

2. FEBRUARHEFT

BERLIN

FUNK- TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

4

1960+

mit Elektronik-Ingenieur
FT-Laborbericht
FT-Sammlung

Tagung „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“

Die VDE/VDI-Fachgruppe „Elektrisches und Wärmetechnisches Messen“ veranstaltet am 17. und 18. März 1960 in Krefeld im Auditorium Maximum der Textilingenieurschule eine Tagung „Halbleiter-Bauelemente in der Meßtechnik“. Es werden in vier Vortragsgruppen an vier Halbtagen in jeweils mehreren Vorträgen behandelt: Halbleiter-Dioden in der Meßtechnik, Transistoren in der Meßtechnik, Halbleiter als Umformer nichtelektrischer Größen in elektrische Größen, Hallgeneratoren in der Meßtechnik. Jede Themen-Gruppe besteht aus zwei bis vier Einzelvorträgen. Nähere Einzelheiten können bei der VDE/VDI-Fachgruppe „Elektrisches und Wärmetechnisches Messen“, Düsseldorf, Prinz-Georg-Str. 77/79, erfragt werden.

Jahrestagung der DKG

Anlässlich der Jahrestagung der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft e. V. in Berlin werden in der TU, Berlin-Charlottenburg, Hpt.-Geb. II, Studio-Hörsaal 2653, folgende Vorträge gehalten:

2. 3. 60, 19 Uhr: W. Kraus,

Die wissenschaftliche Kine-

matographie, insbesondere die

Zeitdehner-Kinematographie

in der Verfahrenstechnik.

3. 3. 60, 16 Uhr: F. Winckel,

Stereotechnik im Studio;

19 Uhr: A. Narath, Zum

40-jährigen Bestehen der DKG;

G. Janus, Hochfrequenz-

Stereophonieverfahren (mit

Demonstrationen);

K. O. Bäder, Goniometer-

untersuchungen von Stereo-

trägern und -geräten

4. 3. 60, 20 Uhr: F. Krones,

Eine neue Methode zur Jus-

tierung von Magnetongere-

äten (mit Demonstrationen);

H. Harz, Regielautsprecher

mit erhöhtem Präsenzgrad

(mit Demonstrationen);

C. Dahlmann, Zweikanal-

Stereophonie und Effek-

tionierung beim 8-mm- und

16-mm-Film (mit Demonstra-

tionen).

16 Millionen Tonrandfunk-

teilnehmer

Im Februar 1960 dürfte die

Anzahl der Rundfunkteil-

nehmer in der Bundesrepublik

Deutschland die 16-Millionen-

Grenze überschritten haben.

Philips senkt Preise für

Autoradios

Mit Wirkung vom 1. 1. 1960

hat die Deutsche Philips GmbH

die Preise für einige Auto-

radios der „Paladin“-Reihe

um Beträge zwischen 7 und

20 DM herabgesetzt. Die Preis-

senkungen wurden durch wei-

tere Rationalisierungsmaß-

nahmen möglich.

Subminiaturröhre in Spann-

glühtertechnik

Für die Subminiaturröhre

AC 701 (speziell für Konden-

sator-Mikrofone entwickelt)

gelang es bei Telefunken, eine

Systemkonstruktion zu finden,

bei der das Gitter als Spann-

gitter ausgeführt ist. Mit dieser

erfolgten Umkonstruktion

(AC 701 K) sind drei wichtige

Vorteile verbunden: höhere

Klingfestigkeit, kleinerer

Klirrfaktor (durch die neu-

artige Wickeltechnik konnten die

Durchgriffsverzerrungen ver-

kleinert werden) und ge-

ringfügig höhere Verstärkung.

Taschenempfänger „T 31“
von Braun
„T 31“, der Nachfolger des
Braun-Taschenempfängers
„T 3“ für Mittel- und Lang-
welle, hat bei gleicher Form
und gleichem Preis einen zu-
sätzlichen Transistor, einen
Lautsprecher mit höherem
Wirkungsgrad und Anschlüsse
für Plattenspieler und Schall-
uhr erhalten.

Carad-Autoradio

Die Firma H. Striebel, Nür-
tingen/Württ., stellt seit eini-
ger Zeit unter der Bezeich-
nung „Carad“ einen Auto-
empfänger her. Der Empfän-
ger ist wahlweise für die
Bereiche MK oder ML erhält-
lich. Der 6-Kreis-Super ist
gemischt bestückt (3 Röhre + 2
Trans + 1 Ge-Diode + 1 Tg.)
und in gedruckter Schaltung
ausgeführt. Die Ausgangs-
leistung ist 3,5 W. Die Abmes-
sungen sind 17,5x17x5 cm. Die
Bereichschaltung erfolgt mit
2 Drucktasten.

Ausland

Japanischer Transistor-

Fernsehempfänger

Als ersten japanischen voll-

transistorisierten, tragbaren

Fernsehempfänger hat die

Sony-Corp., Tokio, jetzt das

Gerät „B-301“ herausgebracht.

Die Bild diagonale des sehr

handlichen Empfängers ist

23 cm. Der Empfänger ist mit

23 Transistoren und 14 Halb-

leiter-Dioden bestückt. Die

Stromversorgung erfolgt aus

einer nachladbaren 12-V-Bat-

terie (3 Ah) oder vom Wech-

selstromnetz (100 V, 50...80 Hz,

15 W). Das Gerät hat die

äußeren Abmessungen von

etwa 16x20x22 cm; es wiegt

mit Batterien etwa 6 kg. Sein

Preis soll in Japan etwa 200 \$

betragen. Vorerst werden

monatlich 1000...1500 Stück

hergestellt; Ende 1960 soll

monatlich eine Produktion von

etwa 10 000 Stück erreicht werden.

Mikrominiatur-Dioden

Pacific Semiconductors Inc.

(Culver City, California, USA)

hat eine Mikrominiatur-Diode

entwickelt, die ohne Zulei-

tungen etwa so groß wie die

Kugel eines Kugelschreibers

ist und 14,06 mg wiegt. Die

Diode (9 verschiedene Typen)

hat eine Verlustleistung von

250 mW bei 25° C. Der maxi-

mal zulässige Durchlaßstrom

für Impulsbetrieb beträgt

20 A/µs. Die Diode ist 0,08"

(≈ 2 mm) lang und hat einen

Durchmesser von 0,035" (0,9

mm) ohne Zuleitungen.

Persönliches

Max Grundig wurde Konsul

Das Auswärtige Amt der
Bundesregierung hat Max
Grundig das Exequatur als
Wahlkonsul der Republik
Mexiko erteilt. Seine Juris-
diktion erstreckt sich auf die
nordbayerischen Regierungs-
bezirke Ober-, Mittel- und
Unterfranken sowie die Ober-
pfalz.

Vorstand der Siemens-

Electrogeräte AG

Der Aufsichtsrat der Siemens-

Electrogeräte AG hat anläß-

lich seiner Sitzung am 12. 1.

1960 die Herren Theodor

Hafeneder und Dipl.-Ing.

Walter Mohr in den Vor-

stand der Siemens-Electro-

geräte AG berufen.

Telefunken, Abteilung für

Allgemeine Presse

Aus der Telefunken GmbH

ist der bisherige Leiter der

Abteilung für Allgemeine

Presse, Rundfunk und Film,

Georg-Volkmar Graf

Zedtwitz-Arnim, am

Jahresende 1959 auf eigenen

Wunsch ausgeschieden. Die

Nachfolge trat, mit Wirkung

vom 1. Januar 1960, Fried-

rich Bender an, der als

Leiter beziehungsweise Mit-

arbeiter verschiedener Presse-

stellen bekannt geworden ist,

u. a. als Pressereferent der

Berliner Ausstellungen und

der Interbau Berlin 1957.

G. Dax 50 Jahre

Am 13. Januar 1960 vollendete

Georg Dax, Direktor der

Antennenfabrik Kathrein, sein

50. Lebensjahr. Seit nahezu

30 Jahren ist er bei Kathrein

tätig.

F. Kühne 50 Jahre

Am 2. 1960 wurde Fritz

Kühne 50 Jahre alt. Er ge-

hört zu jenen technisch-lit-

erarischen Experten, die von

Anfang an dabei waren. Seine

praktische Tätigkeit begann

schon vor der 1924 erteilten

Audionversuchserlaubnis und

seine erste Veröffentlichung

- er schrieb sie als 14-jähri-

ger - erschien in der damali-

gen Programmzeitschrift „Mi-

rag“ der Mitteldeutschen

Rundfunk AG. Die Liebe zur

Technik führte ihn frühzeitig

zur Tonaufnahme und zum

Kurzwellensport (DE 0226).

Seine Berufsentwicklung als

Toningenieur brachte ihn mit

vielen aktuellen Fragen der

Ela-Technik in enge Berüh-

rung, die in zahlreichen Bei-

trägen und Buchveröffent-

lichungen in der Fachpresse

ihren Niederschlag fanden.

Nach Kriegsende übernahm

Fritz Kühne die Redaktion

der Zeitschrift „Radio-Maga-

zin“ und betätigte sich als

Redaktionsmitglied der „Funk-

schau“. Heute ist der Jubilar

Redakteur der Kurzwellen-

amateure-Zeitschriften „DL-

QTC“ und „Kurzwellenhörer“,

ferner Leiter der Pressestelle

des DARC und Mitarbeiter

der Presseabteilung des ZVEI.

FT-Kurznachrichten 98

Der Service muß leistungsfähiger werden 101

Die Vierspurtechnik in Tonbandgeräten... 102

Magnetton-Nachrichten 104

Antennenrotoren 105

FT-LABORBERICHT

Zwei Hochleistungs-Fernsehantennen 107

Untersuchung der Strahlungsdiagramme

hochbündelnder Antennen 108

FT-SAMMLUNG

Schaltungstechnik

Transistor-Schaltungstechnik (7) 109

Mathematik

Einführung in die Matrizenrechnung (8) 115

ELEKTRONIK-INGENIEUR

Elektrische Weichen zur Leistungsaf-

teilung in NF-Verstärkern 111

Für den KW-Amateur

Der Bedienungskomfort einer Amateur-

Funkanlage 117

Verhalten der Transistorstufe bei

Temperaturschwankungen 119

Funkstörungen-Grenzwerte nach der neuen

VDE 0875/12.59 120

Von Sendern und Frequenzen 120

Für den Modellbauer

Technik der Funk-Fernsteuerung (6) 121

Aus unserem technischen Skizzenbuch ... 123

Neue Bücher 124

Zuletzt notiert 124

Unser Titelbild: Elektronisch gesteuerte Ab-

gleich- und Prüfanlage für Bandfilter in der

Fernsehempfänger-Fertigung von Telefunken.

Aufnahme: FT-Schwahn

Aufnahmen: FT-Schwahn (2), Verfasser, Werk-

aufnahmen Zeichnungen vom FT-Labor (Bartsch,

Neubauer, Rehberg, Schmidtke, Schmohl, Straube)

nach Angaben der Verfasser Seiten 99, 100 und

125-128 ohne redaktionellen Teil.

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK

GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichbarndamm 141-147,

Telefon: Sammel-Nr. 49 23 31 (Ortskennzahl im

Selbstwählferndienst 03 11). Telegrammschrift:

Funktechnik Berlin Fernschreib-Anschluß: 0184352

fachverlage bin. Chefredakteur: Wilhelm Roth,

Berlin-Frohnau; Stellvertreter: Albert Jänicke,

Berlin-Hasselhorst; Chefredakteur: Werner

W. Diefenbach, Berlin und Kempen/Allgäu, Post-

fach 229, Telefon: 6402. Anzeigenleitung: Walter

Bartsch, Berlin. Postfachkonto: FUNK-TECHNIK,

Postfachamt Berlin West Nr. 2493. Bestellungen

beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zei-

tschriftenhandel. FUNK-TECHNIK erscheint zweimal

monatlich; sie darf nicht in Lesezirkel aufgenommen

werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen -

und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikro-

kopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder

einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet.

Satz: Druckhaus Tempelhof, Berlin;

Druck: Eisnerdruck, Berlin SW 68.



**Spitzenerzeugnisse
Internationaler
Fernsehtechnik**



PHILIPS Fernsehen



DANDY
DM 109,-



Die idealen Reisebegleiter

DANDY

Jederzeit und überall spielbereit.
Der leistungsfähige Transistoren-
Taschenempfänger für MW.

Abmessungen: 7 x 11,4 x 3 cm
Gewicht: 320 g mit Batterie

LORD

Der formschöne Koffersuper in
Transistoren-Technik für MW u. LW.
Einzigartiger Empfang bei
geringsten Batteriekosten.

Abmessungen: 26 x 18 x 7,5 cm
Gewicht: 1,8 kg mit Batterie

LISSY

Der perfekte UKW-Koffer mit
modernsten Transistoren. Hoch-
leistungsempfang auch auf MW.

Abmessungen: 26 x 18 x 7,5 cm
Gewicht: 1,9 kg mit Batterie



LORD
DM 179,-



LISSY
DM 239,-

LOEWE  **OPTA**



Chefredakteur: WILHELM ROTH · Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH



Der Service muß leistungsfähiger werden

Zu Beginn der deutschen Fernsehentwicklung legte sich mancher die Frage vor: Wird der Fachhandel die Service-Anforderungen meistern können, und was kann getan werden, um die im Rundfunk-Service erfahrenen Werkstätten auch auf dem Fernsehsektor zu ähnlichen Leistungen zu veranlassen? Nun, heute läßt sich eine positive Antwort zu diesen Problemen geben. Man muß erkennen, daß die Industrie durch preiswerte Meß- und Prüfgeräte (die Anschaffung ist in den meisten Fällen sofort steuerlich abschreibbar) und durch laufende Service-Kurse den Fernseh-Service des Handels sehr gefördert hat.

Der erfahrene Fachhändler erkannte einerseits seine große Verpflichtung und Chance: Nur ein erstklassig und flott abgewickelter Fernseh-Service kann den Kunden zufriedenstellen. Der Händler erkannte aber auch andererseits, daß die Zahl seiner Fernsehkunden von Jahr zu Jahr bedeutend zunimmt und dementsprechend auch die Belastung der Service-Werkstatt wächst. Verschiedentlich konnten wir schon auf den Gedanken hinweisen: Der Fachhändler muß mehr Techniker werden! Wer sich nach diesem Gesichtspunkt in den letzten Jahren richten konnte, wird seine Stellung als Fernseh-Spezialist gefestigt haben.

Kleinere Betriebe oder solche, die noch wie vor über den Tisch verkaufen wollen oder neben dem Elektro-Geschäft gelegentlich den Verkauf von Fernsehempfängern abwickeln, liegen stark im Hintertreffen. Was man im Laufe der Jahre alles an technischen Unzulänglichkeiten, meistens auch im Zusammenhang mit Preisschleudereien, zu hören bekam, ist ein trauriges Kapitel. Den Höhepunkt bildet wohl der Hinweis bei der Anlieferung eines Fernsehempfängers: „Hier haben Sie das Gerät; wenn Sie eine Antenne brauchen oder etwas fehlen sollte, wenden Sie sich an den benachbarten Händler mit Service-Werkstatt.“ Ein so „bedienter“ Kunde wird ein zweites Mal nicht mehr den Weg zum Lieferanten finden und bei der Mund-zu-Mund-Propaganda Wichtiges zu sagen haben.

Dieses nicht aus der Luft gegriffene Beispiel zeigt, wie man es nicht machen darf. Ferner beweist es auch, daß diese Art Fachhandel den Service nicht als eine ihm zustehende Funktion ansieht. Ihm sind die Zusammenhänge von Werbung, Kundenberatung, Kundenpflege und Kundendienst unbekannt, und er wird auch über keine nennenswerten Stammkundenschaft verfügen — die Grundvoraussetzung für jedes gutgehende Fachgeschäft. Die Industrie weiß sehr wohl, was ein dichtes Netz von Fachgeschäften mit gut funktionierendem Service für die Rundfunk-Fernseh-Wirtschaft bedeutet. Es läßt sich kaum durch eine andere Organisation gleichwertig ersetzen.

Die letzten Jahre ließen mit aller Deutlichkeit erkennen, wieviel Kleinarbeit dem Service im Haus des Kunden entsteht. Beim Rundfunkempfänger hat man es leicht. Die reiche Stationsauswahl auf allen Bändern bietet genügend Programmauswahl: Wenn jene Station nicht gut ankommt, dann eine andere um so besser. Beim Aufstellen des Fernsehempfängers wird jedoch in fast allen Fällen schon eine technische Leistung gefordert. Im Orts- und Regionalbereich genügt die eingebaute Antenne nur ausnahmsweise, sofern man ein wirklich erstklassiges Bild erreichen will. Das bedeutet schon beim Aufstellen des Gerätes einen zweckmäßigen Antennenbau. Bei der probeweisen Aufstellung wird man sich wohl mit einer behelfsmäßigen Antennenmontage zufriedengeben müssen, aber auch hier kommt man ohne Justierung nur selten aus. Wer einen guten Kundendienst leisten will — davon hängt vielfach der endgültige Kaufentschluss ab —, sollte diese ersten Service-Leistungen mit dem Anliefern des Gerätes kombinieren.

Früher war es verpönt, im Hause des Kunden zu reparieren; auch heute gilt dieser Grundsatz noch. Es gibt aber viele Fälle, in denen doch der Service an Ort und Stelle vorzuziehen ist. Rund die Hälfte aller Ausfälle sind Röhrenschäden. Durch Einsetzen von „Musterröhren“ — sie müssen

elektrisch und mechanisch einwandfrei und annähernd neuwertig sein — in die verdächtigen Stufen sind viele Fehler sofort zu lokalisieren, und es genügt, die neue Röhre einzusetzen. Andere Fehler in der Netzzuleitung, beginnend beim Wackelkontakt im Netzstecker bis zur durchgebrannten Sicherung, lassen sich gleichfalls im Handumdrehen beim Kunden beseitigen. Die Behebung einfacher Beanstandungen in der Wohnung des Kunden ist vor allem bei schweren und großen Fernsehtruhen zweckmäßig, deren Transport zur Reparaturwerkstatt mühevoll und zeitraubend ist.

Überhaupt spielt in jeder leistungsfähigen Werkstatt die Organisation der Arbeit eine ausschlaggebende Rolle. Ersatzteile müssen stets in ausreichendem Maße vorhanden sein. Einen guten Überblick bieten neuzeitliche Materialschränke mit vielen Einschüben. Große Werkstätten sollten auf das sorgfältige Führen einer Lagerkartei Wert legen, damit das Bestellverfahren rechtzeitig vor der Entnahme des letzten Ersatzteiles, also bereits bei Erreichen eines Mindestbestandes anläuft.

Eine andere Frage: Liegen alle irgendwie benötigten Service-Unterlagen vor? Das Schaltbild allein genügt bei der Fernsehreparatur nicht, sondern es müssen vielmehr die zugehörigen Impulspläne, Abgleichanleitungen usw. vorhanden sein. Nicht immer hat der Werkstatthelfer genügend Zeit, den Bestand an Service-Unterlagen zu kontrollieren und vor allem für das Anfordern fehlender Kundendienstschriften zu sorgen. Es sollte dann ein hierfür besonders geeigneter Techniker, beispielsweise der stellvertretende Service-Chef, diese Aufgabe übernehmen.

Bei allen leistungsfähigen Betrieben kommt es darauf an, die Werkstatt laufend zu modernisieren, den Personalstand den Anforderungen anzupassen und wirtschaftlich zu arbeiten. Gewiß, die Löhne sind gestiegen, die Arbeitszeit hat sich verkürzt, und nach in manch anderer Hinsicht ist die Service-Arbeit teurer geworden. Diese Situation gilt für alle Werkstätten. Die Werbung darf deshalb keine Leistungen versprechen, die man doch nicht einhalten kann. Man hört beispielsweise in der Werbung des Fachhandels oft von Schnellkundendienst. Viele Händler lassen sich diese Aufgabe besonders angelegen sein. So gibt es Werkstätten, die nach am Tage des telefonischen Anrufs den Service-Wagen vorfahren lassen oder am folgenden Tag den Außendienst-Techniker vorbeischieken. Was soll man aber von einem Schnellkundendienst halten, der jedem Kunden mitteilt, daß vor einer Woche kaum an eine Überprüfung zu denken sei und die Reparatur höchstwahrscheinlich eine weitere Woche in Anspruch nehmen wird?

Diese Erfahrung deutet auf das Problem des oft fehlenden tüchtigen Nachwuchses hin. Der akute Facharbeitermangel stellt auch die Service-Werkstätten vor schwierige Probleme. Mit dem Arbeitsamt und Zeitungs-Inserat allein wird man — auf lange Sicht gesehen — kein geeignetes Personal gewinnen können. Die Ausbildung von spezialisierten jungen Technikern in der eigenen Service-Werkstatt kann einen Ausweg bieten, sie sollte aber zweckmäßigerweise durch besondere Lehrgänge, wie sie dankenswerterweise die Berufsverbände und die Industrie durchführen, ergänzt werden. Nach weitergehende Forderungen, besondere Berufsfachschulen für Radio- und Fernsehtechnik zu errichten, haben beispielsweise kürzlich in Mannheim schon zu einem Erfolg geführt. Der Gemeinderat hat dort der Errichtung einer Berufsfachschule für Radio- und Fernsehtechnik zugestimmt. Diese Schule war von den Fachkreisen mit der Begründung gefordert worden, daß nach vielen Erfahrungen bei den Zwischen- und Gesellenprüfungen das Ausbildungsziel der Lehrlinge nicht in erforderlichem Maße erreicht worden sei. Trotz aller Bemühungen der Lehrmeister sei es nicht immer gelungen, den Lehrlingen außer den handwerklichen Fähigkeiten auch die erforderlichen Spezialkenntnisse in ausreichendem Maße zu vermitteln. Werner W. Diefenbach

Die Vierspurtechnik in Tonbandgeräten

Mit der Einführung der Vierspurtechnik bei den Heim-Tonbandgeräten ist es der Industrie gelungen, einen beachtlichen Fortschritt in der Entwicklung zu erreichen, der hundertprozentig dem Verbraucher zugute kommt. Tonbandgeräte, die mit Vierspurtechnik ausgestattet sind, ermöglichen die doppelte Ausnutzung des Tonbandes beim monauralen Betrieb und ergeben — verglichen mit den konventionellen Geräten — die gleiche Spielzeit für Stereo-Betrieb. In der neuen Vierspurtechnik hat beispielsweise die Deutsche Philips GmbH neben dem monauralen Tonbandkoffer „RK 30“ zu Anfang des Jahres nach das Vollstereo-Tonbandgerät „RK 80“ herausgebracht. Bei beiden Geräten wirkt sich die Vierspurtechnik sehr günstig aus. Der nachstehende Aufsatz eines Labor-Ingenieurs der Deutschen Philips GmbH befaßt sich unter besonderer Berücksichtigung von Messungen am „RK 30“ mit den grundlegenden Problemen, die der Übergang von der Zweispur- zur Vierspurtechnik bei Tonbandgeräten mit sich bringt.

DK 621.395.625.3

1. Anordnung und Verwendung der vier Spuren

Beim Vierspurverfahren werden in Längsrichtung des Bandes vier einzelne, gleich breite Tonspuren aufgezeichnet, die durch drei neutrale Stege getrennt sind. Hierdurch hat man gegenüber der sogenannten Halbspurtechnik eine doppelt so lange Spielzeit bei gleicher Bandlänge.

Die maßliche Aufteilung der Gesamtbreite von 6,25 mm des Tonbandes bei Vierspurbetrieb ist aus Bild 1a ersichtlich. Die Bilder 2a und 3a zeigen im Vergleich dazu die Verhältnisse, die bei monauralen und stereophonischen Halbspuraufzeichnungen bestehen.

Die praktisch vorhandenen Spuren lassen sich auch sichtbar machen. So wurden für die Aufnahmen nach den Bildern 1b, 2b und 3b die Bänder mit Vollpegel besprochen und dann im homogenen Magnetfeld angelöst.

Für die Vierspurtechnik ist ein besonderer Magnetkopf mit zwei aktiven Wandlern erforderlich, deren Anordnung schematisch im Bild 4 dargestellt ist.

Die Reihenfolge der Aufzeichnung geht nun im allgemeinen so vor sich, daß zu-

nächst Spur I besprochen wird (Bild 5), worauf nach dem Wenden der Spulen die Aufnahme der jetzt oben liegenden Spur IV folgt. Ist Spur IV abgelaufen, dann wird von dem oberen Wandler auf den unteren umgeschaltet und nach Wenden der Spulen jetzt Spur III bespielt. Nach nochmaligem Wenden der Spulen folgt Spur II.

Bei Geräten mit stereophonischer Aufnahme werden beide Wandler gleichzeitig in Betrieb gesetzt, und zwar wird zuerst mit dem oberen Wandler auf Spur I der linke Kanal und mit dem unteren Wandler auf Spur III der rechte Kanal aufgezeichnet (Bild 6). Nach Wenden der Spulen nimmt anschließend Spur IV den linken und Spur II den rechten Kanal auf.

2. Kompatibilität

Die Vierspurtechnik ist in bezug auf die Halbspurtechnik fast vollständig kompatibel, d. h., Halbspuraufnahmen können ohne Qualitätseinbuße auf Vierspurgeräten abgespielt werden. Die Umkehrung gilt nicht unbedingt. Aufnahmen in Vierspurtechnik sind auf Halbspurgeräten nur dann abspielbar, wenn bei der Aufnahme

auf die Bespielung der 2. und 4. Spur verzichtet wurde; dies gilt auch für Vierspur-Stereo-Aufnahmen.

Halbspur-Stereo-Aufnahmen können auf Vierspurgeräten im allgemeinen ohne Qualitätseinbuße abgespielt werden. Es gibt jedoch Halbspur-Stereo-Bänder, die mit einem mittleren Spurbestand von 1,6 ... 1,8 mm aufgenommen wurden. Solche Aufnahmen sind nur unter Pegelverlust des einen Kanals abspielbar, da der untere Wandler des Vierspurkopfes dann nur einen Teil der unteren Spurbreite des Halbspurbandes erfährt. In gewissem Rahmen kann diese Erscheinung durch den Balanceregler ausgeglichen werden.

3. Die Vierspurköpfe

Die Aufzeichnung von vier Einzelspuren bedingt, sofern man nicht die Magnetköpfe in ihrer mechanischen Lage zum Band verändern will, nach Bild 4 das Vorhandensein von zwei aktiven Wandlerelemen-

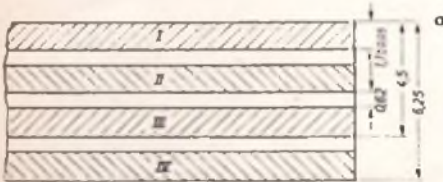


Bild 1. Spurverteilung bei der Vierspurtechnik (a) und sichtbar gemachte Aufzeichnungen der vier Spuren (b)

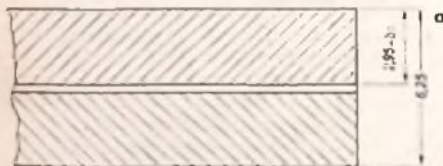


Bild 2. Spurverteilung bei Halbspur, monaural (a) und sichtbar gemachte Aufzeichnungen beider Spuren (b)

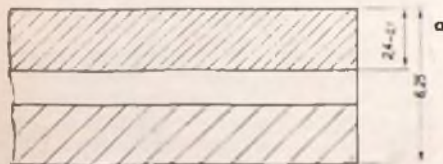


Bild 3. Spurverteilung bei Halbspur, Stereo (a) und sichtbar gemachte Aufzeichnungen beider Spuren (b)

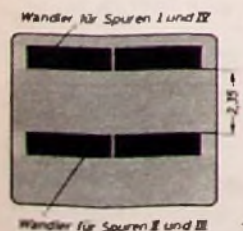


Bild 4. Schematische Darstellung eines Vierspurkopfes mit zwei aktiven Wandlern



Bild 5. Vierspurband, Spur I bespielt



Bild 6. Vierspurband, zwei Spuren stereophonisch bespielt

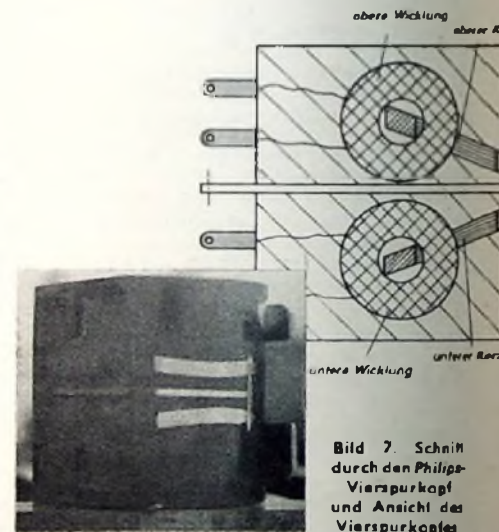


Bild 7. Schnitt durch den Philips-Vierspurkopf und Ansicht des Vierspurkopfes

ten im Aufnahme/Wiedergabekopf und ebenso im Löschkopf. Die Realisierung dieser Forderung gehört mit zu den am schwersten zu lösenden Problemen, die sich bei dieser neuen Technik ergeben. Auf den Erfahrungen mit Halbspur-Stereo-Köpfen aufbauend, wurde bei Philips ein Vierspur-Sprechkopf entwickelt, der in seinen Eigenschaften trotz wesentlich verkleinerter Spurbreite den bisherigen Halbspurköpfen in bezug auf die Aufnahme- und Wiedergabequalität nicht nachsteht. Die beiden Einzelwandler entsprechen in ihrem Aufbau normalen Halbspurköpfen, haben jedoch eine Spalllänge von nur 1,09 mm. Zwei von diesen Wandlern sind so übereinander angeordnet, daß die Spalte einen Abstand von 2,35 mm haben. Die Kernbleche sind jedoch derart schräggestellt, daß sich am hinteren Spalt genügend Platz für die Unterbringung der Wicklungen ergibt (Bild 7).

