

M.GRAF

Radio-Technik

**Eine Einführung
in die Schaltungstechnik
der Radioempfänger**

980
e4:

M. GRAF, dipl. El.-Techniker, Zürich

Radio-Technik

Schaltungstechnische Grundlagen
und Elektroakustik

Verlag *radio*
service tv Basel 2 Schweiz. Fachschrift

1964 Sämtliche Rechte – inklusiv Übersetzungsrecht – an
Text und Abbildungen vorbehalten. Nachdruck verboten.

Inhaltsverzeichnis

1. Antennen

Sendeantennen	3
Begriffe der abgestimmten Antennen	
Elektrische Länge	3
Physikalische Länge	3
Strahlungs- und Anschlußwiderstand	4
Bandbreite	4
Feldstärkepolarigramm	
Horizontal-Charakteristik	4
Vertikal-Charakteristik	5
Antennengewinn	5
Vor/Rück-Verhältnis	5
Horizontaler und vertikaler Öffnungswinkel	5
Rundempfangsantennen	
Kreuzdipol	6
Ringantennen	6
Geknickter Dipol	6
Empfangsantennen für die AM-Bereiche Kurz-, Mittel- und Langwellen	6
Antennenzuleitungen	
UKW und Fernsehen	7
Kurz-, Mittel-, Langwellen	7
Ultrakurz-, Kurz, Mittel- und Langwellen	7
Verteilanlagen für UKW, KML und Fernsehen sowie Gemeinschaftantennen	8
Technische Antennenvorschriften	8
2. Ausbreitungserscheinungen von Radiowellen	
Ausbreitungseigenschaften bei den verschiedenen Frequenzbereichen	8
Frequenzspektrum der Radio- und Fernsehbereiche	9
3. Empfänger-Schaltungsprinzipien	
Grundsätzliches	9
Die Geradeaus-Schaltung	10
Die Super-Schaltung	11
Die Reflex-Schaltung	12
4. Demodulation	
Grundsätzliches über die Demodulation amplitudenmodulierter Signale	13
Praktische Schaltungen	
Diodengleichrichtung	13
Gittergleichrichtung	14
Anodengleichrichtung	14
Grundsätzliches über die Demodulation frequenzmodulierter Signale	14
Praktische FM-Demodulationsschaltungen, sog. Diskriminatoren	
Gegentakt-Flankengleichrichter	15
Phasendiskriminator	15
Verhältnisgleichrichter	15
5. HF-Oszillatoren	
Allgemeines	16
Induktive Rückkopplung mit Rückkopplungsspule, Meißner-Generator	16
Die allgemeine Generatorschaltung (Dreipunktschaltung)	16
Praktische Dreipunkt-Schaltungen	
Induktive Rückkopplung, «Hartley-Generatoren»	17
Kapazitive Rückkopplung, «Colpitt-Generatoren»	17
Huth-Kühn-Schaltung	17
Trioden-Kristalloszillator	18
Der elektronengekoppelte Oszillator (ECO-Schaltung)	18
6. Mischung und Gleichlauf	
Erzeugung von Kombinationsschwingungen	18
Gleichlauf beim AM-Super	19
Superstörungen	
Spiegelfrequenzstörungen	19
ZF-Störungen	20
Oberwellenstörungen	20
Kreuzmodulation	20
7. Niederfrequenz-Verstärker	
Verstärkerbegriffe und -Maße	20
Die Röhre als Spannungsverstärker und Leistungsumformer	20
Graphische Ermittlung der Verstärkung	20
Rechnerische Ermittlung der Verstärkung	21
Dynamische oder Arbeitssteilheit S_A	21

NF-Leistung im Anodenwiderstand	21
Verhältnisse in der Endstufe	22
Graphische Ermittlung der Wechselstromleistung $P_{a\sim}$ und des Wirkungsgrades	22
Optimale Leistungsanpassung	22
Leistungsverteilung an mehrere Lautsprecher	22
Die Zusammenschaltung der Verstärkerstufen	23
Gegentakt-Endstufen	24
Übergang von Eintakt auf Gegentakt mittelst Röhrenschaltungen	25
Verzerrungen	25
Gegenkopplung	26
Der Ultralinear-Verstärker	27
Transformatorlose Endstufe	28
8. Hochfrequenz- und Breitbandverstärker	
Einteilung der HF-Verstärker	28
Selektive HF-Verstärker	
Sperrkreiskopplung	29
Transformatorkopplung	29
Bandfilterkopplung	29
Neutralisation der HF-Verstärkerstufen	29
Störungen des selektiven HF-Verstärkers	
Modulationsverzerrungen	30
Kreuz- oder Quermodulation, auch Übersprechen genannt	30
Brumm-Modulation	30
Kreis- und Röhrenrauschen	30
Breitbandverstärker	
Direktverstärker	31
Trägerfrequenzverstärker	32
9. Stromversorgung	
Allgemeines	33
Wechselstromempfänger	
Heizung	33
Gittervorspannung	33
Anoden- und Schirmgitterstrom	33
Brummspannungsberechnung	34
Allstromempfänger	
Heizung	35
Gittervorspannung	35
Anoden- und Schirmgitterstrom	35
Autoempfänger	35
Transistorempfänger	36
10. Schaltungsfinessen an Radioempfängern	
Automatische Lautstärkenregulierung (ALR)	36
Gehörrechtliche Lautstärkeregelung	38
Klangregulierung	38
Bandbreitenregulierung	38
Kurzwellen-Banddehnung	38
Vorsatzgeräte für Kurzwellen oder Ultrakurzwellen zu Mittelwellenempfängern	39
Abstimmanzeige und Aussteuerindikator	39
Automatische Sendereinstellung	40
11. Radioempfangsstörungen und deren Behebung	
Störpegel	40
Innere Störungen	41
Atmosphärische Störungen	41
Störungen durch elektrische Anlagen	41
Übertragung der Störungen durch die Netzleitung	41
Größe der Störspannung an der Störquelle	41
Entstörungsmittel	41
Entstörerschaltungen	41
12. Elektro-Akustik	
Akustische Grundbegriffe	42
Allgemeine Wiedergabeprobleme	43
Elektroakustische Wandler und Speicher	
Mikrophone	44
Tonabnehmer	46
Kopfhörer	48
Lautsprecher	49
Magnettonverfahren	51
13. Schaltungsanalyse	
Grundig-Micro-Boy 202	53
Philips-Taschenempfänger, Nanette	56
Sondyna-Empfänger mit Stereo-Einbauteil	56
Anhang I: Erkenntnisfragen	59
Anhang II: Aufgaben aus früheren Meisterprüfungen	61
Anhang III: Resultate der Aufgaben in Anhang II	67

Einleitung

Das Studium der Radiotechnik begeisterte von jeher viele Menschen. Ist es doch vor allem die Hochfrequenztechnik, die den Menschen befähigt, die Grenzen der Wahrnehmungen durch seine Sinnesorgane zu durchstoßen, d.h. über «unendliche» Distanzen zu hören, zu sehen, sich zu verständigen. Andererseits schreckt der Radiofachmann heute vor der Fülle der Probleme, die er verstehen sollte, zurück und sieht sich gezwungen, sich auf ein Teilgebiet der Hochfrequenztechnik zu beschränken. Der Unterrichtende auf dem Gebiet der Radiotechnik befindet sich wie kaum ein anderer Fachlehrer im Spannungsfeld des ständigen Fortschrittes mit der Stofferweiterungstendenz und der unveränderten Grundsätzlichkeit der Schaltungsprobleme.

Die vorliegende Veröffentlichung eines Manuskriptes, welches aus vieljähriger Lehrerfahrung mit Radioelektrikern an der Gewerbeschule Zürich entstanden ist, verfolgt einen doppelten Zweck:

1. Sie möchte eine Hilfe sein für alle, welche sich auf die Meisterprüfung im Radiogewerbe vorbereiten.
2. Sie vermittelt eine gewisse Abgrenzung des Radiotechnik-Stoffes von der Fernseh- und Schwachstromtechnik bzw. Elektronik, wie sie sich aus der schweizerischen Unterrichtspraxis ergeben hat. Die Grenzen obiger Fachgebiete sind heute stark verwischt, das empfindet man auch bei der Durchsicht deutscher Lehrbücher. Bei der vorliegenden Veröffentlichung handelt es sich um eine knappe Zusammenfassung des **Radiotechnikstoffes** einschließlich **Elektroakustik**. Für die Erarbeitung der zum Verständnis notwendigen Grundlagenkenntnisse stehen genügend Lehrbücher zur Verfügung, z. B.:
 A. Däschler: Elektrotechnische Grundlagen: Gleichstrom, Magnetismus
 A. Däschler: Elektrotechnische Grundlagen: Kondensatoren
 A. Däschler-Schilplin: Elektronenröhren und Halbleiter
 K. Leucht: Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik
 Telefunken Fachbuch, Der Transistor.

1. Antennen

Sendeantennen

Sendeantennen sind abgestimmte, **offene Schwingkreise**. Geschlossene Schwingkreise sind nicht strahlungsfähig, weil das Magnetfeld und das elektrische Feld auf einem kleinen Raum konzentriert sind (Fig. 1.01).

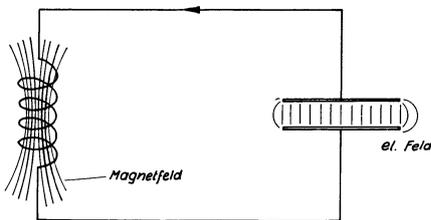


Fig. 1.01. Geschlossener Schwingkreis mit konzentriertem Magnet- und elektrischem Feld.

Außerhalb der Spule wird das Magnetfeld der Hinleitung von demjenigen der Rückleitung geschwächt, deshalb ist keine Fernwirkung möglich. Das wird bei einer einzigen Windung (Paralleldrahtsystem) besonders deutlich (Fig. 1.02).

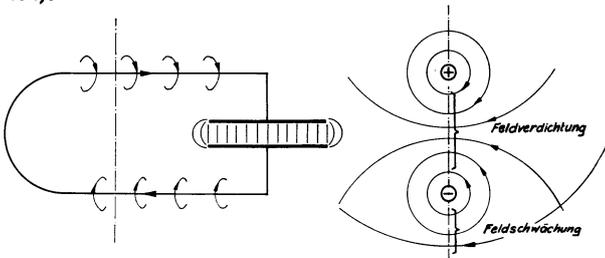


Fig. 1.02. Magnetfeld quer zur Windungsebene. Außerhalb der Windung schwächen sich die Felder gegenseitig.

Beim offenen Schwingkreis fehlt die störende Rückleitung (Fig. 1.03).

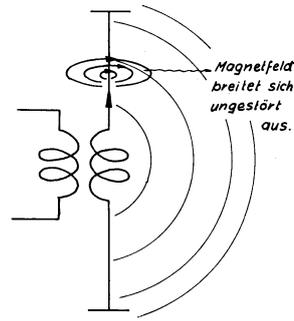


Fig. 1.03. Offener Schwingkreis mit elektrischem Feld in der Längsebene und Magnetfeld in der Querebene.

Im Gegensatz zum geschlossenen Schwingkreis sind L und C auf der ganzen Dipollänge verteilt, deshalb ist auch der Strom und die Spannung an jeder Stelle anders (Fig. 1.04).

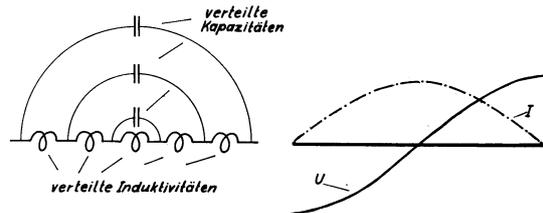


Fig. 1.04 Ersatzschema des Dipols und Strom-Spannungsverteilung längs des Dipols.

Begriffe der abgestimmten Antennen

Gültig für Sendeantenne und UKW- bzw. Fernseh-Empfangsantennen.

Elektrische Länge: Ein ausgestreckter Draht oder eine Stange mit der Länge $l = \lambda/2$ oder ein Vielfaches davon ist ein **offener Resonanzkreis**, weil der zurücklaufende Strom- bzw. Spannungsimpuls gerade mit einem nächsten Anregungsimpuls zusammenfällt. Bekanntlich gilt:

$$\text{Wellenlänge } \lambda = \frac{v}{f};$$

v = Ausbreitungsgeschwindigkeit des Impulses bzw. des magnetischen und elektrischen Feldes

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}}$$

v_0 = Lichtgeschwindigkeit im Vakuum = $3 \cdot 10^8$ m/sek

μ = Permeabilität des umgebenden Mediums

ϵ = Diel. Konstante des umgebenden Mediums

Daraus ergibt sich die Länge eines $\lambda/2$ -Dipols zu

$$l_m = \frac{150}{f_{\text{MHz}}}$$

Physikalische Dipollänge: Diese ist ca. 4% kürzer als die elektrische Länge, weil bei genauer elektrischer Resonanz die Induktanz genau gleich der Kapazität sein muß. Leitungskapazität und Leitungsinduktivität sind aber von dem Leitungsdurchmesser abhängig. Verkürzungsfaktor k in Abhängigkeit von λ/d siehe Fig. 1.05.

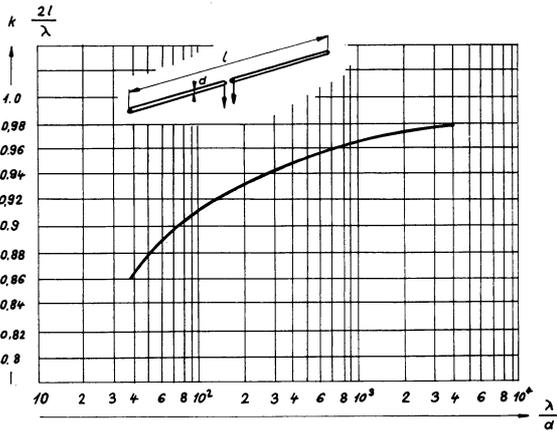


Fig. 1.05. Einfluß der Stabdicke auf die Abstimmlänge eines $\lambda/2$ -Dipols.

Strahlungs- und Anschlußwiderstand: Der **Strahlungswiderstand** R_0 der Antenne ist der der abgestrahlten bzw. aufgenommenen Leistung zugeordnete Widerstand:

$$R_0 = \frac{P}{I^2} \text{ im Strombauch}$$

Die Impedanz $Z = \frac{U}{I}$ ergibt sich aus der Strom-Spannungskurve und ist von den Abmessungen des Dipols abhängig (Fig. 1.06).

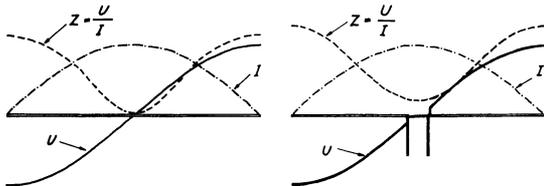


Fig. 1.06. Strom-Spannungs- und Impedanzverhältnisse längs des geschlossenen und des in der Mitte gespeisten Dipols.

Die Werte des Strahlungswiderstandes lassen sich für verschiedene Dicken dem Nomogr. Fig. 1.07 entnehmen.

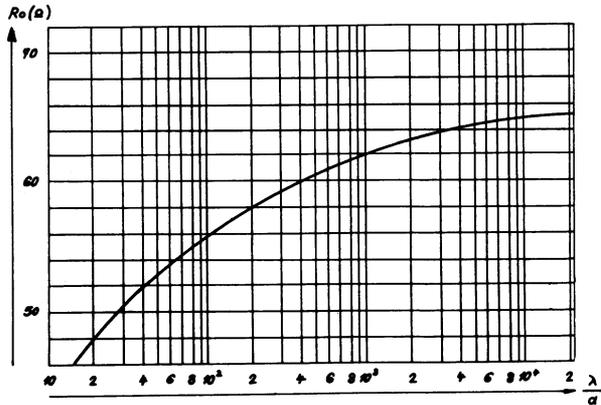


Fig. 1.07. Strahlungswiderstand R_0 in Abhängigkeit des relativen Stabdurchmessers.

Der **Anschlußwiderstand** entspricht dem Strahlungswiderstand, wenn direkt bei der Oeffnung gespeisen bzw. abgenommen wird. Man sorgt – gegebenenfalls durch Transformationsleitungen oder Kompensationsschaltungen – dafür, daß der Anschlußwiderstand dem Sollwert der Anschlußleitung möglichst nahe bleibt. Der Sollwert beträgt für symmetrische Anschlußleitungen hierzulande 240Ω und für Koaxialkabel 60Ω .

Beim **Faltdipol** (zwei Dipole parallel) ist der Fußpunkt-widerstand ca. 4mal größer, weil der Strom I bei gleicher Leistung halb so groß ist. Der genaue Multiplikator α hängt von den Dimensionen und dem Abstand der beiden Zweige ab. Das Nomogramm, Fig. 1.08 gibt darüber nähe-

ren Aufschluß. Dieses erlaubt uns, eine für Sollwertanpassung zweckmäßige Dimensionierung beider Dipole vorzunehmen.

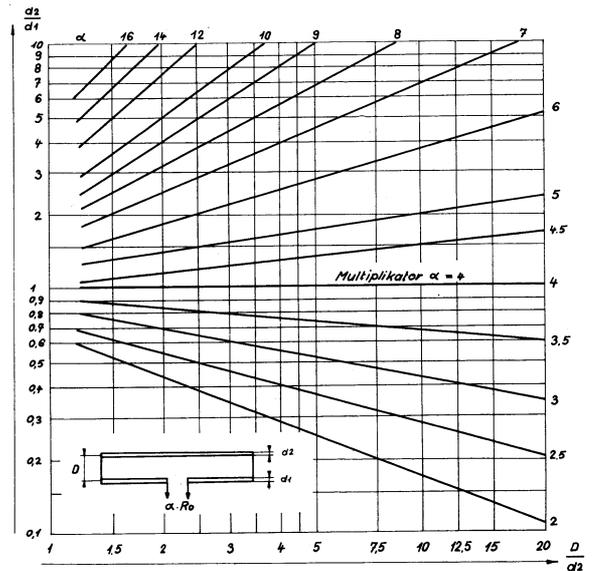


Fig. 1.08. Durchmesserverhältnis der beiden Faltdipolzweige in Abhängigkeit des Zweigabstandes für verschiedene Multiplikatoren α .

Bandbreite: Da ein Dipolelement die Eigenschaften eines abgestimmten Schwingkreises besitzt, hängt die Bandbreite $b = fr/Q$ von den Dimensionen ab. Je dicker der Leiter, desto kleiner wird der Resonanz- bzw. Strahlungswiderstand. Somit wird auch $Q = R_{res}/R_c$ kleiner. Dicke Antennen haben also große Bandbreiten. Eine FM-Rundfunkantenne (88–100 MHz) oder eine Fernsehantenne für 2 benachbarte Kanäle benötigt einen Leiterdurchmesser von ca. 12 mm.

Faltdipole weisen größere Bandbreiten auf, weil die beiden Zweige ein überkritisch gekoppeltes Bandfilter bilden. Mehrelementantennen haben in der Regel kleine Bandbreiten, weil die Zweige lose gekoppelte Bandfilter darstellen. Wenn aber der Reflektor geringen Abstand hat, so ist b größer als beim einfachen Dipol.

Feldstärkepolardiagramm:

a) **Horizontal-Charakteristik** nennt man die Kurve, bei der die Empfindlichkeit der Antenne in verschiedenen Himmelsrichtungen aufgetragen wird. Dabei nimmt man die größte Empfindlichkeit eines einfachen Faltdipols praktischerweise als 1 an. Bei einem solchen Dipol ist die Empfindlichkeit quer zum Dipol in beiden Richtungen am größten, während in der Längsrichtung die Empfindlichkeit am geringsten ist (Fig. 1.09).

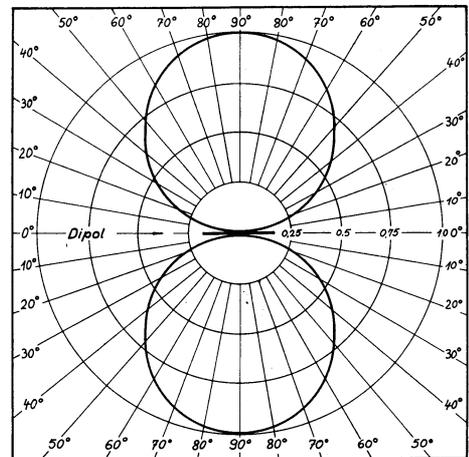


Fig. 1.09. Horizontal-Charakteristik eines einfachen Dipols.

Mit Zusatzstrahlern, Reflektor oder Direktor oder beides zusammen, lassen sich die Diagramme günstig verändern.

Der **Reflektor** ist ein nicht angeschlossener, für den Halbwelldipol durchgehender, **hinter dem Dipol** angeordneter, leitender Stab. Er strahlt die aus dem Empfangsfeld aufgenommene Leistung in den Raum zurück. Da er **5-7% länger** ist, als seinem Resonanzfall entspricht, bei einem Abstand von z. B. $0,2 \lambda$ vom Dipol, erzielt man für den Empfang von vorn ein gleichphasiges Zusammenwirken des Reflektors mit dem Dipol und für den Empfang von hinten ein Gegeneinanderwirken.

Der **Direktor** ist ein dem Dipol **vorgelagerter Stab, 5-7% kürzer** als dem Resonanzfall entsprechend, was eine zusätzliche Kapazität bewirkt. Durch diese und dem passenden Abstand, z. B. $0,15 \lambda$ vom Dipol, erreicht man für den Empfang von vorn gleichphasiges und für den Empfang von hinten gegenphasiges Zusammenwirken des Direktors mit dem Dipol.

So ergibt sich beispielsweise bei einer 3-Element-Antenne (Faltdipol mit Reflektor und einem Direktor) eine einseitige Horizontal-Charakteristik (Fig.1.10).

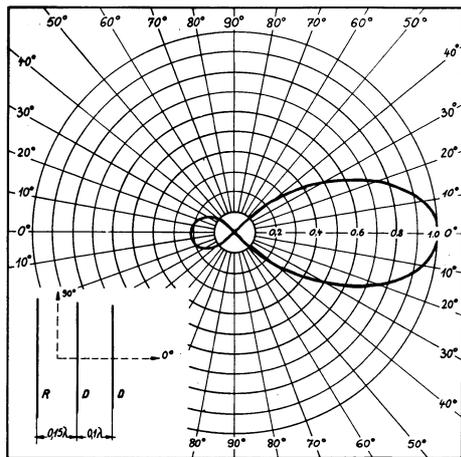


Fig.1.10. Horizontal-Charakteristik einer 3-Element-Antenne.

Die Kopplung zwischen Dipol und Reflektor bzw. Direktor setzt den Anschlußwiderstand der Antenne herab gemäß dem Nomogramm Fig.1.11.

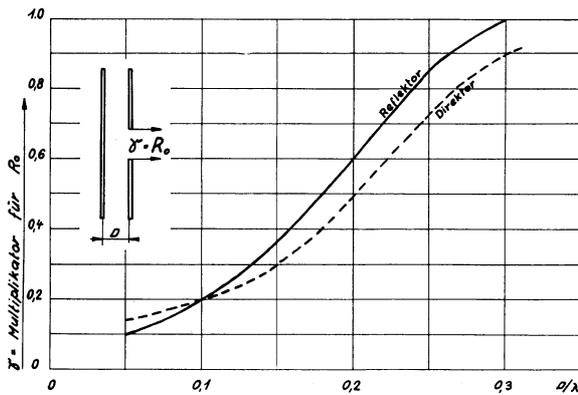


Fig.1.11. Multiplikator γ für einen Reflektor oder Direktor in Abhängigkeit des relativen Abstandes vom Dipol.

b) **Vertikal-Charakteristik** heißt die Kurve, welche die Empfindlichkeit in der senkrechten Ebene um den Dipol herum angibt (Fig.1.12).

c) **Antennengewinn**: Damit bringt man zum Ausdruck, wieviel mal mehr Spannung eine Mehrelementantenne in der Hauptempfangsrichtung gegenüber einem einfachen Faltdipol erbringt. Das Spannungsverhältnis drückt man meistens in Dezibel aus. Mit einer 3-Elementantenne,

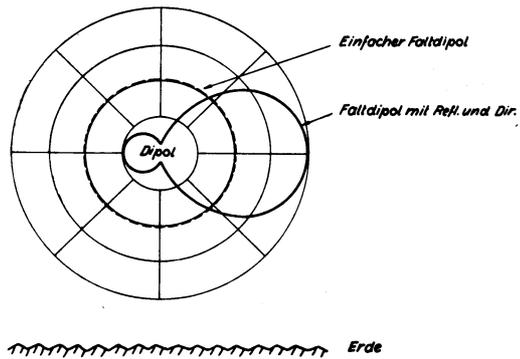


Fig.1.12. Vertikal-Charakteristik eines einfachen Dipols und einer 3-Element-Antenne.

welche in der Vorzugsrichtung die doppelte Spannung ergibt, ist der Gewinn $G = 20 \cdot \log 2 = 6 \text{ db}$.

G hängt natürlich von der richtigen Abstimmung, d. h. der genauen Länge der Dipolstäbe ab und ferner von der richtigen Anpassung an das Antennenkabel und den Empfängereingang.

Man erreicht z. B. für eine Band III TV-Mehrfachantenne (2×10 Elemente nebeneinander) einen Antennengewinn von 13 db (4,5fache Spannung).

d) **Vor/Rück-Verhältnis**: Es ist ein Maß dafür, wieviel mal mehr Spannung eine Richtantenne in der Hauptempfangsrichtung gegenüber der Spannung aus der entgegengesetzten Richtung ergibt. Das geht auch aus dem Feldstärkepolardiagramm hervor (Fig.1.13).

