Zündspannung der ersten Glimmröhre mindestens doppelt so hoch wie die der zweiten ist. Die für die Tonhöhe maßgebenden Einzelteilwerte sind gegebenenfalls etwas zu ändern.

Der Franzis-Verlag teilt mit

Wir weisen auf folgende Neuerscheinungen hin:

Röhren-Taschen-Tabelle, 4. Aufl., 144 Seiten, Preis 4.50 DM. Soeben gelangt die 4. Auflage zur Auslieferung, wiederum berichtigt und auf den neuesten Stand gebracht. Warum eine veraltete Ausgabe verwenden? Die RT ist so billig, daß sie jeder in der neuesten Auflage verwenden kann.

TAXLISTE (Bewertungsliste für gebrauchte Rundfunkgeräte). Ausgabe 1954/55. Preis 2.90 DM.

Sie enthält die Namen von mehr als eintausend Rundfunkgeräten, geordnet nach Baujahr und Hersteller, soweit sie nach 1948 auf den deutschen Markt gekommen sind. Neben den ehemaligen Verkaufspreisen sind die nach einem sorgfältig ermittelten, den Marktverhältnissen angepaßten Schlüssel errechneten Taxwerte für jedes Modell angegeben. Der Rundfunkhändler kann der Tabelle sofort die von neutraler Seite empfohlenen Rücknahmepreise der alten Empfänger entnehmen, wenn er beim Verkauf eines Radiogerätes das alte Modell in Zahlung nehmen muß.

Die TAXLISTE wird sich daher ebenso wie im Vorjahr als unentbehrliches Hilfsmittel für den Rundfunkhandel erweisen. Sie wurde in Zusammenarbeit mit dem Deutschen Radio- und Fernsehfachverband e. V. herausgegeben.

Moderne Reiseempfänger. Grundriss und Bau. Von H. S u t a n e r. 2., völlig überarbeitete Auflage. 64 Seiten mit 48 Bildern und Schaltungen. Band 47 der „Radio-Praktiker-Bücherei“; Preis 1.40 DM.

Das vorliegende Buch gibt eine zusammenfassende Darstellung der Technik dieser Geräte, angefangen bei ihren Bauteilen, den für Reiseempfänger geschaffenen Röhren, Batterien, Einzelteilen und Lautsprechern, über die Schaltungstechnik bis zu der Bauanleitung für zwei Selbstbau-Reiseempfänger. Dem Bastler vermittelt dieser Band besonders wertvolle Anregungen, aber auch dem Praktiker, der sich mit dem Kundendienst an Reiseempfängern befaßt, dürfte er eine gute Hilfe sein.

Prüfsender für UKW-Empfänger. Selbstbau und Selbstscheidung. Von Dipl.-Ing. R u d o l f S c h i f f e l und Ingenieur F r i t z W o l e t z. 3. Auflage. 64 Seiten mit 57 Bildern. Band 17 der „Radio-Praktiker-Bücherei“; Preis 1.40 DM.

Für moderne Rundfunkempfänger ist ein UKW-Teil selbstverständlich. Zu seiner Prüfung und Instandsetzung sind UKW-Prüfsender erforderlich, die ganz bestimmten Anforderungen entsprechen müssen. Das bereits in 3. Auflage vorliegende Buch unterrichtet über die Technik solcher Geräte, nicht als Beschreibungen industriell gefertigter Modelle, sondern als Erörterung der schaltungstechnischen Bedingungen (also der Oszillatorschaltungen bei UKW), als Anleitung zum Aufbau eines 3-m-Prüfsenders und schließlich als Beschreibung des Baus und der Eichung eines UKW-Wellenmessers.

Nomogramme als Hilfsmittel für den Funktechniker. Von Ing. O t t o L i m a n n. 64 Seiten mit 42 Bildern. Band 61 der „Radio-Praktiker-Bücherei“; Preis 1.40 DM.

Mit diesem Band wird ein Thema behandelt, das nicht nur für Radiotechniker, sondern für alle technischen Berufe von Bedeutung ist, denn Nomogramme werden überall in der Technik gebraucht, und wer sie entwerfen und mit ihnen arbeiten kann, der kann sich sehr viele Rechnungen — vor allem solche immer wiederkehrender Art — sehr erleichtern. Ein Buch, das in dieser Art lange gefehlt hat und das einem großen Bedürfnis entgegenkommt.

FRANZIS-VERLAG • München 2, Luisenstraße 17 • Postscheckkonto München 57 58

DEUTSCHE INDUSTRIEAUSSTELLUNG BERLIN 1954 • 25. IX. bis 10. X.

nach Berlin jetzt ohne Interzonenpaß



VALVO
FERNSEH - BILDRÖHREN
 IN ALLGLAS - TECHNIK
 von 36 bis 53 cm

212 a

Bez. 15
 Schimmel
 Hans W.
 1954

Typ	Fokussierung	Schirm		Elektroden- anzahl	Ablenkwinkel diagonal	Anodenspannung
		Ausführung	Nutzb. Diagonale			
MW 36 — 44	magnetisch	Grauglas	318 mm	5	70°	9 bis 14 kV
MW 43 — 64	magnetisch	Grauglas	390 mm	5	70°	10 bis 16 kV
MW 43 — 69	magnetisch	Grauglas metallhinterlegt	390 mm	5	70°	10 bis 16 kV
AW 43 — 20	elektrostatisch	Grauglas metallhinterlegt	390 mm	5	70°	12 bis 16 kV
MW 53 — 20	magnetisch	Grauglas metallhinterlegt	511 mm	5	70°	12 bis 18 kV

ELEKTRO SPEZIAL
 G · M · B · H

HAMBURG 1 · MÖNCKEBERGSTRASSE 7