Bei einer Spaltbreite von $3 \mu\text{m}$ haben die Köpfe beim Bezugspegel 166 Hz eine Hör-Hörkopf-Leerlaufspannung von 0,9 mV.

Ein so günstiger Wert konnte hierbei nur durch Verwendung von $30\text{-}\mu\text{m}$ -Draht bei 2×5000 Wdg. und einer Induktivität von 2,2 H erreicht werden. Der Pegelunterschied zwischen den beiden Einzelwandlern ist dabei kleiner als 2 dB im ganzen Frequenzbereich, der sich bis 14 kHz ohne Mühe entzerren läßt (Bilder 8 und 9).

Sowohl für monaurale als auch besonders für stereophonische Aufnahmen ist es bei Vierspurköpfen wichtig, daß die beiden Einzelspalte ganz genau in einer Linie liegen und auch keine Winkelabweichung voneinander haben, damit die Eintaumelung der Spalte bis auf Winkelminuten übereinstimmt. Dieser Forderung wurde

4. Mechanische Sonderanforderungen an Vierspurgeräte

Das Laufwerk eines Vierspurgerätes entspricht fast vollständig dem eines Halbspurgerätes. Es werden kaum zusätzliche Forderungen gestellt. Nur die Bandführung geht in den Genauigkeitsforderungen über das hinaus, was bisher bei der Halbspurtechnik nötig war. Auch bei der Halbspurtechnik darf das Band zwar relativ zum Kopf keine Möglichkeit einer Querverlagerung haben, da sonst Übersprechen zwischen beiden Spuren auftritt, jedoch ist auf Einhaltung dieser Bedingung bei der Vierspurtechnik noch strenger zu achten. Aus diesem Grunde haben die Philips-Vierspurköpfe eine fest mit dem Kopfgehäuse verbundene unlösbare, jedoch justierbare Bandführung, die bei der Herstellung des Kopfes einmalig eingestellt wird und bei allen nachfolgenden Justierarbeiten im Gerät (wie Vertikaleinstellung und Eintaumelung des Kopfes) nicht mehr nachgestellt zu werden braucht.

Besonderer Sorgfalt bedarf auch die Herstellung eines guten Kontaktes zwischen Band und Kopf. Hierbei muß man sich vergegenwärtigen, daß ein Abheben des Bandes vom Kopf auf nur 0,1 mm Bandbreite, wie es beispielsweise bei viel benutzten und daher unter Umständen mechanisch leicht deformierten Bändern vorkommen kann, bereits einen Ausgangsspannungsabfall von fast 10% zur Folge hat (bei der Halbspurtechnik etwa 3%). Die Grundforderungen müssen also lauten: genaueste Bandführungen (um das Band auch nach vielfachem Gebrauch nicht zu deformieren), möglichst geringe Bandzüge in den verschiedenen Betriebszuständen (auch ein zu hoher Bandzug in Längsrichtung hat eine Querdeformation zur Folge) und guter Andruck des Bandes an den Kopf (bei eventuell durch äußere Einflüsse beschädigten Bändern soll dennoch ein guter Band-Kopf-Kontakt gewährleistet sein). Dies gilt im besonderen Maße für Normalbänder, die im Verhältnis zu Lang- und Superlangspielbändern weniger schmiegsam sind und daher höhere Andrucke am Kopf verlangen. In den Vierspur-Tonbandgeräten „RK 30“ und „RK 80“ wurden diese Forderungen weitgehend berücksichtigt, alle Schaltvorgänge laufen weich und „bandgerecht“ ab, und der durch Umschlingung gegebene Band-Kopf-Kontakt wurde noch durch einen zusätzlichen sehr sorgfältig bemessenen Andruckflß verbessert. Trotz all dieser Maßnahmen bleiben als Ratschläge für die Benutzer von Vierspurgeräten:

1. Möglichst nur Langspiel- und Superlangspielband verwenden (kein Standardband).
2. Jedes Band sollte nur am Anfang und Ende eingelegt und herausgenommen werden, wo eventuell auftretende Deformationen nicht stören.
3. Mit zerknitterten Bändern kann auch das beste Tonbandgerät nicht einwandfrei arbeiten, schon gar nicht bei Vierspurbetrieb.
4. Fettflecke und Fingerabdrücke gehören nicht auf die wirksame Bandoberfläche.

5. Dynamik

Die Hörkopf-Leerlaufspannung berechnet sich aus

$$U = 4,44 \cdot w \cdot b \cdot k \cdot f \cdot e^{-1/f_1} \frac{\sin \alpha}{\alpha} \cdot 10^{-8} \text{ V} \quad (1)$$

Hiervon ändern sich beim Übergang zur Vierspurtechnik die Faktoren $w = \text{Win-$

dungszahl der Kopfwicklung und $b = \text{Spurbreite}$.

Aus den Bildern 1 und 2 geht hervor, daß die Spurbreite b von 2,95 mm auf 1,10 mm zurückgegangen ist. Das bedeutet eine Ausgangsspannungsverminderung um den Faktor $2,7 = 8,6 \text{ dB}$. Da aber die Windungszahl gegenüber den Halbspurköpfen von 3200 auf 5000 Wdg. ($1,57 \sim 3,9 \text{ dB}$) heraufgesetzt werden konnte, ergibt sich insgesamt eine um $8,6 - 3,9 = 4,7 \text{ dB}$ verminderte Leerlaufspannung. Um diese 4,7 dB mußte daher der Wiedergabeentzerrer in der Verstärkung angehoben werden. Naturgemäß ist die im Wiedergabekopf induzierte Brummspannung um den vollen Betrag von 8,6 dB im Verhältnis zum Nutzpegel größer geworden. Zusätzliche, sehr sorgfältig bemessene Mu-Metall-Abschirmungen des Kopfes und sauberste Leitungsführung haben hier Abhilfe geschaffen, so daß beispielsweise der Störabstand des Vierspurgerätes „RK 30“ mit Sicherheit größer als 45 dB gehalten werden kann.

Das auf der inhomogenen Struktur der magnetischen Schicht des Bandes beruhende Bandrauschen geht jedoch mit der Spurbreite nicht linear zurück. Es folgt vielmehr der Beziehung

$$U_{\text{at}} \approx \sqrt{b}, \quad (2)$$

d. h., die Rauschspannung geht nicht um volle 8,6 dB zurück, sondern nur um $\sqrt{2,7} = 1,65 \approx 4,3 \text{ dB}$. Der Rauschabstand zum Nutzpegel wird also theoretisch um 4,3 dB schlechter. Die beim „RK 30“ praktisch gemessenen Rauschabstände am Kopf zeigt Bild 11. Gegen diese Verminderung des Rauschabstandes gibt es zur Zeit kein Mittel, da das Rauschen ausschließlich vom Band abhängt und somit nur von dort her verbessert werden könnte.

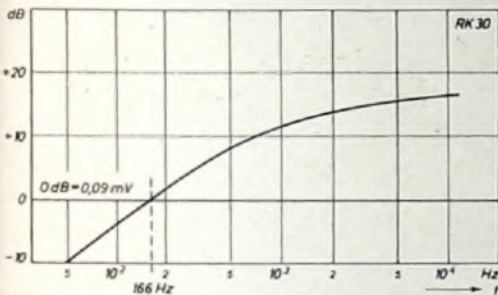


Bild 8. Hörkopf-Betriebsspannung beim Abspielen des Frequenzganges des Bezugsbandes 9 (DIN 45513)

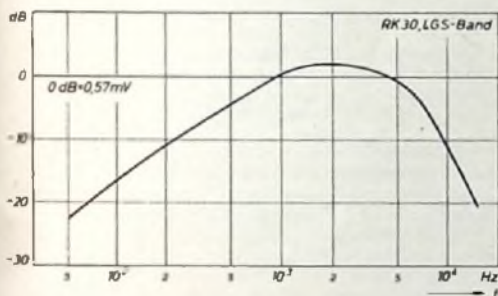


Bild 9. Hörkopf-Leerlaufspannung: Abspielen eines mit konstantem Kopfstrom aufgenommenen Bandes

bei der Entwicklung der Vierspurköpfe besonderer Wert beigemessen, und so stimmt das Taumelmaximum bei beiden Wandlern bis auf 0,5 dB überein.

Die Forderung nach einem Löschkopf mit zwei aktiven Elementen ist wesentlich leichter zu erfüllen, da die Wicklungen nicht unbedingt hochinduktiv sein müssen. Es werden Ferroxcube-Kerne verwendet, die einen vorderen Luftspalt von $300 \mu\text{m}$ haben; die Induktivität ist 0,5 mH. Die



Bild 10. Aufzeichnungen auf einem Vierspurband. Spuren I und III gelöscht

Spurbreite der Löschung ist wesentlich breiter als die der Nutzmodulation, damit eine reichliche Überlappung der Löschung gewährleistet ist. Die Kernhöhe ist 1,5 mm, womit sich eine tatsächlich gelöschte Spurbreite von $2 - 0,3 \text{ mm}$ ergibt (Bild 10).

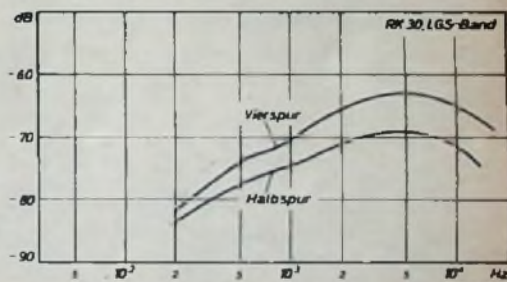


Bild 11. Rauschspannung am Kopf im Verhältnis zum Nutzpegel (Vollaussteuerung, 1000 Hz)

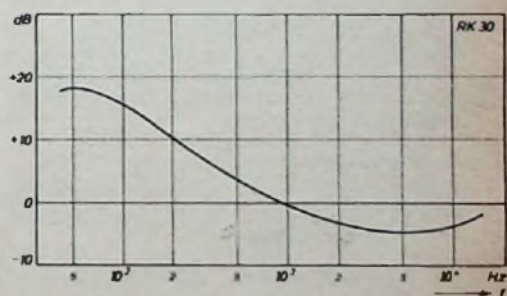


Bild 12. Frequenzgang des Wiedergabeentzerrers

Um trotzdem den Rauschabstand am Dioden Ausgang auf dem gleichen Wert zu halten, der bei Halbspurgeräten vorhanden ist, wurde von der bisher gültigen Wiedergabeentzerrung nach DIN 45 513 abgegangen, die vorsieht, daß der Frequenzgang des Bandflusses dem einer RC-Schaltung mit der Zeitkonstante von $200 \mu\text{s}$ entspricht. Die Wiedergabeentzerrung entspricht jetzt einer Zeitkonstanten von $100 \mu\text{s}$ (Bild 12).

Bei dieser Entzerrung werden die Höhen um 6 dB weniger angehoben, und es ergibt sich eine Verbesserung des Rauschabstandes, wie aus Bild 13 ersichtlich.

Um bei Aufnahme und ihrer Wiedergabe einen linearen Frequenzgang über Band zu erhalten, müssen demgemäß die höheren Frequenzen bei der Aufnahme um diese 6 dB stärker angehoben werden als bisher üblich (Bild 14). Es wurden umfangreiche Untersuchungen angestellt, ob diese stärkere Anhebung zu einem Ansteigen der Verzerrungen führt. Dabei wurde fest-

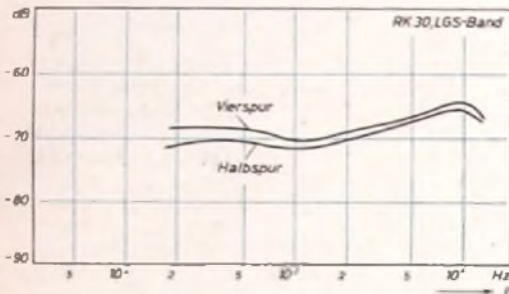


Bild 13. Rauschspannung am Diodenausgang im Verhältnis zum Nutzpegel (Vollaussteuerung, 1000 Hz)

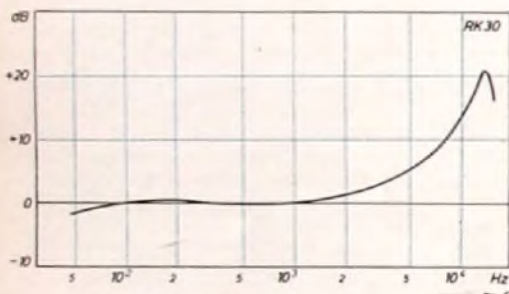


Bild 14. Frequenzgang des Aufsprechentzerrers

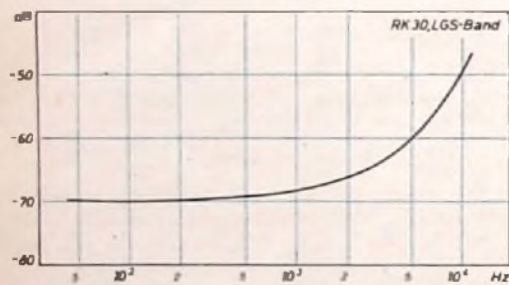


Bild 15. Übersprechen von Spur III auf Spur I

gestellt, daß solche zusätzliche Anhebung durchaus zulässig ist und die Verzerrungen nicht hörbar vergrößert werden. Demgegenüber ist der Gewinn an Rauschabstand jedoch deutlich hörbar.

6. Übersprechen

Grundsätzlich muß man beim Vierspurverfahren verschiedene Arten von Übersprechen unterscheiden.

6.1 Induktives Übersprechen von einer Kopfwicklung zur anderen

Dies konnte durch günstige Anordnung der Wicklung und ein Mu-Metall-Abschirmblech zwischen den beiden wirksamen Kernen auf über -50 dB im interessierenden Frequenzbereich heruntergedrückt werden (Bild 15).

6.2 Übersprechen von einer Spur zur benachbarten

Dieses Übersprechen kann fast völlig vermieden werden, wenn die Bandführungen so ausreichend genau sind, daß eine ver-

tikale Verschiebung des Bandes nicht möglich ist. Es steigt jedoch mit fallender Frequenz etwas an, kommt aber bei keiner in Betracht kommenden Frequenz über -50 dB hinaus (Bild 16).

6.3 Überlöschen

Da die Löschung, insbesondere der beiden Mittelspuren, fast ganz bis an die benachbarten Spuren heranreicht, wird der Vertikaleinstellung des Löschkopfes besondere Bedeutung beigemessen, um das sogenannte Überlöschen zu vermeiden. Dies tritt ein, wenn ein Löschkopf mit seiner Löschbreite in eine benachbarte Spur hineinragt und ein Teil von deren Nutzinformation löscht. Bei den im „RK 30“ verwendeten Löschköpfen ist das Überlöschen kleiner als 1 dB bei einer Löschdämpfung der eingeschalteten Spur von etwa 70 dB bei 1000 Hz.

7. Realisierung der Vierspurtechnik im „RK 30“

Die Summe aller beschriebenen Einzelmaßnahmen hat es ermöglicht, beispielsweise im „RK 30“ ein monaurales Magnetongerät zu schaffen, das bei verdoppelter Spielzeit in seinen Qualitätsmerkmalen einem Halbspurgerät nicht nachsteht. Der Frequenzgang über Band reicht von 50 ... 14 000 Hz (Bild 17). Bei einem Störabstand von über 45 dB werden alle in DIN 45 511 festgelegten Ein- und Ausgangsspannungen eingehalten. An Bedienungskomfort finden sich Mischpult für Radio/

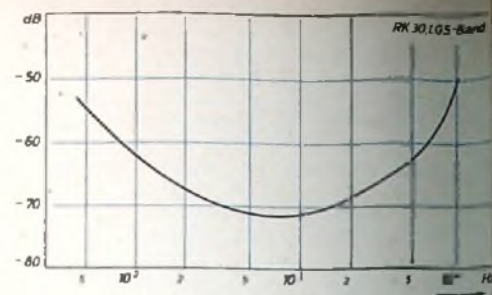


Bild 16. Übersprechen von Spur III auf Spur I

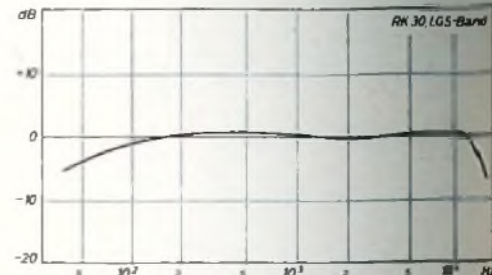


Bild 17. Frequenzgang über Band

Phono und Mikrophon, Tricktaste, Schnellstop, 2,5-W-Endstufe mit eingebautem Lautsprecher und Tonblende sowie eine bequeme Drucktastenbedienung. Das Gerät kann ferner als Verstärker zum Abspielen von Schallplatten oder zur Mikrophondurchsage verwendet werden.

Magnetton-Nachrichten

The Tapeworm

Seit etwa einem halben Jahr gibt die Firma Vollmer unter dem Titel „The Tapeworm“ in zwangloser Folge Mitteilungsblätter heraus (Format etwa DIN A 4, durchschnittlich 4 Seiten im Umdruckverfahren). Diese Blätter enthalten vor allem Hinweise auf Magnettongeräte oder Bauteile der Firma. In Nummer 5 erschienen beispielsweise als Auszug die wichtigsten Daten von Vollmer-Motoren Beiträge in früheren Ausgaben beschäftigten sich mit „Besonderheiten der Vollmer-Magnetton-Einschubverstärker“, „Warum elektronische Bandzugregelung?“, „Klappenloser Vollmer-Kopfräger Typ 194“ für Aufnahme und Wiedergabe“ usw.

Tonband- und Phonogeräte von Philips
In je einer mehrfarbigen Druckschrift „Tonbandgeräte“ (DIN A 4, 6 S.) und „Phonogeräte“ (DIN A 4, 4 S.) bringt die Deutsche Philips GmbH zur Unterstützung des Fachhandels eine klare Übersicht über das entsprechende Fertigungsprogramm von Philips.

„Magnetophon 75-15“ und „Magnetophon 76“

Als Werkstattanleitung und Ersatzteilverzeichnis für die genannten Tonbandgeräte erschien jetzt eine 26seitige *Telejunkendruck* (DIN A 4). In dieser Druckschrift werden behandelt: Aufbau und Arbeitsweise, Erläuterung der Schaltung, Wirkungsweise einiger Einzelteile, Einstellanweisung (allgemeine mechanische Justierung, mechanische Justierung beim Auswechseln von Bauteilen, elektrische Einstellung), Wartung, Auswechseln von Bauteilen, Hinweise für Fehlersuche, Einbau eines Diodenschlusses für ältere Tonbandgeräte.

„TK 54“, ein Vierspur-Tonbandgerät
Erläuterungen der Funktion des „TK 54“ in Mono-, Playback- oder Stereo-Betrieb und ausführliche Schaltungseinzelheiten enthält das Heft 5/6 (Dezember 1959) der „Grundig Technische Informationen“. Weitere Aufsätze des Heftes aus dem Magnettongebiet beschäftigen sich unter anderem mit der

Tonbandbox „Niki SKL“, dem Playback-Betrieb mit dem „TK 24“, dem Viertelspur-Magnetkopf und dem Aufnahme-Kontrollgerät „AK 2“ zum Überband-Mithören.

der Tonbandfreund

Das Dezemberheft 1959 der Zeitschrift für den Ring der Tonbandfreunde im World Tape Pals gibt Ratschläge für Tonband-Amateuraufnahmen im Konzertsaal. In den übrigen technischen Aufsätzen wird u. a. das Tonbandgerät „MT 4“ von Burger vorgestellt. Kurznachrichten, Buch- und Schallplattenbesprechungen umrahmen die Hauptbeiträge.

Internationaler Wettbewerb

Das offizielle Organ „Tonband-Aufnahmen unser Hobby!“ des Deutschen Tonjäger-Verbandes, der insbesondere für die Beteiligung deutscher Tonband-Amateure am IWT (Internationaler Wettbewerb der besten Tonaufnahme) wirbt, bringt in den letzten Heften des Jahrgangs 1959 Situationsberichte von den deutschen Vorentscheidungen und von dem in London stattgefundenen IWT 1959. Den deutschen Aufnahmen wurden auf dem von 47 Konkurrenten aus 20 Ländern beschiedenen IWT zwei erste Preise zugesprochen. Außerdem erhielt der Verband noch einen zweiten Preis für die nationale Gesamt-Einsendung.

Fünfundzwanzig Jahre Magnetophonband BASF

Das ist der Titel der Folge 21 der „Mitteilungen für alle Tonbandfreunde“, herausgegeben von der BASF. In dieser kleinen Schrift werden die Marksteine der Tonband-Entwicklung kurz angegeben. Ein Rundgang durch die Tonbandfabrik macht mit den Stellen bekannt, in denen bei der BASF Tonbänder hergestellt werden.

Agfa Magnetton-Illustrierte

Wie „am laufenden Band“ bei der Agfa Tonbänder entstehen, sieht man in der bereits im November 1959 erschienenen „Agfa Magnetton-Illustrierten“. Viele kleine Notizen rund um das Tonband wecken weiterhin das Interesse des Lesers dieser achtseitigen Illustrierten. Unterhaltsam sind auch die kleinen Beiträge einer zur gleichen Zeit herausgegebenen achtseitigen „Kleinen Agfa Magnetton-Fibel“.

Antennenrotoren

Verwendet man Yagi-Richtantennen, dann ist optimaler Empfang vorwiegend nur aus einer bestimmten Richtung möglich. Umgekehrt wird die optimale Strahlungsenergie eines Senders nur in einer genau definierten Richtung wirksam. Sollen verschiedene Richtungen bei Empfang und Sendung erfaßt werden, dann leistet der Antennenrotor vorzügliche Dienste.

In der Amateurfunktechnik bewährten sich Antennenrotoren seit vielen Jahren. UKW- und Fernsehtechnik schufen für Antennenrotoren neue Anwendungsmöglichkeiten. Mit dem systematischen Ausbau der Sendernetze und der Weiterentwicklung der Antennentechnik haben UKW- und Fernseh-Antennenrotoren etwas an Bedeutung verloren. Trotzdem bleibt der Einsatz für die zahlreichen Sonderfälle gegeben, in denen mit Breitbandantennen Sender mit mehreren Programmen auf Nachbarkanälen empfangen werden sollen. Die Amateurfunktechnik zeigt sich nach wie vor an Antennenrotoren stark interessiert, denn sie erlauben bei Einsatz der jetzt so modernen Multiband-Dipole bedeutende Leistungsgewinne im Bereich hoher Frequenzen.

Diese Übersicht macht mit den auf dem deutschen Markt meistgebräuchlichen Antennenrotoren bekannt. Es werden importierte Konstruktionen ebenso wie ein rein deutsches Erzeugnis geführt. Im Prinzip bestehen diese Geräte aus dem Rotorteil und aus dem Steuergerät mit Richtungsanzeige.

Antennenrotor „ART 100“

Der von den Fuba-Antennenwerken gelieferte Antennenrotor „ART 100“ ist ein amerikanisches Erzeugnis. Er besteht aus einem sehr kräftigen Drehteil aus Siluminguß, das mit Hilfe einer gefalzten Spanschelle aus 3 mm verzinktem oder kadmiertem Eisenblech Mastrohre mit bis zu 50 mm \varnothing aufnehmen kann.

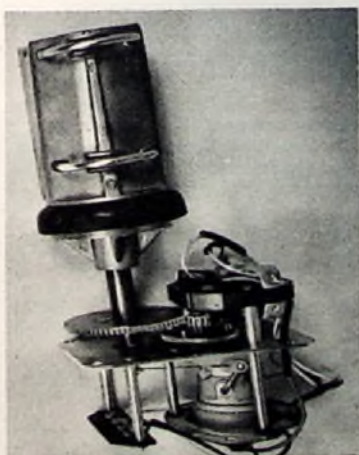


Bild 1. Antennenrotor „ART 100“ von Fuba; Gehäuse abgenommen

Bild 2. In dieser Unteransicht der Grundplatte des Rotors „ART 100“ ist das Zugseil für den elektrischen Stellungsgeber deutlich erkennbar.

Über ein Zahnradgetriebe wird der Drehteil von einem 30-V-Wechselstrom-Kondensatormotor angetrieben, dessen Drehrichtung sich umkehren läßt. Er wendet die auszurichtende Antenne mit einer Umdrehung in der Minute. Auf der gemeinsamen Grundplatte für Motor und Drehteil ist unter dem Drehteil ein elektrischer Geber angebaut (staub- und wasserdicht gekapseltes Potentiometer), dessen Schleifer über ein Hebelchen und ein dünnes Zugseil aus Kupferlitze mechanisch mit dem Drehteil gekuppelt ist.



Bild 3. Steuergerät des „ART 100“

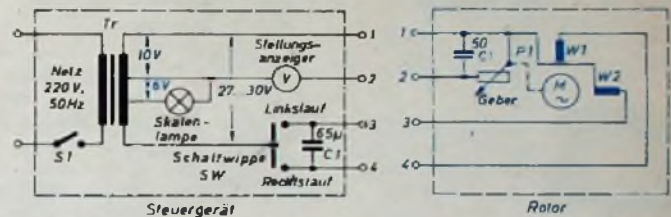


Bild 5. Schaltung des Steuergerätes und des Rotarteiles für den „ART 100“

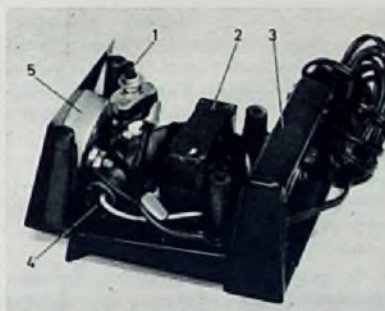


Bild 4. Blick in das Steuergerät des „ART 100“: 1 Netzschalter S1, 2 Netztrafo Tr, 3 Schaltwippe SW, 4 Motorkondensator C1, 5 Stellungsanzeiger

Das Zugseil wickelt sich bei Rechtsdrehung des Drehteils – und damit der Antenne – auf eine kleine mit der Drehteilachse starr verbundene Trommel auf und zieht dabei den Schleiferhebel nach links (Bilder 1 und 2). Drehen sich Drehteil und Antenne nach links, spult sich das Geber-Zugseil wieder ab, und eine Feder übernimmt die Rückführung des Schleiferhebels. So wird jeweils von der am Potentiometer P 1 liegenden Spannung von 8 ... 10 V ein Teil abgegriffen und einem in Himmelsrichtungen und einer Gradteilung geeichten Meßinstrument (Bilder 3 und 4) zugeführt. Um einen teuren Gleichrichter zu sparen, wird ein Weicheisen-Spannungsmesser verwendet. Es handelt sich also um ein einfaches Gebersystem, das etwa den elektrischen Gebern der meisten Benzinstandanzeiger in Kraftfahrzeugen entspricht.



Sämtliche Teile des Rotorsystems sind in einem Silumingußgehäuse untergebracht, das staub- und wasserdicht ist (Bild in Kopfleiste). Die Austrittsstelle am Gehäuse für den Drehteil ist mit einem Gummikragen – er greift in eine Ringsum-Nut des Drehteilssockels – gegen das Eindringen von Regenwasser und Schmutz abgedichtet (Bild 1). Das Gehäuse wird mit zwei kräftigen Schellen an Rohrmasten mit Durchmesser bis 50 mm montiert.

Der eigentliche Rotor am Trägermast der Antenne ist elektrisch über ein vieradriges Kabel mit dem in der Nähe des Empfangsgerätes aufgestellten Steuerkästchen verbunden. Der eingebaute Netztransformator Tr (Bilder 4 und 5) liefert an den Rotormotor über die Adern 1 und 3, 4 eine Spannung zwischen etwa 27 und 30 V und an das Geber-Potentiometer P 1 über die Adern 1 und 2 eine Spannung von 10 Volt.

Eine Schaltwippe SW – sie ist unauffällig als Teil der Rahmenleiste des Preßstoffgehäuses an dessen Hinterkante befestigt – schaltet in der Rechtslaufstellung den Rotormotor M über Leitung 4 an den Transformator, und Leitung 3 verbindet in dieser Stellung über den Hilfsphasen-Kondensator C 1 mit dem Transformator zusammenschaltete Wicklung W 2 des Motors gleichfalls mit dem Transformator Tr.