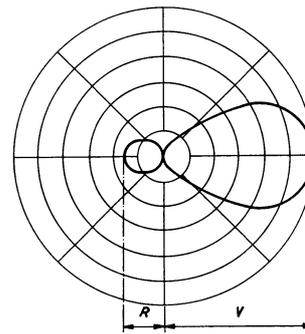


Fig.1.13. Vor/Rück-Verhältnis aus der Horizontal-Charakteristik ermittelt

Eine Antenne mit großem V/R unterdrückt von rückwärts einfallende Störungen und Reflexionen. Das Verhältnis wird auch meistens in db angegeben. Eine 10-Element-Antenne Band III erreicht ein Vor/Rück-Verhältnis von 20:1, also 26 db.

e) **Horizontaler und vertikaler Öffnungswinkel**:

Es sind die Winkel in der horizontalen bzw. vertikalen Ebene, bei denen sich die Empfindlichkeit auf $1/\sqrt{2} = 71\%$ verringert hat (Fig.1.14).

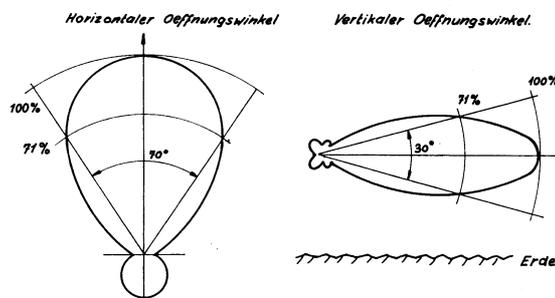


Fig.1.14. Horizontaler und vertikaler Öffnungswinkel.

Kleine Öffnungswinkel – mit vielen Zusatzelementen erzielbar – sind erwünscht, weil dadurch Störstrahlungen aus Bodennähe (Autos), aus der Höhe (Flugzeuge) und von der Seite geschwächt einfallen. Im Band III erreicht man beispielsweise Kleinstwinkel von 22° mit 2×14 Elementen (horizontal 22° , wenn die Ebenen nebeneinander montiert sind, vertikal 22° , wenn sie übereinander montiert sind).

Rundempfangs-Antennen: Für UKW-Rundfunk (Band II) ist oft ein Rundempfang evtl. mit Vorzugsrichtung erwünscht, weil in der Regel mehrere UKW-Programme aus verschiedenen Richtungen gut zu empfangen sind. Als Rundempfangsantennen eignen sich folgende Bauformen:

a) Kreuzdipol (Fig.1.15)

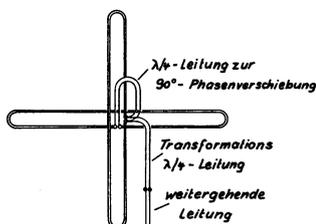


Fig.1.15. Kreuzdipol.

Die Umwegleitung ($l = \lambda/4$) ist nötig, damit zwischen beiden Dipolen 90° Phasenverschiebung entsteht. Wegen der Parallelschaltung halbiert sich der Anschlußwiderstand, so daß zwischen einer Normaldoppelleitung mit 240Ω Wellenwiderstand und Antennenfußpunkt eine Transformationsleitung mit $Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = 170 \Omega$ nötig ist.

b) Ringantennen (Figs.1.16a, b, c)

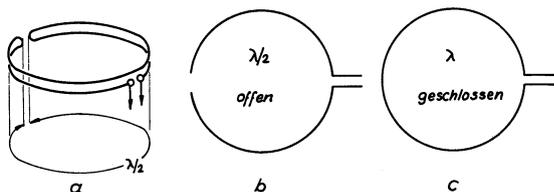


Fig.1.16. Ringantennen

- a) $\lambda/2$ Faltdipol offen, Fußpunktwiderstand ca. 200Ω
- b) $\lambda/2$ -Einfachdipol offen, Fußpunktwiderstand ca. 50Ω
- c) λ -Ringantenne geschlossen, Fußpunktwiderstand ca. 50Ω

c) Geknickter Dipol (Fig.1.17)

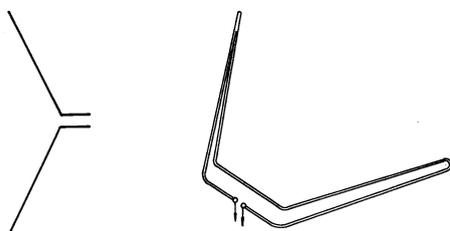


Fig.1.17. Geknickter Einfach- oder Faltdipol.

Durch die schräge Anordnung beider Dipolzweige werden die seitlichen Empfindlichkeitseinbrüche bedeutend verkleinert. Diese Bauformen haben im Prinzip auch die Gehäusedipole (Rundempfang mit Vorzugsrichtung). Bei den Rundempfangsantennen liegen die Antennengewinne durchwegs unter 1, weil eben die Richtwirkung fehlt.

Empfangsantennen für die AM-Bereiche Kurz-, Mittel- und Langwellen

Man hat elektrische und magnetische Antennen zu unterscheiden. Unter die letzteren fallen die Ferrit- und Rahmenantennen. Die elektrischen Antennen sind sog.

aperiodische, d.h. nicht abgestimmte Antennen. Für Mittel- und Langwellen ist die Antennenlänge l kleiner als $\lambda/4$, so daß sie einen kapazitiven Innenwiderstand haben, Normalantennen ca. 200 pF . Um eine Verstimmung des Eingangskreises zu vermeiden, wählt man eine lose Antennenanpassung. Die Ankopplungsschaltung macht man bei Mittel und Lang hochinduktiv, damit die Antennenresonanz unter den Empfangsbereich zu liegen kommt. Dadurch wird erreicht, daß der Abfall der Resonanzkurve des Antennenkreises und der Anstieg des induktiven Widerstandes der Antennenspule einander entgegenwirken und so eine ziemlich gleichbleibende Empfindlichkeit erzielt wird. Ein Beispiel der Antennenanpassung für Mittelwellen zeigt Fig.1.18.

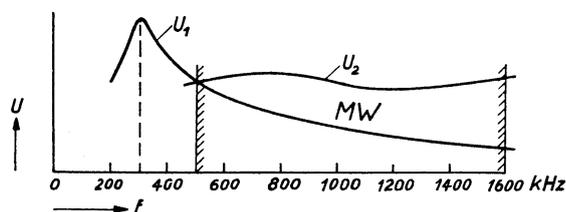
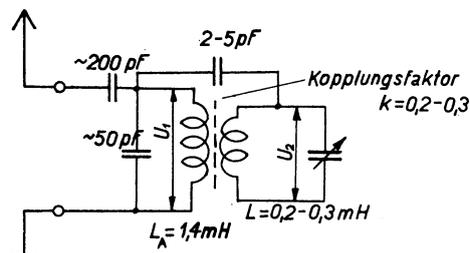


Fig.1.18. Dimensionierung der Antennenanpassungsglieder und Spannungsverlauf über den Mittelwellenbereich.

Bei Mittel- und Langwellen kann eine **Eingangsspannungserhöhung von 3-7** erzielt werden. Darunter ist das Verhältnis von Vorkreisspannung zur Spannung an der Antennenbuchse verstanden.

Bei Kurzwellen ist eine niederinduktive Antennenanpassung günstiger (L_{Vorkreis} ca. $1,25 \mu\text{H}$, $L_{\text{Ant. spule}}$ ca. $0,08 \mu\text{H}$). Damit erreicht man eine Eingangsspannungserhöhung von 2-3.

Bei Empfangsantennen ist eine große **Bezugshöhe**, auch **wirksame Höhe h_w** genannt, anzustreben, um eine große Empfangsspannung zu erhalten. Es gelten folgende Beziehungen:

$$\text{Empfangsfeldstärke } E_{v/m} \approx \sqrt{\frac{P_{kw}}{4 \cdot r_{km}}}$$

$$\text{Wirksame Ant.höhe } h_w = \frac{U}{E}$$

P = Senderleistung, r = Abstand Sender-Empfänger, U = Empfangsspannung

Es kann etwa mit folgenden Bezugshöhen gerechnet werden:

- Hochantenne, aufnehmender Teil 3-6 m über dem Gebäude 1-5 m
- Zimmerantenne 0,1-0,5 m
- Ferrit- und Rahmenantenne im Radiogehäuse 0,05-0,25 m

Ferritantennen werden oft als Zusatzantennen für den Mittel- und Langwellenbereich angewendet und zwar als abgestimmte Antennen, indem die Vorkreis- und Antennenspule zugleich die Antennenspule bildet. Leider ist die aus dem Empfangsfeld stammende EMK sehr gering, so daß trotz hoher Spannungserhöhung die Empfangsenergie nicht größer ist, als diejenige aus dem UKW-Gehäusedipol, welcher oft auch als Mittelwellenbehelfsantenne benutzt wird. Immerhin wirkt sich bei der Ferritantenne die Richtungsempfindlichkeit günstig auf das Nutz-Störverhältnis aus.

Antennenzuleitungen

a) UKW und Fernsehen

Damit bei abgestimmten Antennen die ganze Energie in den Empfänger gelangt, muß der sog. Wellenwiderstand der Leitung sowohl an die Antenne, als auch an den Empfänger angepaßt sein. Der Wellenwiderstand Z_0 ist eine elektrische Größe, die von der Leitungslänge unabhängig ist. Er ist gleich dem Eingangswiderstand bei unendlicher Leitungslänge oder bei beliebig begrenzter Leitungslänge, wenn das ferne Ende mit einem Ohmschen Widerstand gleich dem Wellenwiderstand abgeschlossen ist. Z_0 hängt von 4 Leitungskonstanten Kapazität, Induktivität, Widerstand und Ableitung sowie von der Frequenz ab. Bei hohen Frequenzen, d. h. bei allen Rundfunk- und Fernsehfrequenzen nimmt Z_0 praktisch folgenden Wert an:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

L = Induktivität pro Längeneinheit
C = Kapazität pro Längeneinheit

Z_0 läßt sich berechnen

$$\text{Koaxialkabel: } Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \log \frac{D}{d}$$

D = Lichtweite des Abschirmungsmantels
d = Durchmesser des Innenleiters
 ϵ = Dielektrizitätskonstante des Zwischenraumes

Die Außendurchmesser von 60- Ω -Kabeln betragen je nach Dielektrikum 5 bis 8 mm.

Doppelleitung mit Luftdielektrikum:

$$Z_0 \cong 276 \cdot \log \frac{2D}{d}$$

D = Leiterdistanz
d = Leiterdurchmesser

Die Breite einer 240- Ω -Doppelleitung mit Polyäthylen-dielektrikum beträgt ca. 7 mm.

Die **Dämpfung** ist in der Regel bei großem Wellenwiderstand kleiner; mit steigender Frequenz steigt auch die Dämpfung. Bei handelsüblichen Leitungsausführungen betragen die Dämpfungen für den UKW-Bereich (100 MHz) zwischen 3 und 12 dB/100 m, für 200 MHz zwischen 5 und 22 dB/100 m.

Die **Anpassung** des Kabels oder der Leitung an den Fußpunkt der Antenne kann entweder mit einem HF-Transformator oder mit einer **Viertelwellen-Leitung** geschehen. Letztere wird aber nur für den Fernsehempfang gelegentlich verwendet, weil die Z-Transformation nur für ein verhältnismäßig schmales Frequenzband hinreichend genau ist. Wenn eine symmetrische Antenne ($\lambda/2$ -Dipol) an ein unsymmetrisches Kabel anzuschließen ist, so ist ein sog. **Symmetrierglied** erforderlich (Fig. 1.19).

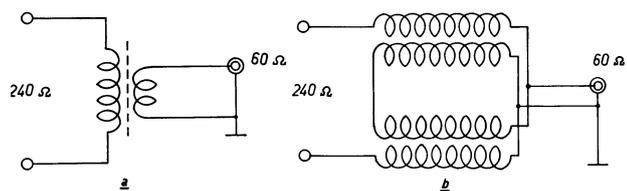


Fig. 1.19. a) Symmetrierglied mit getrennten Wicklungen, b) Symmetrierglied mit 4 galvanisch verbundenen Wicklungen, paarweise auf 2 Spulenkörper gewickelt. Von der Eingangsseite her gesehen liegen die 4 Wicklungen in Serie, von der Ausgangsseite her hingegen parallel.

b) Kurz-, Mittel-, Langwellen

Für abgeschirmte Antennenzuleitungen werden heute meistens die gleichen 60- Ω -Kabel verwendet, da die Anlage in der Regel auch für die UKW-Zuführung dient. Immerhin benützt man auch etwa zweiadrige, symmetrische, abgeschirmte Kabel mit 120- Ω Wellenwiderstand. Bei Mittel- und Langwellen ist die Antennenlänge üblicherweise kleiner als $\lambda/4$, so daß sie einen hohen kapazi-

tiven Widerstand hat. Damit die Kapazität der Antennenzuleitung die kleine Antennen-EMK nicht kurzschließt, ist ein Antennenübertrager nötig, $\bar{u} = 1:3$ bis $1:6$. Dieser wird entweder mit getrennter Wicklung oder als Autotransformator ausgeführt (Fig. 1.20).

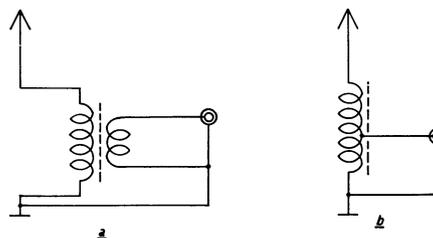


Fig. 1.20. Antennenseitiger Übertrager. a) mit getrennter Wicklung, b) Autotransformator.

Empfängerseitig ist ein ähnlicher Übertrager nötig, welcher die Antennenspannung wieder herauftransformiert. Der Empfängereingang ist ja verhältnismäßig hochohmig, bei Mittel und Lang etwa 2,5 k Ω .

Bei Kurzwellen, bei denen der Antennen- und der Empfängereingangswiderstand bedeutend kleiner ist, wurde früher der Antennenübertrager mit einer kleinen Kapazität überbrückt. Heute verzichtet man meistens auf den Überbrückungskondensator, weil durch die Verwendung hochpermeabler HF-Eisenkerne eine bessere Kopplung der Wicklungen auch bei hohen Frequenzen möglich ist.

c) Ultrakurz-, Kurz-, Mittel- und Langwellen

Da für diese Zwecke zwei verschiedene Antennen (Stab- oder Reusenantennen für KML und Dipol für UKW) an die gemeinsame Leitung angeschlossen werden müssen, sind zwei Übertrager und ein kleiner Kondensator als Frequenzweiche nötig (Fig. 1.21).

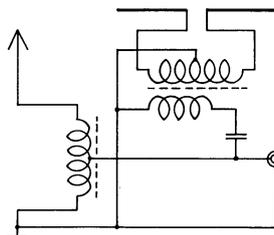


Fig. 1.21. Antennenseitiger Doppelübertrager für UKW und KML.

Auch braucht es beim Empfängereingang zwei Übertrager. Zudem sind bei Anlagen ohne Antennenverstärker noch zusätzliche Sperr- bzw. Saugkreise für die störenden Fernsehbander I und III nötig (Fig. 1.22).

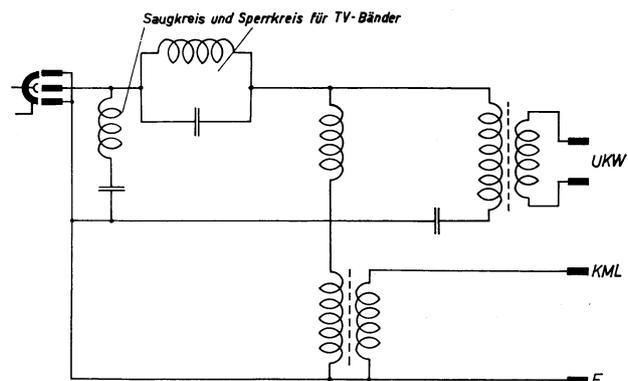


Fig. 1.22. Empfängerseitiger Doppelübertrager.

Bei Anlagen mit Antennenverstärker braucht es keine Sperr- und Saugkreise für die Unterdrückung der Fernsehbander, hingegen sind Entkopplungswiderstände nötig.

d) Verteilanlagen für UKW, KML und Fernsehen sowie Gemeinschaftsantennen

Für ein gutes Fernsehbild wird am Empfängereingang eine Mindestspannung von 1 mV benötigt, bei Radio genügt 200–500 μ V. Ob bei einer Anlage für nur einen Teilnehmer ein Antennenverstärker nötig ist oder nicht, sollte auf Grund einer Messung mittels einer Testantenne und eines Prüfgerätes und der Vorausberechnung der Kabeldämpfung entschieden werden. Es stehen im Handel getrennte Antennenverstärker für die AM-Bereiche, den UKW-Rundfunkbereich sowie die verschiedenen Fernsehänder zur Verfügung. Meistens werden die einzelnen Verstärker als Baukasteneinheiten in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht. Die Verstärkung beträgt 14–50 dB, die Netzleistungsaufnahme 15–60 W je nach Stufenzahl. Verstärker für Großgemeinschaftsanlagen besitzen zwei Ausgänge, um zwei Stammleitungen anschließen zu können. Es ist oft vorteilhaft, die Stammleitung statt im **Durchschleifverfahren** an die Empfänger zu führen (Fig. 1.23), die Hauptstammleitung in **Unterstammleitungen** zu unterteilen (Fig. 1.24). Ebenso wird bisweilen das **Stichleitungssystem** günstig sein (Fig. 1.25).

Wichtig ist, daß die Verteildosen mit Widerständen zweckmäßig entkoppelt, bzw. die Abzweigungen richtig angepaßt werden, sonst bilden letztere sog. **Stoßstellen**, welche zu stehenden Wellen auf der Leitung führen würden (Phasenverzerrungen bei UKW und Geisterbilder bei TV). Ein Beispiel einer Verteilschaltung (Siemensanlage) zeigt Fig. 1.26.

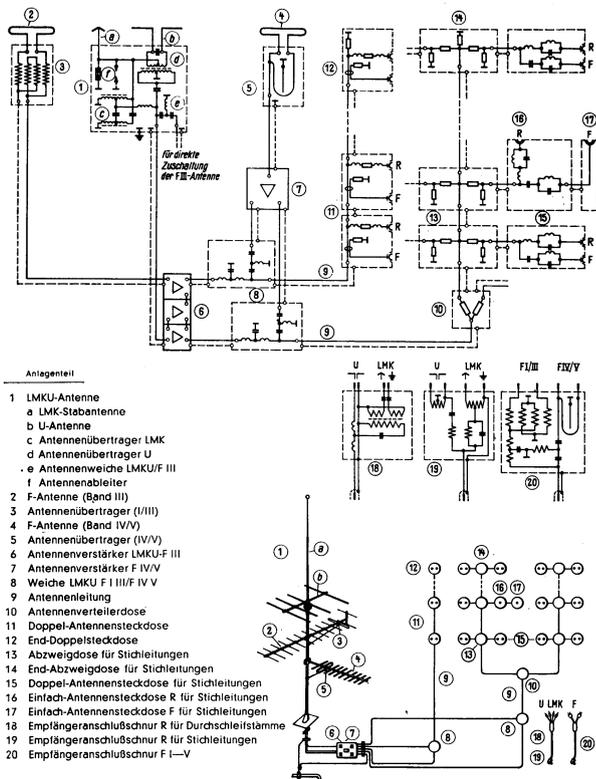


Fig. 1.26. Gemeinschaftsantennenanlage.

Technische Antennenvorschriften

Die PTT-Verwaltung als Konzessionsbehörde gibt eine Broschüre heraus «Technische Vorschriften über die Erstellung von Radiorundspruch- und Fernseh-Empfangsanlagen». Diese Vorschriften verfolgen einen doppelten Zweck:

1. Schutz von Benutzer und Drittpersonen vor körperlicher Gefährdung und Sachbeschädigungen sowie vor Belästigungen, welche die Empfangsanlage verursachen könnte (Bruch der Antenne, Blitzschlag, Störstrahlungen usw.).

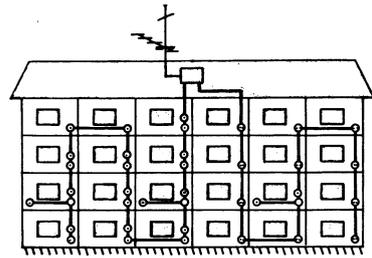


Fig. 1.23. Durchschleifverfahren.

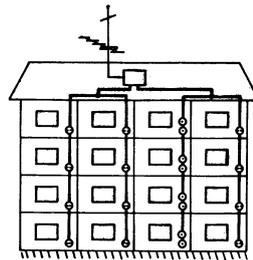


Fig. 1.24. Verteilung mit Unterstammleitungen

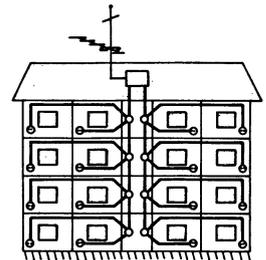


Fig. 1.25. Stichleitungssystem.

2. Gewährleistung eines möglichst guten, ungestörten Empfanges.

So befassen sich beispielsweise einige Artikel der Vorschriften mit den Maßnahmen, welche einen Schutz bieten vor einem allfälligen Elektrisieren bei aus dem Lichtnetz betriebenen Empfängern. Andere Artikel betreffen den Schutz vor Brand, sei es durch Blitzschlag in die Antenne oder deren Ableitung, oder sei es durch Berührung der Anlage mit benachbarten Starkstromanlagen. Weitere Artikel sollen eine Belästigung anderer Personen verhindern. Es betrifft dies die Störstrahlung des Empfängers oder die Behinderung in der freien Bewegung durch unglückliche Antennenanordnungen. Schließlich geben einige Artikel Empfehlungen im Hinblick auf einen störungsarmen Empfang.

2. Ausbreitungserscheinungen von Radiowellen

Die elektrischen und magnetischen Wellen, welche vom Sender ausgestrahlt werden, ergeben bei senkrechter Polarisation folgendes **Feldbild** (Fig. 2.01):

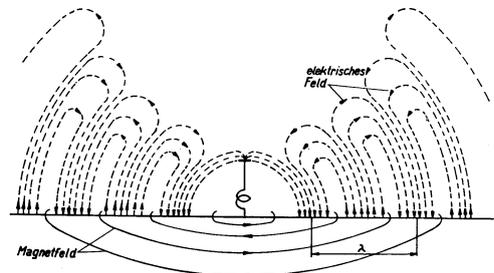


Fig. 2.01. Feldbild einer senkrechten $\lambda/4$ -Sendeantenne.

Ausbreitungseigenschaften bei den verschiedenen Frequenzbereichen

Grundsätzlich können die Radiowellen an leitenden Massen, z.B. Metallteilen von Häusern, ionisierten Atmosphärenschichten usw. **abgelenkt**, **reflektiert** oder **absorbiert** werden. Auch ist **Interferenz** (Überlagerung) möglich, wenn an einem bestimmten Raumpunkt zwei Wellen gleichen Ursprungs aber verschieden langer Wege eintreffen.

Die beiden Wellen werden sich je nach ihrer gegenseitigen Phasenlage unterstützen oder auslöschen. Diese schwankende Empfangsfeldstärke nennt man **Schwund** oder **Fading**.

Boden- oder Oberflächenwelle nennt man denjenigen Teil der Strahlungsenergie, der sich längs der Erdoberfläche ausbreitet. Sie wird um so stärker absorbiert, je kürzer die Wellenlänge ist. Auch wird die Bodenwelle bei **Langwellen** etwas gebeugt, so daß ein Empfang weit über den Horizont hinaus möglich ist (Fig.2.02).

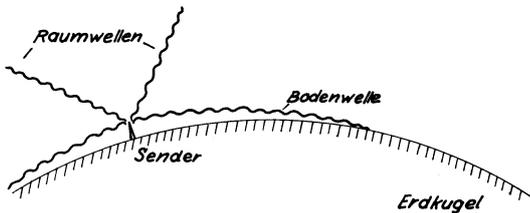


Fig.2.02. Energiestrahlung bei Langwellen.

Gewitterstörungen benehmen hauptsächlich den Langwellenempfang.

Raumwelle heißt die in den Äther hinausgestrahlte Energie. Bei **Mittelwellen** wird ein Teil der Raumwelle speziell nachts an der **Heavisideschicht** in 80–150 km Höhe reflektiert und ist deshalb auf der Erde in weit vom Sender entfernten Orten zu hören (Fig.2.03).

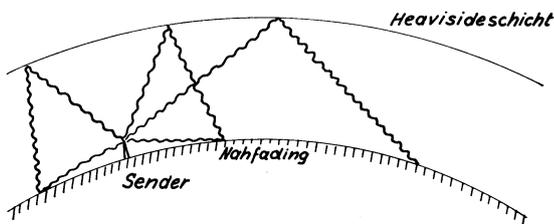


Fig.2.03. Energiestrahlung bei Mittelwellen.

In ca. 80–150 km vom Sender befindet sich die **Nahfadingzone**, wo die noch vorhandene Bodenwelle mit der reflektierten Raumwelle eine Interferenz bildet. Leider führt das Zusammenwirken verschiedener Wellen oft zu unangenehmen Verzerrungen. Man spricht dann von **Interferenz- oder Selektivfading**. Bei **Kurzwellen** ist die Reichweite der Bodenwelle gering (ca. 30 km bei $\lambda = 20$ m), so daß vor dem Eintreffen der ersten reflektierten Raumwelle eine **tote Zone** entsteht (Fig.2.04).