Der Motor dreht sich nach rechts, solange die Schaltwippe SW nach rechts gedrückt wird. Betätigt man die linke Tastenhälfte, dann ist die zuvor über den Hilfsphasen-Kondensator C 1 mit dem Transformator zusammenschaltete Wicklung W 2 des Rotormotors direkt mit dem Transformator verbunden, während die früher unmittelbar zusammenschaltete Motorwicklung W 1 nunmehr über den Hilfsphasen-Kondensator C 1 am Transformator liegt. Es dreht sich nun der Rotor mit der Antenne nach links. Die jeweilige Antennenposition läßt der von „Nord“ nach „Ost“ und über „Süd“ nach „West“ und schließlich wieder nach „Nord“ über die Skala gleitende Zeiger des Meßinstrumentes im Steuerkästchen genau erkennen.

Beim Loslassen der Steuertaste bleibt der Rotor sofort stehen. Die Antenne läßt sich so auf die gewünschte Himmelsrichtung gut ausrichten. Ist der Richtvorgang beendet und soll die Antenne in der erreichten Position stehenbleiben, dann wird die Anlage durch Druck auf den Netzschalter S 1 ausgeschaltet.

Hirschmann-Antennenrotoren

Ein ausländisches Erzeugnis ist auch der Alliance-Antennenrotor von Hirschmann. Es werden die Typen „T 12“ und „U 98“ geliefert.

Der wasserdichte Rotorteil enthält einen Wechselstrommotor, der die Antenne mit einer Geschwindigkeit von einer Umdrehung je Minute rechts- oder links herum um 355° bis zu einem Anschlag dreht. Alle bewegten Teile laufen in Dauerschmierlagern, die keiner Wartung bedürfen. Eine magnetische Bremse hält



Bild 6. Steuergerät des „T 12“ (Hirschmann)

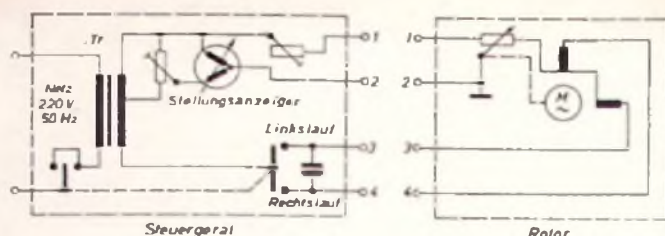


Bild 7. Schaltung des Steuergerätes und des Rotorteiles zum „T 12“

Bild 8. Schaltung des Steuergerätes und des Rotorteiles zum „U 98“ (Hirschmann) ▶

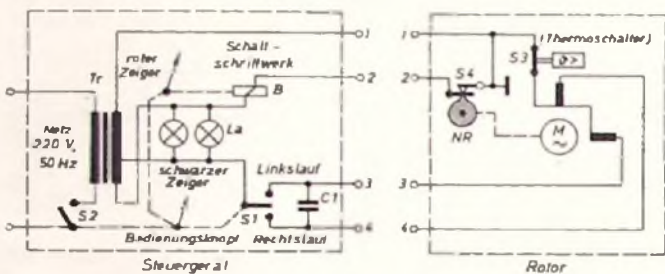


Bild 9. Ansicht des Steuergerätes und Rotorteiles „U 98“

den Rotor in der gewünschten Stellung fest und verhindert unbeabsichtigtes Weiterdrehen der Antenne.

Um die Lagerbelastung und das Biegemoment durch die Windlast am Rotor in zulässigen Grenzen zu halten, ist für große Antennen das Stützlager „TBB 2“ unter dem Rotor am Tragemast anzubringen, und das untere Ende des Antennenmastes ist darin zu befestigen. Dadurch kann die Einspannlänge je nach Belastung gewählt werden. Als Verbindungsleitung zwischen Antriebsteil und Steuergerät dient ein wetterfestes Steuerkabel mit 4 Kupferlitzen von je 0,5 mm² Querschnitt. Um den Spannungsverlust auf der Leitung und die Betriebsspannung für den Motor in zulässigen Grenzen zu halten, darf die Kabellänge zwischen Rotorteil und Steuergerät nicht größer als 30 m sein. Mit zwei parallelgelegten Kabeln sind jedoch Längen bis zu 60 m zulässig. Die Spannung am Motor und auf der Steuerleitung ist nur 24 V.

Aus Bild 7 geht die Prinzipschaltung für den „T 12“ hervor, die (abgesehen von der etwas anderen Ausführung des Anzeigeteils) im Prinzip der Ausführung nach Bild 5 gleicht. Bild 6 zeigt das zugehörige Steuergerät, das auf der Oberseite eine lange Kommandotaste hat. Sie wird für Linksdrehung am linken Ende und für Rechtsdrehung am rechten Ende gedrückt, bis der Stellungsanzeiger auf der Frontplatte die gewünschte Richtung anzeigt. Der Zeiger gibt stets die Antennenrichtung an und kann nicht von Hand verstellt werden.

Beim Rotor „U 98“ (Bild 9) dreht sich die Antenne vollautomatisch in die Richtung, auf die ein Zeiger an der Frontseite eingestellt ist.

Obwohl keine näheren Erläuterungen der Funktion des Rotors „U 98“ zur Verfügung standen, läßt sich aus dem umgezeichneten Schema nach Bild 8 schließen, daß die Wirkungsweise etwa der des anschließend bei Wisi besprochenen Antennenrotors entspricht. Mit dem Bedienungsknopf des Steuergerätes wird die gewählte Antennenrichtung auf einer Himmelsrich-

tungen-Skala eingestellt (schwarzer Zeiger). Je nachdem, ob dabei der Bedienungsknopf des Steuergerätes nach links oder rechts bewegt wird, schaltet S 1 auf Link- oder Rechtslauf um. Der automatische Schalter S 1 hat also im Prinzip die Funktion der Schaltwippe in den Bildern 5 und 7. Gleichzeitig wird stets der Hauptschalter S 2 eingelegt.

Mit dem Motor des Rotorteiles ist nun ein Nockenrad NR gekuppelt. Schließt der Nocken den Schalter S 4, dann fließt ein kurzer Stromstoß über die Leitung 2 und durch den Magneten B eines Schaltschrittwerkes im Steuergerät. Als Folge wird jeweils ein roter Zeiger auf der Skala des Steuergerätes ruckweise weiterbewegt. Deckt sich der rote Zeiger mit der vorgewählten Stellung des schwarzen Zeigers, dann werden automatisch S 2 und S 1 wieder ausgeschaltet.

Der Schalter S 5 im Steuergerät ist eine Synchronisieraste, die nur eventuell beim erstmaligen Abgleich betätigt werden muß. S 3 im Rotorteil ist ein Überlastungsschutz (thermoelektrisches Relais), das bei zu starker Erwärmung des Motors diesen selbsttätig abschaltet.

Ruff-Antennenrotor

Von der Firma Ruff, Grafing bei München, wird ein Antennenrotor gefertigt, dessen Wirkungsweise ausführlich in FUNK-TECHNIK Bd. 15 (1960) Nr. 2, S. 53, beschrieben wurde.

Wisi-Radiart-Antennenrotor

Zu den Vorzügen des von der Firma Wisi auf dem deutschen Markt herausgebrachten Radiart-Rotors „620“ gehören automatische Einstellen der gewünschten Antennenrichtung durch großen Bedienungsknopf, wetterfeste Konstruktion, kugelgelagertes Drehsystem und extreme Belastungsfähigkeit bis 70 kg.

Aus Bild 11 sind schaltungstechnische Einzelheiten zu entnehmen. Mit Hilfe des

Netztransformators Tr transformiert man die Netzspannung von 220 V auf rund 36 V herunter, mit der der Rotormotor M angetrieben werden kann. Die niedrige Betriebsspannung für die Anzeiglämpchen La liefert eine Anzapfung der Sekundärwicklung. Auch hier wird wieder mit einem Wechselstrom-Asynchronmotor mit Hilfsphase gearbeitet. Der Hilfsphasen-Kondensator C 1 wird je nach gewünschter Drehrichtung an eine der beiden Wicklungen des Motor gelegt.

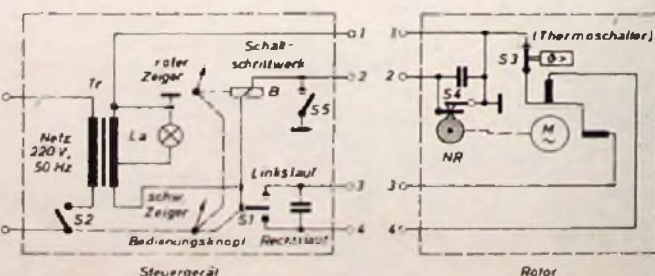
Die Arbeitsweise des Steuergerätes sei an Hand der Bilder 10 und 11 erläutert. In der Ruhestellung ist die Gesamtanlage stromlos. Der in diesem Falle offene Schalter S 2 unterbricht die Netzleitung. Wenn durch den Bedienungsknopf an der Frontseite das Steuerrad bewegt wird, rutscht die Nase der einen Schalterfeder von S 2 von der Nocke des Schaltschrittrades ab. Dann ist über S 2 der Netztransformator an das Netz angeschlossen. Ferner wurde durch Bewegung des Bedienungsknopfes auch S 1 auf Leitung 3 und 4 gelegt. Der Motor läuft nun an.

Das Schaltschrittrad nach Bild 10 im Steuergerät wird von einer kräftigen Feder in einem Federgehäuse angetrieben. Das Federgehäuse ist mechanisch mit dem Bedienungsknopf gekuppelt. Ein Mitnehmer – er ist zugleich als Schalter S 2 ausgebildet – stellt S 1 je nach Drehrichtung des Bedienungsknopfes auf Rechts- oder Linkslauf des Motors um. Der Markierungsstrich des Bedienungsknopfes gibt auf der Skala die vorgewählte Antennenrichtung an (Bild 12), während ein roter Zeiger die nachfolgende Bewegung des Schaltschrittrades erkennen läßt.

Sobald nun eine Nocke eines gegenüber der Umlaufdrehzahl des Standrohres 60fach übersetzten Nockenrades NR im Getriebe des Rotorteiles den Schalter S 4 geschlossen hat, erhält die Magnetspule B im Steuergerät einen Stromstoß, so daß nach Anziehen einer Sperrklinke das Schaltschrittrad im Steuergerät um einen Schritt weiterläuft. Durch den nächsten Stromstoß über S 4 wird der Lauf des Schaltschrittrades wieder um einen Zahn freigegeben. Sobald im Steuergerät die Nocke A die Nase des Schalters S 2 wieder erreicht hat, wird der Weiterlauf unterbrochen; der Rotormotor steht jetzt auf der mit dem Bedienungsknopf vorgewählten Stellung.

Die Gesamtumdrehung des Rotors (365°) ist in 60 Einzelschritte unterteilt und beansprucht einen Zeitraum von 40 Sekunden. Etwaige Rückwirkungen auf das empfindliche Motorlager beseitigt ein zwischen Motor und Motorritzel geschaltetes Kreuzgelenk. Werner W. Diefenbach

Bild 10. Detailskizze zur Erläuterung der Funktionen des Steuergerätes und des Schaltschrittrades im Steuergerät des „620“ (Wisi) ▶ Bild 11 (links unten). Schaltung des Steuergerätes und des Rotorteiles zum „620“. Bild 12 (unten rechts). Ansicht des Antennenrotors „620“





Zwei Hochleistungs-Fernsehantennen

Tab. I. 15-Element-Antenne für Band III

Längen der Elemente in cm

Kanäle	5...11	5...6	6...7	7...8	8...9	9...10	9...11
Reflektoren <i>R</i>	92	92	89	86	83	80	77
Faltdipol <i>F</i>	73	80	77	75	73	70	68
1. Direktor <i>D1</i>	61	74	72	69	66	64	61
2. Direktor <i>D2</i>	60	73	71	68	65	63	60
3. Direktor <i>D3</i>	59	72	70	67	64	62	59
4. Direktor <i>D4</i>	58	71	69	66	63	61	58
5. Direktor <i>D5</i>	57	70	68	65	62	60	57
6. Direktor <i>D6</i>	56	69	67	64	61	59	56
7. Direktor <i>D7</i>	55	68	66	63	60	58	55
8. Direktor <i>D8</i>	54	67	65	62	59	57	54
9. Direktor <i>D9</i>	53	66	64	61	58	56	53
10. Direktor <i>D10</i>	52	65	63	60	57	55	52
11. Direktor <i>D11</i>	51	63	61	58	56	54	51

Fernsehantennen mit bestimmten Eigenschaften kann man nicht berechnen. Um die richtige Bemessung von Antennen großer Elementanzahl für schwierige Empfangsverhältnisse zu finden, sind zahlreiche Messungen erforderlich, die nur in Entwicklungslaboratorien durchgeführt werden können, die mit den erforderlichen Meßeinrichtungen ausgestattet sind. Dem Bastler fehlen jedoch im allgemeinen die Meßgeräte und die Zeit zur Entwicklung einer guten Antenne. Außerdem kann man beim Selbstbau von Antennen kaum Geld sparen, denn die Materialkosten erreichen im Kleinverkauf fast den Preis einer gleichwertigen Industrieantenne. Für leidenschaftliche Bastler, die trotzdem eine leistungsfähige Antenne selbst anfertigen möchten, werden die Bemessungsangaben von zwei Antennen nützlich sein, die sach-

Kenndaten bei horizontaler Polarisation

Kanäle	5...11	5...6	6...7	7...8	8...9	9...10	9...11
elektrische Länge	2,3	2,1	2,20	2,25	2,3	2,4	2,5 λ
Gewinn	9,5...12	11,2	11,4	11,6	11,8	12,0	12,2 dB
Vor-Rückverhältnis	23	28	28	28	29	29	29 dB
Öffnungswinkel horizontal	38	39	38	38	37	37	36°

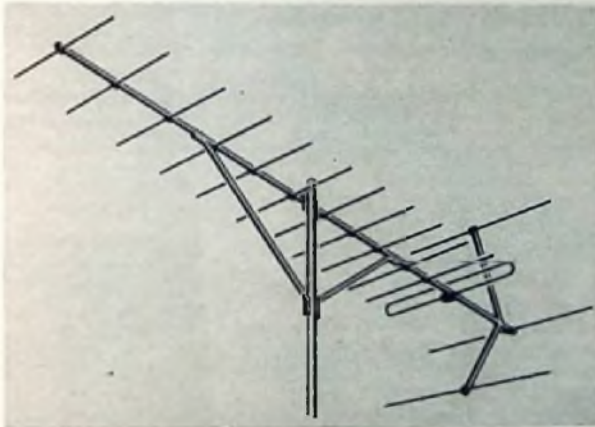


Bild 1. Ansichtsskizze einer 15-Element-Antenne für Band III

gemäß geprüft und erprobt sind. Aber auch beim Nachbau dieser bewährten Vorbilder ist noch manches zu beachten, damit die Antenne stabil und wetterfest ist.

15-Element-Antenne für Band III

Bild 1 zeigt eine Hochleistungsantenne für das Fernsehband III. Dem Bild 2 und Tab. I sind die Elementlängen und deren Abstände für eine Breitbandantenne zum Empfang aller sieben Kanäle (5...11) des Bandes III und für Ausführungen zu entnehmen, die nur für je zwei oder drei Kanäle brauchbar sind. Aus den Kenndaten in Tab. I ist ersichtlich, daß bei den Zweikanal-Antennen der Gewinn - vor allem in den unteren Kanälen - und das Vor-Rückverhältnis (um 5...6 dB) höher sind als bei der Breitbandantenne. Bei den Zweikanal-Antennen nimmt der Gewinn mit steigender Kanalzahl, also mit abnehmender Wellenlänge, zu. Das ist auf die in der gleichen Richtung wachsende elektrische Länge zurückzuführen. Die elektrische Länge einer Antenne ist das Produkt aus der Betriebswellenlänge λ und dem Quotienten aus der wirklichen Länge einer Antenne und der Betriebswellenlänge. Sie ist neben der Elementanzahl

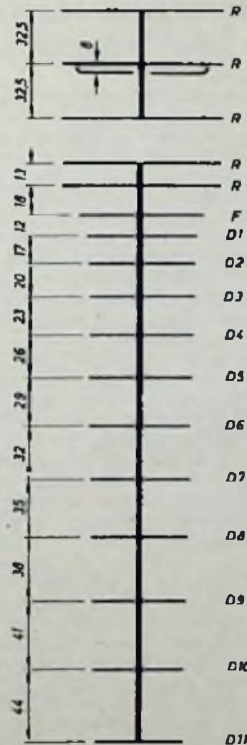


Bild 2. Maße der Antenne nach Bild 1 (s. a. Tab. I)

maßgebend für den Antennengewinn. Wenn man bei den aufgeführten Zweikanal-Antennen nicht die wirkliche, sondern die elektrische Länge gleich wählt, ist der Gewinn in allen Kanalgruppen annähernd gleich. Dazu braucht man nur alle Elementabstände jeweils mit dem Verhältnis der mittleren Betriebswellenlängen zu multiplizieren. Die Längen der Elemente brauchen nicht geändert zu werden.

Wenn zur Vergrößerung des Gewinns zwei der beschriebenen Antennen zu einer 2-Ebenen-Antenne vereinigt werden sollen, ist es zweckmäßig, den Ebenenabstand nicht wie üblich gleich der halben Be-

triebswellenlänge, sondern bedeutend größer zu wählen. Bei so langen Antennen treten bei kleinem Ebenenabstand Kreuzkopplungen zwischen den verschiedenen Direktoren auf. Das hat zur Folge, daß der Gewinn durch die zweite Ebene kaum vergrößert wird.

Den größtmöglichen Gewinnzuwachs von 3 dB erreicht man bei einem Ebenenabstand von etwa $1,2 \lambda$ (im Fernsehband III etwa 1,8 m). Da das Empfangsfeld an den Orten, in denen man so große Antennen benötigt, niemals gleichmäßig ist, können die Spannungen, die von den beiden Ebenen aufgenommen werden, gegeneinander in der Phase verschoben sein, so daß ihre Summe kleiner ist als der mögliche Höchstwert. Es lohnt sich deshalb, den Ebenenabstand zu suchen, bei dem sich die höchste Gesamtspannung ergibt.

Die beiden Antennen werden zweckmäßigerweise durch zwei 240-Ohm-Leitungen mit der gemeinsamen 240-Ohm-Zuleitung zum Empfänger verbunden. Die Kabelverbindung läßt sich beispielsweise in einer Abzweigdose für Feuchtraumleitungen witterungsgeschützt unterbringen. Die Leitungen von der Verbindungsstelle zu den Antennen müssen genau gleich lang sein, können aber an sich beliebige Länge haben.

Bei der Verbindung ist auf gleichsinnige Polung zu achten. Die beiden linken und die beiden rechten Anschlüsse der beiden Antennen müssen miteinander verbunden werden.

5-Element-Antenne für Band I

Nicht die ausreichende Empfangsspannung, sondern die Störfreiheit, die für ein gutes Fernsehbild erforderlich ist, bereitet beim Empfang von Band-I-Sendern, vor allem bei vertikaler Polarisation (Sender Kreuzberg, Kanal 3, oder Ochsenkopf, Kanal 4), die größten Sorgen. Reflektierte Wellen, die auf dem Bildschirm Geisterbilder hervorrufen, sind nur schwer in ausreichendem Maße zu unterdrücken. Die im Bild 3 dargestellte Antenne, deren Baumaße und

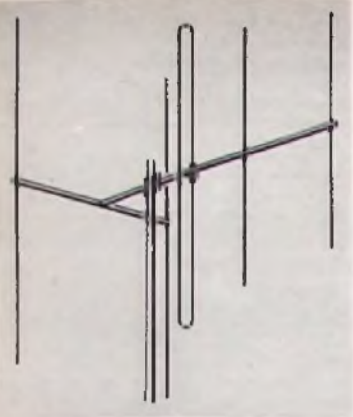
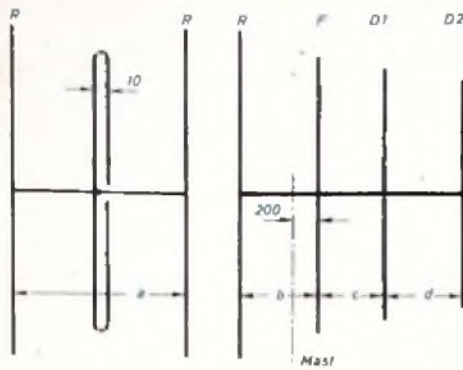


Bild 3. Ansichtsskizze einer 5-Element-Antenne für Band I, vertikale Polarisation

Bild 4. Maße der Antenne nach Bild 3 (s. Tab. II)



Kenndaten im Bild 4 und in Tab. II zusammengestellt sind, kann in manchen Fällen die Geisterbilder weitgehend beseitigen, weil sie ein hohes Vor-Rückverhältnis hat und deshalb wenigstens reflektierte Wellen von rückwärts nur stark geschwächt aufnimmt. Wenn dagegen reflektierte Wellen von der Seite oder schräg von vorn kommen, müssen zwei der abgebildeten Antennen nebeneinander an einem Querträger befestigt werden. In anderer Weise läßt sich der horizontale Öffnungswinkel, der wegen der vertikalen Polarisation mit 95° sehr groß ist, nicht verkleinern. Wegen der großen Wellenlängen kann der Abstand der Einzelantennen in diesem Fall nicht größer als $\lambda/2$ (2,6 m für Kanal 3 und 2,3 m für Kanal 4) gewählt werden. Bei zwei Direktoren kann man aber auch mit diesem Abstand noch fast den vollen Gewinnzuwachs von 3 dB erhalten. Der horizontale Öffnungswinkel der Zwillingsantenne ist 53°.

Bei der senkrecht montierten I-Ebene-Antenne darf ein Metallmast nur zwischen dem Empfangsdipol und den Reflektoren an dem Querträger der Antenne befestigt werden. Er soll vom Empfangsdipol mindestens 20 cm Abstand haben, weil die Empfangseigenschaften der Antenne sonst durch den Mast stark beeinträchtigt würden.

Aufbau und Ausführung

Die Metallart der wirksamen Antennenelemente und der Träger hat keinen merklichen Einfluß auf den Gewinn und die anderen Antennendaten. Am besten geeignet sind Reinaluminium und Aluminiumlegierungen mit Magnesium, Silizium oder Mangan, weil diese Metalle vollkommen wetterfest und korrosionsbeständig sind. Die oberflächliche Korrosionsschicht, die sich im Freien nach einiger Zeit bildet, beeinträchtigt weder die Stabilität noch den Empfang. Kupferhaltige Leichtmetalle sind weniger dauerhaft. Messingrohre sind für Freiluftantennen vollkommen unbrauchbar, weil sie nach kurzer Zeit rissig werden und abbrechen.

Die empfangswirksamen Elemente werden im allgemeinen aus Rundstäben oder noch besser aus Rohren hergestellt. Die Querschnittsform ist aber für die Empfangseigenschaften ohne Bedeutung. Rundstäbe und Rohre sollten bei Band-III-Antennen wenigstens 8 mm und bei Band-I-Antennen wenigstens 12 mm Durchmesser haben. Andere Profilformen sollen mindestens einen Querschnitt von ungefähr gleicher Größe haben. Der Querschnitt hat aber ebenfalls nur unbedeutenden Einfluß auf die Empfangseigenschaften. Größere Querschnitte können jedenfalls nicht schaden. Das gleiche gilt für die Breite des Faltdipols.

Die Querträger müssen so stabil sein, daß sie sich nicht durchbiegen. Schräge Stützen, wie an der Antenne nach Bild 1, sind zweckmäßig, weil sie die Wahl eines

wesentlich schwächeren Querschnitts für den Längsträger ermöglichen. Die Reflektoren und Direktoren brauchen nicht von den Trägern isoliert zu sein. Auch die Mitte des durchgehenden Stabes des Faltdipols darf leitend mit dem Träger verbunden werden.

Der Abstand der Kabelanschlußstellen an den freien Enden des Faltdipols ist nicht kritisch. Er soll einige Zentimeter betragen, damit sich keine Eisbrücke zwischen den Anschlüssen bilden kann.

Die Kupferadern der Empfangszuleitung soll man möglichst nicht direkt an Leichtmetallpole anschließen, weil die Kontakte dann bald durch elektrolytische Korrosion zerstört werden. Vorteilhaft sind

Untersuchung der Strahlungsdiagramme hochbündelnder Antennen

Um eine wirtschaftliche Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Senderleistung zu erreichen, werden bei modernen Rundfunkstationen im VHF- und UHF-Bereich meistens Antennenanordnungen verwendet, deren Bündelung auf das zu versorgende Gebiet zugeschnitten ist. Insbesondere im Band IV ermöglichen die verhältnismäßig geringen Wellenlängen sehr scharfe Bündelungen, die bis hart an die durch physikalische Gegebenheiten gesteckten Grenzen herankommen. Es ist nun erwünscht, die Strahlungsdiagramme solcher hochbündelnder Sendantennen nicht nur theoretisch zu berechnen, sondern auch experimentell zu untersuchen, da es schwierig ist, sämtliche für das Entstehen eines stark gebündelten Diagramms wesentlichen Umstände in der Rechnung zu erfassen. In einigen Fällen hat man bereits die Strahlungsdiagramme fertig aufgebauter Antennenanlagen mit Hilfe von Hubschraubern ausgefliegen, ein Verfahren, das sehr aufwendig ist und den Nachteil aufweist, daß etwa erforderliche Änderungen an der Antenne nur schwer vorzunehmen sind.

Zur Untersuchung der Strahlungsverhältnisse hochbündelnder Antennen wurde jetzt durch Rohde & Schwarz auf einem außerhalb Münchens gelegenen Freigelände eine Meßanlage errichtet, die es gestattet, Antennenanlagen mit den größten zur Zeit vorkommenden Bündelungen zu messen. Die Antennen werden zu diesem Zweck waagrecht (d. h. um 90° gegenüber ihrer späteren Gebrauchslage geschwenkt) auf einem Drehstand aufgebaut. Mit Hilfe einer in einer größeren Entfernung aufgestellten Parabolantenne wird eine gegen den Antennendrehstand fortschreitende Welle erzeugt. Die relativ scharfe Bündelung der Parabolantenne verhindert, daß die hinter dieser

Tab. II. 5-Element-Antenne für Band I

Längen und Abstände der Elemente in cm

Kanal	3	4
Reflektoren R	290	260
Faltdipol F	250	220
1. Direktor D 1	215	195
2. Direktor D 2	200	180
a	145	130
b	68	60
c	58	50
d	68	60

Kenndaten bei vertikaler Polarisation

Kanal	3	4
elektrische Länge	0,4	0,4 λ
Gewinn	6,5	6,5 dB
Vor-Rückverhältnis	23	23 dB
Öffnungswinkel		
horizontal	95	95°
vertikal	60	60°

Messing-Anschlußstücke, die eine großflächige Verbindung mit dem Leichtmetall-dipol haben. Die Anschlußstellen sind möglichst in einer verschließbaren Isolierdose unterzubringen. Zu diesem Zweck sind beispielweise Abzweigdosen für Feuchtraumleitungen brauchbar. Wenn keine Dose angebracht wird, sind die Kontakte wenigstens durch einen dicken Anstrich mit wetterfester Farbe zu schützen.



Parabolantenne zur Erzeugung einer gegen den Antennendrehstand fortschreitenden Welle



Antennendrehstand zur Messung von Antennendiagrammen

Antenne befindlichen Hindernisse angestrahlt werden und Meßfehler verursachen.

Durch Drehen der zu untersuchenden Antenne mit Hilfe des Drehstandes kann aus der gegen den Prüfling fortschreitenden Welle ein Energieanteil entnommen werden, dessen Größe unmittelbar zur Bestimmung der Strahlungsverhältnisse abhängig vom räumlichen Winkel ausgewertet werden kann. Der Drehstand ist mit Hilfe eines Kugeldrehkranzes gelagert und wird durch einen Verbrennungsmotor über ein Untersetzungsgetriebe bewegt. Die hier im Bild gezeigte Antenne ist für ein etwa halbkreisförmiges Versorgungsgebiet bestimmt (Halbkreisdiagramm) und besteht aus 48 in Gruppen von je zwei übereinander angeordneten Achterfeldern. Diese Anordnung hat den Leistungsgewinn 100.

Der Antennendrehstand, der die größte bisher errichtete Anlage dieser Art darstellen dürfte, gestattet es, die Strahlungsdiagramme hochbündelnder Antennen mit einer Genauigkeit bis etwa $1/10^\circ$ auszumessen.

Elektrische Weichen zur Leistungsaufteilung in NF-Verstärkern

DK 621 372 54

1. Einleitung

Eine elektrische Weiche teilt ein Frequenzgemisch in mehrere Frequenzbänder auf und führt jedes Band dem zugehörigen Verbraucher zu. Im einfachsten Fall enthält eine Weiche einen Übertragungsweg zu. Im einfachsten Fall enthält eine Weiche einen Übertragungsweg für tiefe und einen Übertragungsweg für hohe Frequenzen (Hoch-Tiefweiche). Während gewöhnliche Filter (Tiefpaß, Hochpaß, Bandpaß und Bandsperre) wegen ihrer zwei Eingangs- und Ausgangsklemmen Vierpole darstellen, repräsentiert eine Frequenzweiche für n zugeordnete Verbraucher einen $(2n + 2)$ -Pol (Bild 1). So ist bei-



Bild 1 (links). Frequenzweiche für n Verbraucher. Bild 2 (rechts). Einkanal-Verstärker mit Frequenzweiche zur Leistungsaufteilung

spielsweise eine Weiche für drei Verbraucher achtpolig, nämlich mit zwei Eingangs- und drei Paaren von Ausgangsklemmen, ausgeführt.

Elektrische Weichen finden in NF-Verstärkern in Verbindung mit mehreren Lautsprechern (Tief-, Mittelton- und Hochton-Lautsprecher) zur einwandfreien Wiedergabe des gesamten Tonfrequenzspektrums von etwa 30...16000 Hz Verwendung. Beim Einkanal-Verstärker liegt die Frequenzweiche hinter der Endröhre (Bild 2). Schaltungsmäßig kann die Weiche entweder an die Primär- oder Sekundärseite des Ausgangsübertragers angeschlossen werden. Eine Weiche hat in einem Einkanal-Verstärker zwei Funktionen zu erfüllen: Aufteilung des verstärkten Tonfrequenzgemisches auf die Speziallautsprecher und Schutz des empfindlichen Hochton-Lautspechers. Benutzt man für die tiefen und hohen Tonfrequenzen getrennte Verstärkerzüge (Zweikanal-Verstärker), so wird die Weiche den Verstärkern vorgeschaltet (Bild 3). Dadurch können zum Tiefton-Verstärker nur tiefe Tonfrequenzen und zum Hochton-Verstärker nur hohe Tonfrequenzen gelangen. Damit keine Verzerrungen entstehen, dürfen sich die untere Grenze des Hochton-Kanals und die obere Grenze des Tiefton-Kanals nicht überschneiden. Natürlich lassen sich die getrennt verstärkten Frequenzkanäle eines Zweikanal-Verstärkers unter Zwischenschaltung entsprechender Entkopplungsglieder, die eine gegenseitige Beeinflussung der Kanäle verhindern, auf eine gemeinsame Endstufe schalten, die in Verbindung mit einer Weiche nach Bild 2 auf mehrere Lautsprecher arbeitet.

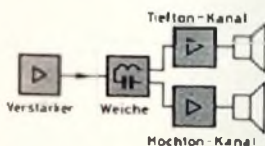


Bild 3. Zweikanal-Verstärker

Der Verwendungszweck einer Frequenzweiche bestimmt ihren schaltungstechnischen Aufbau. Weichen in Einkanal-Verstärkern müssen die volle Ausgangsleistung des Verstärkers auf die Lautsprecher übertragen. Dabei sollen die Leistungsverluste in der Weiche selbst sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich möglichst klein sein. Die geeigneten Schaltelemente für elektrische Weichen zur Leistungsaufteilung sind daher verlustlose Spulen und Kondensatoren. Im Gegensatz zu den Weichen in Einkanal-Verstärkern brauchen Weichen in Mehrkanal-Verstärkern nur Spannungen zu übertragen. Frequenzweichen, die nur spannungsmäßig belastet sind, baut man aus ohmschen Widerständen und Kondensatoren auf. Im folgenden sollen die Probleme, die bei der Berechnung und dem Aufbau von elektrischen Weichen zur Leistungsaufteilung auftreten, eingehend beschrieben werden.

Frequenzweichen zur Leistungsaufteilung sind nicht nur für Einkanal-Verstärker in Verbindung mit mehreren Lautsprechern von Bedeutung, sondern auch für Stereo-Verstärker. In jeder Stereo-Anlage arbeiten zwei getrennte Verstärker auf zwei räumlich getrennte Lautsprechergruppen. Dabei läßt sich der erforderliche hohe technische Aufwand durch Ausnutzung eines besonderen physikalischen Effektes in erträglichen Grenzen halten. Das menschliche Ohr kann bei einer stereophonischen Übertragung Frequenzen unter 300 Hz nicht mehr orten, wenn man die dazugehörigen Einschwingfrequenzen

nicht mit überträgt. Dann genügt ein gemeinsamer Tiefton-Lautsprecher. Die Trennfrequenz der Weichen in jedem Kanal soll etwa 250 Hz sein. Alle Frequenzen unter 250 Hz aus beiden Kanälen strahlt also der gemeinsame Bass-Lautsprecher ab, während die mittleren und hohen Tonfrequenzen jedes Kanals von den räumlich getrennten Mittel-Hochton-Lautsprechern wiedergegeben werden. Dadurch ist auch eine Ortung der Bässe möglich, da ihre Einschwingfrequenzen zu den getrennten Mittel-Hochton-Einheiten gelangen.

1.1 Grundelemente von LC-Frequenzweichen

In einer Hoch-Tiefweiche laufen die hohen Frequenzen über ein Hochpaßfilter, die tiefen Frequenzen über ein Tiefpaßfilter zu den zugeordneten Verbrauchern. Die sogenannte Dreiweg-Weiche erfordert einen zusätzlichen Kanal für die mittleren Frequenzen in Form eines Bandpasses. Ein Filter wird stets zwischen einem Generator und einem Verbraucherwiderstand R geschaltet (Bild 4). Für bestimmte Frequenzen (Durchlaßbereich) läßt die Filterschaltung Wirkleistung zum Verbraucher R durch, für alle anderen Frequenzen (Sperrbereich) ist der Wirkleistungsdurchgang zum Verbraucher gesperrt. Ein

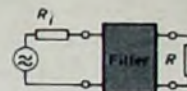


Bild 4. Filterschaltung

ideales Filter wirkt im Durchlaßbereich so, als ob R direkt mit der Stromquelle verbunden wäre. Nach dem Anpassungsprinzip wird dem Verbraucher dann maximale Wirkleistung zugeführt, wenn Generator-Innenwiderstand R_i und Verbraucherwiderstand R gleich groß sind.

Ideale Filter bestehen aus verlustlosen Spulen und Kondensatoren und verbrauchen daher weder im Durchlaß- noch im Sperrbereich Wirkleistung. Im Sperrbereich bewirkt nämlich das Filter eine so große Fehlanpassung zwischen Verbraucher und Generator, daß vom Verbraucher keine Wirkleistung aufgenommen werden kann. Die Wirkung einer Filterschaltung hängt also wesentlich vom Innenwiderstand des Generators ab. Die Grenzfrequenz f_G des Filters trennt den Durchlaß- vom Sperrbereich. Für ein ideales Filter, d. h. ein Netzwerk aus verlustlosen Blindwiderständen, ist die Durchlaßdämpfung Null (Bild 5). Wegen der unvermeidbaren Verluste der Blindwiderstände, besonders der Spulen, ist das bei praktisch ausgeführten Schaltungen jedoch nicht der Fall. Außerdem verringern die Verluste die Dämpfung im Sperrbereich und die Flankensteilheit der Dämpfungskurve. Daraus folgt, daß man für Filterschaltungen möglichst verlustarme Spulen und Kondensatoren verwenden muß.

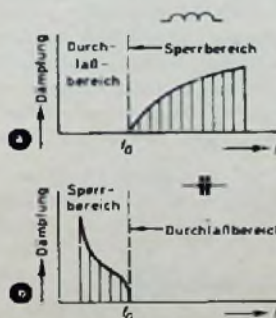


Bild 5. Dämpfungskurve von Filtern aus idealen Blindwiderständen; a) Tiefpaß, b) Hochpaß

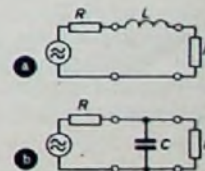


Bild 6. Einfache Filterschaltungen; a) Tiefpaß mit Längsspule, b) Tiefpaß mit Querkondensator

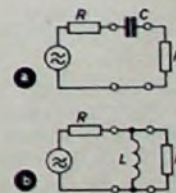


Bild 7. Einfache Hochpässe mit einem einzigen Blindwiderstand

Die einfachsten Filter bestehen aus einer einzigen Spule oder einem einzigen Kondensator (Bilder 6 und 7). Ihre Filterwirkung beruht auf der Frequenzabhängigkeit der Blindwiderstände. Der induktive Blindwiderstand X_L einer Spule ist

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \pi \cdot f \cdot L \quad [\Omega, \text{Hz}, \text{H}] \quad (1)$$

Nach Gl. (1) wächst der Blindwiderstand einer Spule mit zunehmender Frequenz, d. h., die Spule hat bei niedrigen Frequenzen einen kleinen, bei hohen Frequenzen einen großen Widerstand. Der kapazitive Blindwiderstand X_C eines Kondensators berechnet sich zu

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C} \quad [\Omega, \text{Hz}, \text{F}] \quad (2)$$

Nach Gl. (2) nimmt der Blindwiderstand eines Kondensators mit wachsender Frequenz ab: ein Kondensator stellt also für niedrige Frequenzen einen großen, für hohe Frequenzen einen kleinen Widerstand dar.

Die Verwendung eines einzigen Blindwiderstandes als Tiefpaß zeigt Bild 6. Die Längsspule (Bild 6a) oder der Querkondensator (Bild 6b) läßt nur tiefe Frequenzen zum Verbraucher R durch, während hohe Frequenzen gesperrt werden. Hochpässe mit einem einzigen Schaltelement sind im Bild 7 dargestellt. Der Längskondensator (Bild 7a) oder die Querspule (Bild 7b) läßt lediglich hohe Frequenzen zum Verbraucher R gelangen. Für diese einfachen Filterschaltungen, die nur einen einzigen Blindwiderstand enthalten, wählt man L und C so, daß ihre Blindwiderstände bei der Grenzfrequenz f_0 den Wert des Verbraucherwiderstandes R annehmen.

Tiefpaßfilter (Bild 6):

$$L \cdot 2 \pi \cdot f_0 = \frac{1}{C \cdot 2 \pi \cdot f_0} = R \quad (3)$$

Hochpaßfilter (Bild 7):

$$L \cdot 2 \pi \cdot f_0 = \frac{1}{C \cdot 2 \pi \cdot f_0} = R \quad (4)$$

Ein Tief- oder Hochpaßfilter teilt den gesamten Frequenzbereich von der Frequenz Null bis zur Frequenz Unendlich durch die Grenzfrequenz f_0 in einen Durchlaß- und einen Sperrbereich. Im einfachsten Fall lassen sich Tief- und Hochpaßfilter durch einen einzigen Blindwiderstand realisieren.

Für ein einfaches Bandpaßfilter benötigt man dagegen mindestens zwei verschiedene Blindwiderstände, weil ein Bandpaß nur ein durch eine untere und eine obere Grenzfrequenz begrenztes Frequenzband durchläßt. Der Serienresonanzkreis stellt die einfachste Bandpaßschaltung dar (Bild 8). Da er in der Umgebung seiner Resonanzfrequenz f_0 einen niedrigen Widerstand hat, werden nur die Frequenzen zum Verbraucher R durchgelassen, die in der Umgebung von f_0 liegen. Die Dimensionierungsvorschrift für den einfachen Bandpaß nach Bild 8 lautet

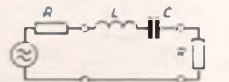


Bild 8. Einfacher Bandpaß

$$\omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} = R; \quad \omega_0 = 2 \pi \cdot f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (5)$$

Zwischen dem Durchlaß- und Sperrbereich der einfachen Tief- und Hochpaßfilter liegt eine breite Übergangszone, in der weder der Durchlaß noch die Sperrung ausreicht. Wesentlich größere Flankensteilheiten der Durchlaßkurven haben Netzwerke mit einem induktiven und einem kapazitiven Blindwiderstand. Derartige Anordnungen mit zwei verschiedenen Blindwiderständen heißen Halbglieder (Bild 9). Im Tiefpaß-Halbglied (Bild 9a) fließen die hohen Frequenzen über den Querkondensator C ab, und über die Längsspule L können

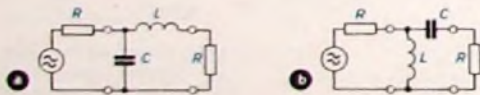


Bild 9. a) Tiefpaß-Halbglied, b) Hochpaß-Halbglied

nur tiefe Frequenzen zum Verbraucher R gelangen. Der Längskondensator C des Hochpaß-Halbgliedes (Bild 9b) läßt nur hohe Frequenzen zum Verbraucher R durch, während die tiefen Frequenzen über die Querspule L abfließen. Auch bei den Halbgliedern sind induktiver und kapazitiver Blindwiderstand bei der Grenzfrequenz f_0 dem Betrage nach gleich dem Verbraucherwiderstand R

$$2 \pi \cdot f_0 \cdot L = \frac{1}{2 \pi \cdot f_0 \cdot C} = R \quad (6a)$$

Aus Gl. (6a) folgt für die Schaltelemente L und C

$$L = \frac{R}{2 \pi \cdot f_0} \quad (6b); \quad C = \frac{1}{2 \pi \cdot f_0 \cdot R} \quad (6c)$$

Eine weitere Verkleinerung der undefinierten Übergangszone in der Umgebung der Grenzfrequenz ergibt sich, wenn die Halbglieder symmetrisch ergänzt werden. Dadurch erhält man asymmetrische Tief- und Hochpaßfilter in T- und π -Schaltung (Bilder 10 und 11). Auch für die asymmetrischen Filterschaltungen gelten die Dimensionierungs-

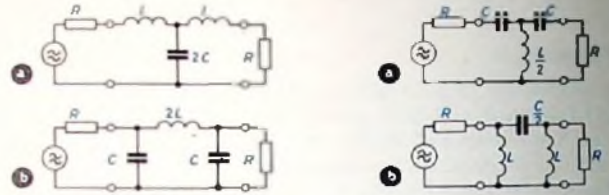


Bild 10 (links). Symmetrische Tiefpaßfilter: a) T-Schaltung, b) π -Schaltung
Bild 11 (rechts). Symmetrische Hochpaßfilter: a) T-Schaltung, b) π -Schaltung

gleichungen (6b) und (6c), da die entsprechenden Schaltelemente lediglich zusammengefaßt sind. Die T- und π -Filterschaltungen sind in ihrer Filterwirkung vollkommen gleichwertig; sie unterscheiden sich nur durch das Verhalten ihrer Eingangswiderstände im Sperrbereich. Während die symmetrischen T-Schaltungen im Sperrbereich einen sehr hohen Eingangswiderstand haben, weisen die π -Schaltungen dort stets einen niedrigen Eingangswiderstand auf.

LC-Filter verbrauchen bei sorgfältiger Dimensionierung im Durchlaß- und Sperrbereich nur wenig Wirkleistung und sind daher die geeigneten Bausteine für Frequenzweichen zur Leistungsaufteilung. Das einwandfreie Arbeiten hängt wesentlich von zwei Bedingungen ab: 1) Anpassung des Verbraucherwiderstandes an den Generator-Innenwiderstand und 2) Aufbau der Weiche aus möglichst verlustarmen Schaltelementen. Die Verluste in den Spulen und Kondensatoren bewirken eine Dämpfung im Durchlaßbereich sowie eine Abrundung der Durchlaßkurve bei der Grenzfrequenz.

1.2 Lautsprecherkombination ohne Weiche

Wird beispielsweise eine Hochton-Tiefton-Kombination an einem NF-Verstärker ohne dazwischengeschaltete Frequenzweiche betrieben, so geht die Hälfte der vom Verstärker abgegebenen Leistung verloren. Die Ausgangsleistung verteilt sich nämlich bei gleicher Impedanz der Lautsprecher gleichmäßig auf den Tiefton- und Hochton-Lautsprecher. Dadurch geht aber die Hälfte der Leistungsanteile der hohen Frequenzen im Tiefton-System und die Hälfte der Leistungsanteile der tiefen Frequenzen im Hochton-System verloren, da das Tiefton-System nur tiefe, das Hochton-System nur hohe Tonfrequenzen wiedergehen kann. Abgesehen von dem Leistungsverlust wird dabei außerdem der empfindliche Hochton-Lautsprecher überlastet. Abhilfe schafft bereits ein einziger Kondensator C im Hochton-

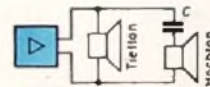


Bild 12 (oben). Kapazitive Ankopplung des Hochton-Lautsprechers. Bild 13 (rechts). Durchlaßkurven der Schaltung



Kanal (Bild 12), der als Hochpaß wirkt, weil er nur die hohen Tonfrequenzen zum Hochton-Lautsprecher durchläßt. Gleichzeitig schützt er den Hochton-Lautsprecher vor Überlastung.

Die Hochpaßwirkung hängt von der Kapazität des Kondensators ab. Eine große Kapazität verschiebt den Durchlaßbereich nach tiefen Frequenzen; dann werden hohe und mittlere Frequenzen durchgelassen. Eine kleine Kapazität hat eine höhere Grenzfrequenz zur Folge, und es können jetzt nur noch einige mittlere und alle hohen Tonfrequenzen zum Hochton-Lautsprecher gelangen (Bild 13). Gl. (4) liefert einen Mittelwert für C . Die einfache kapazitive Ankopplung der Hochton-Einheit ergibt natürlich wegen der unzureichenden Abschwächung im Sperrbereich nur eine mangelhafte Trennung der Frequenzen. Mit den Anforderungen an die Höhe der Sperrdämpfung wächst die Anzahl der Blindwiderstände in einer Frequenzweiche.

2. LC-Frequenzweichen zur Leistungsaufteilung in NF-Verstärkern

Der Einbau von Frequenzweichen in NF-Verstärker zur Leistungsaufteilung auf mehrere Lautsprecher bringt neben der Verbesserung des Wirkungsgrades gleichzeitig eine Reduzierung der nichtlinearen Verzerrungen.

2.1 Trennfrequenz und Dämpfungsanstieg

Die Trennfrequenz f_T einer elektrischen Weiche zur Leistungsaufteilung ist dadurch gekennzeichnet, daß bei dieser Frequenz den Verbrauchern (bei gleicher Impedanz) gleiche Leistungen zugeführt werden. Eine Zweig-Weiche hat nur eine, eine Dreiweg-Weiche eine untere und eine obere Trennfrequenz (Bilder 14 und 15). Die Bässe gelangen über einen Tiefpaß zum Tiefton-Lautsprecher, die Mittelfrequenzen über einen Bandpaß zum Mittelton-Lautsprecher und schließlich die Höhen über einen Hochpaß zum Hochton-Lautsprecher. In der Umgebung der Trennfrequenz f_T ist ein Überlappungsbereich

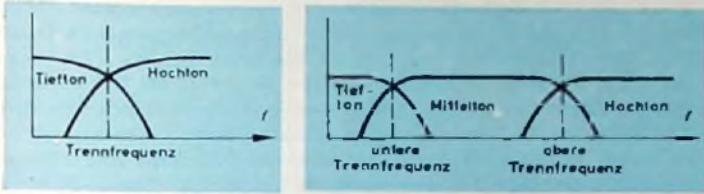


Bild 14 (links). Durchlaßkurve einer Zweig-Weiche
Bild 15 (rechts). Durchlaßkurve einer Dreiweg-Weiche

vorhanden, in dem die Weiche weder ausreichend durchläßt noch sperrt. Für die Arbeitsweise und Wirkung einer Frequenzweiche ist besonders das Dämpfungsverhalten im Überlappungsbereich ausschlaggebend. Ihre Wirksamkeit wird durch die Dämpfungserhöhung bei der Trennfrequenz beschrieben; hoher Dämpfungsanstieg bei f_T bedeutet schmalen Überlappungsbereich. Im Überlappungsbereich müssen die Lautsprecher so gepolt sein, daß ihre Membranen phasengleich schwingen.

Die wirksame Abschwächung einer Weiche im Sperrbereich wird in dB/Oktave angegeben. Handelsüblich sind Weichen mit 6, 12 und maximal 18 dB Dämpfungsanstieg je Oktave im Sperrbereich. Die Einheit dB ist das logarithmische Leistungsverhältnis

$$x = 10 \cdot \lg \frac{N_1}{N_2} \quad (7a)$$

Aus Gl. (7a) ergibt sich das Spannungsverhältnis

$$x = 20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (7b)$$

Die Leistungs- und Spannungsverhältnisse für 6, 12 und 18 dB sind in Tab. I zusammengestellt. Beispielsweise ist der Dämpfungsanstieg im Sperrbereich einer Weiche mit 6 dB/Oktave und der Trenn-

Tab. I. Leistungs- und Spannungsverhältnisse in dB

dB	N_1/N_2	U_1/U_2
6	3,98	2,0
12	15,85	3,98
18	63,10	7,94

frequenz $f_T = 1$ kHz bei 2 kHz (eine Oktave höher) 6 dB. Meistens reicht die Abschwächung von 6 dB/Oktave im Sperrbereich jedoch nicht aus, um die hohen Tonfrequenzen unterhalb der Trennfrequenz genügend zu dämpfen. Daher werden in NF-Verstärkern oft 12-dB-Weichen benutzt.

Besonders hohe Anforderungen hinsichtlich der Sperrdämpfung werden an Frequenzweichen in Stereo-Verstärkern gestellt. Die hohen Tonfrequenzen dürfen in dem gemeinsamen Baßkanal nicht mehr auftreten, da sich sonst die effektive Basisbreite vermindert. Durch einen höheren Dämpfungsanstieg bei der Trennfrequenz lassen sich die einzelnen Frequenzkanäle schärfer trennen. Da eine ideale Weiche aus verlustlosen Blindwiderständen nicht realisierbar ist, erfolgt die Leistungsaufteilung nie verlustlos. Bild 16 zeigt die Durchlaßkurve einer praktisch ausgeführten Frequenzweiche. Der Leistungsverlust bei der Trennfrequenz ist etwa 4 dB.

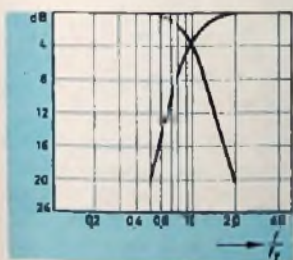


Bild 16. Durchlaßkurve einer ausgeführten Frequenzweiche

In NF-Verstärkern finden Zwei- und Dreiweg-Weichen Verwendung. Für die Wahl der Trennfrequenz f_T für diese Netzwerke sind folgende Gesichtspunkte ausschlaggebend:

Zweig-Weichen: Die Trennfrequenz soll zwischen 400 und

1200 Hz liegen. Als günstigste Trennfrequenz gilt 600 Hz. Dabei sollen zwei Bedingungen erfüllt sein: Der Baß-Lautsprecher soll noch eine halbe Oktave über der Trennfrequenz und der Hochton-Lautsprecher noch eine halbe Oktave unter der Trennfrequenz mit voller Leistung arbeiten. Erfahrungsgemäß hängt die Wahl von f_T wesentlich von der Erfüllung der zweiten Forderung ab. Die Trennfrequenz soll möglichst niedrig gewählt werden.

Dreiweg-Weichen: Hier ist kein Kompromiß bezüglich der Wahl von f_T notwendig. Empfehlenswert sind 250 und 1200 Hz.

2.2 Anpassungsfragen

Der Frequenzgang der Dämpfung einer Weiche hängt nicht nur von der Schaltung des Netzwerkes, sondern im gleichen Maß auch von der Größe des Verbraucherwiderstandes ab. Wie im Abschnitt 1.1 erläutert, hat außerdem der Innenwiderstand des Generators einen großen Einfluß auf die Filterwirkung. Nur bei Anpassung des Verbrauchers wird maximale Wirkleistung abgegeben. In NF-Verstärkern erfolgt die Anpassung des niederohmigen Lautsprecherwiderstandes R_L ($R_L = 3 \dots 15$ Ohm) an den hochohmigen Außenwiderstand R_a der Endröhre durch einen Ausgangsübertrager mit dem Übersetzungsverhältnis

$$u = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} \quad (8)$$

Bei Trioden ist R_a etwa $2 \dots 3,5 \cdot R_L$, bei Pentoden rund $1/7 \cdot R_L$ ($R_L =$ Röhren-Innenwiderstand).

Liegt zwischen dem Ausgangsübertrager und einer Lautsprecherkombination eine elektrische Weiche, so sind die Lautsprecherimpedanzen die Belastungswiderstände der Weiche. Die Impedanz eines Lautsprechers setzt sich additiv aus dem ohmschen und dem induktiven Widerstand der Schwingspule sowie dem Strahlungswiderstand zusammen. Sie ist kein konstanter, sondern ein frequenzabhängiger Widerstand mit einem Variationsbereich von etwa 10:1.

Wie Bild 17 zeigt, wird der Nennwert der Impedanz lediglich bei 400 Hz erreicht und bleibt nur in dem verhältnismäßig schmalen Frequenzband von 200...600 Hz angenähert konstant. Unterhalb von 100 Hz tritt eine ausgeprägte Resonanzspitze, die sogenannte Baß-Resonanz, im Frequenzgang auf. Danach fällt die Impedanz auf den Gleichstromwiderstand der Schwingspule ab. Bei hohen Tonfrequenzen steigt die Lautsprecherimpedanz infolge ihrer induktiven Komponente stark an; das Impedanzverhältnis zwischen 400 Hz und 10 kHz ist etwa 1:10. Während bei Verstärkern mit Trioden die durch das frequenzproportionale Ansteigen der Lautsprecherimpedanz verursachte Fehlanpassung nur wenig stört, können bei Pentoden Verstärkern starke Verzerrungen bei der Grenzfrequenz auftreten. Werden Lautsprecher mit verschiedenen Impedanzen verwendet, so empfiehlt sich die Zwischenschaltung eines Übertragers in Sparschaltung, um die korrekte Anpassung zu erreichen.

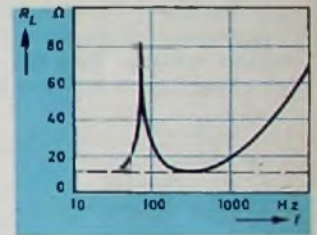


Bild 17. Frequenzgang einer Lautsprecherimpedanz

2.3 Aufbau und Dimensionierung von LC-Weichen

2.3.1 Zusammenschaltung von Filtern zur Weiche

Eine Hoch-Tiefweiche ergibt sich aus der Kombination eines Hoch- und eines Tiefpasses. Dabei können die Filtereingänge entweder in Serie oder parallelgeschaltet werden (Bild 18). Die Filter dürfen sich

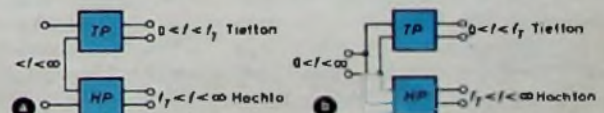


Bild 18. Zusammenschaltungen eines Tief- und Hochpasses zu einer elektrischen Weiche; a) eingangsseitige Serienschaltung, b) eingangsseitige Parallelschaltung

jedoch durch die eingangsseitige Zusammenschaltung nicht gegenseitig beeinflussen. Diese Bedingung ist immer dann erfüllt, wenn der Durchlaßbereich des einen Filters im Sperrbereich des anderen liegt und hinsichtlich der Eingangswiderstände bestimmte Voraussetzungen zutreffen. So darf man beispielsweise die Eingänge der symmetrischen Hoch- und Tiefpaßfilter in T-Schaltung parallel schalten, denn der hohe Eingangswiderstand des T-Gliedes hat keine Störung des anderen Filters zur Folge. Dagegen dürfen die symmetrischen π -Glie-

der nicht parallelgeschaltet werden, da der niedrige Eingangswiderstand im Sperrbereich jeweils das andere Filter in seinem Durchlaßbereich kurzschließen würde.

LC-Netzwerke zur Leistungsaufteilung lassen sich in zwei Gruppen einteilen: Frequenzweichen mit konstantem Eingangswiderstand und Frequenzweichen mit angenähert konstantem Eingangswiderstand. Der Eingangswiderstand ist aber nur dann konstant, wenn die Verbraucherwiderstände im gesamten Frequenzband an den Innenwiderstand des Generators angepaßt sind. Durch die Frequenzabhängigkeit der Lautsprecherimpedanzen ist diese Bedingung in der Praxis jedoch nie erfüllt.

2.3.2 Frequenzweichen mit konstantem Eingangswiderstand

Bei diesen Netzwerken ist der Eingangswiderstand bei richtiger Anpassung unabhängig von der Frequenz und gleich dem Lautsprecherwiderstand R_L . Im Bild 19 sind einige Frequenzweichen mit konstantem Eingangswiderstand zusammengestellt. Der frequenzunabhängige

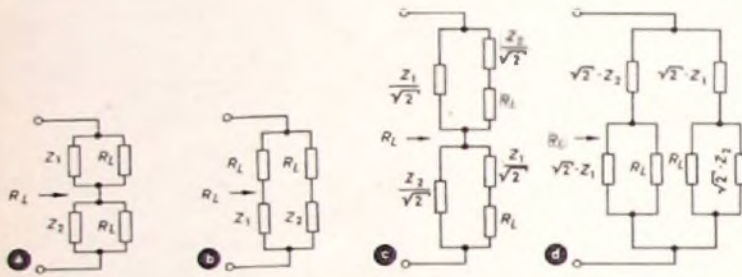


Bild 19. Elektrische Weichen mit konstantem Eingangswiderstand R_L .