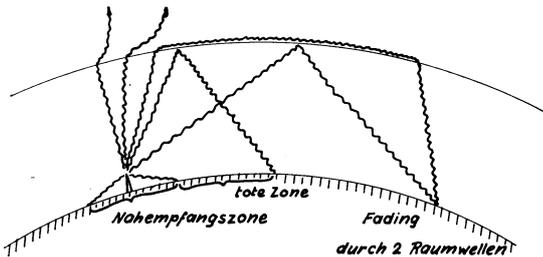


Fig.2.04. Energiestrahlung bei Kurzwellen.

Bei Kurzwellen ist auch **Mehrfachreflexion** zwischen Erde und Heavisideschicht möglich. Die Ionosphäre ist sehr instabil (langsame und rasche Änderung des Ionisationsgrades, Schwankungen der Höhe usw.), so daß z.B. für den kommerziellen Übersee-Empfang in jeder Tageszeit die günstigste Wellenlänge benutzt werden muß. Bei **Ultrakurzwellen** ergibt sich bereits eine quasi-optische Ausbreitung, d.h. die Wellen machen einerseits die Beugung der Erdkrümmung nicht mehr mit und andererseits durchdringen die Raumwellen die Ionosphäre, so daß nur ungefähr Sichtempfang möglich ist. Überreichweiten können sich allerdings ergeben infolge Ablenkung an Bergen oder Gebäuden.

Frequenzspektrum der Radio- und Fernsehbereiche

Die für Radio- und Fernsehübertragungen benutzten Frequenzen wurden in folgende Bereiche gegliedert:

1. Langwellenbereich 2000–1050 m, entspricht 150–285 kHz (der LW-Bereich des Empfängers reicht gewöhnlich weiter, 150–ca. 350 kHz, damit alle HF-TR-Kanäle empfangen werden können)

2. Mittelwellenbereich 570–187 m, entspricht 525–1605 kHz
3. Kurzwellenbereich 50,42–11,49 m, entspricht 5,95–26,1 MHz (der KW-Bereich des Empfängers reicht gewöhnlich nicht so weit, von ca. 50–15 m)
4. Ultrakurzwellenbereich 10–1 m, entspricht 30–300 MHz
5. Dezimeterwellenbereich 1–0,1 m, entspricht 300 MHz–3 GHz
6. Zentimeterwellenbereich 10–1 cm, entspricht 3–30 GHz.

Der Kurz-, Ultrakurz sowie der Dezimeterwellenbereich wird in **Bänder** unterteilt.

Die 8 für Radiozwecke benutzten **Kurzwellenbänder** sind verhältnismäßig schmal, 200–490 kHz. Man bezeichnet sie nach der ungefähren Wellenlänge:

- 11-m-Band (25,61–26,1 MHz)
- 13-m-Band (21,45–21,75 MHz)
- 16-m-Band (17,7–17,9 MHz)
- 19-m-Band (15,1–15,45 MHz)
- 25-m-Band (11,7–11,975 MHz)
- 31-m-Band (9,5–9,775 MHz)
- 41-m-Band (7,0–7,3 MHz)
- 49-m-Band (5,95–6,2 MHz)

Die **Ultrakurzwellenbänder** wurden fortlaufend nummeriert:

- Band I 7,32 m–4,41 m (41 MHz–68 MHz) für Fernsehen
- Band II 2,89 m–3,43 m (87,5 MHz–104 MHz) für FM-Rundfunk
- Band III 1,7 m–1,3 m (174 MHz–230 MHz) für Fernsehen

Die für das Fernsehen benutzten **Dezimeterwellenbänder** sind:

- Band IV 64 cm–51,5 cm (470 MHz–582 MHz)
- Band V 51,5 cm–31 cm (582 MHz–958 MHz)

Innerhalb der UKW-Bänder befinden sich diesog. **Kanäle**. Sie umfassen je einen solchen Frequenzbereich, der für den Empfang des ganzen modulierten Signals eines Senders nötig ist, also bei FM-Rundfunk (Band II) je 300 kHz, bei TV je 7 MHz.

Die Fernsehkanäle in den Bändern I und III sind:

- Band I:
- Kanal 1 mittlere Wellenlänge 6,7 m (41–47 MHz)
 - Kanal 2 mittlere Wellenlänge 6 m (47–54 MHz)
 - Kanal 3 mittlere Wellenlänge 5,2 m (54–61 MHz)
 - Kanal 4 mittlere Wellenlänge 4,7 m (61–68 MHz)
- Band III:
- Kanal 5 mittlere Wellenlänge 1,7 m (174–181 MHz)
 - Kanal 6 mittlere Wellenlänge 1,63 m (181–188 MHz)
 - Kanal 7 mittlere Wellenlänge 1,57 m (188–195 MHz)
 - Kanal 8 mittlere Wellenlänge 1,51 m (195–202 MHz)
 - Kanal 9 mittlere Wellenlänge 1,46 m (202–209 MHz)
 - Kanal 10 mittlere Wellenlänge 1,41 m (209–216 MHz)
 - Kanal 11 mittlere Wellenlänge 1,37 m (216–223 MHz)
 - Kanal 12 mittlere Wellenlänge 1,32 m (223–230 MHz)

3. Empfänger-Schaltungsprinzipien

Grundsätzliches

Jede Empfängerschaltung hat vier Aufgaben zu erfüllen. Diese sind durch bestimmte technische Daten festgelegt und erfordern geeignete Schaltmittel:

Aufgaben der Empfängerschaltung	Technische Daten	Schaltmittel
Verstärkung des Empfangssignals	10 ⁶ –10 ⁸ mal	3–4 Röhrensysteme bei UKW ÷ 6
Trennung des gewünschten Signals (Selektion)	Die Nachbarstation (9 kHz Abstand bei AM) gleicher Empfangsstärke soll mindestens 500x geschwächt werden	mindestens 5 abgestimmte Schwingkreise
Hörbarmachung des Niederfrequenzsignals (Demodulation)	Modulationsverzerrungen nicht über 3%	HF-Gleichrichter
Erzeugung genügender Schallenergie	Bei Lautsprecherwiedergabe 1–4 W el NF-leistung	Leistungs-(End) Röhre

Die Geradeaus-Schaltung

Prinzip: Das ausgewählte HF-Signal mit der **Eingangsfrequenz** f_e wird direkt oder über einen HF-Verstärker dem Demodulator zugeführt (Fig.3.01). Man unterscheidet Einkreis-, Zweikreis-, Drei- und Mehrkreis-Geradeusempfänger. Bei Ein- und Zweikreisempfängern wird fast immer die Rückkopplung angewendet, um bessere Verstärkung und Trennschärfe zu erzielen.

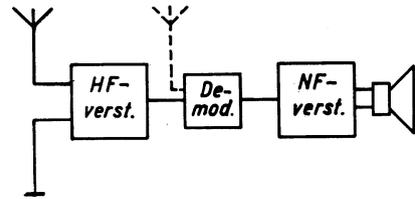


Fig.3.01. Blockschema des Geradeausempfängers.

Praktische Beispiele

1. **Großempfänger** für Fernempfang (5-Kreiser, Fig.3.02).

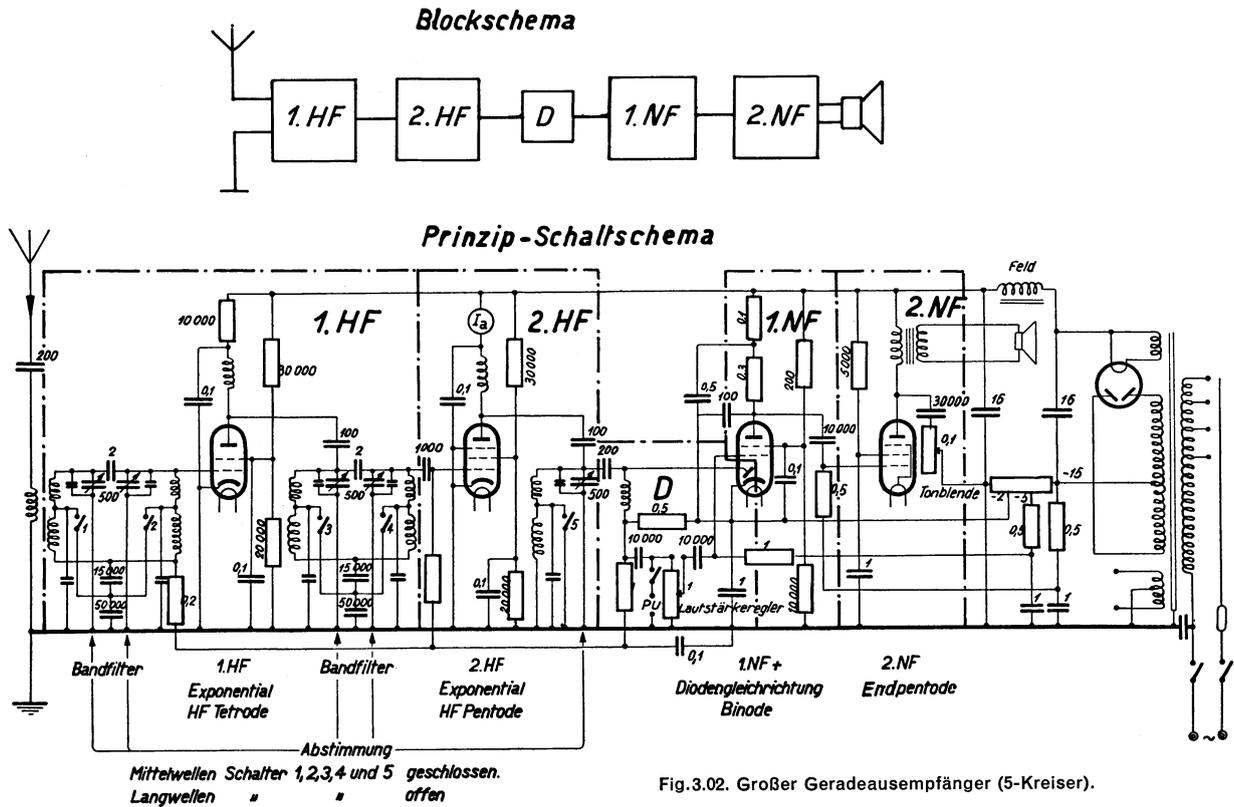


Fig.3.02. Großer Geradeausempfänger (5-Kreiser).

2. **Kleinempfänger** mit rückgekoppeltem Audion (2-Kreiser, Fig.3.03).

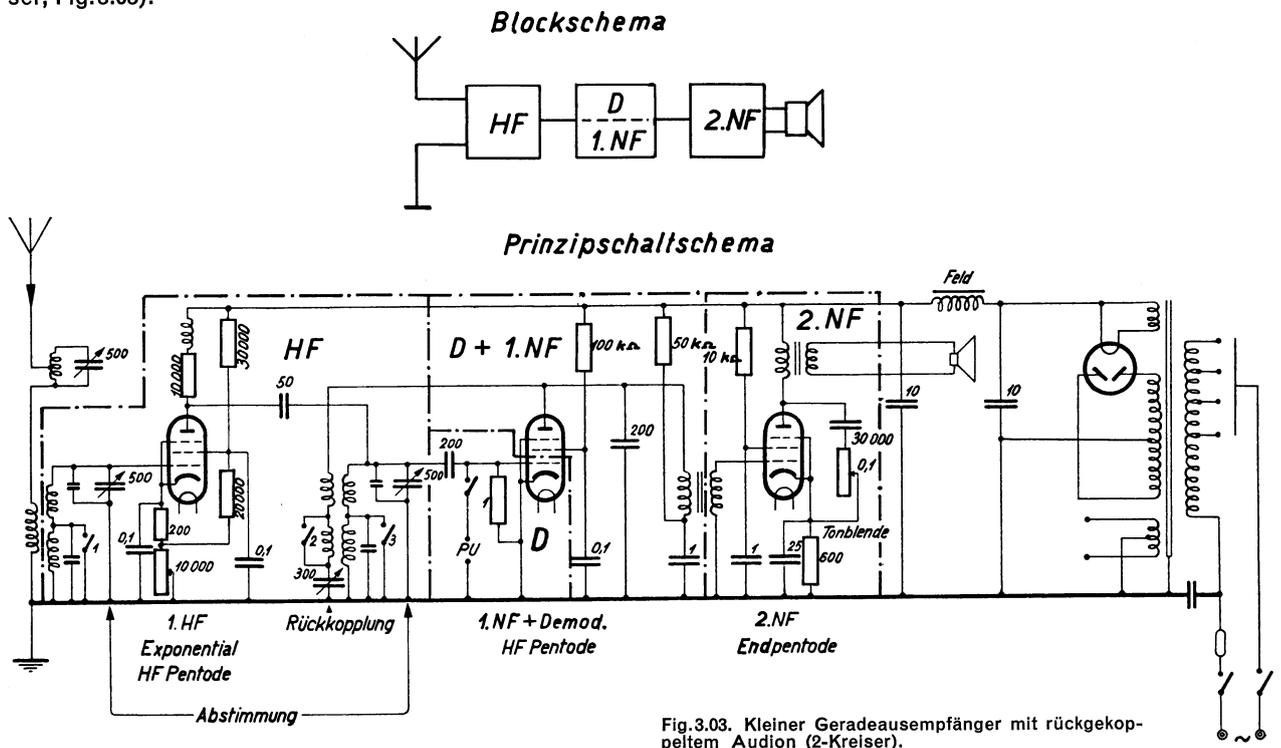


Fig.3.03. Kleiner Geradeausempfänger mit rückgekoppeltem Audion (2-Kreiser).

3. Transistor-Geradeempfänger mit Rückkopplung (1-Kreiser, Fig.3.04).

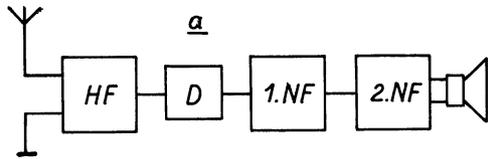


Fig.3.04. a) Transistor-Geradeempfänger mit Rückkopplung Blockschaltung.

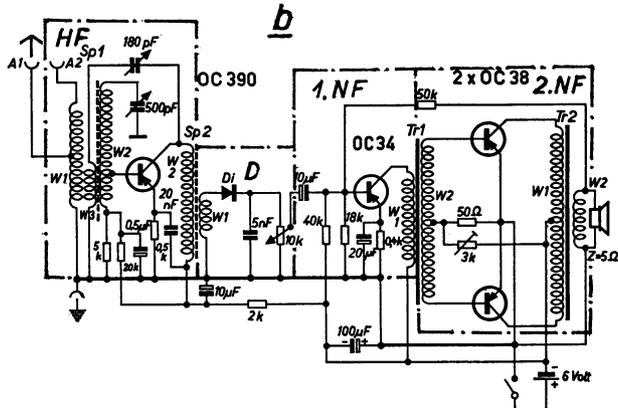


Fig.3.04. b) Transistor-Geradeempfänger mit Rückkopplung, vollständiges Schaltschema.

Nachteile der Geradeaus-Schaltung:

1. Starke Schwingneigung (sorgfältiger Schaltungsaufbau und Abschirmung der einzelnen Kreise nötig)
2. Trennschärfe sehr frequenzabhängig; für eine Trennschärfe von 1:500 (9 kHz-Abstand) sind z.B. nötig:
bei $f_e = 1000$ kHz, 6 Kreise mit $Q = 150$
bei $f_e = 300$ kHz, 3 Kreise mit $Q = 150$

3. Großer Schaltungsaufwand im Vergleich zum Super, (Mehrfachdrehkondensator usw.).

Die Super-Schaltung (Überlagerungs-Empfänger)

Prinzip: Alle Empfangsfrequenzen werden in die gleiche feste **Zwischenfrequenz** f_z umgewandelt. Letztere wird durch Überlagerung (Mischung) der Eingangsspannung (Frequenz f_e) mit einer Hilfsschwingung, sog. Oszillator-signal (Frequenz f_o) erzeugt. Dieses Prinzip beseitigt die Nachteile der Geradeaus-Schaltung (Fig.3.05).

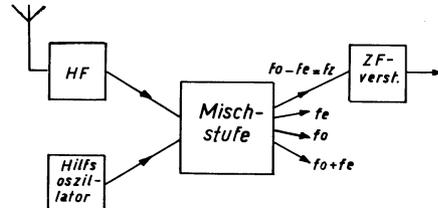


Fig.3.05. Überlagerungsprinzip zur Erzeugung der Zwischenfrequenz.

Praktische Beispiele

1. AM-Röhrensuper (KML-Bereiche, 6 Kreise inkl. Oszillator, Fig.3.06).

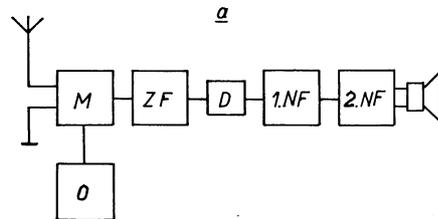


Fig.3.06. a) AM-Super, 4 Röhren, Allstromempfänger («Deso»), KML-Bereiche, Blockschema

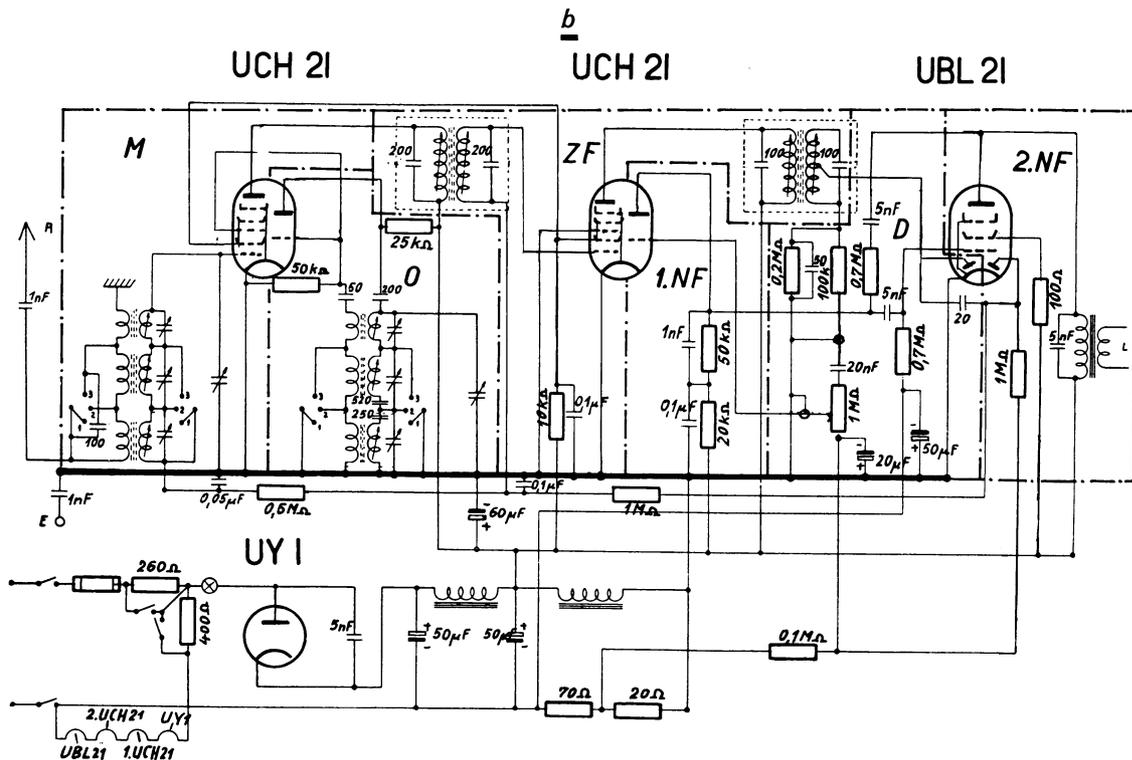


Fig.3.06. b) AM-Super, 4 Röhren, Allstromempfänger («Deso»), Prinzipschaltschema.

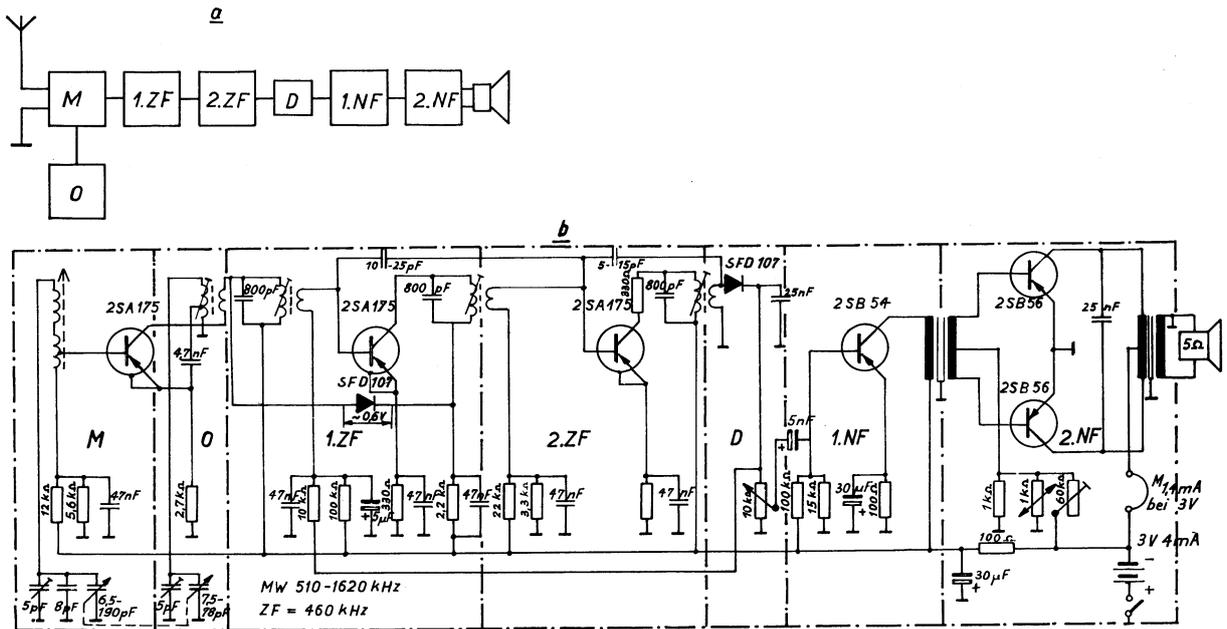


Fig. 3.07. b) AM-Transistorensuper (Grundrig), M-Bereich. a) Blockschema, b) Prinzipschema.

2. AM-Transistorensuper (M-Bereich, 5 Kreise, Fig. 3.07)

Die Reflex-Schaltung

Prinzip: In einer Röhre werden gleichzeitig die HF- und die NF verstärkt. Dies geschieht ohne gegenseitige Beein-

flussung, sofern nur auf dem geraden Kennlinienteil gearbeitet wird. Um das HF- und NF-Signal am Ausgang der Reflexröhre zu trennen, ist eine Frequenzweiche nötig, z. B. in Form eines kleinen Kondensators und einer HF-Drosselspule (evtl. Ohmscher Widerstand).

Praktische Beispiele

1. Geradeaus-Reflex-Empfänger (2 Kreise + 1 Sperrkreis für den Ortssender, ML-Bereiche, Fig. 3.08).

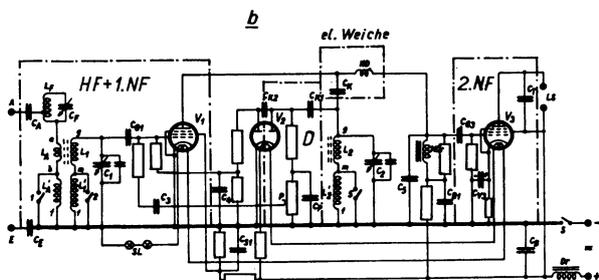
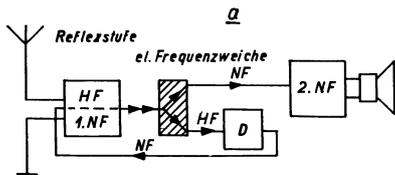


Fig. 3.08. Geradeaus-Reflex-Empfänger, 3 Röhren, Gleichstromnetzanschluß, ML-Bereiche. a) Blockschema, b) Prinzipschaltenschema.

2. Reflex-Super (UKW, Fig. 3.09).

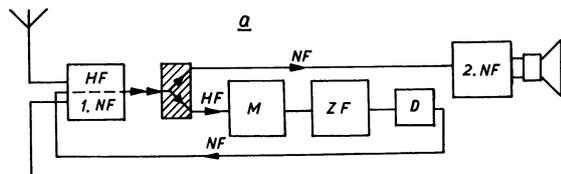


Fig. 3.09. a) UKW-Reflexsuper, Blockschema.

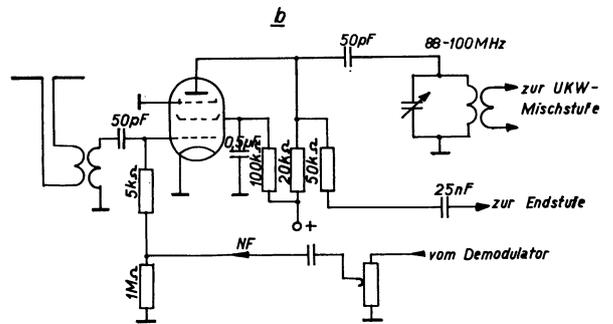


Fig. 3.09. b) UKW-Reflexsuper, Schaltschemaauszug.