Eingangswiderstand ist gleich dem Verbraucherwiderstand R_L , wenn die Impedanzen so gewählt werden, daß die Beziehung $Z_1 \cdot Z_2 = R_L^2$ gilt. Die Blindwiderstände Z_1 und Z_2 sind dann zueinander dual oder widerstandsreziprok. Insbesondere sind Induktivitäten und Kapazitäten zueinander dual. Für die Schaltungen in den Bildern 19a und 19b lassen sich zwei einfache Hoch-Tiefweichen angeben, die aus je

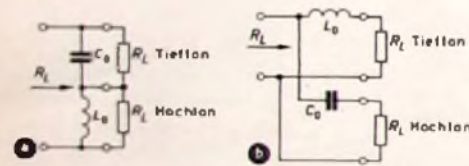


Bild 20. 6-dB-Weiche mit konstantem Eingangswiderstand R_L : a) Eingänge in Serie geschaltet, b) Eingänge parallelgeschaltet.

einer Induktivität und einer Kapazität bestehen. Die Eingänge der Hoch- und Tiefpässe (Sperrdämpfung 6 dB/Oktave) sind dabei entweder in Serie (Bild 20a) oder parallelgeschaltet (Bild 20b). Bei der gemeinsamen Grenzfrequenz der Filter, der Trennfrequenz f_T der Weiche, sind die Beträge der Blindwiderstände gleich groß und dem Werte nach gleich dem Lautsprecherwiderstand R_L

$$2\pi \cdot f_T \cdot L_0 = \frac{1}{2\pi \cdot f_T \cdot C_0} = R_L \quad (9a)$$

Aus Gl. (9a) folgt für die Induktivität L_0 und die Kapazität C_0

$$L_0 = \frac{R_L}{2\pi \cdot f_T} \quad (9b); \quad C_0 = \frac{1}{2\pi \cdot f_T \cdot R_L} \quad (9c)$$

Niedrigere Frequenzen als die Trennfrequenz f_T laufen über den Tiefpaß zum Baß-Lautsprecher, höhere über den Hochpaß zum Hochtון-Lautsprecher (s. a. Bild 14). In einer Hoch-Tiefweiche ist also der Durchlaßbereich für die tiefen Tonfrequenzen zugleich der Sperrbereich für die hohen Tonfrequenzen und umgekehrt. Der Dämpfungsanstieg bezieht sich für den Tiefton-Kanal auf die erste Oktave über, für den Hochtון-Kanal unter der Trennfrequenz. In der Umgebung der Trennfrequenz liegt der undefinierte Überlappungsbereich.

Die Wahl der Trennfrequenz und der Lautsprecher legt die Werte für L_0 und C_0 eindeutig fest. Aus der Definition der Trennfrequenz folgt, daß bei dieser Frequenz sowohl an der Spule L_0 als auch am Kondensator C_0 und den zugeordneten Lautsprechern jeweils die halbe Eingangsspannung U der Weiche liegt (Bild 21). Bei der doppelten Trennfrequenz (eine Oktave höher) ist der induktive Blindwiderstand von L_0 auf den zweifachen Wert angestiegen, und an L_0 fällt eine doppelt so hohe Spannung wie am Tiefton-Lautsprecher ab. Genau umgekehrt sind die Spannungsverhältnisse im Hochtון-Kanal.

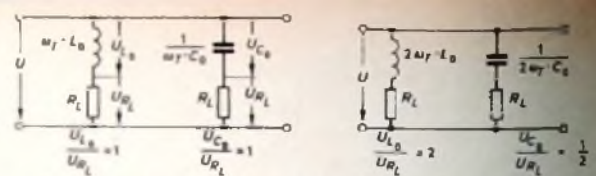


Bild 21 (links): Spannungverteilung bei der Trennfrequenz f_T
Bild 22 (rechts): Spannungverteilung bei der doppelten Trennfrequenz

Der kapazitive Blindwiderstand von C_0 nimmt eine Oktave oberhalb von f_T um die Hälfte ab. Dadurch liegt nun am Hochtון-Lautsprecher eine doppelt so hohe Spannung wie an C_0 (Bild 22).

Die Abschwächung von 6 dB/Oktave im Sperrbereich ist aber vielfach bei NF-Verstärkern zu gering. Ein schärferer Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich wird durch Einfügen weiterer Blindwiderstände in die 6-dB-Netzwerke erreicht. So gehen die 8-dB-Weichen in den Bildern 20a und 20b durch zwei zusätzliche Schaltelemente in 12-dB-Netzwerke über. Für diese Zusatz-Blindwiderstände gilt ein einfaches Prinzip: Zu einer Serieninduktivität wird eine Parallelkapazität, zu einer Parallelinduktivität eine Serienkapazität hinzugefügt. Allerdings ändern sich dabei auch die Werte der ursprüng-

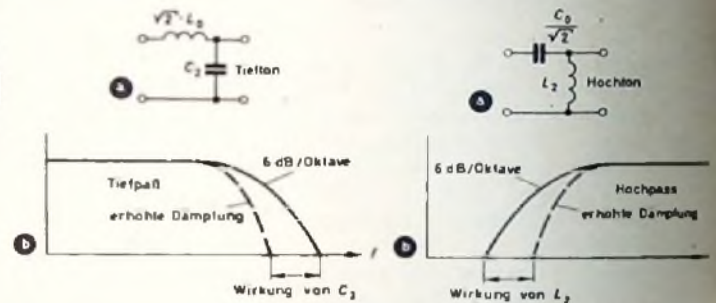


Bild 23 (links): Erhöhung der Sperrdämpfung durch einen Zusatzkondensator im Tiefton-Zweig und Bild 24 (rechts) durch eine Zusatzspule im Hochtון-Zweig

lichen Schaltelemente L_0 und C_0 um einen konstanten Faktor. Die Bilder 23 und 24 zeigen die praktische Anwendung des beschriebenen Verfahrens für die 6-dB-Weiche nach Bild 20b. Der zusätzliche Kondensator C_2 im Tiefton-Zweig (Bild 23a) leitet das obere Frequenzband des Tiefpasses am Tiefton-Lautsprecher vorbei (Bild 23b), während die Zusatzspule L_2 im Hochtון-Zweig (Bild 24a) das untere Bandende des Hochpasses beschneidet (Bild 24b). Die Zusatz-Blindwiderstände bewirken einen schärferen Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich und damit eine Erhöhung der Dämpfungsanstiegs von 6 auf 12 dB je Oktave. Aus der eingangseitigen Serien- und Parallelschaltung von Tief- und Hochpaß-Halbgliedern entstehen auf diese

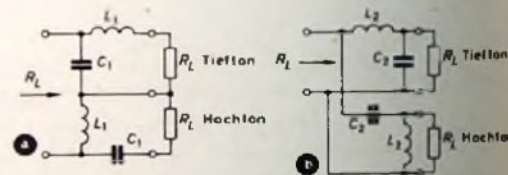


Bild 25. 12-dB-Frequenzweichen mit konstantem Eingangswiderstand R_L .

Weise 12-dB-Frequenzweichen, deren Eingangswiderstand bei exakter Anpassung der Verbraucher frequenzunabhängig ist (Bilder 25a und 25b). Der Aufbau dieser 12-dB-Netzwerke ergibt sich auch aus den Anordnungen in den Bildern 19c und 19d. Die Schaltelemente lassen sich mit folgenden Gleichungen berechnen:

$$L_1 = \frac{L_0}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_L}{2\pi \cdot f_T} \quad (10a); \quad L_2 = \sqrt{2} \cdot L_0 = \sqrt{2} \cdot \frac{R_L}{2\pi \cdot f_T} \quad (10b)$$

$$C_1 = \sqrt{2} \cdot C_0 = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_T \cdot R_L} \quad (10c)$$

$$C_2 = \frac{C_0}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_T \cdot R_L} \quad (10d)$$

Zahlenbeispiel: Trennfrequenz $f_T = 800$ Hz, Lautsprecherimpedanz $R_L = 8$ Ohm. Für die 6-dB-Weiche mit konstantem Eingangswiderstand ergeben sich die Schaltelemente aus Gl. (9b) und (9c) zu $L_0 = 1,59$ mH und $C_0 = 25$ μ F. Für die 12-dB-Weiche erhält man aus Gl. (10a) bis (10d) $L_1 = 1,13$ mH, $L_2 = 2,25$ mH, $C_1 = 35,2$ μ F sowie $C_2 = 17,6$ μ F. (Wird fortgesetzt)

Daraus ergibt sich mit Gl. (153) die Matrix für die Schaltung Bild 52

$$\mathcal{Y} = \begin{pmatrix} Y_{gk} + \frac{1}{R_k + \frac{R_1 \cdot \mathcal{R}_k}{R_1 + \mathcal{R}_k}} + Y_{gk} - Y_{gk} & \\ Y_{gk} + S - \left(Y_{gk} + Y_{ka} + \frac{1}{\mathcal{R}_k} + S \right) & \end{pmatrix} \quad (190)$$

Für die praktische Schaltung Bild 51 folgt bei Vernachlässigung der Röhrenkapazitäten ($Y_{ka} = 0$, $Y_{gk} = 0$, $Y_{ka} = 1/\mathcal{R}_k$)

$$\mathcal{Y} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ R_g + \frac{R_1 \cdot \mathcal{R}_k}{R_1 + \mathcal{R}_k} & S - \left(\frac{1}{R_k} + \frac{1}{\mathcal{R}_k} + S \right) \end{pmatrix} \quad (191)$$

Für $R_k = \infty$, $\mathcal{R}_k = 0$ sind die Schaltungen in den Bildern 39 und 51 identisch und daher auch ihre Matrizen gleich.

4.7 Die Gitterbasisschaltung

Bei der Gitterbasisschaltung ist das Gitter als Basis gewählt; es liegt also wechsellastmäßig auf Massepotential. Dadurch wird ähnlich wie mit einem Schirmgitter eine Entkopplung des Eingangs- und Ausgangskreises erreicht, und eine Neutralisation der Triode kann deshalb entfallen. Man verwendet die Gitterbasisschaltung bei Vorstufen in UKW- und Fernsehempfängern. Ein gewisser Nachteil ist ihr geringer Eingangswiderstand.

Die Schaltung der Gitterbasistufe in ihrer allgemeinsten Form zeigt Bild 54. Der prinzipielle Rechengang gleicht dem im Abschnitt 4.6. Man geht also bei der Berechnung von Bild 54b aus. Bei kurzgeschlossenen Ausgangsklemmen ergibt sich Bild 55. Daraus folgt mit

$$Y_{11} = \frac{\mathcal{S}_1}{U_1} | U_3 = 0 \quad (192)$$

$$Y_{11} = Y_{gk} + Y_{gk} + S$$

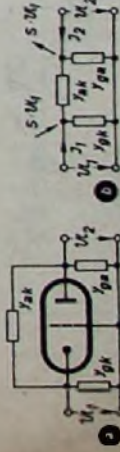


Bild 54. Allgemeine Gitterbasisschaltung (a) und zugehöriges Vierpol-Ersatzschaltbild (b)

Schließt man die Eingangsklemmen kurz, so erhält man Bild 56 und daraus mit

$$Y_{11} = - \frac{\mathcal{S}_1}{U_1} | U_3 = 0 \quad (193)$$

$$Y_{11} = - (Y_{gk} + Y_{gk})$$

Das Matrixelement Y_{11} folgt mit

$$Y_{11} = - \frac{\mathcal{S}_1}{U_1} | U_1 = 0$$

ebenfalls aus Bild 56. Es ist

$$\mathcal{S}_1 = \mathcal{S}_{1k} = U_3 \cdot Y_{gk} \quad (194)$$

und somit $Y_{11} = - Y_{gk}$ (195)

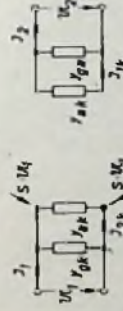


Bild 55 (links): Gitterbasis-Ersatzschaltung bei kurzgeschlossenen Ausgangsklemmen. Bild 56 (rechts): Gitterbasis-Ersatzschaltung bei kurzgeschlossenem Eingang

Schließlich ergibt sich aus Bild 55 mit

$$Y_{11} = \frac{\mathcal{S}_2}{U_1} | U_3 = 0 \quad (196)$$

$$\mathcal{S}_2 = \mathcal{S}_{2k} = U_1 (Y_{gk} + S) \quad (197)$$

und daraus $Y_{11} = Y_{gk} + S$. Die Leitwertmatrix der allgemeinen Gitterbasisschaltung lautet also

$$\mathcal{Y} = \begin{pmatrix} Y_{gk} + Y_{gk} + S & -Y_{gk} \\ Y_{gk} + S & - (Y_{gk} + Y_{gk}) \end{pmatrix} \quad (198)$$

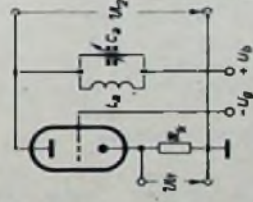


Bild 57. Praktische Gitterbasisschaltung

Für die praktische Schaltung im Bild 57 (Vernachlässigung der Röhrenkapazitäten) folgt aus Gl. (198) mit $Y_{gk} = 1/R_k$, $Y_{gk} = 1/\mathcal{R}_k$ und $Y_{ka} = -1/\mathcal{R}_k$ ($\mathcal{R}_k = 1/\omega C_k || \omega L_k$) die Leitwertmatrix

$$\mathcal{Y} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_k} + \frac{1}{\mathcal{R}_k} + S & -\frac{1}{R_k} \\ \frac{1}{R_k} + S & - \left(\frac{1}{R_k} + \frac{1}{\mathcal{R}_k} \right) \end{pmatrix} \quad (199)$$

(Wird fortgesetzt)

Einführung in die Matrizenrechnung

①

Eine andere Variation der Anodenbasisschaltung zeigt Bild 51. Dabei wird die Gittervorspannung durch einen Spannungsteiler R_1, R_2 erzeugt, um ein besonders stabiles Verhalten des Katodenverstärkers zu erreichen. Zeichnet man diese Schaltung in das zugehörige Wechselstrom-Ersatzschaltbild um, so erhält man bei Berücksichtigung der Röhrenkapazitäten Bild 52. Daraus ergibt sich die Vierpol-Ersatz-

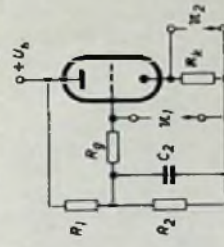


Bild 51. Anodenbasisschaltung mit Spannungsteiler zur Erzeugung der Gittervorspannung

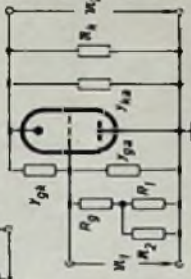
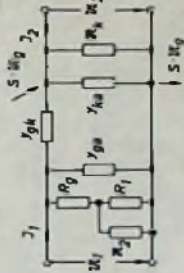


Bild 52 (oben). Schaltung nach Bild 51 unter Berücksichtigung der Röhrenkapazitäten
 Bild 53. Vierpol-Ersatzschaltung



schaltung Bild 53. Vergleicht man Bild 53 mit Bild 36b, so kann man folgende Analogien aufstellen:

$$(y_{gm})_{\text{Bild 53 b}} \cong (y_{ka} + \frac{1}{R_g + R_1 + \beta R_2})_{\text{Bild 58}}$$

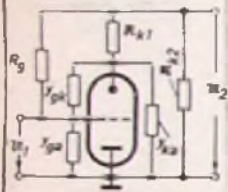
$$(y_{ka})_{\text{Bild 53 b}} \cong (y_{ka} + \frac{1}{\beta R_2})_{\text{Bild 58}}$$

$$(y_{kb})_{\text{Bild 53 b}} \cong (y_{ka} + \frac{1}{\beta R_2})_{\text{Bild 58}}$$

Tab. VII. Vierpolmatrizen der Anodenbasisschaltungen

Schaltung	Widerlandsmatrix \mathbb{Z}	Leitwertmatrix \mathbb{Y}	Kettenmatrix \mathbb{K}	Reihenparallelmatrix \mathbb{D}
Schaltung allgemeine Anodenbasisschaltung mit $m = y_{ka}(y_{ga} + 5) + y_{kb}(y_{gb} + 5) + y_{ga} + y_{kb}$	$\begin{pmatrix} y_{ka} + 5 + y_{ka} & - \\ - & y_{kb} + 5 + y_{kb} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 + \frac{y_{ka}}{y_{ga} + 5} & y_{ka} + y_{ga} + 5 \\ y_{ka} + y_{ga} + 5 & 1 + \frac{y_{kb}}{y_{gb} + 5} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{y_{ga} + y_{kb}}{y_{ka}(y_{ga} + 5) + y_{kb}(y_{gb} + 5) + y_{ga} + y_{kb}} & \frac{y_{ga} + y_{kb}}{y_{ka} + y_{kb}} \\ \frac{y_{ga} + y_{kb}}{y_{ka} + y_{kb}} & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{y_{ga} + y_{kb}}{y_{ka}(y_{ga} + 5) + y_{kb}(y_{gb} + 5) + y_{ga} + y_{kb}} & \frac{y_{ga} + y_{kb}}{y_{ka} + y_{kb}} \\ \frac{y_{ga} + y_{kb}}{y_{ka} + y_{kb}} & 1 \end{pmatrix}$
einfache Anodenbasisschaltung 	$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_k} + 5 & - \\ - & \frac{1}{R_L} + 5 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_k} + 5 & - \\ - & \frac{1}{R_L} + 5 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_k} + 5 & - \\ - & \frac{1}{R_L} + 5 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\frac{1}{R_g + R_k + 1} & \frac{1}{R_k + 1} \\ \frac{1}{R_k + 1} & 1 \end{pmatrix}$

Schaltung

Widerstandsmatrix Z_S Leitwertmatrix Y Kettenmatrix S Reihenparallelmatrix Z Anodenbasisschaltung
mit geteiltem Katoden-
widerstand (1. Variation)

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ p - \frac{(n-5)}{m} & n - \frac{m-p}{n-5} \\ 1 & 1 \\ \frac{m-p}{n} - (n-5) & \frac{1}{(n-5)n} - m \end{pmatrix}$$

mit $m = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{y_{gk} + y_{ka} + S}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka} + S)}$

$n = \frac{1}{R_g} + S + \frac{y_{gk}}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka})}$

$p = y_{ga} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1}} + S}$

$$\begin{pmatrix} y_{ga} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1}} + S} & 1 \\ 1 & \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1}} + S} \\ -\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{y_{gk}}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka})}\right) & \frac{1}{R_g} + S + \frac{y_{gk}}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka})} \\ \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1}} + \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + S} & -\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + S}\right) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{m}{n} & \frac{1}{n} \\ \frac{m-p}{n} - (n-5) & \frac{p}{n} \end{pmatrix}$$

mit $m = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{y_{gk} + y_{ka} + S}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka} + S)}$

$n = \frac{1}{R_g} + S + \frac{y_{gk}}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka})}$

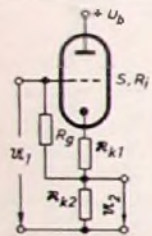
$p = y_{ga} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1}} + S}$

$$\begin{pmatrix} \frac{n-5}{p} & \frac{1}{p} \\ \frac{n(n-5)}{p} - m & \frac{n}{p} \end{pmatrix}$$

mit $m = \frac{1}{R_g} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{y_{gk} + y_{ka} + S}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka} + S)}$

$n = \frac{1}{R_g} + S + \frac{y_{gk}}{1 + \mathfrak{R}_{k_1}(y_{gk} + y_{ka})}$

$p = y_{ga} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{y_{gk} + y_{ka} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1}} + S}$

1. Variation ohne
Röhrenkapazitäten

$$\begin{pmatrix} R_g & 1 \\ 1 - \frac{1+S \cdot R_g}{1+m \cdot R_g} & S-m \\ \frac{1+S \cdot R_g}{m-5} & \frac{1}{S-m} \end{pmatrix}$$

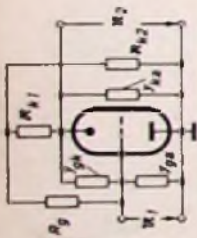
mit $m = \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1} + \frac{1}{1+S \cdot R_i}}$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_g} & -\frac{1}{R_g} \\ \frac{1}{R_g} + S & -\left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1} + \frac{1}{1+S \cdot R_i}}\right) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1+m \cdot R_g}{1+S \cdot R_g} & \frac{R_g}{1+S \cdot R_g} \\ \frac{m-5}{1+S \cdot R_g} & \frac{1}{1+S \cdot R_g} \end{pmatrix}$$

mit $m = \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1} + \frac{1}{1+S \cdot R_i}}$

$$\begin{pmatrix} 1 & R_g \\ S - \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_{k_2}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{k_1} + \frac{1}{1+S \cdot R_i}}\right) & \frac{1}{1+S \cdot R_g} \end{pmatrix}$$

Anodenbasisschaltung
mit geteiltem Katoden-
widerstand (2. Variation)

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ n - \frac{y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}}{p} & \frac{1}{q-p-n} \\ 1 & \frac{1}{p \cdot n - \left(y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right)} \\ \frac{1}{\left(y_{ka} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right) q - p} & \frac{1}{\left(y_{ka} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right) q - p} \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$n = y_{ga} + y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{m}$

$p = y_{gk} + y_{ka} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}$

$q = y_{gk} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}$

$$\begin{pmatrix} y_{ga} + y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{m} & \frac{1}{q-p-n} \\ \frac{1}{p \cdot n - \left(y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right)} & \frac{1}{\left(y_{ka} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right) q - p} \\ S + y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m} & -\left(y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right) \\ -\left(y_{gk} + y_{ka} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}\right) & -\left(y_{gk} + y_{ka} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}\right) \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$$\begin{pmatrix} 1 + \frac{y_{ka} + \frac{R_g}{m}}{q} & \frac{1}{q} \\ y_{ga} + \frac{\mathfrak{R}_{k_1}}{m} + \frac{n \left(y_{ka} + \frac{R_g}{m}\right)}{q} & \frac{n}{q} \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$n = y_{ga} + y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{m}$

$q = y_{gk} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}$

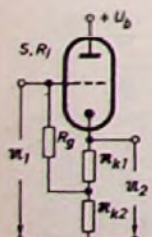
$$\begin{pmatrix} y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m} & \frac{1}{n} \\ p \cdot n - \left(y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}\right) & \frac{q}{n} \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$n = y_{ga} + y_{gk} + \frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{m}$

$p = y_{gk} + y_{ka} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}$

$q = y_{gk} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}$

2. Variation ohne
Röhrenkapazitäten

$$\begin{pmatrix} \frac{\left(\frac{1}{R_i} + S\right) m + \mathfrak{R}_{k_1} + R_g}{p} & -\frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{p} \\ \frac{m S + \mathfrak{R}_{k_2}}{p} & -\frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{p} \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$p = \mathfrak{R}_{k_1} \left(\frac{1}{R_i} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}\right) + \mathfrak{R}_{k_2} \left(\frac{1}{R_j} + \frac{R_g}{m}\right)$

$$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{m} & -\frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m} \\ S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m} & -\left(\frac{1}{R_i} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}\right) \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$$\begin{pmatrix} 1+n & \frac{1}{S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}} \\ \frac{(\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) n + \mathfrak{R}_{k_1}}{m} & \frac{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}}{m \cdot S + \mathfrak{R}_{k_2}} \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

$n = \frac{1}{R_j} + \frac{R_g}{m} + \frac{1}{S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{m}}$

$$\begin{pmatrix} \frac{\mathfrak{R}_{k_2}}{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}} & \frac{m}{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}} \\ \frac{\mathfrak{R}_{k_2} \left(\frac{1}{R_i} + S + \frac{\mathfrak{R}_{k_2} + R_g}{m}\right)}{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}} & \frac{\mathfrak{R}_{k_2} \left(\frac{1}{R_j} + \frac{R_g}{m}\right)}{\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}} \end{pmatrix}$$

mit $m = (\mathfrak{R}_{k_1} + \mathfrak{R}_{k_2}) R_g + \mathfrak{R}_{k_1} \cdot \mathfrak{R}_{k_2}$

Der Bedienungskomfort einer Amateur-Funkanlage

Während über Senderschaltungen sehr oft berichtet wird, findet man nur selten Beschreibungen des sogenannten Bedienungskomforts. Darunter ist der technische Aufwand zu verstehen, der es ermöglicht, die Sende- und Empfangsanlage mit einem Handgriff zu bedienen, und der daher den Betrieb der Funkanlage wesentlich erleichtert. Wer zum Beispiel eine seltene DX-Station vor anderen „abschießen“ will, muß schnell sein. Er kann es sich nicht leisten, erst mehrere Kippschalter zum Einschalten des Senders und der Modulation zu betätigen und dann noch jedesmal die Antenne von „Senden“ auf „Empfang“ umzustöpseln. Alle diese Tätigkeiten können Relais übernehmen, die auch dann noch zuverlässig arbeiten, wenn der OP bereits einen Teil seiner „Schlagfertigkeit“ durch Ermüden eingebüßt hat. Zur Überwachung des Senders sind ferner einige Signallampen und Meßinstrumente notwendig, die das Schalten der Relais und besonders wichtige Spannungs- und Stromwerte mit einem Blick erkennen lassen.

1. Das Prinzip der Relais- und Sicherheitsschaltung

Die folgende Beschreibung einer Sender-Bedienungsanlage zeigt, wie ein Funkamateur auch mit geringen Mitteln bei einiger Überlegung einen beachtlichen Bedienungskomfort erreichen kann, der gleichzeitig vor Hochspannungsschlägen schützt.

1.1 Netzgerät

Wegen der Bedeutung der Stromversorgung für den Sendebetrieb sind mehrere Relais vorhanden (s. a. Bild 4). Damit alle Spannungen auf der erforderlichen Höhe gehalten werden können, ist bei Ortsnetzen mit starken Spannungsschwankungen zunächst eine Regelung der Eingangsspannung erforderlich. Da magnetische Spannungskonstanthalter sehr teuer sind, wird hier ein Autotransformator $Tr 1$ verwendet, dessen Ausgangsspannung sich in Stufen von 10 V von Hand regeln läßt und der alle Netztransformatoren versorgt. Zur Überwachung der Netzspannung genügt ein Dreheiseninstrument (11), dessen ungleich geteilte Skala eine ausreichende Ablesegenauigkeit bietet. Ausgangsseitig wirken sich Netzunterspannungen nicht nur als Leistungsabfall aus, den man noch in Kauf nehmen könnte, sondern auch die Spannungen, die in konstanter Höhe zur Verfügung stehen sollen (zum Beispiel Speisespannungen von Glimmstabilisatoren und Relais), können sich dadurch unzulässig verringern.

Im Netzeingang liegt eine mittelträge 6-A-Feinsicherung (Si 1), die mit weiteren Feinsicherungen an der Rückseite des Netzgerätes angebracht ist. Abgesicherte Stromkreise werden nicht durch Glimm- oder Signallampen überwacht. Tritt ein Defekt im Sender auf, so läßt er sich mit einem Vielfachinstrument rasch lokalisieren.

1.2 Schutz der Hochspannungsgleichrichterröhren

Zur Hochspannungsgleichrichtung werden in größeren Amateursendern meistens Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren ver-

wendet, die einen von der Belastung unabhängigen Spannungsabfall von etwa 12 V und eine lange Lebensdauer haben. Diese Röhren benötigen aber stets eine Vorheizzeit, bevor man die Hochspannung anlegen darf. Gelangt Hochspannung auf kalte Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren, so führt das zu ihrer sofortigen Zerstörung, und ungenügende Vorheizung verkürzt ihre Lebensdauer beträchtlich. Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß das folgende Siebglied unbedingt einen Drossel-Eingang haben muß.

Der Nachteil der Vorheizzeit fällt aber nicht ins Gewicht, wenn man mit dem Netzschalter des Empfängers gleichzeitig den Heiztransformator für die Hochspannungsgleichrichterröhren einschaltet. Bis man dann eine Station gefunden hat, die man anrufen möchte, vergeht im allgemeinen mehr Zeit, als die Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren zur Vorheizung benötigen. Besonders günstig ist diese Schaltung für den „DX-Jäger“, der auf der Lauer liegt. Erscheint nach einigem Suchen ein seltenes DX im Bande, so braucht er nicht erst die lange Anheizzeit der Gleichrichter abzuwarten, sondern nur etwa 30 s, bis der übrige Sender kommt, den er erst jetzt eingeschaltet hat. So lange dauert aber auch der CQ-Ruf der DX-Station. Damit vor Ablauf der Anheizzeit keine Hochspannung an die Gleichrichterröhren gelangt, wenn man unbeabsichtigt (oder im „Jagdfieber“) die Taste drückt, ist ein Druckknopfschalter eingebaut, der die Tastung blockiert und erst nach Betätigung des Schalters freigibt. Dabei wird durch eine Signallampe die Betriebsbereitschaft angezeigt.