3. Transistor-Reflex-Empfänger (Einkreiser-Geradeausempfänger mit Rückkopplung, Fig. 3.10).

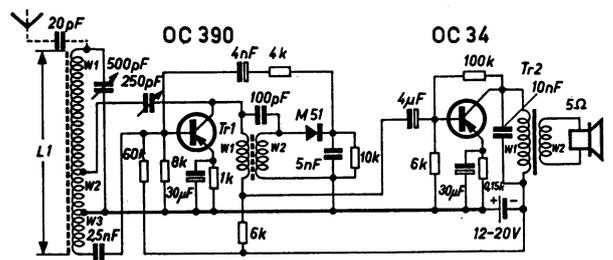


Fig. 3.10. Transistor-Reflexempfänger. Prinzipschaltenschema. Der HF-Trafo Tr 1 bildet den Ausgangswiderstand des Transistors OC 390 für die Hochfrequenz, der 6 kΩ-Widerstand ist der NF-Ausgangswiderstand. Das Blockschema entspricht der Fig. 3.08 a.

Nachteile der Reflexschaltungen: Gefahr der Selbsterregung, weil die HF-Aussiebung aus dem Rückführungstromkreis schwierig ist. Verzerrung und Knurren bei Übersteuerung infolge Doppelmodulation.

4. Demodulation

Grundsätzliches über die Demodulation amplitudenmodulierter Signale

In der Demodulationsstufe wird aus dem verstärkten, modulierten HF-Signal die Niederfrequenz gewonnen und meistens auch die veränderliche Gittervorspannung für die Regelröhren. Dazu sind ein **HF-Gleichrichter**, ein **Ladekondensator** und ein **Arbeitswiderstand** nötig. Es sind zwei Schaltungen möglich (Fig. 4.01).

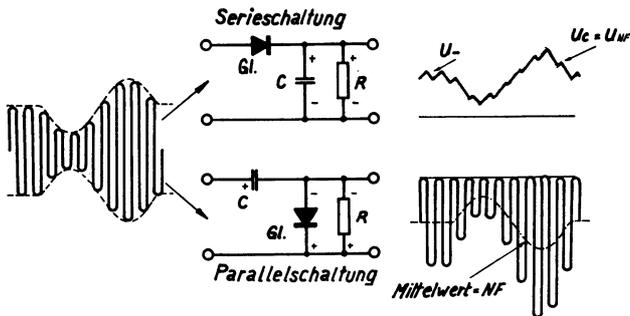


Fig. 4.01. Grundsätzliche Demodulationsschaltungen.

Der Ladekondensator C wird über den Gleichrichter Gl von den positiven HF-Stromimpulsen auf den Spitzenwert der HF aufgeladen. In der Sperrperiode des Gleichrichters entlädt sich C langsam über den Belastungswiderstand R, bis die Entladung vom nächsten Stromimpuls gestört wird. Dadurch entsteht am Kondensator die Hüllkurvenspannung (+ ein kleiner HF-Riffel).

Die **Zeitkonstante** $\tau = C \cdot R$ darf mit Rücksicht auf eine verzerrungsfreie Demodulation stark modulierter, hoher Töne nicht zu groß sein, sonst entlädt sich C langsamer als dem Abstieg der Hüllkurve entsprechend. Andererseits soll R aus Gründen der Dämpfung des speisenden Schwingkreises nicht zu klein sein. Als Richtwerte gelten:

$$R = 0,2-1 \text{ M}\Omega$$

$$C = 50-250 \text{ pF}$$

$$\tau = 10-100 \mu\text{s}$$

Praktische Schaltungen

1. Diodengleichrichtung: Die HF-Diode ist in einer Hoch- oder Niederfrequenz-Verstärkerröhre untergebracht, oder es wird anstelle einer Röhrendiode eine Halbleiterdiode (Germanium) benutzt. Obwohl die Serieschaltung hinsichtlich Dämpfung des speisenden Kreises und HF-Freiheit des Ausganges günstiger ist, trifft man oft auch die Parallelschaltung an (Fig. 4.02).

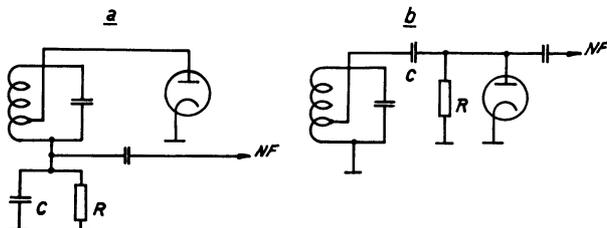


Fig. 4.02. a) Dioden-Serieschaltung b) Dioden-Parallelschaltung.

Für die Berechnung der Zeitkonstante sind auch noch die Parallelwiderstände zu berücksichtigen, welche über einen NF-Kopplungskondensator an dem Arbeitswiderstand liegen, z.B. der Gitterableitwiderstand der folgenden NF-Stufe, der Lautstärkereger und eventuell der Siebwiderstand der Regelleitung. Man hat somit den Wechselstrom-Arbeitswiderstand R einzusetzen. Dieser Widerstand R ist auch maßgebend für die zulässige Modulationstiefe $m = \frac{U_{NF}}{U_{HF}}$

Es gilt nämlich:

$$m_{\max} = \frac{R}{R}$$

R = Gleichstrom-Arbeitswiderstand

Diese Verhältnisse können anhand des Dioden-Richtkennlinienfeldes mit den eingezeichneten Widerstandsgeraden für Gleich- und Wechselstrom überblickt werden (Fig. 4.03).

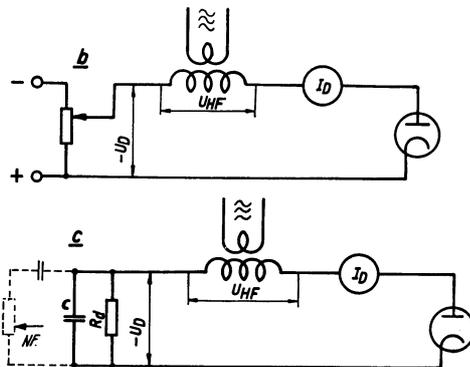
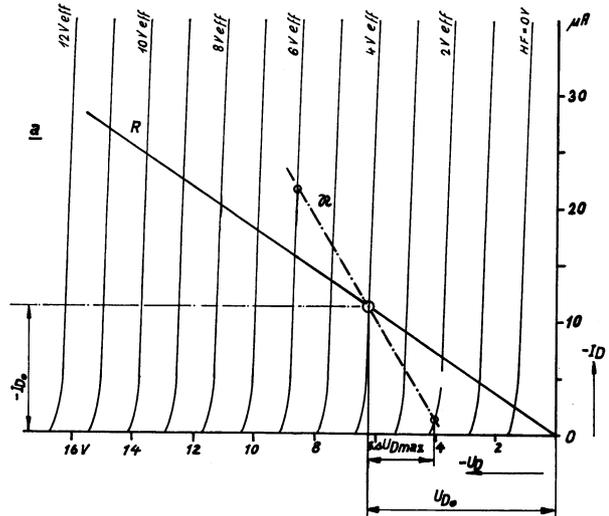


Fig. 4.03. a) Dioden-Richtkennlinienfeld, b) Aufnahme der statischen Kennlinien, c) Aufnahme der dynamischen Kennlinie (Widerstandsgerade).

Anhand der Widerstandsgeraden R erkennt man, daß die HF höchstens von 4 auf 6 V und 2 V_{eff} schwanken kann. Das sind $\pm 50\%$. Um den gleichen %-Betrag schwankt auch der HF-Spitzenwert. Die Differenz des HF-Maximal- und Minimalwertes ergibt den doppelten NF-Spitzenwert, für unser Beispiel also

$$U_{NF} \text{ Spitze-Spitze} = 6 \sqrt{2} - 2 \sqrt{2} = 4 \sqrt{2} \text{ V}$$

$$\text{somit } U_{NF} = \frac{4 \sqrt{2}}{2 \sqrt{2}} = 2 \text{ V}_{\text{eff}}$$

Demgemäß ist die maximal mögliche Modulationstiefe

$$m_{\max} = \frac{U_{NF}}{U_{HF}} \cdot 100\% = 50\%$$

Allgemein ergeben sich aus den Widerstandsgeraden des Kennlinienfeldes bzw. deren Dreiecken folgende Zusammenhänge:

$$\text{Gleichstromwiderstand } R = \frac{U_{D0}}{I_{D0}}$$

$$\text{Wechselstromwiderstand } R = \frac{\Delta U_{D\max}}{I_{D0}}$$

In einem idealisierten Kennlinienfeld, in dem die statischen Kennlinien die Gleichstromwiderstandsgerade gleichmäßig unterteilt, ist U_{HF0} die Hypotenuse des Gleichstromwiderstandsrechtecks (Anlaufspannung vernachlässigt). Da die statischen Kennlinien praktisch senkrecht verlaufen, entspricht das Hypotenusenstreckenverhältnis

$$\frac{U_{HF0} - U_{HFmin}}{U_{HF0}} \text{ dem Kathetenstreckenverhältnis } \frac{\Delta U_{Dmax}}{U_{D0}}$$

Somit gilt:

$$m_{max} = \frac{\Delta U_{Dmax}}{U_{D0}}; \text{ Zähler und Nenner aus der Widerstandsgleichung entnommen, ergibt:}$$

$$m_{max} = \frac{R \cdot I_{D0}}{R \cdot I_{D0}} = \frac{R}{R}$$

Diese Beziehung gilt nur angenähert, weil die oben erwähnten Voraussetzungen praktisch nicht ganz erfüllt sind.

2. Gittergleichrichtung (Audion): Die Gleichrichterstrecke ist zwischen Gitter und Kathode einer Verstärkerröhre. Der Arbeitswiderstand ist zugleich Gitterableitungswiderstand und der Kopplungskondensator Ladekondensator der Demodulationsstufe. Die Gittervorspannung ist ohne Signal praktisch = 0. Der Anodenstrom sinkt, wenn ein Signal eintrifft, weil sich am Arbeitswiderstand eine negative Gittervorspannung ausbildet. Bei der Parallelschaltung liegt der Arbeitswiderstand parallel zur Gitter-Kathodenstrecke. Außer der Hüllkurvenspannung U_c liegt auch noch die volle HF-Spannung am Gitter, so daß im Anodenkreis NF und HF vorhanden ist (Fig. 4.04). Das trifft für die Serie- und Parallelschaltung von R und Gl zu. Die HF im Anodenkreis kann zur Entdämpfung des speisenden Gitterkreises herangezogen werden, indem

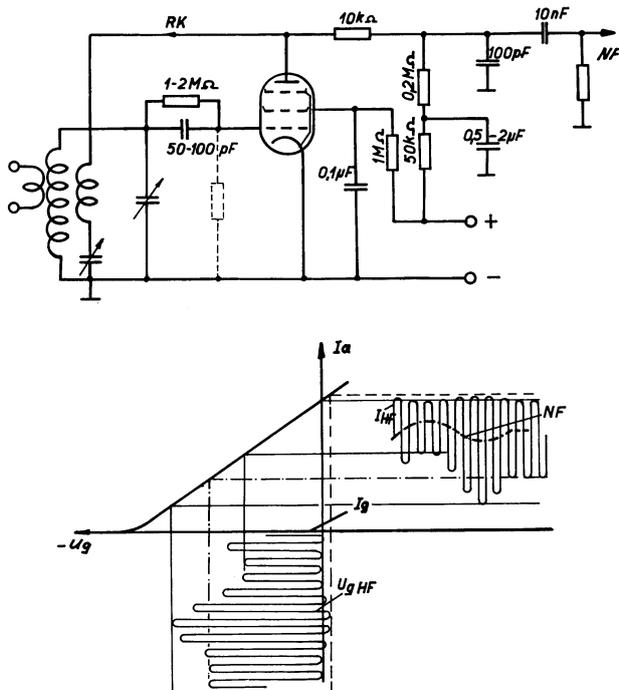


Fig. 4.04. Rückgekoppeltes Audion.

eine Rückkopplung RK eingeführt wird. Hingegen muß die HF aus dem NF-Weg möglichst gut ausgesiebt werden (100 pF - Ableitkondensator).

3. Anodengleichrichtung (Richtverstärker): Die Gleichrichtung findet im unteren Kennlinienknick statt. Vorteilhaft ist der Wegfall der Gitterstromdämpfung, weil nur im negativen Kennlinienteil gearbeitet wird (Fig. 4.05).

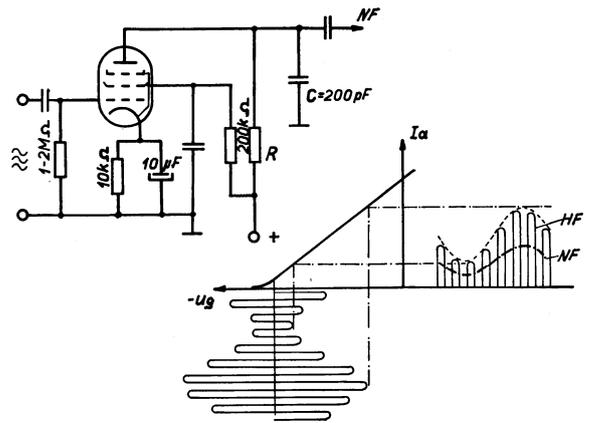


Fig. 4.05. Anodengleichrichter.

Die positiven I_a -Impulse entladen C rasch. In den Sperrperioden lädt sich C wieder langsam über R_a auf. Die Aufladung wird aber vom nächsten I_a -Impuls gestört, so daß sich an C wiederum die Hüllkurvenspannung ausbildet.

Grundsätzliches über die Demodulation frequenzmodulierter Signale

Bevor ein FM-Signal mit einer Diode gleichgerichtet werden kann, muß die FM zuerst in eine AM umgewandelt werden. Die HF- bzw. ZF-Schwingung ist hernach sowohl frequenz- als auch amplitudenmoduliert. Diese Umwandlung kann z.B. mit einem **Flankengleichrichter** (verstimmt Schwingkreis) geschehen (Fig. 4.06).

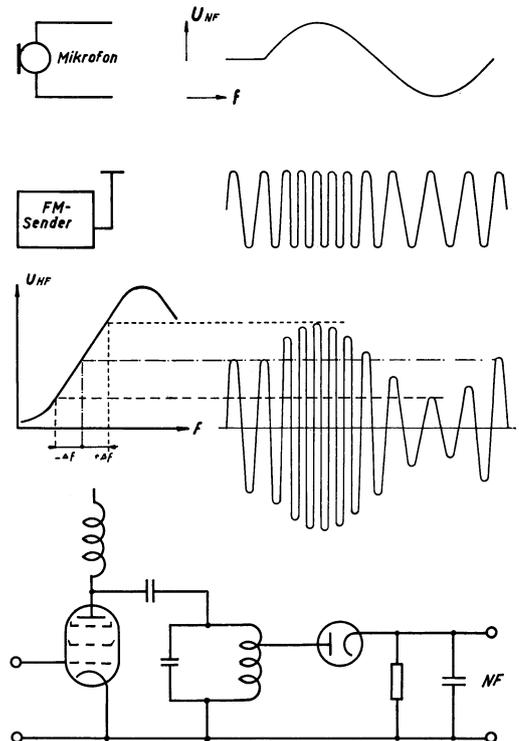


Fig. 4.06. Prinzip der FM-Übertragung.

Praktische FM-Demodulationsschaltungen, sog. Diskriminatoren

Aus den vielen Möglichkeiten seien folgende drei hauptsächlichsten Umwandlerschaltungen erwähnt:

1. Gegentakt-Flankengleichrichter (Fig. 4.07).

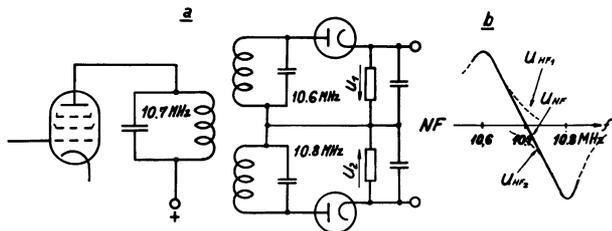


Fig. 4.07. a) Gegentakt-Flankengleichrichter, b) Diskriminatorerkennlinie.

Nachteilig ist der verhältnismäßig schwierige Abgleich wegen der gegenseitigen Kreisbeeinflussung sowie der große Schaltungsaufwand (zwei Sekundärkreise).

2. Phasendiskriminator nach Foster-Seeley (Fig. 4.08).

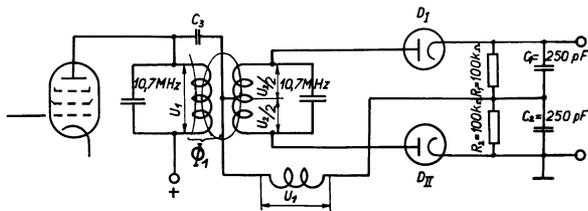


Fig. 4.08. Phasendiskriminator nach Foster-Seeley.

Die Umwandlung in AM beruht darauf, daß der Sekundärkreis auf zwei Arten an den Primärkreis gekoppelt wird, nämlich direkt über C_3 und induktiv über die lose Bandfilterkopplung. Auf diese Weise gelangen gleichzeitig die Primärspannung U_1 und je $U_2/2$ an die Dioden. Die Phasenlage von U_2 gegenüber U_1 hängt von der Verstimmung, also vom Frequenzhub ab, was aus den Vektor- und Liniendiagrammen hervorgeht (Fig. 4.09–4.11).

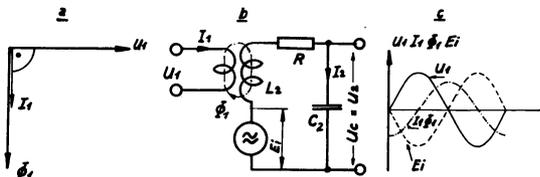


Fig. 4.09. Diagramm des Phasendiskriminators. a) Vektordiagramm des Primärkreises, b) Ersatzschema des Sekundärkreises, bei dem die EMK der Selbstinduktion E_i den Strom I_2 erzeugt, c) Liniendiagramme.

Die Ausgangsspannung $U_2 = U_c = I_2 \cdot X_c$ ist bei genauer Abstimmung 90° gegen U_1 verschoben, weil I_2 in Phase ist mit E_i . Diese Phasenverschiebung ändert sobald die aufgedrückte Frequenz etwas größer oder kleiner ist als die Resonanzfrequenz des Sekundärkreises, weil er sofort induktiven bzw. kapazitiven Charakter erhält (Fig. 4.10):

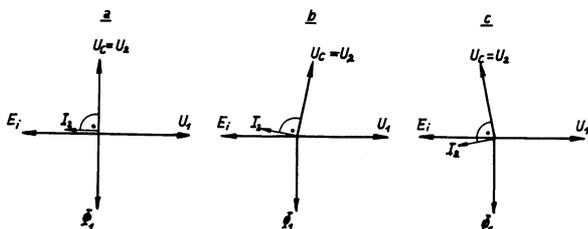


Fig. 4.10. a) Vektordiagramm des unverstimmten Sekundärkreises, b) Vektordiagramm des induktiv verstimmten Sekundärkreises. Wenn die aufgedrückte Frequenz etwas größer ist als die Resonanzfrequenz des Kreises, so wirkt der Sekundärkreis induktiv, denn jetzt überwiegt X_L gegenüber X_c . Somit eilt I_2 der EMK etwas nach. c) Vektordiagramm des kapazitiv verstimmten Sekundärkreises. Ist die aufgedrückte Frequenz kleiner als die Resonanzfrequenz, so springt die Phase auf die andere Seite, denn jetzt überwiegt der kapazitive Widerstand X_c .

Von U_2 ist je die Hälfte gegenphasig an die beiden Dioden geführt. C_1 und C_2 können als HF-Kurzschluß betrachtet werden. Mit U_1 zusammen ergeben sich für die Diodenspannungen folgende Vektordiagramme (Fig. 4.11):

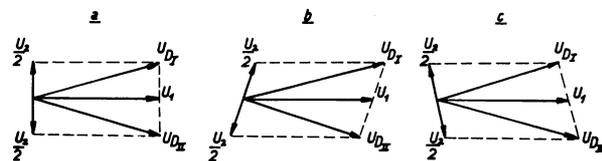


Fig. 4.11. Summenspannungsdiagramme. a) bei genauer Abstimmung $f = f_r$, b) bei induktiver Verstimmung $f > f_r$, c) bei kapazitiver Verstimmung $f < f_r$.

Betrachten wir das Gesamtschaltbild Fig. 4.08, so erkennen wir sogleich, daß im ersten Fall $f = f_r$, das ist bei unmodulierter HF, keine Spannung am Ausgang auftritt, weil sich bei gleichen Diodenströmen die Spannungen an R_1 und R_2 kompensieren. Bei $f > f_r$, d.h. bei positiver Modulationshalbwellen ist der Diodenstrom I_1 größer. Somit entsteht eine positive NF-Halbwellen am Ausgang. Diese wird negativ, wenn der Diodenstrom I_2 überwiegt, was bei $f < f_r$ der Fall ist, d.h. bei negativer Modulationshalbwellen. Am Ausgang entsteht also wiederum die Umwandlerkennlinie wie beim Gegentakt-Flankengleichrichter.

3. Verhältnissgleichrichter (Ratio Detector). Der wesentliche Unterschied gegenüber dem Foster-Seeley-Diskriminator liegt darin, daß die beiden Dioden gleichstrommäßig in Serie geschaltet sind (Fig. 4.12):

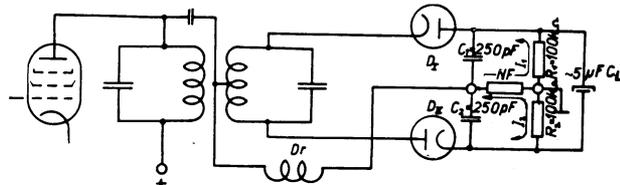


Fig. 4.12. Verhältnissgleichrichter, symmetrische Schaltung.

Wechselstrommäßig gelten die genau gleichen Verhältnisse wie beim Foster-Seeley-Diskriminator, d.h. die Vektordiagramme treffen auch für diesen Verhältnissgleichrichter zu. Hingegen durchfließen die Diodenströme die Widerstände R_1 und R_2 gleichsinnig, so daß die Summenspannung lediglich von der Amplitude der Trägerfrequenz abhängt. Wenn infolge der Frequenzmodulation z.B. I_1 kleiner wird, so wird I_2 größer, die Summenspannung ändert also nicht.

Vorteil gegenüber dem Phasendiskriminator nach Foster-Seeley: Gegen Amplitudenschwankungen ist der Ratio Detector weitgehend unempfindlich (störfrei). Die amplitudenstabilisierende Wirkung ist durch den großen Ladekondensator bedingt. Angenommen, die HF-Spannung steige infolge eines Störpulses kurzzeitig an, so bleibt die Spannung an C_L konstant, obwohl C_L momentan einen größeren Ladestrom aufnimmt. Diese zusätzliche Gleichstromentnahme aus dem Gleichrichter kommt einer stärkeren Dämpfung der Schwingkreise gleich, was eine Reduktion der HF-Schwingamplitude zur Folge hat. Das Entgegengesetzte tritt auf, wenn die HF-Amplitude kleiner wird. Dann liefert der Ladekondensator den ausfallenden Strom durch die Arbeitswiderstände R_1 und R_2 und entlastet den Gleichrichter, so daß die Diodendämpfung des HF-Kreises momentan kleiner wird. Auf diese Weise paßt sich der Diodendämpfungswiderstand der HF-Amplitude an und wirkt regulierend auf diese. Die Amplitudenbegrenzung wirkt bis zu einem Amplitudenmodulationsgrad von etwa 60%.

Es gibt zahlreiche Schaltungsvarianten. Am geeignetsten ist aus Gründen des stabilen Arbeitens der unsymmetrische Ratio Detector. Beide Arbeitswiderstände sind zusammengefaßt und einseitig geerdet. U_1 ist über eine fest gekoppelte Spule an den Sekundärkreis gebracht (Fig. 4.13)

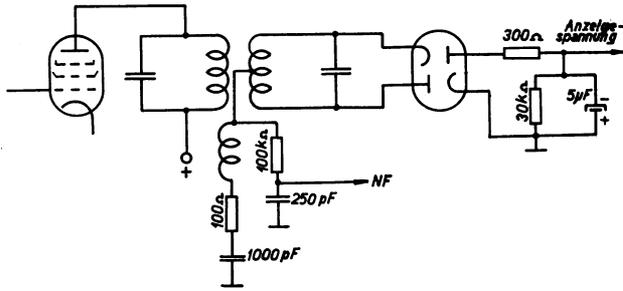


Fig. 4.13. Unsymmetrischer Ratiodetector.

5. HF-Oszillatoren

Allgemeines

HF-Oszillatoren sind Röhrengeneratoren zur Erzeugung von sinusförmigen HF-Schwingungen. Sie lassen sich entweder mit Schwingkreisen oder auch nur mit RC-Gliedern (Phasenschieber) herstellen. Letztere eignen sich aber speziell für niedrigere Frequenzen (NF), weil die Spulen groß und brummempfindlich würden.

Zu jeder Oszillatorschaltung gehört – abgesehen vom Fall des negativen Widerstandes (Dynatronschaltung) – eine Verstärkung und eine Rückkopplung. Der Rückkopplungsfaktor $K = U_{g\sim}/U_{a\sim}$ muß genügend groß und die Phasenlage richtig sein, m.a.W. die Phasenbilanz und die Amplitudenbilanz müssen erfüllt sein.

Induktive Rückkopplung mit Rückkopplungsspule Meißner-Generator, Fig. 5.01

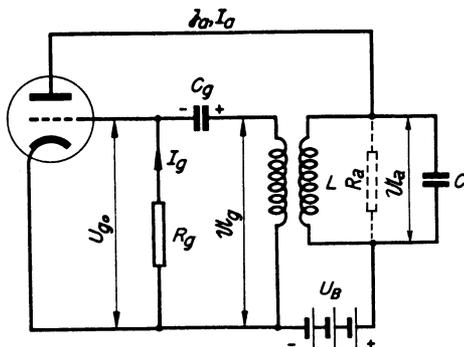


Fig. 5.01. Meißnerschaltung.

Die **Phasenbilanz** erfordert, daß dem Schwingkreis durch die Röhre von der Gleichstromquelle Energie zugeführt wird, um den Verlust in R_a mindestens zu decken. Das ist der Fall, wenn die **Rückkopplungsspule umgepolt** wird.

Die **Amplitudenbilanz** erfordert, daß die Stufenverstärkung $v = \mu \cdot R_a / (R_i + R_a)$ mindestens gleich $1/K = U_{a\sim} / U_{g\sim}$ ist. Somit gilt:

$$K_{\min} = \frac{U_{g\sim}}{U_{a\sim}} = \frac{1}{v} = \frac{R_i + R_a}{\mu \cdot R_a} = \frac{R_i}{\mu \cdot R_a} + \frac{R_a}{\mu \cdot R_a}$$

$$= \frac{R_i}{S \cdot R_i \cdot R_a} + \frac{1}{\mu}; \text{ also ist}$$

$$K_{\min} = \frac{1}{S \cdot R_a} + D \quad \text{wobei } R_a = R_{\text{res}} = Q \cdot X_L \text{ ist.}$$

Das RC-Glied am Gitter dient der automatischen Gittervorspannung und ergibt ein stabiles, oberwellenarmes Arbeiten.

Die Anodenspeisung kann entweder in Serie zum Schwingkreis oder parallel dazu über einen Widerstand oder eine HF-Drosselspule erfolgen. Schwingkreis und RK-Spule können auch vertauscht werden (Fig. 5.02 und 5.03).

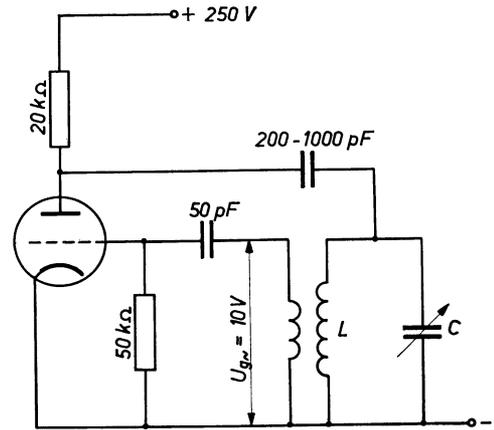


Fig. 5.02. Parallelgespiesener Meißnergenerator (AM-Bereiche), Schwingkreis anodenseitig.

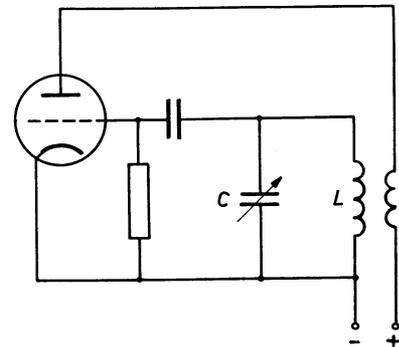


Fig. 5.03. Seriegemiesener Meißnergenerator, Schwingkreis gitterseitig.

Bei Überlagerungsempfängern trifft man beide Arten von Meißneroszillatoren an. Der AM-Super nach Fig. 3.06 weist in allen drei Wellenbereichen einen parallelgespiesenen Meißnergenerator mit anodenseitigem Schwingkreis auf. Beim AM-Transistorensuper nach Fig. 3.07 liegt der Schwingkreis mit einer Anzapfung am Emitter und die Rückkopplungsspule im Kollektorstromkreis. Diese Emitter-Rückkopplung ist funktionsmäßig gleich wie die Basisrückkopplung, weil auch so die rückgekoppelte Spannung zwischen Basis und Emitter liegt. Die Anzapfung muß aus Anpassungsgründen vorgesehen werden, weil die Transistoren niedrigere Innenwiderstände besitzen.

Die allgemeine Generatorschaltung (Dreipunktschaltung)

Eine Röhrenschtaltung ist allgemein schwingfähig, wenn die drei zwischen den Röhrenelektroden anbringbaren Blindwiderstände einen Schwingkreis bilden und dabei die Phasen- und Amplitudenbilanz erfüllt sind.

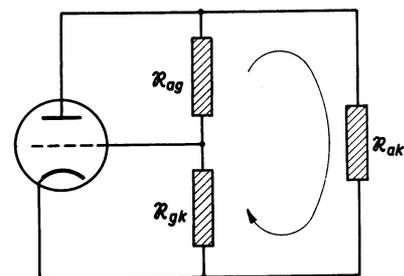


Fig. 5.04. Dreipunktschaltung mit drei Blindwiderständen, welche einen Schwingkreis bilden.

Die **Phasenbilanz** erfordert, daß \Re_{gk} und \Re_{ak} gleichen Charakter haben, d.h. beide müssen entweder induktiv oder kapazitiv sein.

Die **Amplitudenbilanz** erfordert, daß $K_{\min} = \frac{U_{g\sim}}{U_{a\sim}} = \frac{1}{v}$ sein muß, also:

$$v \cong \frac{\Re_{ak}}{\Re_{gk}}$$

Praktische Dreipunkt-Schaltungen

1. Induktive Rückkopplung, «Hartley-Generatoren» (Fig.5.05a-c)

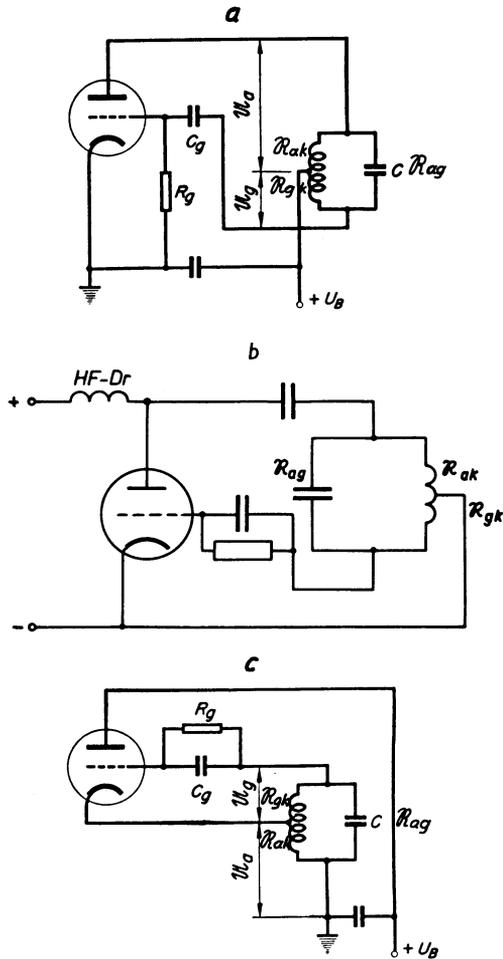


Fig.5.05. a) Kathodenbasisschaltung mit Seriespeisung; b) Kathodenbasisschaltung mit Parallelspeisung; c) Anodenbasisschaltung mit Seriespeisung.

2. Kapazitive Rückkopplung, «Colpitt-Generatoren» (Fig.5.06a-d)

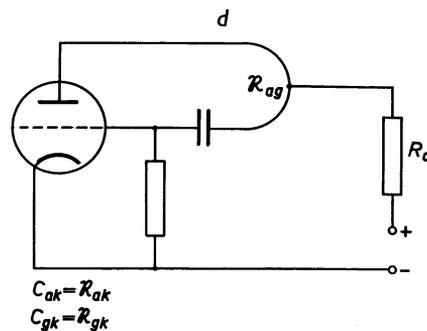
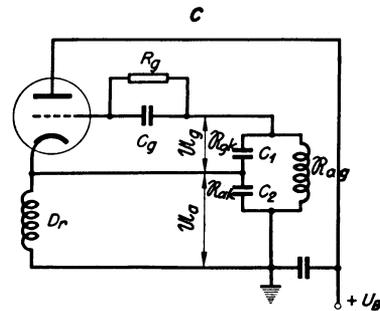
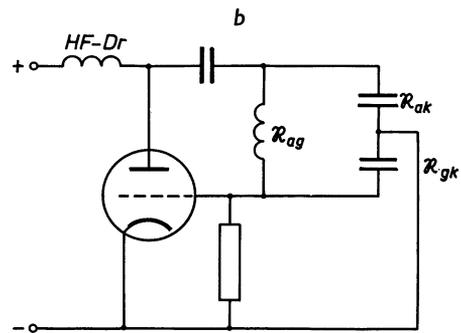
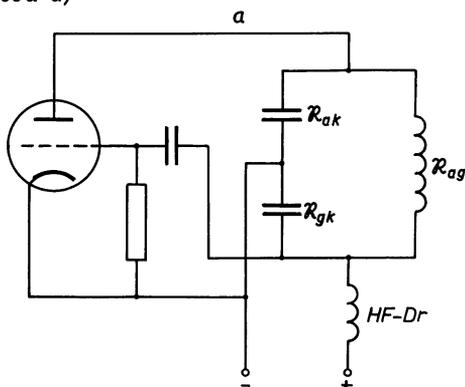
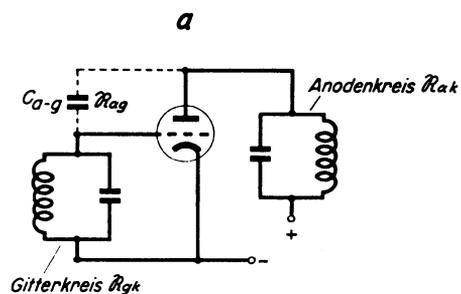


Fig.5.06. a) Kathodenbasisschaltung mit Seriespeisung; b) Kathodenbasisschaltung mit Parallelspeisung; c) Anodenbasisschaltung mit Parallelspeisung; d) UKW-Colpitt mit Parallelspeisung, Kathodenbasisschaltung.

3. Huth-Kühn-Schaltung

\Re_{ak} und \Re_{gk} sind wenig verstimte Schwingkreise; die erregte Oszillatordfrequenz f_o weicht etwas von der Resonanzfrequenz f_r der Kreise ab. f_o ist etwas tiefer als f_r , damit die Kreise induktiven Charakter bekommen. Sonst wäre die Phasenbilanz nicht erfüllt (Fig.5.07).



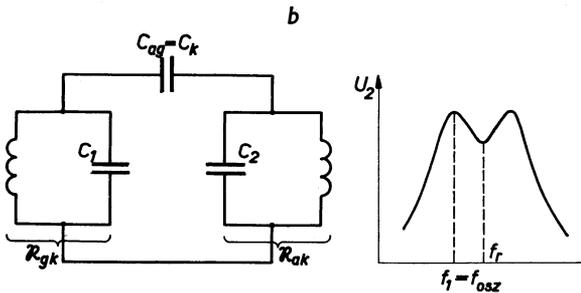


Fig. 5.07. a) Huth-Kühn-Röhrengenerator; b) Ersatzschaltung der durch die Röhrenkapazität gekoppelten Schwingkreise.

Die Schaltung entspricht einem überkritisch gekoppelten Bandfilter. Sie erregt sich mit der unteren Koppelfrequenz

$$f_1 = \frac{f_r}{\sqrt{1 + \sqrt{k^2 - d^2}}}$$

$$k = \frac{C_k}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (\text{Kopplungsfaktor})$$

$$d = \frac{R}{2\pi f_r L_2} \quad (\text{Dämpfungsfaktor des Sek.kreises})$$

Die Huth-Kühn-Schaltung wird nicht für Empfängeroszillatoren verwendet, sondern als Senderschaltung. Bedeutungsvoll ist die Schaltung im unerwünschten Sinn als störende Rückkopplung in HF-Verstärkern, welche leicht ins Schwingen geraten.

4. Trioden-Kristalloszillator

Es ist dies eine Huth-Kühn-Schaltung, bei der der Gitterschwingkreis durch einen Schwingkristall ersetzt ist (Fig. 5.08).

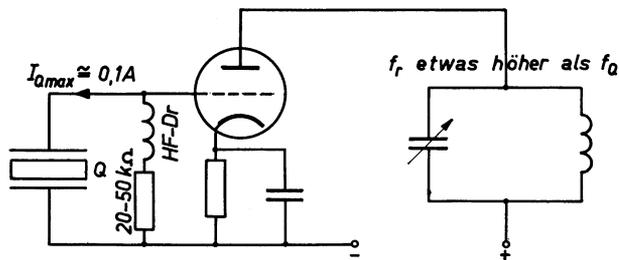


Fig. 5.08. Trioden-Kristalloszillator, in Steuerstufen von Sendern verwendet.

Der elektronengekoppelte Oszillator (ECO-Schaltung)

Die Schwingungserzeugung liegt zwischen Gitter und Schirmgitter einer Pentode. Die Auskopplung erfolgt rückwirkungsfrei an der Anode beliebige Schaltung für Kurzwellen-Amateure). Es handelt sich um eine Modifikation des Hartley-Oszillators in Verbindung mit einer Mehrgitterröhre.

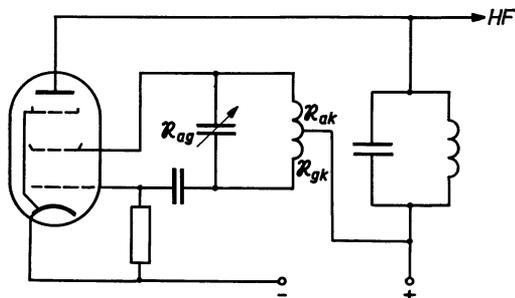


Fig. 5.09. ECO-Schaltung. Das Schirmgitter ist gleichzeitig Anode der Schwingtriode.

6. Mischung und Gleichlauf

Erzeugung von Kombinationsschwingungen

Wenn zwei Schwingungen gleichzeitig auf ein unsymmetrisches Glied einwirken, entstehen Kombinationsschwingungen; das sind Summen- und Differenzfrequenzen. Das Trommelfell z.B. ist trichterförmig, so daß die Auslenkung nach innen besser vonstatten geht, als nach außen, ebenso bei gewölbten Resonanzböden von Musikinstrumenten.

Elektrische Erzeugung von Kombinationsschwingungen durch **additive Mischung**: Beide Signale (Eingangsspannung U_e und Oszillatorspannung U_{osz}) gelangen auf gleiche Gitter (Fig. 6.01).

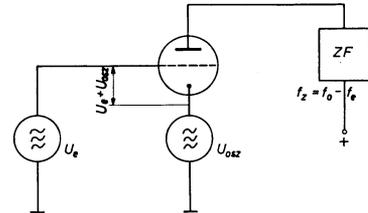


Fig. 6.01. Additive Frequenzmischung. Der Arbeitspunkt muß sich im gekrümmten Kennlinienteil befinden oder die Röhre übersteuert werden, so daß ein Gleichrichtereffekt entsteht.

Außer der gewünschten Zwischenfrequenz f_z entstehen noch andere, unerwünschte Schwingungen, die durch den ZF-Schwingkreis herausgesiebt werden, z. B.

- f_1 und f_2 Grundschwingungen
- $2f_1$ und $2f_2$ zweite Harmonische der Grundschwingung
- $3f_1$ und $3f_2$ dritte Harmonische der Grundschwingung
- $2f_1 - f_2$
- $2f_2 - f_1$ } Kombinationsschwingungen aus
- $3f_1 - f_2$ } Harmonischen und Grundschwingungen
- usw.
- $f_1 + f_2$ Summenfrequenzen

Praktische Schaltung der additiven Mischung bei UKW-Schaltungen (Fig. 6.02):

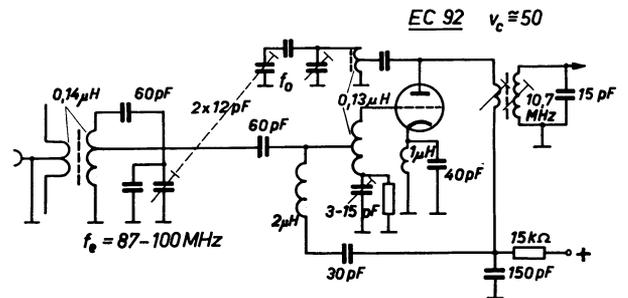


Fig. 6.02. UKW-Eingangsschaltung mit additiver Mischung in der Triode EC 92. Dank der ZF-Rückkopplung über 30 pF-2 μH wird eine große Mischverstärkung von ca. 50 erreicht.

Bei AM-Supern ist die **multiplikative Mischung** vorteilhaft. Beide Signale gelangen auf verschiedene Gitter einer Mehrgitterröhre (Emissions- und Verteilungssteuerung, Fig. 6.03).

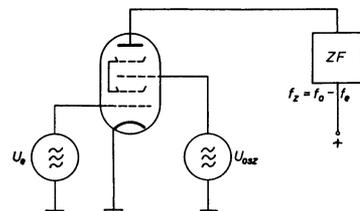


Fig. 6.03. Multiplikative Mischung. Der Anodenstrom schwankt gemäß dem Produkt beider Steuerspannungen. Dadurch wird die Kombinationskennlinie gekrümmt, selbst wenn die Einzelkennlinien $i_a = f(U_g)$ und $i_a = f(U_{g2})$ gerade sind.

Praktische Schaltung beim AM-Super (Fig.6.04).

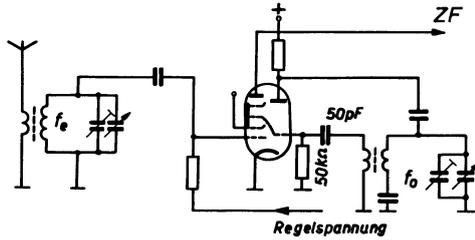


Fig.6.04. Multiplikative Mischung beim AM-Super.

Gleichlauf beim AM-Super

Die Gleichlaufbedingung $f_o - f_e = f_z$ konstant sollte über alle Wellenbereiche möglichst gut erfüllt sein (Fig.6.05)

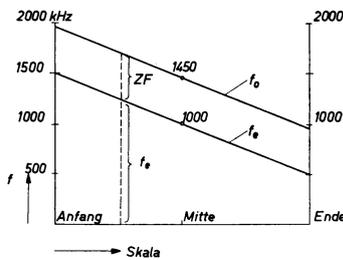


Fig.6.05. Idealer Gleichlauf. Der Abszissenmaßstab (Skalastellung) ist so gewählt, daß die Frequenzkurve linear wird.

Möglichkeiten zur Erfüllung der Gleichlaufbedingung:

1. Oszillatordrehkondensator mit verändertem Plattenschnitt (kleinere Rotorplatten). Nachteil: Bei der Bereichumschaltung muß auch die ZF geändert werden, was eine zusätzliche Umschaltung der ZF-Spulen bedingt.
2. Unter Verwendung gleicher Vorkreis- und Oszillatordrehkondensatoren benützt man eine kleinere Oszillatorinduktivität und zwei Korrekturkapazitäten, den Trimmer C_p und den Seriekkondensator C_s (Padding genannt). Bei dieser praktischen Schaltung ist zwar die Gleichlaufbedingung nur an 3 Punkten der Skala genau erfüllt (Fig. 6.06).

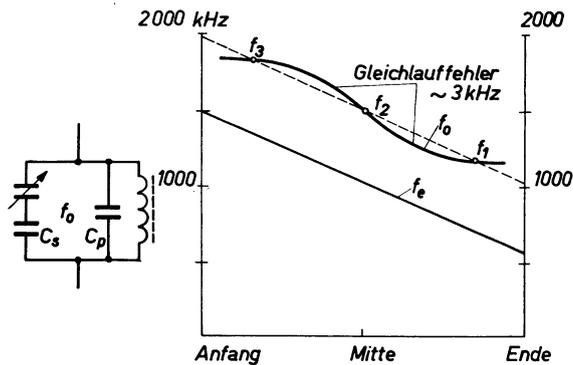


Fig.6.06. Praktischer Gleichlauf bei Verwendung gleicher Drehkondensatorpaketen für Vor- und Oszillatorkreis.

Richtwerte für die Dimensionierung der Schaltelemente und die Wahl der Abgleichpunkte. Gültig für eine ZF von 470 kHz und Drehkondensatoren von 50-500 pF (einschließlich Schaltkapazität):

Bereich	L_e (μH)	L_o (μH)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	f_3 (MHz)	C_p (pF)	C_s (pF)
Kurz 6-15 MHz	~1,25	~1,1	~6,4	~10	~14	3-30	4000
Mittel 0,52-1,6 MHz	~200	~100	0,57	0,98	1,5	5-50	520
Lang 150-400 kHz	~2000	~400	0,17	0,25	0,37	5-70	200

Da in der Regel C_s fest ist und L_o abgleichbar, wird zuerst L_o bei f_1 abgeglichen und hernach der Trimmer C_p bei f_3, f_2 wird von selbst am richtigen Ort erscheinen.

Bei KW wird C_s meistens weggelassen, weil diese große Paddingkapazität praktisch einen Kurzschluß für die betreffenden Frequenzen darstellt. Bei MW und LW wird der Paddingkondensator sehr oft auch als Unterteilungskapazität des Colpitt-Oszillators verwendet (Fig.6.07).

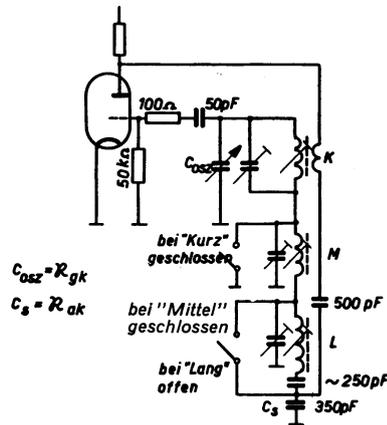


Fig.6.07. Oszillator in kapazitiver 3-Punkt-Schaltung bei Mittel und Lang.

Superstörungen

Der Überlagerungsempfang wird bei gewissen Kondensatorstellungen durch Pfeifen gestört, sofern man nicht geeignete Abwehrmaßnahmen trifft.

1. Spiegelfrequenzstörungen

Eine ZF-Schwingung kann grundsätzlich durch zwei verschiedene Signale entstehen, nämlich durch die gewünschte Eingangsfrequenz f_e , welche um die ZF unter der Oszillatorfrequenz liegt und aber auch durch die unerwünschte Eingangsfrequenz f_{sp} , Spiegelfrequenz genannt, weil sie um die ZF über der Oszillatorfrequenz liegt (Fig.6.08).

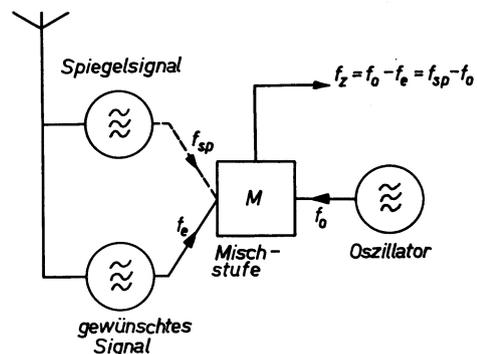


Fig.6.08 Entstehung der ZF durch das gewünschte Signal und das unerwünschte Spiegelsignal.

Ein allfällig vorhandener Spiegelsender, der eine um die doppelte ZF höhere Frequenz hat als der gewünschte Sender, wird somit ein Interferenzpfeifen verursachen. Ebenso kann ein starker Ortssender zweimal auf der Skala erscheinen, an der richtigen Skalastelle ($f_z = f_o - f_e$) und an der zweiten Skalastelle, $2 \cdot ZF$ unterhalb der ersten ($f_z = f_{sp} - f_o$).

Möglichkeiten der Abhilfe:

1. Erhöhung der Vorselektion durch Bandfiltereingang oder HF-Vorstufe.
2. Wahl einer hohen ZF, z.B. 1600 kHz, damit der Abstand groß wird, so daß die Siebwirkung eines einzigen Vorkreises genügt.

2. ZF-Störungen:

Solche können auf verschiedene Arten zustande kommen:

- ZF-Störungen durch einen Sender, dessen Frequenz ungefähr der ZF des Empfängers entspricht. Dadurch entsteht beim Einstellen jeder Station ein Pfeifton.
- ZF-Störstrahlung im ZF-Verstärker z.B. über die Regelleitung an den Empfängereingang bewirkt ebenfalls ein Einpfeifen aller Stationen, weil das Empfangssignal den ZF-Verstärker zu Eigenschwingungen anregen kann.
- ZF-Oberwellen können bei starken Empfangssignalen an den Eingang zurückgestrahlt werden und mit dem Empfangssignal eine Interferenz bilden. Bei den meisten Empfängern pfeift ein starker Sender mit der Frequenz $f_e = 2 \cdot f_z$ leicht ein.

Abhilfe der Störungen durch ZF-Störsender: ZF-Sperr- oder Saugkreis am Empfängereingang.

3. Oberwellenstörungen:

Wenn der Oszillator nicht gänzlich oberwellenfrei schwingt, so kann sich auch die ZF bilden aus $2 \cdot f_0$ oder $3 \cdot f_0$ und einer geeigneten Eingangsfrequenz. Auch sind Oberwellenpfeife von starken Langwellensendern möglich, wenn diese Signale in der Mischröhre Harmonische erzeugen, welche in die Nähe der ZF zu liegen kommen. Dann pfeifen alle Empfangsstationen ein.