Wer aber die Anheizzeit abwarten will, kann dazu ein Thermorelais benutzen. Die Verzögerungszeit eines geeigneten 300-Ohm-Bimetall-Relais, die sich spannungs-

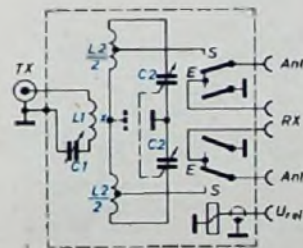


Bild 1. Umschaltung der Antennenzuleitung durch ein Relais

mäßig und mechanisch innerhalb bestimmter Grenzen nach Wunsch regeln läßt, beträgt bei 23 V Arbeitsspannung 1 min 20 s; für dieses Relais wird aber eine besondere Transformatorwicklung benötigt. Sobald das Thermorelais schaltet, leuchtet eine Signallampe auf, die die Betriebsbereitschaft des Senders anzeigt.

Häufig werden besondere Schutzschaltungen für die PA-Röhre verwendet, durch die sich die Hochspannung nur bei Vorhandensein der negativen Gittersperrspannung einschalten läßt. Hier wurde darauf verzichtet und dafür eine gewöhnliche Feinsicherung in die Minus-Leitung zwischen die Mittelanzapfung der Sekundärwicklung des Hochspannungstransformators $Tr 5$ und Masse gelegt.

1.3 Schutz vor Hochspannung

Als Hochspannungsschutz werden oft Schaltungen angegeben, bei denen bei Abnahme der Senderrückwand die Wechselspannungszuführung zum Hochspannungstransformator unterbrochen wird. Das allein schützt jedoch noch nicht vor einem Hochspannungsschlag, denn die Siebkondensatoren des Netzteils halten die Spannung oft sehr lange. Um ganz sicher zu gehen, ist der Einbau eines hochbelastbaren Belastungswiderstandes erforderlich, der außerdem die Kondensatoren in den Tastpausen vor Spannungsspitzen schützt. Da der Belastungswiderstand „schleichende“ Hochspannung kurzschließen soll, muß er so klein gewählt werden, daß sich die Kondensatoren beim Ausschalten sofort entladen. Für eine Spannung von 1000 V sind 50 kOhm ein brauchbarer Wert (30 kOhm für 500 V, 150 kOhm für 2000 V). Ein an der Hochspannung liegendes Voltmeter (12 im Bild 4) zeigt an, ob die Hochspannung eingeschaltet ist.

Einen zusätzlichen Schutz für den OP bedeutet es, wenn die Hochspannung nur dann eingeschaltet wird, wenn er die Taste drückt oder auf „Telefonie“ schaltet. Darüber hinaus bietet das noch den Vorteil, daß der Hochspannungstransformator sich nur beim Senden erwärmt und daher etwas höher belastet werden darf. Die Einschaltung der Hochspannung erfolgt nicht sekundär-, sondern primärseitig, und da Kippschalter zu umständlich sind, verwendet man dafür ein Relais, das jedoch spannungsfeste und ausreichend belastbare Kontakte haben muß. Da man das Relais aber beispielsweise bei Telegrafie nicht im Rhythmus der Morsezeichen tasten kann, muß es während der Dauer der Sendung eingeschaltet bleiben. Dafür sorgt ein davorgeschaltetes Kupfermantel-Relais, das die Eigenschaft hat, bei Tastung sofort anzusprechen, aber erst verzögert abzufallen. Die Abfallverzögerung läßt sich durch eine Stellschraube am Relaisanker einstellen und kann durch Verbiegen des Ankers noch vergrößert werden. Mit einer Verzögerungszeit von etwa 1 s kann man noch Tempo 60 tasten, ohne daß das Relais abschaltet. Sollte das Relais während einer längeren Tastpause einmal abgefallen sein, so spricht es beim nächsten Tastendruck sofort wieder an. Diese Art der Hochspannungseinschaltung hat sich sowohl bei QRS- als auch QRQ- und BK-Verkehr sehr bewährt.

1.4 Antennenumschaltung

Die Abfallverzögerung des Kupfermantel-Relais bietet aber noch mehr Anwendungsmöglichkeiten; ein nachgeschaltetes Antennenrelais schaltet gleichzeitig von „Empfang“ auf „Senden“. Für Telefonie ist das die zweckmäßigste Lösung, und auch für Telegrafie ist sie sehr gut brauchbar. Wenn man den Empfänger an eine zweite Antenne legt, kann man sogar vollen BK-Verkehr durchführen.

Für die Antennenumschaltung mittels Relais gibt es zwei Möglichkeiten. Im Bild 1 wird die Antennenzuleitung umgeschaltet. Das erfordert aber bei symmetrischen Antennen zwei Umschaltkontakte. Dafür sind brauchbare Relais im Handel, denen jedoch mitunter die Kurzschlußschalter fehlen, die beim Senden

die Empfängerzuleitungen an Masse legen und dadurch den Empfängereingang vor Hochfrequenzeinstreuungen schützen. Einen vollkommenen Schutz erhält man aber nur dann, wenn man dem Empfänger die Antennenspannung über ein abgeschirmtes Koaxialkabel zuführt. Diese Umschaltungsart sollte jedoch heute nur noch bei Sendern ohne Antennenkoppler, zum Beispiel auf 144 MHz, verwendet werden.

Mehr Vorteile bietet die Schaltung nach Bild 2. Für den Antennenkoppler ist nicht unbedingt ein Doppel-Drehkondensator notwendig; es genügt auch ein Einfach-Drehkondensator, der über eine Calitachse abgestimmt wird. Aus Symmetriegründen benutzt man heute aber meistens Doppel-Drehkondensatoren mit geerdeten Rotoren. Der Einspeisungspunkt x ist hochfrequenzmäßig „kalt“ und kann geerdet

Schaltung nach Bild 2 dem Empfänger die Hochfrequenz über den abgestimmten Antennenkreis zu. Dadurch wird die Dämpfung des Eingangskreises verringert und die Selektion des Empfängers erhöht. Parallelgespeiste QRP-Sender ohne Antennenkoppler sollte man ebenfalls auf diese Weise umschalten (Bild 3).

Die sogenannte elektronische Antennenumschaltung¹⁾ ist die modernste Lösung für den Telegrafie-Verkehr mit nur einer Antenne, die vollen BK-Verkehr ermöglicht. An Stelle eines Antennen-Umschaltrelais verwendet man dabei eine Triode in Gitterbasisschaltung (zum Beispiel EC 92), an deren aperiodischem Anodenkreis die Signalspannung abgenommen wird. Bereits diese aperiodische Anordnung bringt eine Erhöhung der Empfangsspannung, die aber noch weiter ansteigt, wenn man für jedes Band einen besonderen Schwingkreis einbaut. Der Stationsempfänger erhält dadurch eine rauscharme Vorstufe, die die Spiegel-

(210 V) in den Sendepausen abzuschalten (Bild 4). Keine Röhre des Senders führt im eingeschalteten, nicht getasteten Zustand Strom; daraus ergibt sich eine längere Lebensdauer und höhere Betriebssicherheit. Damit der Stabilisator STV 280/80 bei nichtgetastetem Sender nicht den gesamten Strom übernehmen muß, ist ein Belastungswiderstand eingebaut, der bei Tastung durch c^2 abgeschaltet wird.

1.6 Die Arbeitsweise der Relais-Schaltung

Die Relais-Schaltung (Bild 4) arbeitet folgendermaßen: Nachdem das Netzgerät mit $S1$ eingeschaltet ist, wird die Betriebsspannung für alle Transformatoren mit $S2$ auf 220 V eingeregelt. Der Hochspannungstransformator $Tr5$ kann jedoch noch keine Spannung liefern, da sein Primärkreis durch den Kontakt d^2 des Relais D unterbrochen ist. Das Thermorelais A , das von $Tr2$ seine Betriebsspannung (23 V) erhält, schließt nach 80 s seinen Kontakt a^1 und schaltet dadurch das Ablöse-relais B ein, dessen Kontakt b^1 den Minuspol des Brückengleichrichters für die Relaisspannungen an Masse legt, so daß jetzt die Betriebsspannung für alle Relais zur Verfügung steht. b^2 unterbricht die Masseverbindung von A , das dadurch langsam abfällt. Beim Schließen von b^2 leuchtet die Signallampe $La1$ auf, die die Betriebsbereitschaft des Senders anzeigt. Das Relais B bleibt bis zum Ausschalten des Senders eingeschaltet. Nach einem Ausfall der Netzspannung oder der Sicherung $S1$ kann wieder nur eine (durch A) verzögerte Einschaltung erfolgen, so daß die Hochspannung-Gleichrichterröhren immer geschützt sind.

Das Aufleuchten der Signallampe $La1$ zeigt an, daß der Sender betriebsbereit ist. Drückt man jetzt die Taste, so sprechen das Tastrelais E und das Kupfermantel-Relais C an. Dadurch schließt e^1 und legt die stabilisierte Spannung von 70 V an die Anode des Sender-Oszillators. Außerdem hebt e^2 die Vorbelastung des Stabilisators auf, e^3 legt die stabilisierte Spannung von 210 V an den Sender, e^4 schaltet das Antennenrelais und c^1 das Relais D ein, dessen Kontakte den Stromkreis der Sender-Schirmgitterspannung (d^1) und des Hochspannungstransformators $Tr5$ (d^2) schließen. Da das Relais D über c^1 eingeschaltet wird, folgt es auch der Abschaltverzögerung des Kupfermantel-Relais C . Um die gewünschte Verzögerung zu erreichen, ist ein Teil der Relaiswicklung kurzzuschließen.

Die Relais C und D haben eine sehr kurze Ansprechzeit; der erste Strich eines Morsezeichens, der die Relais-Schaltung auslöst, erscheint (dem Ohr) unverkürzt, ebenso ein Punkt bei langsamem Tempo. Bei QRQ fehlt der erste Punkt, der zweite ist aber bereits einwandfrei aufzunehmen, so daß man stets zweckmäßigerweise mit einem Strich beginnt oder einen Punkt vorausgibt, damit das zu sendende Morsezeichen unverstümmelt ausgestrahlt wird.

Die Meinung, daß man durch mehrere Relais einen „klappernden“ Sender erhalte, ist nicht richtig: Das Thermorelais arbeitet lautlos, und Relais B schaltet nur einmal. Lediglich die Relais C und D sowie das Antennenrelais, die beim Tastbeginn und -ende schalten, sind deutlich zu hören (ihr Arbeiten erkennt man auch am Voltmeter $I2$, das die Hochspannung anzeigt). Das Tastrelais E spricht praktisch gleichzeitig mit dem Relais der elektronischen Taste an und ist nur schwach hörbar. (Wird fortgesetzt)

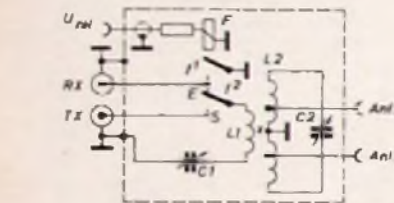


Bild 2. Umschaltung der Leitungen zwischen Sender/Empfänger und Antennenkoppler

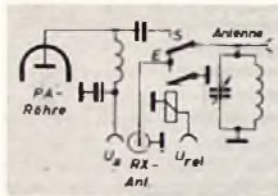


Bild 3. Antennenumschaltung bei parallelgespeisten QRP-Sendern ohne Antennenkoppler

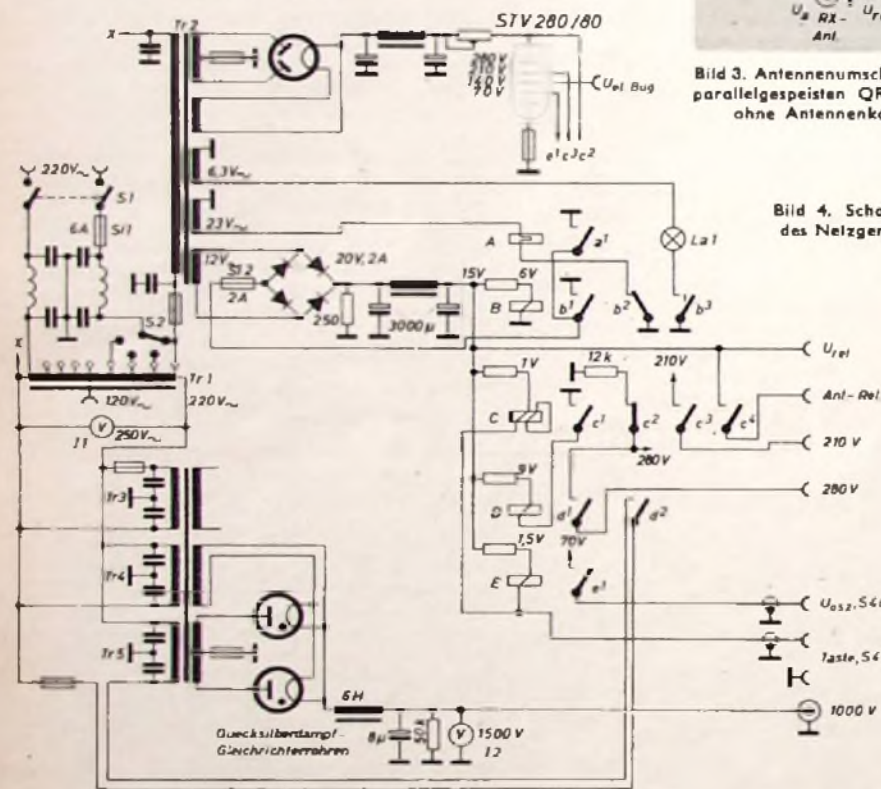


Bild 4. Schaltung des Netzgerätes

werden. Diese Erdung schützt bei Gewittern vor statischen Aufladungen des Antennenkreises. Bei Verwendung eines Doppel-Drehkondensators würden die Aufladungen vom Stator zum Rotor überspringen und dadurch den Empfang beeinträchtigen; ebenso können sie sich auch über $L1$ und $C1$ entladen. Man wird den Punkt x also zweckmäßigerweise erden.

Die Empfangsspannung wird hier über $L1$ dem abgestimmten Antennenkreis entnommen und über 60-Ohm-Koaxialkabel dem Empfänger zugeleitet. In der Stellung „Senden“ des Relais F ist f^1 geschlossen, und es gelangt keine Hochfrequenz in den Empfänger. Während im Bild 2 die Antenne unmittelbar am Empfänger-Eingangskreis liegt, führt man in der

frequenzsicherheit erhöht und Phantomsignale verschwinden läßt. Bei Tastung des Senders wird die Triode durch gleichgerichtete Hochfrequenzspannung gesperrt; zwischen den eigenen Zeichen kann man jedoch die Gegenstelle hören.

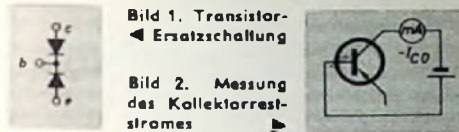
1.5 Weitere Schaltungsmöglichkeiten zur Schonung der Röhren

Die verzögerte Abschaltung des Kupfermantel-Relais bot noch die Möglichkeit, die Schirmgitterspannung der Sender-Endstufe (280 V) und die Anoden- und Schirmgitterspannung der Pufferstufe

1) Müsli, R.: Elektronisches Sende-Empfänger-Relais für BK-Verkehr. Funkschau Bd. 28 (1956) Nr. 15, S. 626

Verhalten der Transistorstufe bei Temperaturschwankungen

Die elektrischen Daten der Halbleiter-Bauelemente hängen mehr oder weniger stark von der Temperatur ab. Bei der Diode erhöhen sich Sperr- und Durchlaßstrom exponentiell bei Temperaturzunahme. Für den Transistor kann man die im Bild 1 dargestellte Ersatzschaltung angeben, bei der eine in Durchlaßrichtung und eine in Sperrichtung gepolte Diode



vorhanden sind. Der Reststrom $-I_{C0}$ der in Sperrichtung betriebenen Kollektordiode läßt sich mit der Schaltung nach Bild 2 messen. Für den erhöhten Kollektorreststrom bei der Maximaltemperatur gilt folgende Gleichung (1):

$$-I_{C0Tmax} = -I_{C0Tmin} \cdot \exp K (T_{max} - T_{min}) \quad (1)$$

($K \approx 0,07 \dots 0,1$). Beispielsweise ergibt sich bei $10^\circ C$ Temperaturerhöhung eine Erhöhung des Kollektorreststromes auf den doppelten Wert. Die Änderung des Reststromes ist

$$d(-I_{C0}) = -I_{C0Tmax} - (-I_{C0Tmin}) \quad (1a)$$

Von der gewählten Schaltung hängt es nun ab, wie die Reststromänderungen den eingestellten Arbeitspunkt beeinflussen. In der allgemein üblichen Schaltung nach Bild 3 können Reststromerhöhungen des Transistors durch den Emittewiderstand R_E stabilisiert werden. Steigt der Strom in der Ausgangsstrecke (R_C - Kollektor-Emitterstrecke des Transistors - R_E) an, so erhöht sich auch die Emitterspannung. Wenn nun die Basis an eine Spannungsquelle mit genügend kleinem Innenwiderstand angeschlossen ist, hat die Erhöhung des Emitterspotentials eine Verringerung des Kollektorstromes zur Folge, d. h., der Ausgangsstrom kann nicht beliebig ansteigen. Die Stabilisierung durch den Emittewiderstand ist um so besser, je größer er ist und je kleiner man den Innenwiderstand R_p der Basisstrecke machen kann. Für diesen Innenwiderstand gilt

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

Zur Untersuchung des Reststromeinflusses soll die Ersatzschaltung Bild 4 verwendet werden. Für den Emittersstrom I_E ergibt sich

$$I_E = -I_C \frac{R_p}{R_p + R_E} = (\alpha \cdot I_E - I_{C0}) \frac{R_p}{R_p + R_E} \quad (3)$$

$$I_E = -I_{C0} \frac{1}{1 + \frac{R_E}{R_p} - \alpha} \quad (3a)$$

Da der Stromverstärkungsfaktor $\alpha \approx 1$ ist, wird aus Gl. (3)

$$I_E = -I_{C0} \cdot \frac{R_p}{R_E} \quad (4)$$

Die Differentiation der Gl. (4) nach $-I_{C0}$ liefert

$$\frac{d I_E}{d(-I_{C0})} = \frac{R_p}{R_E} = A \quad (5)$$

A soll als Stabilitätsfaktor bezeichnet werden [2]. Er gestattet es, bei bekanntem Emittewiderstand den notwendigen Innenwiderstand R_p der Basisstrecke zu berechnen. Ist R_p bereits bekannt, so ergibt sich die Änderung des Emittersstromes zu

$$d I_E = A \cdot d(-I_{C0}) \quad (5a)$$

Aus Gl. (3) und (4) erhält man für den Kollektorstrom

$$-I_C = -I_{C0} + \alpha \cdot I_E = -I_{C0} - \alpha \cdot I_{C0} \frac{R_p}{R_E}$$

$$-I_C = -I_{C0} \left(1 + \alpha \frac{R_p}{R_E} \right) \quad (6)$$

Der Stromverstärkungsfaktor α kann auch hier vernachlässigt werden, und aus Gl. (6) wird

$$-I_C = -I_{C0} \left(1 + \frac{R_p}{R_E} \right) \quad (7)$$

Differenziert man Gl. (7) nach $-I_{C0}$, so ergibt sich

$$\frac{d(-I_C)}{d(-I_{C0})} = 1 + \frac{R_p}{R_E} = 1 + A \quad (8)$$

Daraus erhält man die Änderung des Kollektorstromes bei Reststromänderungen

$$d(-I_C) = (1 + A) \cdot d(-I_{C0}) \quad (8a)$$

Die Wirksamkeit der Reststromstabilisierung in der Schaltung nach Bild 3 wird von dem Verhältnis $R_p/R_E = A$ bestimmt.

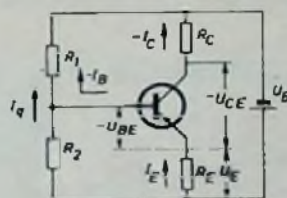


Bild 3. Durch einen Emittewiderstand stabilisierte Transistorstufe

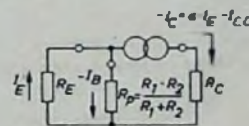


Bild 4. Ersatzschaltung zur Untersuchung des Reststromeinflusses

Aus Gl. (5a) und (8a) ersieht man, daß sich der Kollektorstrom stärker als der Emittersstrom bei Reststromschwankungen ändert. Die Spannung $-U_{CE}$ zwischen Kollektor und Emitter hängt von diesen Änderungen ab. Erhöhen sich $-I_C$ und I_E zu stark, so geht $-U_{CE}$ gegen Null, und es ergibt sich keine Signalverstärkung mehr. Aus Bild 3 läßt sich ablesen

$$-U_{CE} = U_B + I_C \cdot R_C - I_E \cdot R_E \quad (9)$$

Um die Änderung von $-U_{CE}$ zu erhalten, kann man Gl. (9) nach $-I_C$ und I_E differenzieren

$$\frac{\partial(-U_{CE})}{\partial(-I_C)} = -R_C \quad (10)$$

$$\frac{\partial(-U_{CE})}{\partial I_E} = -R_E \quad (11)$$

Die gesamte Änderung der Kollektor-Emitterspannung wird mit Gl. (10) und (11)

$$-d(-U_{CE}) = \partial(-I_C) \cdot R_C + \partial I_E \cdot R_E \quad (12)$$

Dafür kann man mit Gl. (5a) und (8a) auch schreiben

$$-d(-U_{CE}) = d(-I_{C0}) \cdot [(1 + A) R_C + R_p] \quad (13)$$

Das Minuszeichen besagt, daß sich $-U_{CE}$ verringert, wenn sich der Reststrom erhöht.

Beispiel: Bei einer Temperaturerhöhung von $20^\circ C$ auf $50^\circ C$ erhöht sich der Reststrom von $20 \mu A$ auf $160 \mu A$. Bei $R_p = 10 k\Omega$, $R_E = 5 k\Omega$, $R_C = 10 k\Omega$ und $25 V$ Betriebsspannung ist $I_E \approx -I_C = 1 mA$ (bei $20^\circ C$). Damit ergibt sich aus Gl. (9) $-U_{CE} = 10 V$. Für $50^\circ C$ liefert Gl. (13)

$$-d(-U_{CE}) = 140 \cdot 10^{-4} \left[\left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} \right) \cdot 10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 \right] = 140 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10^3 = 5,6 V$$

Bei der Dimensionierung einer Stufe nach Bild 3 sind die Betriebsspannung sowie der Kollektor- und Emittewiderstand vorgegeben. Da man außerdem den Reststrom bei Zimmertemperatur ($20^\circ C$) kennt, kann man mit Gl. (1) den Reststrom bei der Maximaltemperatur festlegen. Daraus ergibt sich mit Gl. (1a) die Reststromänderung $d(-I_{C0})$. Mit der zugelassenen Emittersstromänderung $d I_E$ erhält man aus Gl. (5) A und damit R_p .

Am Widerstand R_2 , der von $I_C - (-I_B) = I_C + I_B$ durchflossen wird, steht die Spannung $U_E - (-U_{BE}) = U_E + U_{BE}$. Dann ist

$$R_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_C + I_B} \quad (14)$$

Durch den Widerstand R_1 fließt der Querstrom

$$I_q = \frac{U_B - (U_E + U_{BE})}{R_1} \quad (15)$$

Setzt man Gl. (15) in Gl. (14) ein, so ergibt sich

$$R_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{\frac{U_B - (U_E + U_{BE})}{R_1} + I_B} \quad (16)$$

Mit Gl. (2) und (16) wird

$$\frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_1} = \frac{U_B - (U_E + U_{BE}) + I_B}{U_E + U_{BE}} \quad (17)$$

Durch Umformung ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_B}{\frac{U_E + U_{BE}}{R_p} - I_B} \quad (17)$$

Für $-I_B$ gilt näherungsweise $-I_B \approx -I_C/\alpha$. Um R_2 zu finden, bildet man das Verhältnis Betriebsspannung zu Spannung an R_1

$$\frac{U_B}{U_E + U_{BE}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (18)$$

und löst die Gleichung nach R_2 auf

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{U_B}{U_E + U_{BE}} - 1} \quad (18)$$

Diese Gleichung ist einfacher als Gl. (16)

und gestattet eine genaue Arbeitspunkt-einstellung mit R_1 und R_2 . Da $-U_{BE}$ bei Vorstufen nur etwa 0,1 ... 0,2 V ist und der Basisstrom $-I_B$ bei genügend hohem Querstrom durch R_1 und R_2 nicht sehr stark in die Rechnung eingeht, kann man für R_1 und R_2 einfach schreiben

$$R_1 = \frac{U_B}{U_E} \cdot R_P \quad (19)$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{U_B}{U_E} - 1} \quad (20)$$

Funkstörungen-Grenzwerte nach der neuen VDE 0875/12. 59

Die neue VDE 0875/12. 59 behandelt in allen Einzelheiten die mit der Funkentstörung von Geräten, Maschinen und Anlagen zusammenhängenden Fragen, soweit es sich um Geräte handelt, die nicht Hochfrequenzgeräte im Sinne des Gesetzes über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten vom 9. 8. 1949 darstellen. Sie gilt fernerhin nicht für Funkgeräte und elektrische Triebfahrzeuge mit Nennspannungen über 3 kV sowie für Fahrzeuge und Aggregate mit Verbrennungsmotoren. Im wesentlichen werden also jene Geräte erfaßt, die als Nebenwirkung Hochfrequenz erzeugen. Der Geltungsbeginn dieser VDE-Vorschrift ist, soweit es die Funkstörungen-Grenzwerte betrifft, so festgelegt worden, daß sie für neue Geräte zunächst bis zum 30. 11. 1962 als Empfehlung und danach als Regel gilt. Handelt es sich dagegen um die Ausführung einer nachträglichen Funkentstörung, so gilt die neue VDE 0875 schon ab 1. 12. 1959 als Regel.

Die neue VDE-Vorschrift unterscheidet, ebenso wie die bisher geltende Fassung, die Funkstörgrade „Grob“ (G), „Normal“ (N) und „Kleinst“ (K). Sie gelten nunmehr sowohl für die Funkstörspannung als auch für die Funkstörfeldstärke.

1. Funkstörgrad „Grob“ (G)

Er gilt bei Geräten usw., die zur Verwendung außerhalb von Wohngelände bestimmt sind, zum Beispiel auf Fabrikgelände.

2. Funkstörgrad „Normal“ (N)

Er gilt für Geräte, die zur Verwendung auf Wohngelände bestimmt sind.

3. Funkstörgrad „Kleinst“ (K)

Der Funkstörgrad K kann bei Bedarf zwischen Besteller und Lieferer, zum Beispiel für Anlagen von Funkempfangsstationen, vereinbart werden.

Daneben gibt es noch eine ganze Reihe von besonderen Bestimmungen, die die Anwendbarkeit der einzelnen Funkstörgrade betreffen. So ist beispielsweise, wenn Zweifel bestehen, ob Geräte, Maschinen und Anlagen auf oder außerhalb von Wohngelände betrieben werden, der Funkstörgrad N anzuwenden. Im Bild 1 sind die hochstzulässigen Werte für die Funkstörspannung im Frequenzbereich 150 ... 30 000 kHz angegeben. Die ausgezogenen Linien geben die in der nunmehr gültigen Fassung der VDE 0875/12. 59 angegebenen Funkstörgrade an; die gestrichelt gezeichneten Linien zeigen die Lage der bisher gültigen Funkstörgrade.

Während im Frequenzbereich bis 30 MHz die Grenzwerte für die Funkstörungen als Funkstörspannung ausgedrückt werden, gilt oberhalb von 30 MHz die Funkstör-

Mit den abgeleiteten Gleichungen, die die Arbeitspunktänderungen der Transistorstufe nach Bild 3 bei Temperaturschwankungen beschreiben, lassen sich sowohl vorhandene Schaltungen in bezug auf ihre Stabilität prüfen als auch bei vorgegebener Stabilität die Schaltelemente berechnen.

Schrifttum

- [1] Weitzsch, F.: pnp-Flächentransistoren-Kompodium, Teil 1. Valvo Berichte Bd. 3 (1957) Nr. 1, S. 3-52
- [2] Shea, R. F.: Transistor circuit engineering New York 1957. J. Wiley and Sons Inc.

feldstärke für eine Festlegung der Grenzen der Funkstörungen.