Abhilfe: Verbesserte Vorselektion und nicht zu große Oszillatorspannung.

4. Kreuzmodulation:

Superstörungen kommen bei ungenügender Vorselektion auch ohne Mitwirkung des Oszillators zustande, wenn ein starker Störsender zusammen mit der Empfangsfrequenz die krumme Kennlinie der Mischröhre ansteuert und als Kombinationsschwingung die ZF entsteht. Somit stören sich grundsätzlich alle Sender gegenseitig, die um die Zwischenfrequenz voneinander entfernt sind.

Abhilfe: Verbesserte Vorselektion.

7. Niederfrequenz-Verstärker

Verstärkerbegriffe und -maße

1. Spannungsverstärkung v_u

Darunter versteht man das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung (Fig. 7.01).

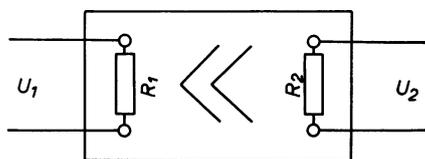


Fig. 7.01. Blockschema eines Verstärkers.

$$v_u = \frac{U_2}{U_1}$$

Bei 1-stufigen NF-Verstärkern ist $v_u = 10-120$.

Bei Hintereinanderschaltung von Spannungsverstärkern gilt:

$$v_{u \text{ tot}} = v_{u1} \cdot v_{u2} \cdot v_{u3}$$

Bei Radioempfängern beträgt somit die totale NF-Verstärkung $v_u = \text{ca. } 1000$.

2. Leistungsverstärkung v_p

Darunter versteht man das Verhältnis der Leistung im Ausgangswiderstand R_2 zu der Leistung im Eingangswiderstand R_1 :

$$v_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2^2 / R_2}{U_1^2 / R_1} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Wenn $R_1 = R_2$ ist, so gilt: $v_p = v_u^2$

3. Dämpfung d

$$\text{Spannungsdämpfung } d_u = \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{v_u}$$

$$\text{Leistungsdämpfung } d_p = \frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{v_p}$$

4. Relativmasse

Der objektiven Lautstärkeempfindung Rechnung tragend hat man in der Verstärkertechnik Maße geschaffen, die die Verstärkung oder Dämpfung besser charakterisieren als das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung bzw. umgekehrt. Es zeigt sich nämlich, daß eine Lautstärkezunahme erst empfunden wird, wenn die Schalleistung auf den 1,26fachen Betrag der vorherigen Schalleistung erhöht worden ist. Der Briggsche Logarithmus (Basis 10) von 1,26 ist 0,1. Dieses Relativmaß der Verstärkung bis zur Verstärkungswahrnehmung bezeichnet man mit 0,1 Bel oder **1 Dezibel (db)**. Daraus ergeben sich folgende Definitionen:

Relativverstärkung (gain) in db:

$$g = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1}$$

$$\text{Dämpfung in db: } b = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_2} = 20 \cdot \log \frac{U_1}{U_2}; \quad b = -g$$

In der Telefonie ist ein anderes Relativmaß üblich, das **Neper (N)**. Dieses bezieht sich auf den natürlichen Logarithmus (Basis $e = 2,718$). Die Definitionsgleichungen lauten:

$$\text{Relativverstärkung in N: } g = \frac{1}{2} \ln \frac{P_2}{P_1} = \ln \frac{U_2}{U_1}$$

$$\text{Dämpfung in N: } b = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} = \ln \frac{U_1}{U_2}$$

Der Vergleich beider Relativmaße ergibt:

$$1 \text{ N} = 8,686 \text{ db}$$

$$1 \text{ db} = 0,1151 \text{ N}$$

Die Röhre als Spannungsverstärker und Leistungsumformer

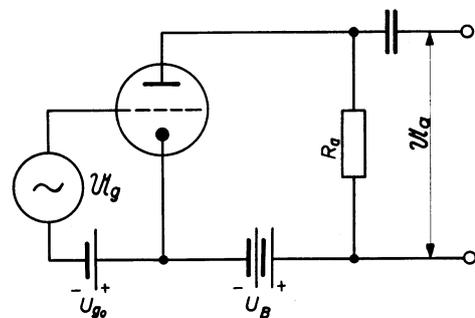


Fig. 7.02. Prinzipschaltung der Verstärkerstufe.

$$\text{Spannungsverstärkung } v = \frac{U_a}{U_g}$$

Graphische Ermittlung der Verstärkung

Die Konstruktion der Arbeitskennlinie anhand der Beziehung $U_a = U_B - I_a \cdot R_a$ ergibt im I_a/U_a -Kennlinienfeld die sog. **Widerstandsgerade**. Diese Gerade in das I_a/U_g -Kennlinienfeld übertragen, ergibt die **dynamische** oder **Arbeitskennlinie** (Fig. 7.03).

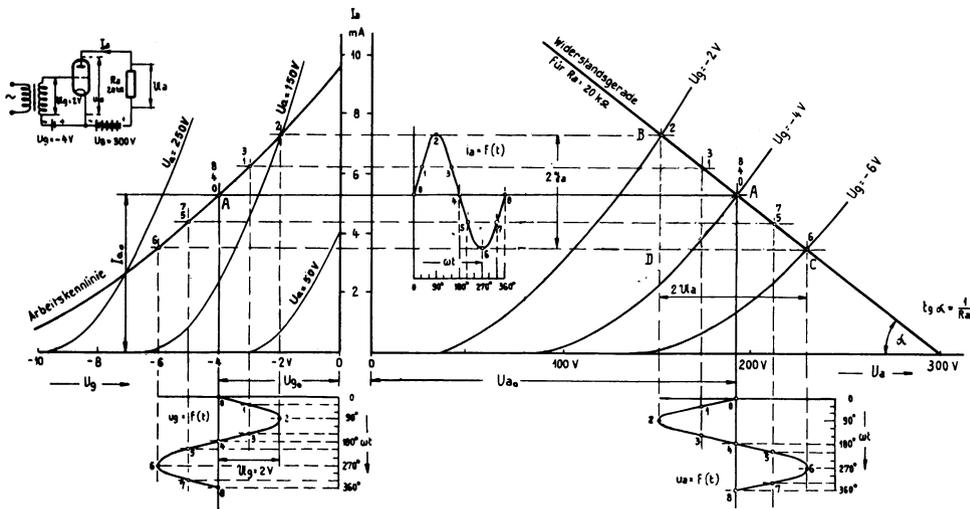


Fig. 7.03. Konstruktion der Anodenwechslerspannungskurve aus der Gitterwechslerspannungskurve mit Hilfe der Widerstandsgeraden und der Arbeitskennlinie.

$$v = \frac{U_{a\sim}}{U_{g\sim}} = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

Aus $U_{g\sim} = 4 \text{ V}$ Spitze-Spitze hat sich $U_{a\sim} = 78 \text{ V}$ Spitze-Spitze ergeben somit ist $v = \frac{78}{4} = 19,5$.

Aus der Figur 7.03, welche eine **Triode** betrifft, ist ersichtlich, daß die Arbeitskennlinie bedeutend weniger steil verläuft als die statischen $I_a/U_{g\sim}$ -Kennlinien. Je größer R_a gemacht wird, desto flacher verlaufen sowohl die Widerstandsgerade als auch die Arbeitskennlinie. Bei der Pentode hingegen verläuft die Arbeitskennlinie im Bereich des Arbeitspunktes praktisch gleich steil, wie die statische Kennlinie (Fig. 7.04).

Dynamische oder Arbeitssteilheit S_A

Es handelt sich dabei um die Steigung der dynamischen $I_a/U_{g\sim}$ -Kennlinie.

$S_A = \frac{I_{a\sim}}{U_{g\sim}}$, wobei im Gegensatz zu der statischen Steilheit U_a nicht konstant ist, sondern gemäß der Beziehung $U_a = U_B - I_a \cdot R_a$ ändert. Aus dem Spannungs-Ersatzschema (Fig. 7.05) ist ersichtlich, daß der Anodenwechselstrom wie folgt zu berechnen ist:

$$I_{a\sim} = \frac{E}{R_i + R_a} = \frac{\mu \cdot U_{g\sim}}{R_i + R_a}; \text{ somit wird } S_A = \frac{\mu}{R_i + R_a}.$$

Nach der inneren Röhrgleichung ist $\mu = S \cdot R_i$, also

$$S_A = S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a}$$

In der Verstärkungsformel $v = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$ ist $S_A = \frac{\mu}{R_i + R_a}$ enthalten, für die Verstärkung gilt somit auch:

$$v = S_A \cdot R_a.$$

Da bei Vorverstärkerpentoden S_A nur sehr wenig kleiner als S ist, so gilt für **Pentodenverstärker**: $v \cong S \cdot R_a$.

NF-Leistung im Anodenwiderstand

$$P_{a\sim} = I_{a\text{eff}} \cdot U_{a\text{eff}} = \frac{U_{a\text{eff}}^2}{R_a} = \left(\mu \cdot U_{g\text{eff}} \right)^2 \cdot \frac{R_a}{(R_i + R_a)^2}$$

Trägt man diese Wechselstromleistung in Abhängigkeit des Anodenwiderstandes graphisch auf unter der Annahme, daß alle andern Größen konstant bleiben (was für R_i praktisch nicht ganz zutrifft), so ergibt sich folgender Verlauf nach Fig. 7.06:

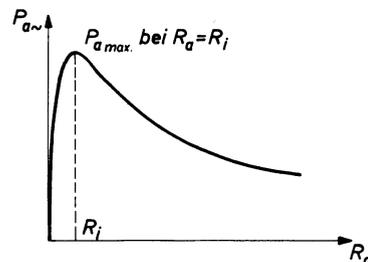


Fig. 7.06. Wechselstromleistung in Abhängigkeit des Außenwiderstandes. Die klassische Leistungsanpassung ergibt sich wie bei jeder Stromquelle bei $R_a = R_i$.

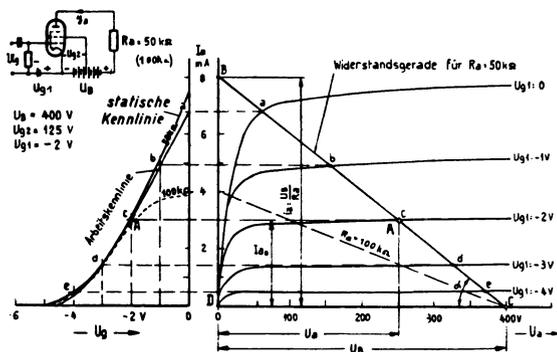


Fig. 7.04. Widerstandsgeraden und Arbeitskennlinien für $50 \text{ k}\Omega$ und $100 \text{ k}\Omega$ einer Pentode. Bei großem Anodenwiderstand weist die dynamische $I_a/U_{g\sim}$ -Kennlinie eine S-Form auf.

Rechnerische Ermittlung der Verstärkung

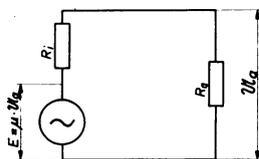


Fig. 7.05. Spannungs-Ersatzschema der Verstärkerstufe.

Die Leerlaufspannung oder EMK $E = \mu \cdot U_{g\sim}$ teilt sich an R_i und R_a auf:

$$U_{a\sim} = \frac{E \cdot R_a}{R_i + R_a} = \mu \cdot U_{g\sim} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}; \text{ somit}$$

Verhältnisse in der Endstufe

Im Unterschied zur Vorstufe ist hier der Anodenwiderstand R_a transformatorisch an die Röhre gekoppelt, was ein anderes Vorgehen bei der Konstruktion der Widerstandsgeraden erfordert. Man hat nicht mehr von der Batteriespannung (U_B auf der Abszissenachse) auszugehen, sondern vom normalen Arbeitspunkt, d.h. vom Ruhestrom und der Ruhespannung, in der Figur 7.07 $U_a = 250 \text{ V}$, $I_a = 72 \text{ mA}$. Einen zweiten Punkt der Widerstandsgeraden findet man, wenn für eine beliebige Stromänderung ΔI_a , z.B. 72 mA die dazugehörige Spannungsänderung $\Delta U_a = \Delta I_a \cdot R_a = 72 \cdot 3,5 = 252 \text{ V}$ ausgerechnet und von der Ruhespannung aus aufgetragen wird (auf der Abszisse $250 \text{ V} + 252 \text{ V} = 502 \text{ V}$).

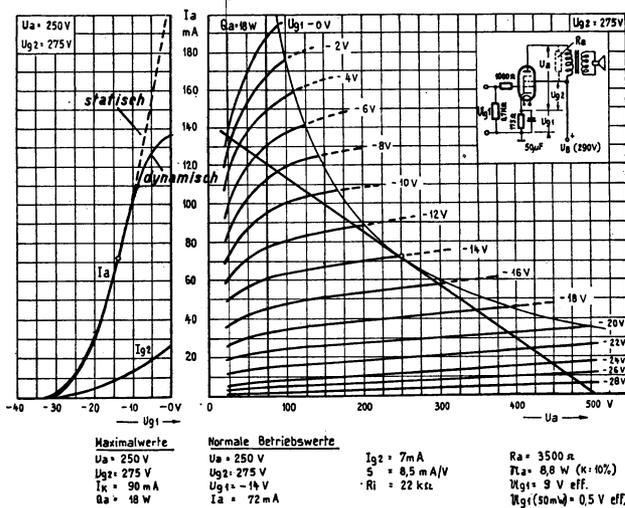


Fig. 7.07. Konstruktion der Widerstandsgeraden und der Arbeitskennlinie bei Endröhren, wo R_a transformatorisch an die Röhre gekoppelt ist.

Graphische Ermittlung der Wechselstromleistung $P_{a\sim}$ und des Wirkungsgrades

Die Eingangsleistung (Gleichstromleistung) $U_{a0} \cdot I_{a0}$ zeigt sich im I_a/U_a -Kennlinienfeld als Rechteck (Fig. 7.08a). Die Ausgangsleistung $I_{a\sim} \cdot U_{a\sim}$ ergibt das sog. **Leistungs-dreieck** (Fig. 7.08b). Die Anodenverlustleistung P_V , welche die Anode erwärmt, ist die Differenz obiger Flächen.

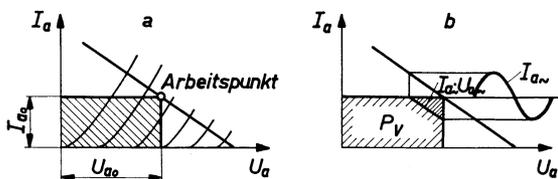


Fig. 7.08. a) Leistungs-Rechteck, welches der in die Röhre gesteckten Gleichstromleistung entspricht. b) Leistungs-Dreieck, welches der Wechselstromleistung $I_{a\sim} \cdot U_{a\sim}$ für eine bestimmte Aussteuerung entspricht.

Der **Wirkungsgrad** $\eta = \frac{\text{abgegebene Leistung } P_{a\sim}}{\text{zugeführte Leistung } P_{\sim}}$ ist der Quotient beider Flächen. η kann bei dieser Betriebsart (nur eine Endröhre, Klasse A) höchstens etwa 30% bei Trioden und fast 50% bei Pentoden werden.

Optimale Leistungsanpassung

Die klassische Leistungsanpassung $R_a = R_i$ wäre bei Röhren ungünstig, weil es sich nicht darum handelt, bei kleiner Aussteuerung die größtmögliche Wechselstromleistung zu erhalten, sondern bei begrenzter Anodenverlustleistung. Man hat also nicht auf die Vorverstärkung Rücksicht zu nehmen, sondern auf die Erwärmung

der Endröhre. Infolgedessen muß die Widerstandsgerade so in das Kennlinienfeld gelegt werden, daß die größte Dreiecksfläche bei voller Aussteuerung entsteht.

Überschlägig ergeben sich folgende Anpassungsverhältnisse:
 Endtrioden: $R_a = 2 - 3,5 \times R_i$
 Endpentoden: $R_a = 0,1 - 0,2 \times R_i$

Der **Ausgangsübertrager** hat die Aufgabe, den Lautsprecherwiderstand R_{Lsp} auf den optimalen R_a zu übersetzen (Fig. 7.09).

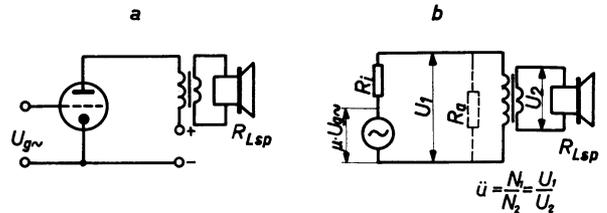


Fig. 7.09. a) Prinzipschaltung mit Ausgangstransformator. b) Ersatzschaltung der Endstufe mit Widerstandsübertrager. R_a ist aus dem Röhrenkatalog zu entnehmen. $R_{Lsp} = 1,25 - 1,4 \times$ Ohmscher Schwingspannenwiderstand (Die Abstrahlämpfung erhöht den Wirkwiderstand).

Es gelten die Grundgesetze des verlustlosen Transformators:

$$P_1 = P_2$$

$$\frac{U_1^2}{R_a} = \frac{U_2^2}{R_{Lsp}}; \text{ daraus: } \frac{U_1^2}{U_2^2} = \frac{R_a}{R_{Lsp}} = \ddot{u}^2; \text{ somit}$$

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_{Lsp}}}$$

Leistungsverteilung an mehrere Lautsprecher

Wenn mehrere Lautsprecher benützt werden, so ist jeder einzelne richtig an die Verteilung anzupassen, damit jeder den richtigen Leistungsanteil erhält und die Endstufe des Verstärkers den vorgeschriebenen Arbeitswiderstand bekommt.

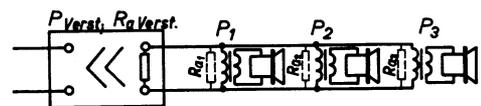


Fig. 7.10. Verstärker mit mehreren Lautsprechern verschiedener Leistungen.

Es müssen zwei Bedingungen erfüllt werden:

$$P_1 + P_2 + P_3 = P_{Verst}$$

$$R_{a1} // R_{a2} // R_{a3} = R_{aVerst}$$

Es ist davon auszugehen, daß alle Lautsprecher primärseitig des Übertragers die gleiche Spannung haben. Diese ergibt sich aus

$$P = \frac{U^2}{R}; U^2 = P_{Verst} \cdot R_{Verst}$$

Daraus lassen sich die Anpassungswiderstände der Lautsprecher ermitteln:

$$R_{a1} = \frac{U^2}{P_1} = \frac{P_{Verst} \cdot R_{Verst}}{P_1}$$

$$R_{a2} = \frac{U^2}{P_2} = \frac{P_{Verst} \cdot R_{Verst}}{P_2}$$

$$R_{a3} = \frac{U^2}{P_3} = \frac{P_{Verst} \cdot R_{Verst}}{P_3}$$

Bei wahlweiser Zuschaltung von Lautsprechern an Empfänger wird die optimale Anpassung zerstört, wenn nicht anstelle des abgeschalteten Lautsprechers ein Ohmscher Widerstand zugeschaltet wird. Das ist in der Regel nicht nötig, weil eine Unteranpassung auf den halben Wert des optimalen Außenwiderstandes dank der logarithmischen Lautstärkeempfindung des Ohres statthaft ist.

Lange Lautsprecherleitungen sollen eine Anpassung von 140 bis 500 Ohm aufweisen. Sind sie niederohmig, so fließt ein großer Strom, der die Leitung erwärmt, statt eine große NF-Leistung zu erzeugen; bei hochohmiger Anpassung macht sich der kapazitive Nebenschluß bemerkbar durch Beeinträchtigung der Höhenwiedergabe.

Die Zusammenschaltung der Verstärkerstufen

Grundsätzlich kommen vier Kopplungsarten in Frage:

1. Direkte Kopplung

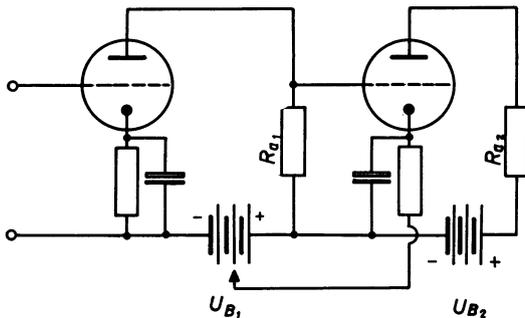


Fig.7.11. 2stufiger Verstärker mit direkter Kopplung, sog. Gleichstromverstärker.

Vorteil: Der Frequenzgang geht bis $f = 0$ (keine Baßschwächung).

Nachteile: Große Batteriespannung nötig ($U_{B1} + U_{B2}$), sowie getrennte Heizwicklungen, da sonst die Spannung zwischen Heizfaden und Kathode zu groß wird.

2. Transformatorkopplung

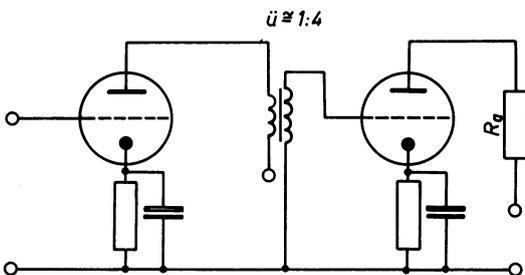


Fig.7.12. 2-stufiger Verstärker mit Transformatorkopplung.

Vorteil: Große Verstärkung. Möglichkeit der symmetrischen Aussteuerung einer Gegentaktendstufe.

Nachteile: Schlechter Frequenzgang. Die tiefen Töne fallen ab, weil der induktive Widerstand der Primärwicklung zu klein wird. Am Abfall der hohen Töne ist die große Wicklungskapazität, speziell sekundärseitig schuld. Die schlechte Übertragung der tiefen und hohen Frequenzen ist um so ausgeprägter, je hochohmiger die Transformatoranpassung ist. Deshalb ist die Übertragerkopplung für Pentoden unzulässig. Weitere Nachteile sind die Brummanfälligkeit (Aufnahme des Streufeldes des Netztransformators), Preis, Gewicht und Platzbedarf des Transformators.

3. Drosselkopplung

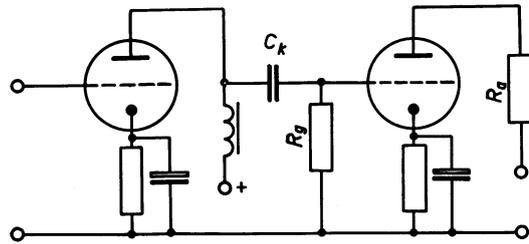


Fig.7.13. 2stufiger Verstärker mit Drosselkopplung.

Vorteil: Verhältnismäßig große Verstärkung, weil die Anodenspannung gegenüber der Widerstandskopplung groß ist und die Röhre (Triode) mit kleinem R_i arbeitet, wogegen R_a groß ist ($= R_g$).

Nachteile: Nur bei Triodenansteuerung befriedigender Frequenzgang. Im übrigen ist die Drosselspule brummanfällig, teuer, schwer und braucht ziemlich viel Platz.

4. Widerstandskopplung (auch RC-Kopplung genannt)

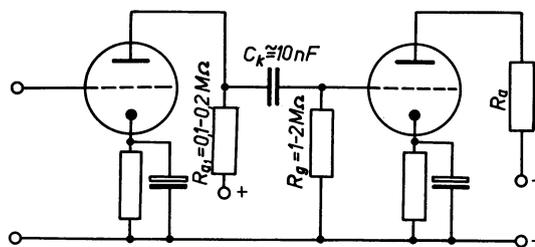


Fig.7.14. 2stufiger Verstärker mit RC-Kopplung.

Vorteile: Guter Frequenzgang, billig und wenig Platzaufwand.

Nachteil: Mit Trioden kleinere Verstärkung, kann aber durch Verwendung von Pentoden wettgemacht werden.

Figur 7.15 zeigt den Frequenzgang eines RC-Verstärkers mit der unteren Grenzfrequenz f_u und der oberen Grenzfrequenz f_o .

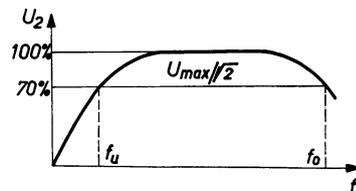


Fig.7.15. Frequenzgang eines RC-Verstärkers, Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Frequenz bei konstanter Eingangsspannung.

Ursache des Abfalles der tiefen Frequenzen: Spannungsteilung durch C_k und R_g . Bei der unteren Grenzfrequenz f_u , das ist bei 30% oder 3 db Abfall, ist der kapazitive Widerstand des Kopplungskondensators gleich dem Gitterableitwiderstand. Daraus folgt:

$$f_u = \frac{1}{2\pi R_g \cdot C_k}$$

Ursache des Abfalles der hohen Frequenzen: Kurzschluß des Arbeitswiderstandes R_a/R_g durch die Röhren- und Schaltkapazitäten C_p (ca. 20–40 pF). Bei der oberen Grenzfrequenz f_o ist der kapazitive Widerstand dieser Querkapazität gleich dem Ohmschen Querwiderstand, d.h. der Parallelschaltung von R_i der Vorröhre, R_a der Vorröhre und R_g der Endröhre. Daraus ergibt sich:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_p \cdot R_i // R_a // R_g}$$

f_0 liegt im allgemeinen weit über dem Hörbereich, es sei denn, C_p werde durch lange abgeschirmte Leitungen unzulässig vergrößert.