Die Werte für die zulässige Störfeldstärke im Frequenzbereich 30 ... 300 MHz sind wie folgt festgelegt worden:

Funkstörgrad G:
100 μ V/m in 30 m Entfernung

Funkstörgrad N:
100 μ V/m in 10 m Entfernung

Funkstörgrad K:
40 μ V/m in 10 m Entfernung.

Während die Funkstörspannungen nach VDE 0877 Teil 1 an den Anschlußpunkten aller ankommenden und abgehenden Leitungen der Störquelle zu messen sind, gilt für die Messung der Funkstörfeldstärke VDE 0877 Teil 2. Die hierbei zu verwendenden Meßgeräte sind in VDE 0876 angegeben.

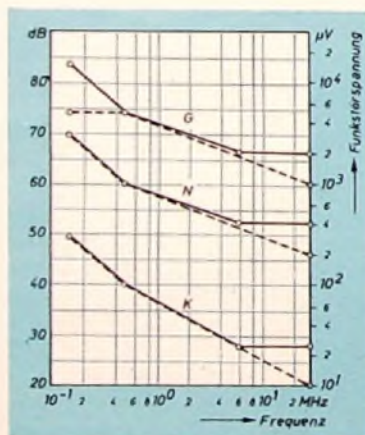


Bild 1. Funkstörungen-Grenzwerte nach VDE 0875/12. 59 (gestrichelt: Grenzwerte nach bisheriger Vorschrift)

Mit besonderer Ausführlichkeit wird in der neuen VDE 0875 auf die durch Schaltknacke hervorgerufenen Funkstörungen eingegangen. Danach brauchen Geräte usw., die innerhalb einer Minute nicht mehr als 3 Störungen von längstens je 20 ms Dauer erzeugen, nur den Funkstörgrad G statt N einzuhalten. Für Geräte, die innerhalb einer Stunde weniger als 5 Störungen von längstens je 20 ms Dauer erzeugen, ist eine Funkentstörung nicht erforderlich. Diese Erleichterungen kommen einer Vielzahl von gewerblichen Elektrogeräten und auch Geräten für den Hausgebrauch zugute (die letztgenannte Regelung so zum Beispiel den Glühmstrahlern von Leuchtstoffröhren, die stets nur beim Einschaltvorgang kurzzeitige Funkstörungen in Form von Schaltknacken hervorrufen).

Von Sendern und Frequenzen

Dänemark

► Im Kopenhagener Rundfunkhaus wurden die umgebauten und erweiterten Studierräume für den Fernsehbetrieb eingeweiht. Damit konnten die Studioflächen verdoppelt und ein neues Probestudio geschaffen werden.

► Die vom dänischen Staatsrundfunk für die Planung eines neuen Fernsehstudios eingesetzte Jury fällt die Entscheidung, daß der Architekt des Kopenhagener Rundfunkhauses, Lauritzen, auch das geplante Fernsehzentrum in Kopenhagen errichten soll. Im ersten Bauabschnitt werden zwei Fernsehstudios in der Größe von 600 m² und 250 m² mit allen Nebenanlagen errichtet.

Deutschland

► Im Januar 1960 nahm der Fernsehsender Helda (Band III, Kanal 10) seinen offiziellen Betrieb auf. Dieser achte Fernsehsender des NDR schließt eine weitere Lücke in der Fernsehversorgung Schleswig-Holsteins.

► Der Süddeutsche Rundfunk nahm in Bad Mergentheim-Löbelstelen am 19. Januar 1960 einen weiteren UKW-Sender in Betrieb. Dieser Sender strahlt auf Kanal 38 (98,4 MHz) das UKW-Programm des Süddeutschen Rundfunks mit den württembergischen Regionalsendungen mit einer Strahlungsleistung von 0,5 kW aus.

► Der Rundfunk- und Verwaltungsrat des Südwestfunks vertritt die Auffassung, daß der Zuwachs an Fernsehteilnehmern bereits vom Jahre 1941 an die Finanzierung eines zweiten, von den Rundfunkanstalten produzierten Kontrast- Fernsehprogrammes durch Mehrnahmen von Gebühren gestattet. Der SWF beabsichtigt, in Zusammenarbeit mit anderen deutschen Rundfunkanstalten ab 1961 ein solches Kontrastprogramm auszusenden. Die notwendigen Fernsehstudios sind im Bau und die Senderfrequenzen beantragt worden.

► Mit Hilfe von zwei weiteren je 100-kW-KW-Sendern kann nun die Deutsche Welle zwei Programme auf je zwei Frequenzen in die gleiche Empfangsrichtung ausstrahlen. Mit diesen neuen technischen Möglichkeiten gelang es, das bisherige Empfangsgebiet Nordamerika aufzuteilen in Nordamerika-West und Nordamerika-Ost. Dieses Verfahren soll nach Fertigstellung des sechsten 100-kW-Senders auch auf andere Richtungen angewandt werden.

England

► Im Sommer dieses Jahres hofft der Britische Rundfunk (BBC) — zu Beginn eines neuen Fernsehjahrzehntes — das größte Fernsehhaus der Welt in Betrieb nehmen zu können. Dieses „Television Centre“ liegt in White City.

► Nach Untersuchungen der Abteilung „Hörmeinung“ des Britischen Rundfunks (BBC) kommen gegenwärtig auf 100 englische Fernsehfamilien 36, die die Fernsehprogramme der BBC, und 63, die die Fernsehprogramme des kommerziellen Fernsehens ITA bevorzugen. Im Bereich von London sind 91% aller Familien Rundfunkteilnehmer und 57% aller Familien Fernsehteilnehmer.

Norwegen

► In diesen Tagen wird das norwegische Fernsehen die beiden ersten großen Studio-Neubauten offiziell eröffnen. Mit dieser Inbetriebnahme ist der erste Bauabschnitt des Neubaus eines norwegischen Fernsehstudios vollendet. Gegenwärtig überträgt das norwegische Fernsehen Versuchsprogramme an zwei Abenden der Woche.

Österreich

► Die Zahl der Rundfunksender wurde im Jahre 1959 von 101 auf 106 erweitert. Die Gesamtleistung des österreichischen Rundfunknetzes stieg damit auf 1314 kW an. Das Fernsehsendernetz konnte von 14 auf 17 Sender vergrößert werden und hat jetzt eine Gesamtleistung von rund 400 kW.

USA

► Nach einem jetzt bekanntgewordenen Projekt sollen die stärksten Kurzwellensender der Welt an der Ostküste der USA errichtet werden. Es handelt sich um sechs 500-kW-Stationen, die hervorragenden Empfang vor allem in Europa zulassen. Hinzu kommen ferner sechs weitere Kurzwellen-Rundfunksender von je 250 kW Leistung. Das neue Sendezentrum soll bis 1962 fertiggestellt sein.

H. RICHTER

Technik der Funk-Fernsteuerung

⑥

5.31 Fremderregte Röhrenpendler (Fortsetzung)

Die Demodulation der modulierten HF-Schwingungen erfolgt wie beim normalen Audion im Knick der Gitterstromkennlinie. Obwohl man zunächst meinen könnte, daß die Kreisdämpfung bei der Pendelschaltung ohne Einfluß sei, ist das nicht der Fall; die Resonanzschärfe des Kreises im nicht entdämpften Zustand bestimmt nämlich die Anfangsspannung, die daher um so höher sein wird, je kleiner die natürliche Kreisdämpfung ist. Auch hier gilt also, daß der Schwingkreis möglichst dämpfungsarm ausgeführt sein muß, damit die Vorbedingung für eine hohe Aufschaukelung, nämlich eine hohe Anfangsspannung, erfüllt ist. Daher bestimmt auch die Grund-Resonanzschärfe des Kreises die Bandbreite des Pendlers mit. Bei starker Dämpfung enthält die Anfangsspannung nicht nur die Resonanzfrequenz, sondern auch noch benachbarte Frequenzen, was einer großen Bandbreite entspricht.

Daraus ergeben sich einige wichtige Bemessungsregeln für jede Pendelschaltung. Zunächst muß man den Arbeitspunkt so einstellen, daß die Steilheitsänderungen in der Umgebung der kritischen Steilheit möglichst flach verlaufen. Die Pendelfrequenz soll nicht höher gewählt werden, als es im Hinblick auf eine einwandfreie Wiedergabe der Modulation erforderlich ist. Die natürliche Kreisdämpfung muß genügend klein sein, um eine hinreichend schmale Bandbreite zu erhalten. Allerdings können zu kleine Dämpfungswerte auch schädliche Folgen haben; es besteht dann die Gefahr, daß die angefachte Schwingung zu langsam abklingt, so daß sie nach Beendigung der Pendelperiode noch nicht unter den Rauschpegel abgesunken ist. Dann ergeben sich die schon erwähnten multiplen Resonanzen, die die richtige Abstimmung der Pendelschaltung in Frage stellen.

Abschließend müssen noch zwei Betriebszustände des Pendlers besprochen werden, die man „linearen Betrieb“ und „logarithmischen Betrieb“ nennt. Bei linearem Betrieb sind die Betriebsdaten so gewählt, daß die angefachte HF-Schwingung die Pendelröhre niemals übersteuern kann. Im Höchstfall soll die HF-Spannung die Röhre gerade voll durchsteuern. Dann erfolgt die Demodulation annähernd linear, weil nunmehr zu jeder Modulationsphase eine entsprechend hohe HF-Amplitude gehört. Es treten dann nur die üblichen Verzerrungen bei der Demodulation auf. Dieser lineare Betrieb, der durch entsprechende Einstellung von P und P_1 im Bild 21 jederzeit hergestellt werden kann, ist unerlässlich, wenn ein Minimum an Verzerrungen gewünscht wird.

Der logarithmische Betrieb ist dadurch gekennzeichnet, daß die Pendelröhre unabhängig von der jeweiligen Modulationsphase stets voll durchgesteuert beziehungsweise übersteuert wird. Auch dann bleibt die Modulation erhalten, denn die zur vollen Durchsteuerung der Röhre gehörenden Zeitabschnitte werden im Rhythmus der Modulation größer und kleiner. Von einer linearen Wiedergabe kann aber keine Rede mehr sein, denn zwischen den im Pendler angefachten HF-Amplituden und den Amplituden der ankommenden modulierten Hochfrequenz besteht keine Proportionalität mehr. Das äußert sich in größeren Verzerrungen und in einer niedrigeren demodulierten Spannung. Trotzdem bietet der logarithmische Betrieb einen erheblichen Vorteil: Die Amplitude der demodulierten Spannung ist nämlich jetzt nahezu unabhängig von der ankommenden Trägerspannung, weil die dauernde Übersteuerung der Pendelröhre einen sehr wirksamen Begrenzungseffekt hervorruft. Der Pendler hat also in dieser Betriebsart die Eigenschaften eines schwundgeregelten Empfängers. Das ist besonders für Fernsteuerzwecke sehr erwünscht, da es hier ja im Interesse der Betriebssicherheit auf eine möglichst konstante, von den oft recht beträchtlichen Feldstärke-schwankungen unabhängige Signalspannung ankommt. Der logarithmische Betrieb kann bei der fremderregten Schaltung nach Bild 21 ebenfalls eingestellt werden. Selbsterregte Schaltungen arbeiten, wie noch gezeigt wird, immer annähernd im logarithmischen Betrieb.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß man die elektrischen Verhältnisse natürlich auch durch k , D und R_g beeinflussen kann. Eine genaue Erörterung dieser Einflüsse würde jedoch zu weit führen.



5.32 Der selbsterregte RC-Röhrenpendler (Flewelling-Schaltung)

In der Schaltung Bild 23 übernimmt dieselbe Röhre Empfang und Demodulation der HF-Schwingungen sowie die Erzeugung der Pendelspannung. Der Schwingkreis L, C_1 bildet zusammen mit der Gitterkombination C_3, R einen selbsterregten Dreipunkt-sender. In der Anodenleitung (Mittelanzapfung von L) liegen die HF-Sperre D_1, C_2 und die Primärwindung eines Transformators U , dessen Sekundärseite die demodulierte Niederfrequenz liefert. Die Zeitkonstante $C_3 \cdot R$ und der Rückkopplungsgrad sind so groß, daß die Anordnung als Sperrschwinger arbeitet. Der Gitterstrom lädt also C_3 so weit negativ auf, daß die Steilheit unter den kritischen Wert sinkt, so daß die Schwingungen abreißen. Anschließend entlädt sich C_3 langsam über R , und die Schwingungen setzen nach Überschreiten des kritischen Steilheitswertes von neuem ein. Die Schaltung pendelt also von selbst hin und her. Dabei bestimmt im wesentlichen $C_3 \cdot R$ die Pendelfrequenz. Im übrigen gilt hinsichtlich der Wirkungsweise alles, was bei der Besprechung der Bilder 21 und 22 gesagt wurde.

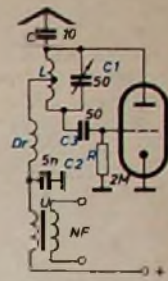


Bild 23. Selbsterregter RC-Röhrenpendler

Die Pendelspannung ist hier eine Kippspannung mit annähernd exponentiellem Anstieg, deren Kurve besonders kurz vor Erreichen des kritischen Steilheitswertes relativ flach verläuft, was im Interesse eines großen Verhältnisses t_p/T erwünscht ist. Der Rückkopplungsgrad darf keinesfalls zu groß sein, weil die Schwingungen dann bereits im steilen Teil der Kippkurve einsetzen, so daß die Dauer der maximalen Ansprechempfindlichkeit kleiner wird. Auch sollte das untere Ende von R nicht an den positiven Pol der Speisespannung gelegt werden, weil dadurch eine Linearisierung der Kippkurve erfolgt, so daß man den sonst bei Beendigung der Entladung von C_3 vorliegenden flachen Anstieg nicht ausnutzen kann. Erfahrungsgemäß ergeben sich die besten Verhältnisse, wenn der Spulenabgriff etwa in der Mitte liegt. Über C kann man die Antenne ankoppeln. Dieser RC-Röhrenpendler arbeitet stets im logarithmischen Betrieb und hat die damit verbundenen günstigen Eigenschaften. In Fernsteuerempfängern wird diese Schaltung sehr häufig angewendet.

5.33 Der selbsterregte LC-Röhrenpendler (Quenchkreispendler, Armstrong-Schaltung)

Auch in der Anordnung nach Bild 24 übernimmt die Röhre sämtliche Funktionen. Zur Erzeugung der Pendelfrequenz ist ein besonderer Schwingkreis L_2, C_3 vorhanden, der so bemessen wird, daß man eine Pendelfrequenz zwischen 20 und 80 kHz erhält. Die Rückkopplung erfolgt über L_1 von der Anode; für die Pendelfrequenz ist die Spule L praktisch widerstandslos. Der auf die zu empfangende Frequenz abgestimmte Kreis L, C_1 bildet zusammen mit der Röhre und der Gitterkombination C_2, R wieder einen selbsterregten Röhrensender. Der Widerstand von L_2, C_3 kann für die Hochfrequenz vernachlässigt werden. Die Schaltung enthält also zunächst voneinander unabhängige Oszillatorsysteme, die gleichzeitig arbeiten. Die Pendelspannung steuert das Gitter in Richtung negativer und positiver Gitterspannungswerte, so daß der kritische Steilheitswert über beziehungsweise unterschritten wird. Auch hier ergibt sich also der bereits beschriebene Pendelvorgang. Bei richtiger Dimensionierung ist die Pendelschwingung annähernd sinusförmig, und man kann erreichen, daß die Zeiten höchster Ansprechempfindlichkeit im positiven Scheitelwert liegen. Dort ist der Steilheitsanstieg meistens wesentlich flacher als im Umkehrpunkt einer Kipp-schwingung, so daß der Quenchkreispendler etwas empfindlicher als der RC-Pendler ist. Das äußert sich zum Beispiel durch einen verhältnismäßig starken Rückgang des Anodengleichstromes beim Empfang eines Senders. Die Schaltung arbeitet ebenso zuverlässig wie die nach Bild 23, erfordert aber wegen des Pendelkreises einen höheren Aufwand. Als Röhre ist der Subminiaturtyp DL 67 sehr gut geeignet, der nur kleine Heiz- und Anodenstromquellen benötigt. Verwendet man für die sonstigen Bauteile ebenfalls Miniaturausführungen, so lassen sich Pendelschaltungen auf engstem Raum unterbringen.

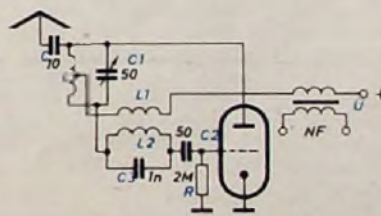


Bild 24. Selbsterregter LC-Pendler

Abschließend sei erwähnt, daß die Anzahl der Schaltungsvarianten bei den Röhrenpendlern außerordentlich groß ist. Jeder Schaltung werden besonders gute Leistungen nachgesagt. Alle Schaltungen lassen sich jedoch auf die hier besprochenen Grund-

typen zurückführen. Die unterschiedliche Leistungsfähigkeit beruht meistens auf einer schlechteren oder günstigeren Dimensionierung der Einzelteile, was sich an Hand der grundsätzlichen Erläuterungen im Abschnitt 5.3 leicht nachweisen läßt.

5.4 Das Transistor-Pendelaudio

Mit Flächentransistoren lassen sich Anordnungen aufbauen, die den entsprechenden Röhrenschaltungen weitgehend analog sind. Deshalb stellen die sehr leistungsfähigen Transistorpendler keineswegs eine grundlegende Neuheit dar. Indessen wird ihre Einführung in die Fernsteuerungstechnik lebhaft begrüßt, vor allem weil die Anodenbatterie gänzlich in Fortfall kommen kann. Das bedeutet eine wesentliche praktische Erleichterung. Der Stromverbrauch ist außerdem verschwindend gering, so daß ein mit Transistorpendler arbeitendes Empfangsgerät auch Kleinstbatterien nur wenig belastet. Mit den modernen UKW-Transistoren lassen sich Schaltungen aufbauen, die die gleiche Empfindlichkeit wie Röhrenpendler haben. Zunächst sei ein fremderregter Transistorpendler besprochen, der den Vorzug größter Anpassungsfähigkeit hat, wie das schon bei der Röhrenschaltung gezeigt wurde.

5.4.1 Der fremderregte Transistorpendler

Bild 25 zeigt zunächst links eine normale Transistor-Oszillatorschaltung mit Rückkopplung zwischen Emitter und Kollektor in Basisschaltung. Die Basisschaltung ist wegen der dann erreichbaren höchstmöglichen Grenzfrequenz der Transistor-Stromverstärkung stets zu empfehlen. Im Kollektorkreis liegt der HF-Schwingkreis L3, C, der über C1 hochfrequenzmäßig an dem Nullpunkt liegt. In Reihe damit ist die Primärwicklung des Transformators U angeordnet, seiner Sekundärseite kann gegebenenfalls eine Pendelspannung U_p zugeführt werden (bei der hier zu besprechenden Schaltung wird die Pendelfrequenz allerdings in den Emitterkreis gekoppelt). C6 soll Reste der Pendelfrequenz kurzschließen, der Transformator U1 dient zur Entnahme der demodulierten Niederfrequenz. Im

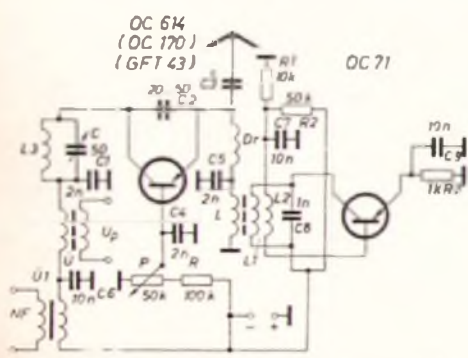


Bild 25. Fremderregter Transistorpendler

Emitterkreis liegt Dr, damit das Emitter-HF-Potential, das man wegen der Rückkopplung über C2 benötigt, erhalten bleibt. C5 legt den unteren Anschluß von Dr an Masse. L bildet mit L1 einen Transformator. Er dient zur Einkopplung der mit dem zweiten Transistor OC71 erzeugten Pendelspannung, deren Frequenz durch die Daten des Schwingkreises L1, C8 festliegt. Dieser Kreis liegt in der Kollektorleitung des Transistors; die Rückkopplung erfolgt über L2 von der Basis. R1, R2 (überbrückt von C7) stellen den Arbeitspunkt für diesen Transistor ein. Der Emitter liegt über R3, C9 an Masse. Der Pendelfrequenzgenerator arbeitet also in Emitterschaltung. Die Basis des ersten Transistors liegt hochfrequenzmäßig über C4 an Masse; der Arbeitspunkt kann mit P eingestellt werden.

Die Pendelspannung beeinflusst den Emitterstrom derart, daß die kritische, zur Selbsterregung erforderliche Steilheit des Transistors über- oder unterschritten wird. Die Verhältnisse entsprechen genau denen in der Schaltung nach Bild 21. Die richtige Arbeitspunkteinstellung erfolgt mittels P; eventuell kann man die Größe der Pendelschwingung noch durch ein Regelglied im Basiskreis des zweiten Transistors beeinflussen. Linearer und logarithmischer Betrieb lassen sich leicht einstellen. Die Schaltung erfordert zwar einen gewissen Aufwand, ihre Arbeitsweise ist jedoch recht leicht zu übersehen. Wie schon erwähnt, kann die Pendelfrequenz auch in den Kollektorkreis eingekoppelt werden, wofür andeutungsweise der Transformator U vorgesehene ist. Auch eine Einkopplung in den Basiskreis ist möglich; dann genügen kleinere Pendelspannungsamplituden. Die Schaltung bildet ein dankbares Objekt für eigene Untersuchungen, insbesondere da zahlreiche Varianten denkbar sind.

5.4.2 Der selbsterregte Transistorpendler

Die bisher bekanntgewordenen selbsterregten Transistor-Pendelschaltungen arbeiten fast ausschließlich nach dem Sperrkreisprinzip. Bild 26 zeigt ein typisches Beispiel. Es handelt sich um den schon aus Bild 25 bekannten selbsterregten Sender mit Rückkopplung zwischen Kollektor und Emitter über C2. Im Emitterkreis liegt die Drossel Dr; an den Emitter kann über C1 die Antenne angekoppelt werden. Im Kollektorkreis befindet sich der HF-Schwingkreis L, C3; in Reihe damit liegt das Glied C4, dessen Zeitkonstante die Pendelfrequenz bestimmt. Die Basis

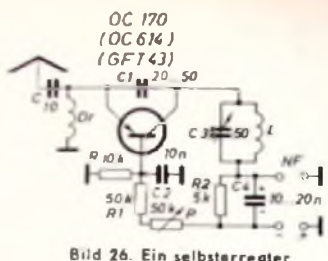


Bild 26. Ein selbsterregter Transistorpendler

liegt über C2 hochfrequenzmäßig an Masse; der Arbeitspunkt wird über R, R1 und P eingestellt. Beim Einsetzen der Schwingungen nach dem Einschalten steigt der Kollektorstrom zunächst stark an, so daß C4 mit der eingetragenen Polarität aufgeladen wird. Die Spannung an C4 subtrahiert sich von der Betriebsspannung, so daß die Kollektorspannung

stark abfällt. Dann wird der kritische Steilheitswert unterschritten; die Schwingungen reißen ab, und C4 entlädt sich über R2 so lange, bis die Kollektorspannung neuerdings zum Einsetzen der Schwingungen ausreicht. Die Verhältnisse sind also weitgehend denen beim selbsterregten Röhrenpendler mit RC-Kreis analog, und es gelten hinsichtlich der Wirkungsweise alle schon früher gemachten Ausführungen. Die Niederfrequenzspannung kann unmittelbar am Glied R2, C4 abgenommen werden. An Stelle der Drossel Dr läßt sich auch ein ohmscher Widerstand verwenden, der gleichzeitig eine Stabilisierung bewirkt. Die Schaltung ist in ihrer Dimensionierung relativ unkritisch und bei Verwendung geeigneter Transistoren leicht zum Arbeiten zu bringen. Eine effektive Hochfrequenzspannung von etwa 50 μ V, zu 30% mit Tonfrequenz moduliert, läßt sich ohne weiteres noch nachweisen. Die Bemessung der Schwingkreispule richtet sich nach der angewendeten Fernsteuerfrequenz. Bei 27,12 MHz kommt man mit einer Stiefelkernspule aus, die etwa 10 Wdg. 0,4 mm CuL enthält. Das gilt auch für alle bisher besprochenen Pendelschaltungen. Bei der tiefsten Fernsteuerfrequenz (13,56 MHz) kann man unter Beibehaltung des Wertes von C3 die Windungszahl etwa verdoppeln; bei der Frequenz 40,68 MHz muß die Windungszahl entsprechend verkleinert werden. Die Schaltung nach Bild 26 pendelt noch bis etwa 40 MHz; man wird jedoch bei dieser Frequenz besser die Transistoren OC171 oder OC615 verwenden, weil dann ein sicheres Arbeiten gewährleistet ist.

Bild 27 zeigt noch eine Variante von Bild 26. Hier wird ein ohmscher Emitterwiderstand R verwendet. Ferner liegt in Reihe mit dem HF-Schwingkreis L, C2 die Primärwicklung des Transformators U, parallel dazu der Kondensator C3. Die für die Pendelfrequenz maßgebende Zeitkonstante wird durch den ohmschen Widerstand der Primärwicklung von U und durch C3 bestimmt. Die Miniaturtransformatoren, die man zweckmäßigerweise verwendet, haben hinreichend große ohmsche Widerstände. Die im Basiskreis liegenden Zeitkonstantenglieder beeinflussen die Pendelfrequenz nicht.

Jeder Pendler liefert im wesentlichen drei Spannungskomponenten, und zwar erstens die niederfrequente Nutzs Spannung, zweitens die Pendelspannung und drittens eine sehr erhebliche Rauschspannung, die jedoch nur bei fehlendem Empfang auftritt. Die Rauschspannung rührt von dem verstärkten Rauschen des Eingangskreises her. Im allgemeinen möchte man nur die niederfrequente Nutzs Spannung weiterverstärken, so daß man die Pendelspannung und die Rauschspannung so gut wie möglich unterdrücken muß (mit Ausnahme von Empfängern nach Abschnitt 5.51, die noch besprochen werden; dort wird die Rauschspannung ausgenutzt). Schon der Transformator U kann zur Unterdrückung der Störspannungen mit beitragen, wenn seine Bandbreite klein genug ist. Man braucht jedoch meistens eine Pendelfrequenzsperr L1, C4, die einen Tiefpaß für die Tonfrequenz darstellt. Die Grenzfrequenz dieses Tiefpasses muß also knapp unterhalb der Pendelfrequenz liegen. Für L1 eignet sich eine kleine Ferritkernspule von etwa 2 mH. Mitunter genügt auch ein einfaches RC-Glied. Will man die Rauschspannung so gut wie möglich mitunterdrücken, dann empfiehlt sich ein Bandpaß, dessen Durchlaßbereich die Nutzniederfrequenzen umfaßt. Mit einem solchen Bandpaß werden nicht nur die Pendelfrequenz, sondern auch alle hohen und tiefen Rauschkomponenten fortgesiebt; der hohe Aufwand eines solchen Bandpasses erlaubt aber selten seine praktische Anwendung. Auf alle Fälle muß jedoch die Pendelspannung so gut wie möglich unterdrückt werden, weil sie sonst die folgenden Verstärkerstufen „zustopft“, was sich in stark verminderter Empfindlichkeit des gesamten Gerätes äußert. Abschließend sei erwähnt, daß man das Pendel-RC-Glied auch in die Emitterleitung oder eventuell sogar in die Basialeitung einbauen kann. Ebenso läßt sich der Transistor hochfrequenzmäßig auch in Emitter- oder Kollektorschaltung betreiben.

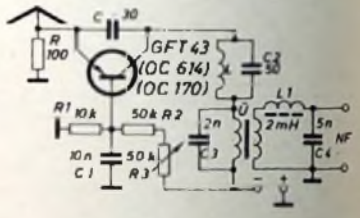
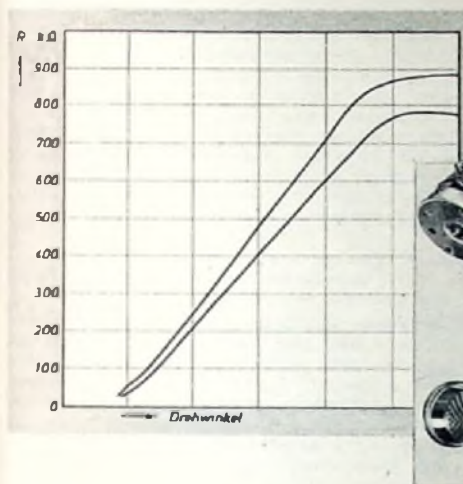


Bild 27. Andere Schaltung eines selbsterregten Transistorpendlers

(Wird fortgesetzt)

Tandem-Potentiometer

Die Einführung der Stereophonie hat an die für Lautstärke- und Klangregelung benötigten Potentiometer besonders hohe Anforderungen gestellt, da diese in Tandem-Ausführung aufgebauten Regler nicht nur hinsichtlich ihres Widerstandswertes, sondern auch hinsichtlich des Widerstandsverlaufes (Widerstand in Abhängigkeit vom Drehwinkel) innerhalb sehr enger Toleranzen übereinstimmen müssen. Für Stereo-Verstärker hat Valvo neue Klein-Potentiometer



Gleichlaufkurve eines Tandem-Klein-Potentiometers ($2 \times 1 \text{ MOhm}$) von Valvo. Unten: Der Fingerhut im Vordergrund gibt einen guten Größenvergleich



in Tandem-Ausführung herausgebracht, die sich nicht nur durch kleine Abmessungen (23 mm Durchmesser, 60 mm Achslänge, 6 mm Achsdurchmesser) auszeichnen, sondern auch durch sehr enge Toleranzen zwischen den Widerstandswerten der beiden Potentiometer. Diese Potentiometer werden sowohl mit logarithmischem als auch mit linearem Widerstandsverlauf geliefert. Für gehörriichtige Lautstärkeregelung ist eine Anzapfung vorhanden.