Für die Berechnung der 100-%-Verstärkung (gültig für mittlere Frequenzen) ist zu beachten, daß bei gekoppelten Stufen $R_{a\sim}$ aus der Parallelschaltung von R_a und R_g besteht. Die Formeln für die Verstärkung und die Arbeitssteilheit der ersten Stufe sind somit wie folgt zu verwenden:

$$\text{Stufenverstärkung } v = \mu \cdot \frac{R_a // R_g}{R_i + R_a // R_g} = S_A \cdot R_a // R_g$$

$$\text{Arbeitssteilheit } S_A = S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a // R_g}$$

Gegentakt-Endstufen Leistungsbedarf

Die Qualität eines Verstärkers bzw. der Musikwiedergabe ist zur Hauptsache eine Frage der Leistungsreserve der Endstufe. In einem Wohnzimmer ergibt eine mittlere Nutzleistung von 0,25 Watt eine genügende Zimmerlautstärke. Da aber die genormte Rundfunkdynamik 40 db beträgt, ergeben sich Leistungsschwankungen von 2,5 mW bis 25 W. Strebt man für HI-FI-Anlagen die Orchester-Originaldynamik von 60 db an, so müßte die Leistung von 0,25mW–250 W schwanken. Die Tendenz der Leistungssteigerung der Rundfunkempfänger ist heute unverkennbar. Empfänger mit 10-W-Endstufen sind durchaus normal, während 30 W nicht zuviel sind.

Um eine erhöhte Ausgangsleistung mit den üblichen Endröhren zu erzielen, eignet sich aus Wirkungsgrad- und Klirrfaktorgründen die **Gegentaktschaltung** (Push-Pull) vorzüglich (Fig. 7.16).

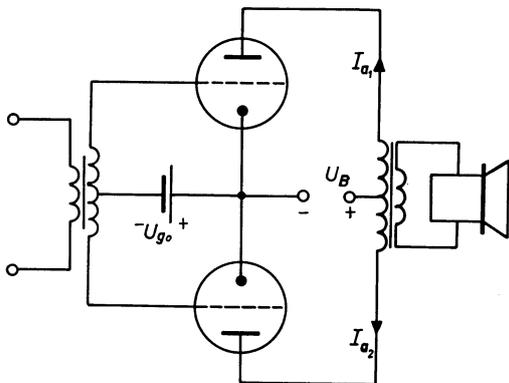


Fig. 7.16. Prinzipschaltung der Gegentakt-Endstufe.

Zwei gleiche Endröhren werden symmetrisch, gegenschasig angesteuert. Im Anodentransformator mit Mittelanzapfung addieren sich die Wechselspannungen.

Vorteile gegenüber einer großen Eintakt-Endstufe:

1. Der Ausgangstransformator hat keine Gleichstromvormagnetisierung, weil sich die Magnetfelder der beiden Ruhestrome aufheben. Daraus resultiert eine Ersparnis an Kernmaterial.

2. Bessere Ausnützung der Endröhren. Die Verzerrungen infolge Kennlinienkrümmung heben sich zum Teil auf, so daß die Endröhren stärker angesteuert werden dürfen und die Ausgangsleistung mehr als doppelt so groß wird, wie bei der Verwendung von nur einer Endröhre.

Je nach der Wahl des Arbeitspunktes unterscheidet man verschiedene Klassen:

Klasse A-Gegentakt: Der Arbeitspunkt befindet sich im geraden Kennlinienteil (wie bei Eintakt-Endstufen). Bei Trioden ist der Wirkungsgrad η bei Vollaussteuerung ca. 40% gegenüber nur ca. 30% bei Eintakt-Betrieb. Die

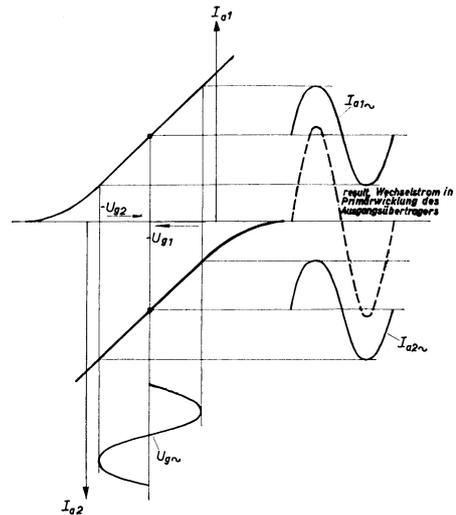


Fig. 7.17. Klasse A; beide Röhren verarbeiten beide Halbwellen der Aussteuerungsspannung.

einzelne Röhre gibt somit 30% mehr Wechselstromleistung ab bei gleichem Klirrfaktor.

Klasse B-Gegentakt: Der Arbeitspunkt befindet sich in der Nähe des Stromesatzpunktes (I_{a0} fast 0).

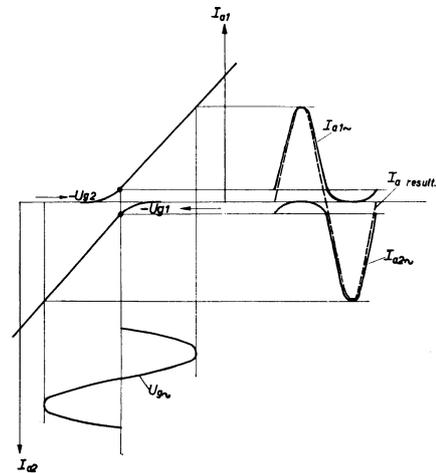


Fig. 7.18. Klasse B; beide Röhren verarbeiten nur je eine Halbwelle der Aussteuerungsspannung.

Vorteile gegenüber A-Gegentakt: Wirkungsgrad bis 0,7, wenn bis ins positive Gitterspannungsgebiet angesteuert wird. In diesem Fall ist eine sog. Treiberstufe nötig, d.h. eine Vorröhre mit kleinem Innenwiderstand, welche die Gitterleistung decken kann. Bei Pentoden ist dieser Wirkungsgrad auch bei leistungsloser Steuerung möglich. Weil der Anodenstrom nur bei großer Aussteuerung seinen max. zulässigen Wert erreicht, kann eine B-Gegentakt röhre bis 5x größere NF-Leistung erzeugen als im A-Betrieb. So läßt sich z.B. mit 2 Röhren EL 34 (25 W Anodenverlustleistung) eine NF-Leistung von 100 W (1% Klirrfaktor mittelst Gegenkopplung) erzeugen, während mit einer einzigen Röhre nur 10 W (5% Klirrfaktor mittelst Gegenkopplung) zu erzielen sind. Im ersten Fall ist allerdings eine Anodenspannung von 800 V nötig, bei A-Eintaktbetrieb genügt 250 V.

Nachteile gegenüber Klasse A-Gegentakt:

1. Große Vorverstärkung nötig.
2. Die Endröhren müssen genau gleiche Kennlinien haben. Weil das vor allem im Anlaufgebiet selten der Fall ist, sind die Verzerrungen bei kleinen und mittleren Amplituden größer.
3. Der Gleichrichter muß einen kleinen Innenwiderstand haben, weil die Gleichstromleistung gemäß der Aussteuerung schwankt (gasgefüllte Gleichrichterröhren und große Elektrolytkondensatoren).

Klasse AB-Gegentakt: Der Arbeitspunkt befindet sich beim unteren Knick der Kennlinien. Bei kleinen Amplituden arbeiten die Röhren als A-, bei großen Amplituden als B-Verstärker.

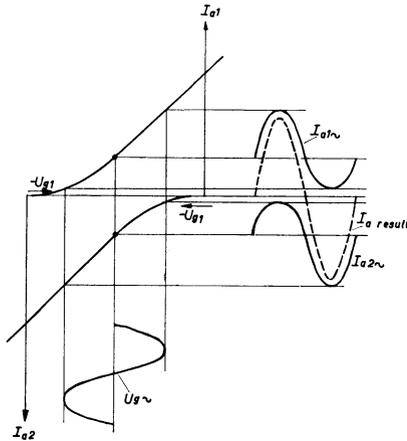


Fig. 7.19. Klasse AB; günstiger Kompromiß zwischen gutem Wirkungsgrad und Verzerrungsfreiheit.

Von **Klasse AB 1** spricht man, wenn nur im negativen Gitterspannungsgebiet angesteuert wird.

Bei **Klasse AB 2** wird bis ins positive Gitterspannungsgebiet angesteuert (Treiberstufe notwendig). Mit steilen Pentoden ist Klasse AB 1 gegeben. Diese Schaltung findet bei Qualitätsverstärkern meistens Anwendung.

Übergang von Eintakt auf Gegentakt mittelst Röhrenschaltungen

Der Symmetriertransformator zur Speisung der Gegentakt-Endstufe hat alle Nachteile der Transformatorkopplung: Schlechter Frequenzgang, brummempfindlich, groß, teuer usw. Er kann durch ein Triodensystem ersetzt werden. Unter der Vielzahl von Schaltungsmöglichkeiten der Phasenumkehrrohre seien hier zwei herausgegriffen:

1. Aufgeteilter Anodenwiderstand (Kathodyn-Schaltung)

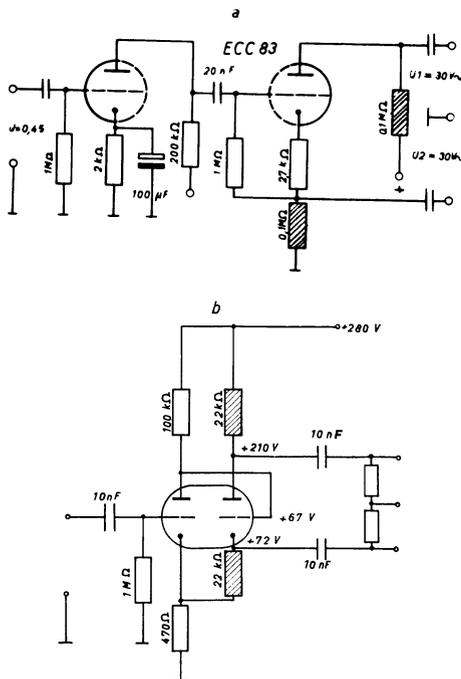


Fig. 7.20. a) Normale Kathodynschaltung. Die Phasenumkehrrohre verstärkt nicht, weil die am erdseitigen 100-kΩ-Widerstand auftretende Wechselspannung die Aussteuerspannung fast auslöscht (Stromgegenkopplung). b) Kathodynschaltung mit Gleichstromkopplung. Der Arbeitspunkt der Phasenumkehrrohre stabilisiert sich weitgehend selbst. Am 470-Ω-Kathodenwiderstand heben sich die Wechselströme der beiden Trioden auf, so daß sich ein Überbrückungskondensator erübrigt.

2. Selbstsymmetrierende Phasenumkehrschaltung

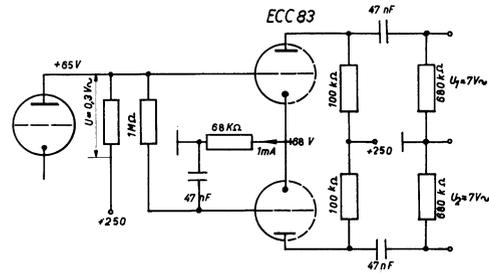


Fig. 7.21. Phasenkehrrohre in Gitterbasisschaltung.

Der Kathodenwiderstand ist beiden Systemen gemeinsam. Wenn die Ströme amplitudengleich wären, so entstünde an diesem Widerstand keine Spannung. Überwiegt aber der Wechselstrom des oberen Systems, so gibt es an R_k eine Spannung, welche die Phasenumkehrrohre steuert. Diese Spannung bedeutet für das obere System eine Gegenkopplung und für das untere System eine Mitkopplung. Die Schaltung symmetriert sich innerhalb gewisser Grenzen selbst. Die zwangsläufige Stromunsymmetrie bis etwa 7% braucht nicht zu einer unsymmetrischen Ausgangsspannung zu führen, wenn nämlich der untere 100 kΩ-Widerstand ca. 7% größer gewählt wird als der obere.

Verzerrungen

Man hat lineare und nichtlineare Verzerrungen zu unterscheiden: **Lineare Verzerrungen** entstehen bei Übertragungsgliedern (RC-Glieder, Transformatoren, Tonabnehmer, Lautsprecher usw.), wenn nicht alle Frequenzen gleichmäßig übertragen oder verstärkt werden. Man spricht dann von einem **schlechten Frequenzgang**. Das Klangbild ist nicht mehr naturgetreu, weil z. B. die Obertöne im falschen Amplitudenverhältnis vorhanden sind.

Nichtlineare Verzerrungen entstehen hauptsächlich bei gekrümmten Kennlinien, also stets wenn die Verstärkerrohre übersteuert werden. Es entstehen dabei neue Töne, die das Klangbild verändern. Außer den harmonischen Obertönen 2f, 3f, 4f usw. stören aber vor allem die durch den Gleichrichtereffekt entstehenden Kombinationstöne. Diese unerwünschte Frequenzmischung bezeichnet man mit **Intermodulation**.

Als **Klirrfaktor d** (facteur de distorsion) definiert man die geometrische Summe sämtlicher Obertöne dividiert durch das Gesamtgemisch (Grundton + Obertöne):

$$d = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}$$

Außer dieser Definition des Klirrfaktors, welche aus meßtechnischen Gründen günstig ist, gibt man oft auch nur das Verhältnis der Obertöne zum Grundton an. Der Unterschied macht sich erst bei großen Klirrfaktoren über 10% praktisch bemerkbar.

Bei übersteuerten **Trioden** treten hauptsächlich die **zweiten Harmonischen** auf (Fig. 7.22).

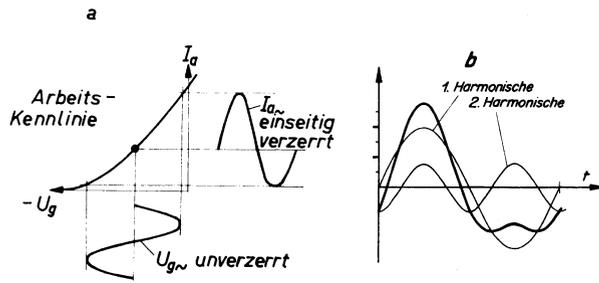


Fig. 7.22. a) Entstehung der einseitigen Sinuskurvenverzerrung an der nur unten gekrümmten Arbeitskennlinie der Triode. b) Addition einer Sinusgrundschwingung mit der zweiten Harmonischen, wodurch eine ähnlich verzerrte Summenkurve entsteht.

Bei übersteuerten **Pentoden** wiegen die **dritten Harmonischen** vor (Fig. 7.23).

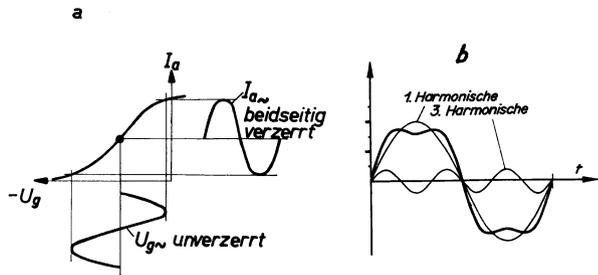


Fig. 7.23. a) Entstehung der beidseitig verzerrten Sinuskurve an der S-förmigen Arbeitskennlinie der Pentode. b) Addition einer Sinusgrundschwingung mit der dritten Harmonischen, wodurch eine ähnlich verzerrte Summenkurve entsteht.

Der Klirrfaktor kann näherungsweise aus den Kennlinienfeldern anhand der Widerstandsgeraden herausgelesen werden, z.B. nach folgender Methode (Fig. 7.24) bei **Trioden**:

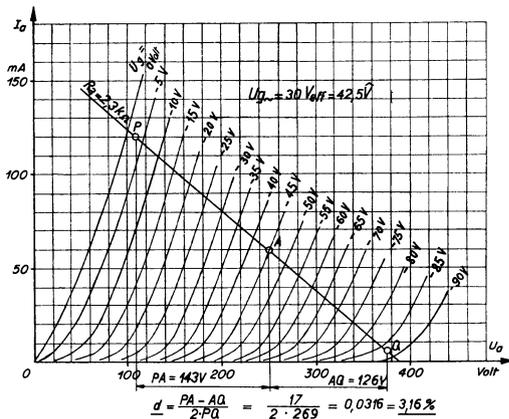


Fig. 7.24. Durch Ermittlung der Unsymmetrie der Abschnitte auf der Widerstandsgeraden infolge der ungleichen Kennlinienabstände kann der Klirrfaktor errechnet werden.

$$d \cong \frac{PA - AQ}{2 \cdot PQ}$$

Die Strecken PA und AQ können entweder direkt an der Widerstandsgeraden gemessen werden oder im Maßstab der Anodenspannungsachse.

Bei **Pentoden** ist das Verfahren etwas komplizierter (Fig. 7.25):

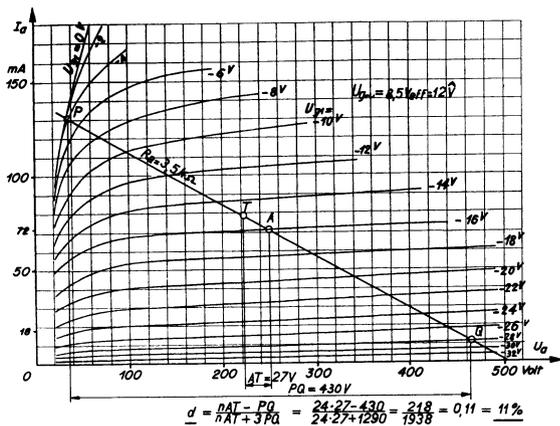


Fig. 7.25. Bei Pentoden muß die Gesamtaussteuerung PQ in eine Anzahl Gitterspannungsstufen unterteilt werden, um den Klirrfaktor zu ermitteln.

$$d \cong \frac{n \cdot AT - PQ}{n \cdot AT + 3 \cdot PQ}$$

AT = Länge der Gitterspannungsstufe im Bereich des Arbeitspunktes
n = Anzahl Gitterspannungsstufen zwischen P und Q

Gegenkopplung

Die Gegenkopplung ist ein gutes Mittel, um die linearen und die nichtlinearen Verzerrungen zu verkleinern.

Prinzip: (Fig. 7.26) Außer der Eingangsspannung U_e wird eine bei Übersteuerung verzerrte Spannung U_k als Teil der Ausgangsspannung U_a gegenphasig an das Gitter der Verstärkerröhre gelegt. Dadurch wird die resultierende Gitterspannung U_g verzerrt. Da aber diese Spannung an einer gekrümmten Kennlinie verstärkt wird, so ergibt sich ein bedeutend weniger verzerrter Anodenstrom I_a . U_k schwächt die Eingangsspannung, somit sinkt die Stufenverstärkung. Es ist eine größere Eingangsspannung nötig. Ungefähr um den gleichen Faktor k ist aber auch der Klirrfaktor kleiner.

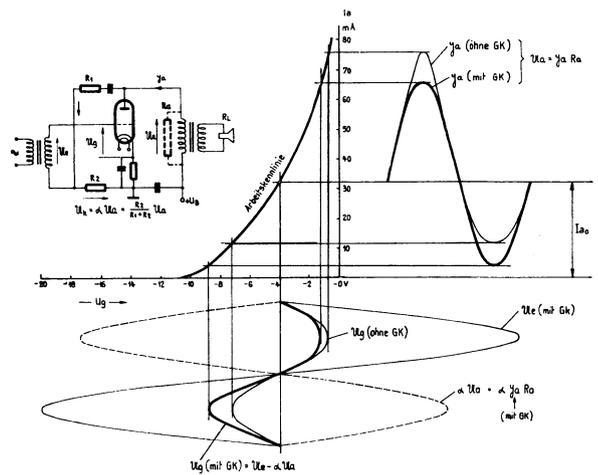


Fig. 7.26. Graphische Darstellung einer gegengekoppelten Endstufe. Gegenkopplungsfaktor $k = 5$.

Rechnerische Ermittlung des Gegenkopplungsfaktors k :

Verstärkung ohne Gegenkopplung

$$v = \frac{U_a}{U_e} \text{ wobei } U_e = U_g$$

Verstärkung mit Gegenkopplung

$$v' = \frac{U_a}{U_e} ; U_e > U_g$$

$$U_a = v \cdot U_g$$

$$U_e = U_g + \alpha \cdot U_a ; \left(\alpha = \frac{U_k}{U_a} \right)$$

$$= U_g + \alpha \cdot v \cdot U_g$$

$$v' = \frac{v \cdot U_g}{U_g + \alpha \cdot v \cdot U_g}$$

$$v' = \frac{v}{1 + \alpha \cdot v} \text{ und Gegenkopplungsfaktor}$$

$$k = \frac{v}{v'} = 1 + \alpha \cdot v$$

Man unterscheidet Spannungs-Gegenkopplung, Strom- und gemischte Gegenkopplung.

Bei der **Spannungsgegenkopplung** ist wie in obigem Beispiel die zurückgeführte Spannung U_k proportional der Ausgangsspannung. Da die Spannungsgegenkopplung die Ausgangsspannung konstant zu halten versucht (Verbesserung des Frequenzganges), gleicht sie einer Stromquelle mit geringem Innenwiderstand. Eine Endpentode erhält durch die Spannungsgegenkopplung Triodencharakter. Es läßt sich zeigen, daß R_i' einer spannungsgegengekoppelter Röhre folgenden Betrag aufweist:

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \alpha \cdot \mu}$$

Bei der **Stromgegenkopplung** ist die zurückgeführte Spannung U_k proportional dem Ausgangsstrom. Die praktische Schaltung besteht darin, daß der Kathodenwiderstand nicht entkoppelt wird (kein Kathodenkondensator, Fig. 7.27).

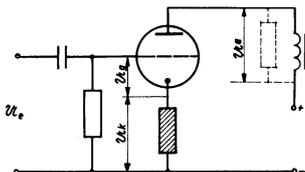


Fig. 7.27. Stromgegenkopplung durch nicht mit einem Kondensator überbrückten Kathodenwiderstand.

Auch hier gilt:

$$v' = \frac{v}{1 + \alpha \cdot v} \text{ wobei } \alpha = \frac{U_{k\sim}}{U_{a\sim}} = \frac{R_k}{R_a} \text{ ist.}$$

Da eine Stromgegenkopplung den Ausgangsstrom konstant zu halten versucht, gleicht sie einer Stromquelle mit großem Innenwiderstand. Eine Triode erhält somit Pentodencharakter. Für den erhöhten Innenwiderstand gilt:

$$R_i' = R_i + \mu \cdot R_k$$

Gemischte Gegenkopplung wird oft bei zweistufigen Verstärkern nach der Schaltung gemäß Fig. 7.28 angewendet. Es handelt sich um eine Spannungsgegenkopplung von der Anode der Endröhre auf die Kathode der Vorröhre, wobei die Vorröhre für sich stromgegengekoppelt ist.

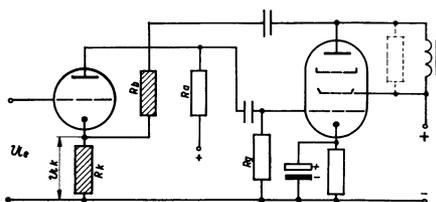


Fig. 7.28. Gemischte Gegenkopplung. Spannungsgegenkopplung über 2 Stufen, Stromgegenkopplung der ersten Stufe.

$$v' = \frac{v_1 \cdot v_2}{1 + \alpha_1 v_1 + \alpha_2 v_1 v_2} ; \alpha_1 = \frac{R_k}{R_a} ; \alpha_2 = \frac{R_k}{R_b} \quad (R_b \gg R_k)$$

Bei der Stromgegenkopplung kann der Gegenkopplungsfaktor auch beliebig groß gemacht werden, indem für geschwächte Gegenkopplung nur ein Teil des Kathodenwiderstandes für die Gegenkopplung benützt wird (Fig. 7.29a), oder für verstärkte Gegenkopplung die Gitterableitung an eine Anzapfung des vergrößerten Kathodenwiderstandes angeschlossen wird (Fig. 7.29b).

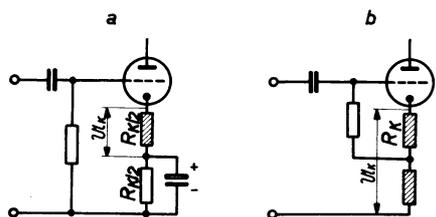


Fig. 7.29. a) Geschwächte Stromgegenkopplung. b) Verstärkte Stromgegenkopplung.

Eine **frequenzabhängige Gegenkopplung** enthält im Rückführungsstromkreis außer Widerständen auch Kondensatoren oder allenfalls Drosselspulen. Durch das Schwächen bestimmter Frequenzgebiete kann man die Wiedergabeverhältnisse beliebig beeinflussen. Eine Entzerrschaltung mit Baßanhebung zeigt Fig. 7.30.

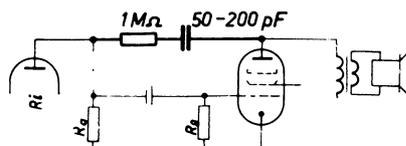


Fig. 7.30. Spannungsgegenkopplung der Endstufe mit Baßanhebung.

Der Rückkopplungsgrad α für mittlere und hohe Frequenzen ist gegeben durch das Widerstandsverhältnis

$$\alpha = \frac{R_i \parallel R_a \parallel R_g}{R_{GK} + R_i \parallel R_a \parallel R_g}$$

Fig. 7.31 ist ein Beispiel einer Entzerrschaltung mit Baß- und Höhenanhebung.