Tunnel-Dioden

Eine Schwesterfirma der Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart, die Standard Telephones and Cables Ltd., London, hat die Entwicklung von Tunnel-Dioden (Esaki-Dioden) bekanntgegeben. Es dürfte sich zur Zeit um die erste Ausführung dieser Diodenart handeln, die in Europa zur Verfügung steht. Die Tunnel-Diode, ein neuartiges Bauelement mit einer negativen Widerstandskennlinie, wird voraussichtlich eine Umstellung in der Schaltungstechnik hervorrufen. Wegen der weitreichenden Konsequenzen, die die Einführung der Tunnel-Diode nach sich ziehen kann, bietet STC diese Diode bereits in einem fortgeschrittenen Entwicklungszustand an. Dadurch soll ermöglicht werden, daß sich die Schaltungs-Ingenieure mit den neuartigen Eigenschaften der Tunnel-Diode vertraut machen und so früh wie möglich Erfahrungen mit der Leistungsfähigkeit von Schaltungen mit diesem bemerkenswerten Bauelement sammeln können. Muster können über die Standard Elektrik Lorenz AG, Bauelementewerk SAF, Nürnberg, bezogen werden. Sie sind die Vorläufer einer Reihe von Tunnel-Diodentypen, die bis zum Mikrowellen-Bereich anwendbar sind.

Schwingungsfreie Band-I-Antennen

Vor allem aus den Küstengebieten sind in den letzten Jahren gelegentlich Klagen darüber eingelaufen, daß bei bestimmten Windgeschwindigkeiten laute Heul- und Brummöne von Band-I-Antennen hervorgerufen werden. Die zusätzliche Anbringung von Elementstützen brachte nicht immer den gewünschten Erfolg; gleiches gilt für die Einführung von schwingungsdämpfenden Stoffen in die Elemente. Die Fuba-Antennenwerke gingen - wie im „fuba-Spiegel“ Nr. 12/1959 berichtet wird - diesen durch Schwingungen hervorgerufenen Geräuschen systematisch nach. Bei Untersuchungen im Windkanal der Technischen Hochschule Hannover wurde bestätigt, daß als Quelle der Geräusche Flatterschwingungen anzusehen sind, die dann auftreten, wenn durch aerodynamische Wirkungen periodische Kräfte entstehen, die den Stab in Eigenschwingungen versetzen, wobei die Frequenz der erregenden Strömungskräfte gerade mit der Eigenfrequenz des Stabes zusammenfallen muß. Nach den Untersuchungen war mit Schwingungszahlen von 170 ... 190 Hz bei Windgeschwindigkeiten von etwa 10 m/s zu rechnen. Es zeigte sich nun, daß in das Antennenelement von beiden Seiten eingebrachte schwingungsdämpfende Materialien nicht so wirkungsvoll waren, als wenn nur eine Hälfte des Elements damit ausgefüllt wurde. Die einseitige Einführung eines etwa 30 g schweren PVC-Schlauches brachte ein praktisch völliges Verschwinden der Flatterschwingungen. Bei kürzlichen Kontrolluntersuchungen in einem größeren Windkanal des Luftfahrttechnischen Institutes in Amsterdam stimmten die Ergebnisse mit den in Hannover durchgeführten Messungen völlig überein. Dabei zeigte es sich übrigens, daß die untersuchten Antennen selbst Windgeschwindigkeiten von 140 km/h ($\approx 40 \text{ m/s}$) ohne jede Beschädigung überstanden.



Silizium- und Germanium-Halbleiter-Bauelemente



Silizium-Halbleiter-Bauelemente sind bei Umgebungstemperaturen bis zu $+150^\circ \text{C}$ verwendbar.



Wir fertigen in unserem Freiburger Werk für die verschiedensten Anwendungen der modernen Elektronik:

- Silizium-Transistoren
- Silizium-Dioden
- Silizium-Zener-Dioden
- Silizium-Leistungsgleichrichter
- sowie:
- Germanium-Transistoren
- Germanium-Flächendioden

INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH
Freiburg/BrsG.

Hans-Bunte-Straße 19

Wir stellen aus:

Industriemesse Hannover · Halle 11 · Stand 1313



Qualitätsröhren,
die zur Spitze gehören



STANDARD ELEKTRIK LORENZ
Lorenz Werke Stuttgart

NEUE BÜCHER

Elektronische Geräte in der Industrie, Leitfaden für Aufbau und Wartung. Von P. van der Ploeg. 1959. Deutsche Philips GmbH, Hamburg; Philips Technische Bibliothek, Populäre Reihe. 106 S. mit 22 B. u. 33 Fotos auf 20 S. außerhalb des Textes. DIN A 5. Brosch. 7 DM. Dieses Buch liest sich gut. Dabei fallen auch Sätze, wie die nachstehend wiedergegebenen (auf Seite 74 des Buches enthaltenen), besonders auf: ... Veröffentlichungen muß man darum in den meisten Fällen als einen Schatz von Erfahrungen ansehen, die andere uns darbieten. Wer sie liest, spart Zeit und Geld und braucht nicht wieder jedesmal durch Schaden klug zu werden. Erkenntnisse, die man sich durch Schaden erwirbt, sind teuer bezahlt und, wenn man sie nicht weitergibt, für die Zukunft verloren. Der Verfasser hat sich aber nicht mit dieser Aussage begnügt, sondern tatsächlich viele Grundsätze zusammengestellt und praktische Hinweise gegeben. Angefangen mit der Problemstellung, dem Versuchsaufbau und weiter über den Bau von Mustergeräten, der Fertigung, der Aufstellung und Inbetriebnahme bis zur Wartung und der Störungssuche werden die allgemeingültigen Bedingungen für ein elektronisches Gerät verfolgt. Vieles ist dem versierten HF-Techniker bekannt, aber die systematische Aneinanderreihung zeigt auch ihm, wie sehr selbst nicht immer beachtete Kleinigkeiten für den Einsatzerfolg eines elektronischen Gerätes bedeutungsvoll sind.

Funktechnische Nomogramme. Von H. Lange. Leipzig 1959, Fachbuchverlag Leipzig. 218 S. m. 173 Nomogrammen und 2 Erläuterungshefie je 12 S. in Englisch und Russisch. 16,5x23 cm. Preis geb. 9,80 DM. Für häufig vorkommende Berechnungsarbeiten ist diese Nomogrammsammlung ein rationelles Hilfsmittel. Den Aufgaben aus der Allgemeinen Elektrotechnik folgen spezielle Aufgaben aus der NF-Technik (Allgemeines, Kondensatoren, Spulen, Schwingkreise, Verstärker-technik, Filter, Nachrichten- und Übertragungstechnik). Es schließen sich Nomogramme für die Dimensionierung von Netztransformatoren und Übertragern an. Den Abschluß bilden Nomogramme aus dem Gebiet der Transistoren und Elektronenröhren.

Transistor-Empfänger-Schaltungen und Bauteile, 47 Schaltungen. Herausgegeben von Radio Fern Elektronik, Essen. 86 S. mit zahlr. B. DIN A 5. Brosch., Schutzgebühr 1,- DM.

Diese in Neuauflage herausgekommene Broschüre bietet dem Praktiker viele Anregungen für den Nachbau. Sie enthält erprobte Schaltungen von Empfängern aller Art, Verstärkern, Gleichspannungswandlern, Generatoren und Spezialgeräten aus dem Gebiet der Elektronik. Von großem Wert für den Nachbau ist der sich anschließende Katalogteil, der auch das Fachschrifttum berücksichtigt.

Zuletzt notiert

Gesamtumsatz-Rabattkartell

Maßgebende Hersteller der Rundfunk- und Fernsehgeräte-Industrie beschäftigen sich bereits seit längerer Zeit mit dem Plan eines Gesamtumsatz-Rabattkartells. Der entsprechende Antrag ist nach sorgfältiger Vorbereitung sowie nach Verhandlungen mit Vertretern des Groß- und Einzelhandels im Januar 1960 beim Bundeskartellamt eingereicht worden. Das Hauptziel, das mit dem Umsatz-Rabattkartell erreicht werden soll, sieht man darin, neue Handelsspannen restzusetzen, um das niedrige Preisniveau mindestens zu halten.

Rundfunk- und Fernsehgeräte werden zu Preisen verkauft, die noch unter dem Vorkriegsniveau liegen. Diese niedrigen Preise waren ohne Zweifel ein entscheidender Faktor bei der ständigen Umsatz-erweiterung, die die Branche verzeichnen konnte. Nach vorläufigen Ergebnissen (Dezember 1959 geschätzt) hat die Industrie im abgelaufenen Jahr etwa 1 850 000 Fernsehgeräte und 4,2 Millionen Rundfunkgeräte im Wert von mehr als 1,7 Milliarden DM produziert. Die entsprechenden Zahlen für 1958 lauten: 1 562 000 Fernsehgeräte und 3 785 000 Rundfunkgeräte im Wert von 1,6 Milliarden DM. Die Wertsteigerung entspricht im Verhältnis nicht der Produktionssteigerung, da die Preise gesenkt wurden. Außerdem werden vom Käufer jetzt kleinere Rundfunkgeräte bevorzugt. Die Lagerbestände bei Industrie und Handel waren zum Jahreswechsel bei Fernsehgeräten außergewöhnlich niedrig, bei Rundfunkgeräten normal.

Den Kartellantrag haben die folgenden Hersteller eingereicht: AEG, Blaupunkt, Graetz, Loewe Opta, Metz, Nordmende, Philips, Saba, Schaub-Lorenz, Siemens, Telefunken.

Röhren-Preiskorrektur und Empfänger-Preise

Die am 1. Januar dieses Jahres wirksam gewordene Preisänderung für Ersatzröhren, durch die häufig verwendete Empfänger- und Bildröhrentypen zum Teil erheblich verbilligt wurden, hat vereinzelt zu der irrigen Auffassung geführt, daß damit auch die Preise für Rundfunk- und Fernsehempfänger eine Senkung erfahren müßten. Bei solchen Überlegungen wird der schon immer bestehende und selbstverständliche Unterschied in den Preisen für „Ersatzröhren“ und für „Erstbestückungsröhren“ nicht beachtet.

Zwischen den Röhrenherstellern und den Fabrikanten von Rundfunk- und Fernsehempfängern werden die Preise für Röhren bzw. Röhrensätze, die in großen und größten Mengen bezogen und langfristig disponiert werden, ausgehandelt. Bei Rundfunk- und Fernsehempfängern hat die Kalkulation also eine vom Ersatzröhrenpreis völlig abweichende Basis. Preissenkungen für Ersatzröhren können demnach keinen Einfluß auf die Empfängerpreise haben.

Werner W. Diefenbach



VERSTÄRKERPRAXIS

Wer sich in das Gebiet der Verstärkerpraxis einarbeiten möchte, findet in diesem Werk für Theorie und Praxis in leichtverständlicher Form eine willkommene Anleitung.

Die theoretischen Grundlagen setzen nur die Kenntnis der Algebra voraus und behandeln unter anderem die wichtigen Fragen der Röhrentechnik, die Anwendung der Röhren in Verstärkerschaltungen, die Berechnung des Frequenzganges und neuzzeitliche Entzerrungsanordnungen.

Für den Praktiker sind die gründlichen Ausführungen zur Verstärker-Schaltungstechnik von ganz besonderer Bedeutung, denn sie vermitteln das Rüstzeug für eigene konstruktive Tätigkeit. Auch die Abschnitte über Mikrofone, Tonabnehmer, Lautsprecher und Magnetbandtechnik enthalten viele Hinweise für die Praxis.

Der große Wert des Buches liegt vor allem in den ausschließlich der Verstärkerpraxis gewidmeten Teilen. Eine Anzahl moderner Bauanleitungen aller Verstärkerklassen und die Fülle jahrelanger praktischer Erfahrungen, die der Verfasser dem Leser vermittelt, geben dem Werk den Charakter eines idealen Handbuchs für jeden, der sich schon mit der NF-Verstärkertechnik beschäftigt oder erst befassen möchte.

127 Seiten · 147 Bilder · Ganzleinen 12,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung
im In- und Ausland oder durch den Verlag

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

Berlin-Borsigwalde



G 27

PC

Kein Irrtum mehr bei Schaltungen

Für Geätzte Stromkreise Kodak PC Resist

PC ist die Abkürzung des englischen Ausdrucks „printed circuits“ und bedeutet „gedruckte Schaltung“. PC Resist ist eine vollsynthetische Kopierschicht, die auf eine kupferkaschierte Isolationsplatte aufgetragen wird.

Die mit PC Resist behandelte Metallplatte kann nach dem Trocknen unter einem Strichnegativ belichtet werden. Die vom Licht getroffenen Stellen werden dadurch so gehärtet, daß sie bei der anschließenden Entwicklung nicht aufgelöst werden und dadurch einen alkali- und säurebeständigen Schutzüberzug bilden. An den unbelichteten Stellen wird das ungeschützte Metall durch entsprechende Chemikalien aufgelöst.

6 Argumente für PC Resist

PC RESIST ist beständig gegen Säuren und Alkalien.

PC RESIST besitzt beste Haftfähigkeit auf allen Metallen.

PC RESIST ist unabhängig von atmosphärischen Einflüssen.

PC RESIST beschichtete Platten können monatelang gelagert werden.

PC RESIST bietet konstante Kopierbedingungen und liefert randscharfe Kopien ohne Veränderung der Strichbreiten.

PC RESIST ist unschädlich für die Haut.

Lassen Sie sich unverbindlich beraten durch



**Kodak Aktiengesellschaft
Reprotechnische Abteilung
Stuttgart-Wangen**



Rundfunk-Transformatoren

für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender

Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
Wiesbaden · Dolzheimer Str. 147

Ihre Berufserfolge

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

Radio - Fernsehen - Elektronik

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

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

KARLGUTH BERLIN SO 36

Reichenberger Str. 23

STANDARD- LÖTÖSEN-LEISTEN

Abdeckleisten 0,5 mm
Lötösen 3 K 2
Lochmitte: Lochmitte 8 mm
Meterware: -selbst trennbar!

TRIAL Koaxialkabel

Schaumstoffisoliert
Niedrige Dämpfung

Einmalig im Preis

Fordern Sie bitte Angebot

TRIAL-ANTENNEN

Dr. Th. Dumke
RHEYDT · Postfach 75



ARLT'S seit über 30 Jahren begehrt BAUTEILE - KATALOG 1959/60

Ist neu erschienen und ist im Versand und Stadtverkauf erhältlich

Inland: Katalog ... 2,- DM
Vorkasse ... 2,50 DM
Nachnahme 3,- DM

Ausland: Katalog nur
Vorkasse 3,- DM

ARLT RADIO ELEKTRONIK

Berlin-Neukölln Düsseldorf
Karl-Marx-Str. 27 · Tel.: 601104 Friedrichstr. 61 a · Tel.: 80001
Arlt Elektronischer Bauteile-Vertrieb, Stuttgart, Rotbühlstraße 93 · Tel.: 62 44 73

Röhren

Preisliste
HL 2/60
10,- den Fachhandel

Material- u. Röhrenversand postwend. ab Lager

HACKER

WILHELM HACKER KG

Großortimenter für europ. und USA
Elektronenröhren · Elektrolyt-Kondensatoren

BERLIN - NEUKÖLLN
Am S- und U-Bahnhal Naukölle
Silbersteinstr. 5-7 · Tel. 621212
Geschäftszeit: 8-12 Uhr, sonnabds 8-12 Uhr

Die überlegene Christiani-Methode
vermittelt strebsamen Facharbeitern, die Techniker oder Meister werden wollen, durch Fernunterricht die theoretischen Kenntnisse in Maschinenbau, Elektrotechnik, Radiotechnik und Bautechnik. Das Christiani-Zeugnis wird als Befähigungsnachweis anerkannt. Verlangen Sie die Christiani-Informationsschrift gratis vom Technischen Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani Konstanz · Postfach 1457

Verkäufe

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

Alle Chemikalien und Spezialbauteile für gedruckte Schaltungen. Mayer K.-G., Biemen 1, Schließfach 678



MÖGLER KASSENFABRIK HEIDELBERG

Kaufgesuche

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

Labor-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner u. großer Sonderposten in Empfangs-, Send- und Spezialröhren aller Art. Berlin - Wilmerdorf, Fehrbelliner Platz 3, Tel. 87 33 95 / 06

Radioröhren, Spezialröhren, Senderöhren gegen Kasse zu kaufen gesucht. Szebehely, Hamburg Gr. Flottbek, Grottenstraße 24, Tel.: 82 71 37

Suche Ausgabe Nr. 8/1957 von FUNK-TECHNIK. Zorkoczy, Aachen, Boxgraben 74



Radio- Ela- Elektronik- basteln

leicht und lehrreich mit

RIM- Bastelbuch 1960

192 Seiten

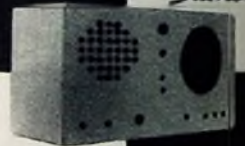
Bei Vorkasse (Postsch.-Kto. Mchn. 13753)
im Inland DM 2,25 - im Ausland DM 2,50

RADIO-RIM

München 15, Bayerstr. 25

METALL- GEHÄUSE

für
Industrie
und
Bastler



PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA-CLAUSNER, 4-6



Tropydur KONDENSATOREN

werden seit Beginn des Fernsehens in Geräte führender deutscher Marken überwiegend eingebaut. Eine Anzahl dieser Firmen verwendet WIMA-Tropydur-Kondensatoren vom ersten Fernsehgerät an bis heute. Ein Zeichen der Bewährung und des Vertrauens! WIMA-Tropydur-Kondensatoren sind bestens geeignet für Rundfunk- und Fernsehgeräte, für konventionelle und gedruckte Schaltungen.

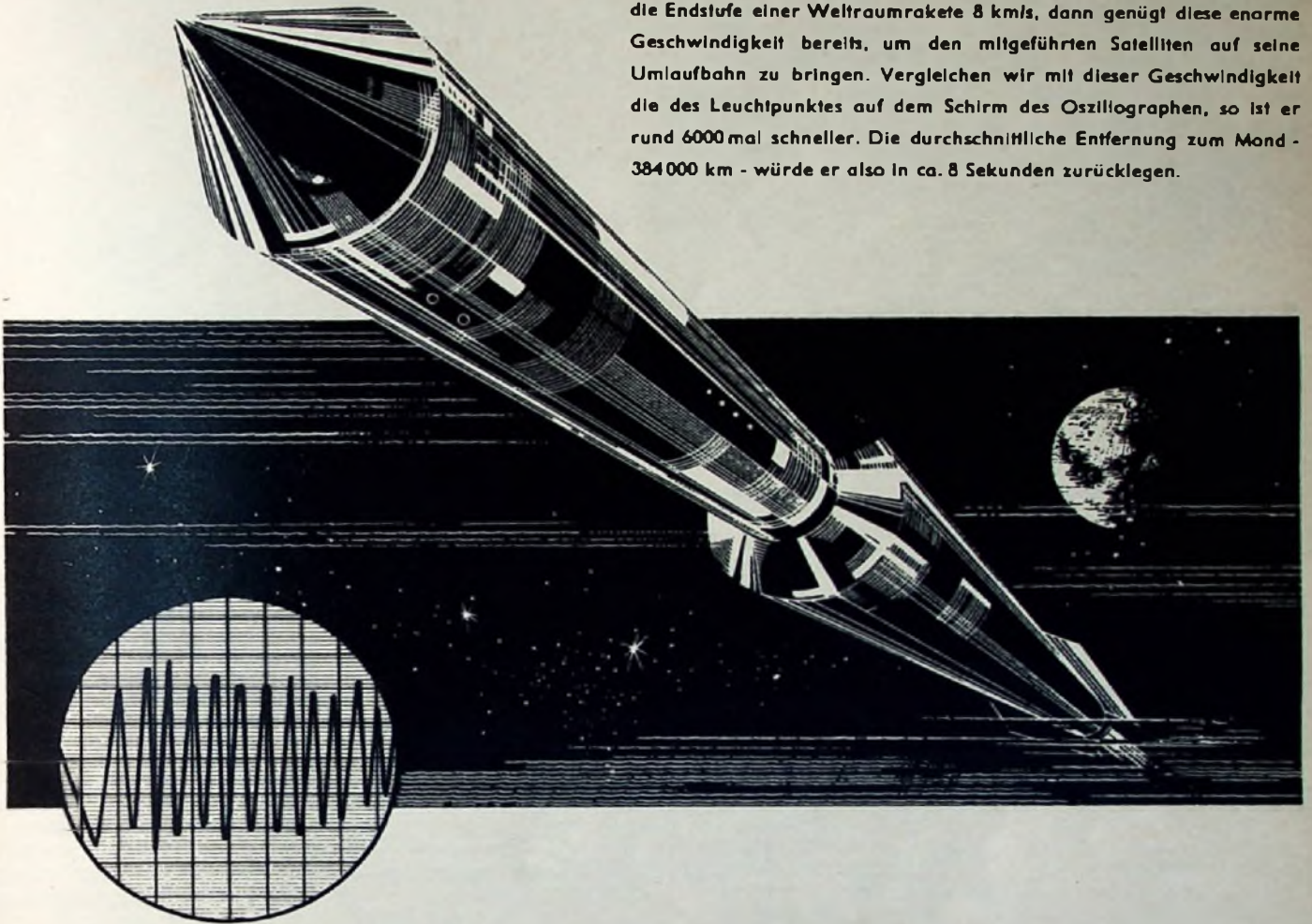
WILHELM WESTERMANN
SPEZIALFABRIK FÜR KONDENSATOREN

Mannheim-Neckarau, Wallstraße 6-10



6000mal schneller als Weltraumraketen

Die Schreibgeschwindigkeit eines Hochleistungs-Katodenstrahloszillographen beträgt mehr als 50000 Kilometer in der Sekunde . . . Erreicht die Endstufe einer Weltraumrakete 8 km/s, dann genügt diese enorme Geschwindigkeit bereits, um den mitgeführten Satelliten auf seine Umlaufbahn zu bringen. Vergleichen wir mit dieser Geschwindigkeit die des Leuchtpunktes auf dem Schirm des Oszillographen, so ist er rund 6000mal schneller. Die durchschnittliche Entfernung zum Mond - 384000 km - würde er also in ca. 8 Sekunden zurücklegen.



Elektronenröhren - maßgebliche Bauelemente neuzeitlicher Meßgeräte

Überall in Werkstätten und Laboratorien werden schnell veränderliche elektrische Vorgänge mit Katodenstrahloszillographen untersucht. Die Qualität seiner Elektronenröhren ist mitbestimmend für die Leistungsfähigkeit. Hochleistungs-Meßgeräte sind für Wissenschaft und Technik in entscheidendem Maße bedeutungsvoll. Von Jahr zu Jahr wächst ihre Zahl und damit auch der Bedarf an Elektronenröhren. Der Handel mit diesen wichtigen Bauelementen entwickelte sich zu einem interessanten Geschäftszweig am Weltmarkt.

Die Röhrenwerke der Deutschen Demokratischen Republik liefern Ihnen hochwertige Empfänger-, Langlebensdauer- und Oszillographenröhren sowie Thyratrons und Stabilisatoren für jeden Verwendungszweck.

LEISTUNGSFÄHIG-
FORTSCHRITTLICH-
ZUVERLÄSSIG



RFT R Ö H R E N W E R K E

Abt. E, Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1-5

Vertreter für die Bundesrepublik:

Firma Dr. Hans Bürklin · MÜNCHEN, Schillerstraße 40

Der Katalog Spezialröhren kann kostenfrei angefordert werden



Besuchen Sie die Leipziger Frühjahrsmesse vom 28. Februar bis 8. März 1960

SCHADOW-Drucktastenschafter

Klaviertasten
Schiebetasten
Leuchttasten
für
RADIO
FERNSEHEN
MESSTECHNIK

in aller Welt



Wir stellen aus:
Industriemesse
Hannover
Halle 11. Stand 1705



RUDOLF SCHADOW K.G.

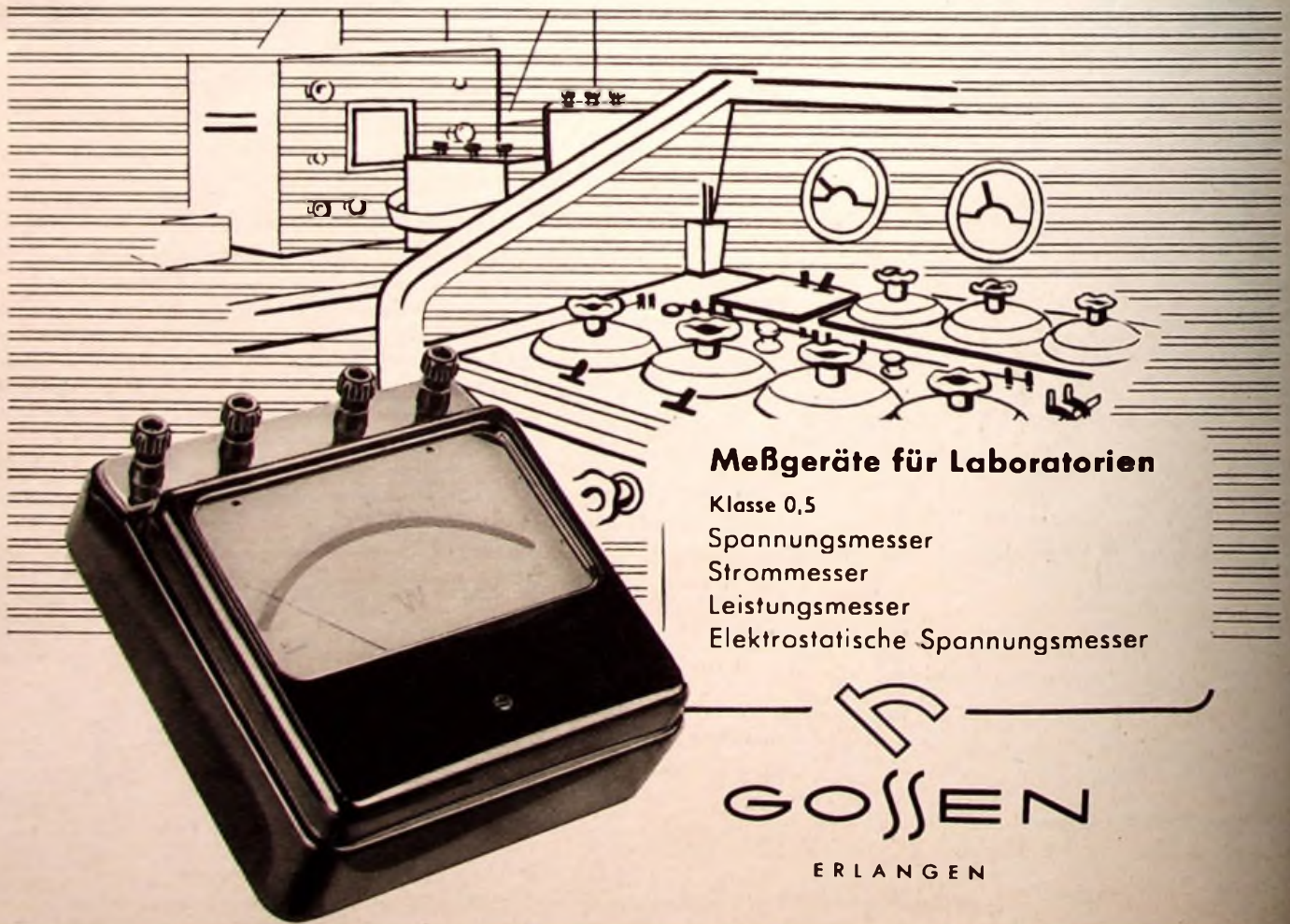
BAUTEILE FÜR RADIO- UND FERNMELEDETECHNIK - BERLIN-BORSIGWALDE



ANTENNEN
MIT GRÖSSTER
LEISTUNG.

5, RUE BOBILLOT

PARIS-13^e KEL.34-45



Meßgeräte für Laboratorien

Klasse 0,5

Spannungsmesser

Strommesser

Leistungsmesser

Elektrostatische Spannungsmesser

GOSSEN

ERLANGEN