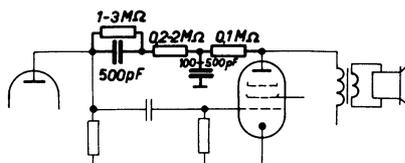


Fig. 7.31. Spannungsgegenkopplung der Endstufe mit Längs- und Querkondensator zwecks Baß- und Höhenanhebung.

Es ist vorteilhaft, den Ausgangstransformator auch in die Gegenkopplung einzubeziehen. Eine beliebte Schaltung zeigt die Fig. 7.32.

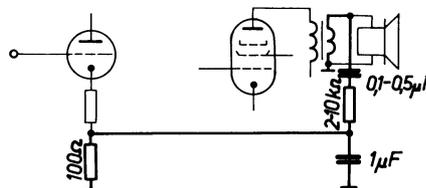


Fig. 7.32. Gemischte Gegenkopplung über zwei Stufen mit Baß- und Höhenanhebung.

Bei der frequenzabhängigen Gegenkopplung ist auf die Phasendrehung der R/C-Glieder des Gegenkopplungskanals zu achten. Es kann leicht vorkommen, daß für eine bestimmte Frequenz eine Rückkopplung entsteht. Dann beginnt der Verstärker zu schwingen, oder er bekommt zum mindesten einen schlechten Frequenzgang. Durch wahlweise Ab- und Zuschaltung von Kondensatoren im Gegenkopplungskanal erhält man eine Klangregelung.

Der Ultralinear-Verstärker

Da Gegendtaktverstärkerstufen geradzahlig Harmonische weitgehend unterdrücken, würde sich die Triode speziell gut für die Gegendtactschaltung eignen. Pentoden haben jedoch einen wesentlich besseren Wirkungsgrad und größere Spannungsverstärkung, sodaß diese auch für Gegendtactschaltungen bevorzugt werden. Legt man die Schirmgitter an Anzapfungen der Primärwicklung des Ausgangsübertragers, so können die Endröhren zwischen Pentoden- und Triodenbetrieb eingestellt werden. Bei einer bestimmten Anzapfung jeder Wicklungshälfte verringern sich die Verzerrungen rund auf die Hälfte der normalen Pentoden-Gegendtactschaltung. Die Leistung sinkt nur auf etwa 90% ab (Fig. 7.33).

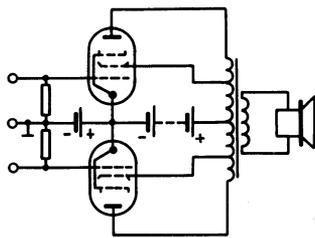


Fig. 7.33. Ultralinear-Endstufe. Pentoden mit Schirmgittergegenkopplung.

Da die Schirmgitter die Anoderrückwirkung nicht mehr völlig aufheben, kann man von einer Schirmgittergegenkopplung sprechen. Diese Schaltung bekam die Bezeichnung Ultralinearverstärker. Diese Gegenkopplung linearisiert die Kennlinie. Das günstigste Anzapfungsverhältnis liegt zwischen 20% und 40% und ist bei jedem Röhrentyp verschieden.

Transformatorlose Endstufe

Dem Ausgangstransformator haften verschiedene Nachteile an: Hysteresis- und Wirbelstromverluste (Wirkungsgrad nur ca. 60–80%), Verzerrungen durch Hysteresisschleife, Phasendrehung infolge Streuinduktivität, welche eine wirkungsvolle Gegenkopplung gefährdet. Weil die Schwingpulenimpedanz nicht über 800 Ohm gemacht werden kann, so muß eine Schaltung gefunden werden, bei der die Endröhren mit diesem Ausgangswiderstand befriedigend arbeiten. Das ist beim sog. **Gegen-Parallel-Verstärker** der Fall, bei dem im Gegensatz zum Gegentaktverstärker die beiden Röhren als Wechselstromgeneratoren parallel geschaltet sind. Es sind verschiedene Schaltungsvarianten möglich. Fig. 7.34 stellt eine Gegentakt-Endstufe mit Eintaktausgang (Single-ended-push-pull) dar.

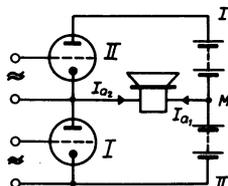


Fig. 7.34. Transformatorlose Endstufe mit 2 parallel arbeitenden Endröhren mit getrennten Eingängen. Sie müssen gegenphasig angesteuert werden.

Für Wechselstrom bedeutet die Gleichstromquelle einen Kurzschluß. Somit sind die Endröhren parallel zum Lautsprecher geschaltet. Der günstigste Außenwiderstand beträgt $\frac{1}{4}$ der üblichen Gegentaktendstufe. Am Wechselstromkreis ändert sich nichts, wenn die untere Röhre und deren Stromquelle vertauscht werden (Fig. 7.35).

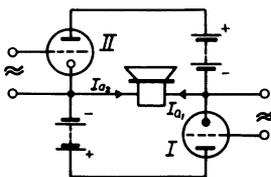


Fig. 7.35. PPP-Verstärker (Parallel-push-pull). Auch hier müssen 2 getrennte Eingänge gegenphasig angesteuert werden.

Des größeren Wirkungsgrades und der höheren Verstärkung wegen wird der PPP-Verstärker in der Regel mit Pentoden betrieben. Dabei müssen die Schirmgitterspeisewiderstände je an der andern Anodenstromquelle angeschlossen werden, weil sie sonst wechselstrommäßig dem Lautsprecher parallel liegen würden und einen Teil der Tonfrequenzleistung verbrauchen (Fig. 7.36).

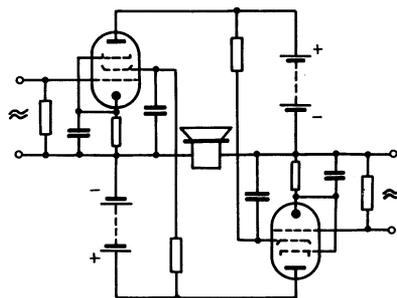


Fig. 7.36. PPP-Verstärker mit Pentoden.

Nachteilig ist bei obiger Schaltung der große Aufwand an Anodenspannungsquellen, je eine für beide Endröhren und eine dritte für die Vorstufen. Eine günstige Modifikation der Single-ended-push-pull-Endstufe ist die eisenlose Philips-Endstufe (Fig. 7.37).

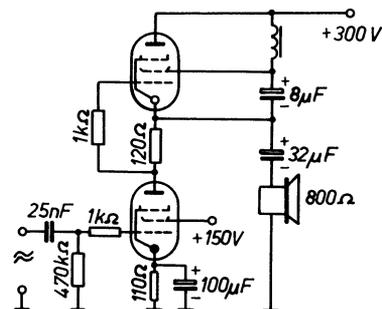


Fig. 7.37. Transformatorlose Endstufe mit Eintakteingang.

Aus dem ersten Prinzipschaltbild Fig. 7.34 geht hervor, daß der Lautsprecher nicht unbedingt an der Mittelanzapfung des Netztes liegen muß. Er kann auch an den Punkt II, d. h. an Masse gelegt werden. M und II haben wechselstrommäßig gleiches Potential. Ein Kondensator riegelt die Gleichspannung vom Lautsprecher ab. Der induktive Widerstand der Schirmgitterspeisewiderstände muß viel größer sein als die Lautsprecherimpedanz, da diese Drosselspeise parallel dem Lautsprecher liegt. Das Schirmgitter der unteren Röhre benötigt die halbe Betriebsspannung. Sie wird am besten einer Anzapfung des Netztes entnommen. Die gegenphasige Aussteuerung der oberen Röhre wird am Zusatzarbeitswiderstand von 120Ω der untern Röhre gewonnen. Dabei gehen allerdings die Verzerrungen der untern Röhre in die Steuerspannung der oberen Endröhre ein, so daß sich die geradzahigen Oberwellen nicht mehr aufheben. Es läßt sich aber durch entsprechende Arbeitspunkteinstellung erreichen, daß sich die geradzahigen Oberwellen wieder kompensieren. Deshalb ist der Kathodenwiderstand der oberen Röhre 10% größer als derjenige der unteren.

8. Hochfrequenz- und Breitbandverstärker

Einteilung der HF-Verstärker

Man unterscheidet selektive HF-Verstärker, auch Resonanzverstärker genannt, und aperiodische HF-Verstärker, allgemein Breitbandverstärker genannt. Erstere haben die Aufgabe, ein relativ schmales Frequenzband zu verstärken. Sie sind deshalb durch das Vorhandensein von Schwingkreisen gekennzeichnet. Zu dieser Gruppe gehören: Der Radioempfänger (HF- und ZF-Teil), die Senderstufe, das selektive Röhrenvoltmeter usw. Die aperiodischen Verstärkerschaltungen weisen Ohm'sche Anodenwiderstände oder stark gedämpfte Schwingkreise auf. Zu dieser Gruppe gehören: Der Antennenbreitbandverstärker, Meßverstärker für Röhrenvoltmeter oder Kathodenstrahloszillographen, der Fernsehverstärker (ZF- und Videoteil), der Impulsverstärker usw.

Selektive HF-Verstärker

Hinsichtlich Ankopplung der Resonanzkreise kommen 3 prinzipielle Schaltungen in Frage:

a) Sperrkreiskopplung (Fig. 8.01)

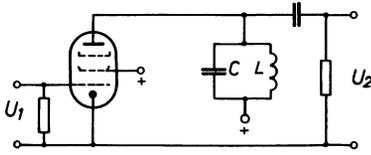


Fig. 8.01. Der Schwingkreis liegt direkt an der Anode und wirkt mit seinem vollen Resonanzwiderstand.

Die größte Verstärkung wird erzielt, wenn $R_a = Q \cdot X_L$ möglichst groß ist. Da R_{res} bei Mittel- Langwellenkreisen 100-400 kΩ beträgt, so eignet sich diese Schaltung nur für **Pentoden**. Bei Trioden würde der Kreis zu stark gedämpft (Trennschärfenbuße). Wenn R_i der Verstärkerröhre über 1 MΩ ist, so gilt:

$$v \cong S \cdot R_{res}$$

Die Stufenverstärkung wird somit mit einem 500-kHz-Kreis, $C = 200$ pF, $Q = 100$ und einer Röhre mit $S = 2$ mA/V:

$$v = S \cdot X_C = 318$$

Große Trennschärfe wird erzielt, wenn einerseits R_{res} möglichst groß ist (Q und L/C groß) und andererseits der Kreis nicht von der speisenden Röhre oder der nachfolgenden Stufe gedämpft wird.

b) Transformatorkopplung (Fig. 8.02)

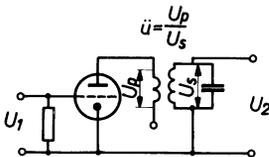


Fig. 8.02. Der Schwingkreis ist transformatorisch an die Röhre gekoppelt.

Die größte Verstärkung wird erzielt, wenn der Verbraucher an den Generator angepaßt ist, d. h. bei $R_i = R_{res} \cdot \bar{u}^2$. Damit ergibt sich folgende Optimalverstärkung:

$$v = \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{R_{res}}{R_i}}$$

Die maximal erzielbare HF-Verstärkung ist also auch bei Triodenspeisung größer als die NF-Verstärkung mit der gleichen Röhre.

Große Trennschärfe wird erzielt bei loser Kreisankopplung (kleine Kreisbedämpfung durch die speisende Röhre) und bei gutem Schwingkreis (Q und L/C groß).

c) Bandfilterkopplung (Fig. 8.03)

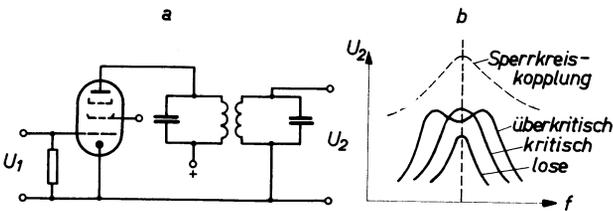


Fig. 8.03. a) Bandfilter als Außenwiderstand der Verstärkerröhre. b) Durchlaßkurven bei verschieden starker Bandfilterkopplung, Vergleich mit einem einfachen Schwingkreis (Sperrkreiskopplung).

Bei mindestens kritischer Kopplung gilt:

$R_a = R_{res}/2$, somit (Pentodenspeisung $R_i \gg R_a$ vorausgesetzt)

$$v \cong \frac{1}{2} \cdot S \cdot R_{res} = \frac{S}{2} \cdot \frac{Q}{2 \cdot \pi f_0 \cdot C}$$

Wenn C_1 und C_2 ungleich sind und ebenso Q_1 ungleich Q_2 , so darf man mit genügender Genauigkeit das geometrische Mittel einsetzen:

$$v = \frac{S \cdot \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}}{2 \cdot 2 \pi f_0 \sqrt{C_1 C_2}}$$

Die Maximalverstärkung einer AM-ZF-Verstärkerstufe (470 kHz) beträgt ca. 150.

Bei kritischer Kopplung ist die Bandbreite $\sqrt{2} \times$ größer als bei Sperrkreiskopplung mit nur einem Kreis, wobei die Flankensteilheit, d. h. die Selektivität größer ist. Bei jener überkritischen Kopplung, bei der die Einsattelung 3 db (30%) beträgt, wird die Bandbreite $b = 3,1 \times$ größer. Wenn man noch die Möglichkeit einer Bandbreiteregulierung durch Kopplungsänderung der beiden Kreise in Betracht zieht, so ist der Vorteil der Bandfilterkopplung gegenüber der Sperrkreiskopplung groß.

Neutralisation der HF-Verstärkerstufen

Der HF-Verstärkung ist durch die Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis mit gleicher Resonanzfrequenz Grenzen gesetzt. Die Stufe kann sich infolge der Anoden-Gitter-Kapazität C_{ag} selbst erregen (Huth-Kühn-Generator). Schon vor dem Schwingungseinsatz wird sich aber die Durchlaßkurve stark verformen (Fig. 8.04).

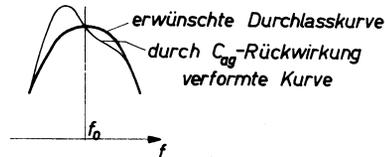


Fig. 8.04. Beeinträchtigung der Durchlaßkurve durch unerwünschte Rückwirkung des Anoden- auf den Gitterkreis.

Obwohl C_{ag} bei Pentoden sehr klein ist, (EF89: $C_{ag} \cong 2 \cdot 10^{-3}$ pF) empfiehlt sich für die AM-ZF-Stufe eine **Schirmgitter-Neutralisation** (Fig. 8.05).

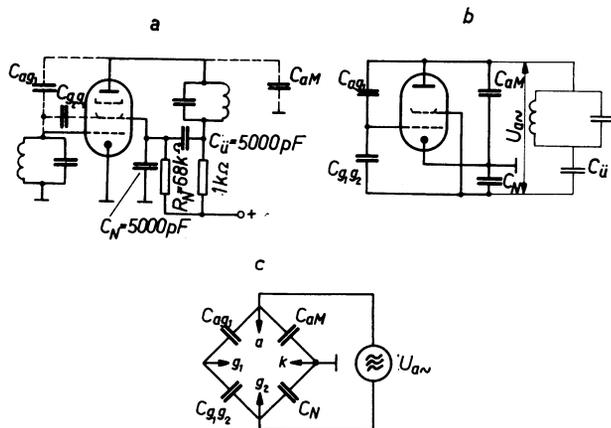


Fig. 8.05. a) ZF-Verstärkerstufe mit Schirmgitterneutralisation. b) und c) Darstellung in Brückenschaltung.

Das Schirmgitter wird HF-mäßig nicht völlig an Masse gelegt, sondern erhält über C_{ui} eine kleine Wechselspannung aus dem Anodenkreis. Dadurch wird die über C_{ag1} gelangende HF-Energie kompensiert. Das ist aus der Ersatzbrückenschaltung Fig. 8.05 b und c ersichtlich. Zwischen g_1 und k herrscht somit bei abgeglicherer Brücke keine Spannung, soweit nur der Anodenkreis als HF-Stromquelle betrachtet wird.

Bei Trioden-HF-Verstärkern (Senderstufen oder UKW-Eingangsstufen) kommt entweder die **Steuergitterneutralisation** (Fig.8.06) oder die **Anodenneutralisation** (Fig. 8.07) zur Anwendung.

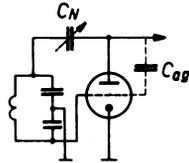


Fig.8.06. HF-Triode mit Steuergitterneutralisation.

Durch C_N fließt gleich viel HF-Energie in Gegenphase in den Gitterkreis zurück, wie über die Anoden-Gitterkapazität C_{ag} .

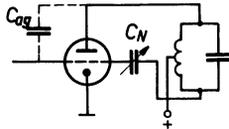


Fig.8.07. HF-Triode mit Anoden-Neutralisation.

Durch die Aufteilung des Anodenschwingkreises wird bewirkt, daß durch C_N gegenphasige HF-Energie in den Gitterkreis fließt, welche die Rückkopplung durch C_{ag} verhindert. Bisweilen wird für die ans Gitter zurückgeführte HF eine separate Kopplungsspule vorgesehen. Das Abgleichen der Neutralisierungskapazität geschieht am besten bei aufgetrennter Anodenstromversorgung der Röhre. Die am Verstärkereingang zugeführte starke HF-Spannung gelangt dann über C_{ag} und C_N in den Anodenkreis, wo sie sich gegenseitig kompensieren, so daß man auf minimalen Output abzugleichen hat.

Störungen des selektiven HF-Verstärkers

1. Modulationsverzerrungen: Verzerrte HF-Ströme infolge krummer Röhrenkennlinien oder übersteuerter Verstärkerröhren sind an sich unschädlich, weil der Schwingkreis die HF-Oberwellen aussiebt und deshalb die verstärkte Spannung sinusförmig bleibt. Eine modulierte HF-Spannung, welche aus 3 HF-Schwingungen besteht (Träger- und 2 Seitenbandfrequenzen), kann hingegen infolge Intermodulation verzerrt werden, weil die neuen Mischfrequenzen in den Durchlaßbereich der Schwingkreise fallen können.

Das sei an folgendem Beispiel gezeigt:
 HF-Signal = 470 kHz mit 1 kHz moduliert, somit 2. Harmonische der unteren Seitenbandfrequenz = $2 \times 469 = 938$ kHz, 2. Harmonische der oberen Seitenbandfrequenz = $2 \times 471 = 942$ kHz. Mit dem Träger 470 kHz zusammen bildet sich eine neue, mit 2 kHz modulierte HF- bzw. ZF-Schwingung, denn $938 \text{ kHz} - 470 \text{ kHz} = 468 \text{ kHz}$ (neues unteres Seitenband) und $942 \text{ kHz} - 470 \text{ kHz} = 472 \text{ kHz}$ (neues oberes Seitenband).

1% Modulationsverzerrung bedeutet, daß bei 100%iger Modulation die Oktave (2. Harmonische) der NF 1% der Grund-NF wird.

Im allgemeinen läßt man 3% Modulationsverzerrungen zu, weil der Träger im Mittel nur 30% moduliert ist, so daß die Oktave nur $3 \times 0,3 = 0,9\%$ der Modulationsfrequenz wird. Die Modulationsverzerrungen wachsen mit dem Quadrat der Aussteuerung und sind natürlich wesentlich vom Arbeitspunkt abhängig. Im allgemeinen darf U_{gHF} nicht über 2 V_{eff} sein.

2. Kreuz- oder Quermodulation, auch Übersprechen genannt: Bei krummer Kennlinie der ersten HF-Röhre kann ein gewünschter Träger von einem starken Nachbar-sender moduliert werden, wenn nämlich der Arbeitspunkt infolge des Gleichrichtereffektes im Rhythmus der Stör-

sendermodulation verschoben wird. Eine so aufmodulierte Stör-NF kann durch hohe ZF-Selektivität nicht mehr ausgesiebt werden. Der Empfänger scheint wenig trennscharf zu sein.

1% Kreuzmodulation bedeutet, daß ein 100%ig modulierter Störsender das Nutzsignal 1% moduliert. Das zulässige Störsignal ist vom Arbeitspunkt der Röhre abhängig und beträgt bei 3% Kreuzmodulation im allgemeinen 0,2 bis 1 V_{eff} . Die Kreuzmodulation wächst ebenfalls quadratisch mit dem Störsignal.

Abhilfe: Verbesserte Vorselektion durch Eingangsbandfilter oder durch Sperrkreis für den Lokalsender.

3. Brumm-Modulation: Wenn die Gittervorspannung der HF-Verstärkerröhre nicht netzbrummfrei ist, oder auf kapazitivem Weg Heizspannung in den Gitterkreis gelangt, so kann der Arbeitspunkt der HF-Röhre im Rhythmus des Netzbrummtes verschoben und damit die Verstärkung im 50 Hz-Takt verändert werden. Dann wird der HF-Träger mit der Brummspannung moduliert. Man läßt etwa 0,3% Brumm-Modulation zu. Die Brumm-Modulation macht sich nur bei starken Trägern bemerkbar, weil nur dann der gekrümmte Kennlinienteil angesteuert wird.

4. Kreis- und Röhrenrauschen: Die Eigenbewegungen der freien Elektronen in Widerständen oder Schwingkreisen sind von der Temperatur abhängig und verursachen eine Rauschspannung mit sehr großem Frequenzspektrum. Die Wärmeenergie eines Widerstandes läßt sich berechnen:

$$W = 4 \cdot k \cdot T_0; k = \text{Boltzmannkonstante} = 1,37 \cdot 10^{-23} \text{ W s} / \text{°K}$$

Das ergibt bei Zimmertemperatur ($T_0 = 293^\circ \text{K}$)
 $W = 16 \cdot 10^{-21} \text{ W s}$ bzw. $16 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}$.

Da im Rauschspektrum alle Frequenzen mit gleicher Amplitude vorhanden sind, ergibt sich die effektive Rauschleistung eines Widerstandes bei Zimmertemperatur zu

$$P_r = 16 \cdot 10^{-21} \cdot b; b = \text{Bandbreite in Hz. Daraus läßt sich die Rauschspannung berechnen zu}$$

$$U_r = 0,13 \sqrt{R \cdot b} \quad (U_r \text{ in } \mu\text{V}, R \text{ in } k\Omega, b \text{ in } kHz)$$

Diese Spannung tritt bei Zimmertemperatur auch an einem Schwingkreis auf, wobei man für R den Resonanzwiderstand einzusetzen hat.

Mittelwellen: $R_{res} = 100 - 300 k\Omega$

Kurzwellen: $R_{res} = 3 - 10 k\Omega$

UKW: $R_{res} = 2 - 3 k\Omega$

Ein Gitterableitwiderstand von 1 $M\Omega$ erzeugt somit in einem selektiven HF-Verstärker mit 9 kHz Bandbreite bei Zimmertemperatur eine Rauschspannung von ca. 12 μV . Die Verstärkerröhren weisen leider auch 3 Rauschkomponenten auf: das **Schrot-Rauschen** beruht darauf, daß die emittierten Elektronen ganz verschiedene Austrittsgeschwindigkeiten besitzen und die Raumladungswolke bisweilen rasant durchstoßen, so daß trotz konstanter Anodengleichspannung nicht in jedem Moment gleichviel Elektronen auf die Anode treffen. Bei Mehrgitterröhren entsteht ferner sog. **Verteilungsrauschen**, verursacht durch Schwankungen der Stromverteilung auf die verschiedenen Gitter. Trioden rauschen deshalb weniger als Pentoden. Schließlich erzeugen Schwankungen der Elektronen-Ergiebigkeit innerhalb der Kathodenoberfläche den sog. **Funkleffekt**. Die Kennzeichnung des gesamten Röhrenrauschens erfolgt durch Angabe des **äquivalenten Rauschwiderstandes** R_{eq} . Würde man diesen zwischen Gitter und Kathode einer rauschfreien Röhre anschließen, so ergäbe er den gleichen Rauscheffekt, wie ihn die Verstärkerröhre selbst aufweist. R_{eq} sollte somit möglichst klein sein.

Bei Trioden ist R_{eq} unter 1 $k\Omega$, bei Pentoden um 1 $k\Omega$ herum, wogegen bei Mischhexoden Werte bis über 100 $k\Omega$ vorkommen. Allerdings ist R_{eq} stark vom Arbeitspunkt abhängig, bei zurückgeregelten Röhren, d.h. bei größerer neg. Vorspannung wird R_{eq} größer.

Breitbandverstärker

Man hat zwei Hauptgruppen zu unterscheiden, nämlich die Direktverstärker und die Trägerfrequenzverstärker, bei denen das zu übertragende Frequenzband einem Träger aufmoduliert, mit einem breitbandigen Resonanzverstärker übertragen und hernach demoduliert wird.

a) Direktverstärker (RC-Verstärker)

Diese gleichen einem NF-Verstärker, nur sind die Arbeitswiderstände der Stufen bedeutend niederohmiger. Das Prinzipschaltbild (Fig. 8.08) zeigt außer den Schaltelementen auch die Kapazitäten, welche bei hohen Frequenzen in Betracht zu ziehen sind, nämlich die Ausgangskapazität C_A , bestehend aus der Röhrenaussgangskapazität $C_{a'}$ und der Schaltkapazität C_S bis zum Kopplungskond., sowie der Eingangskapazität der nächsten Stufe, bestehend aus der Röhren-Eingangskapazität $C_{e'}$ und der restlichen Schaltkapazität C_S . Diese betragen bei sorgfältigem Schaltungsaufbau 20–40 pF.

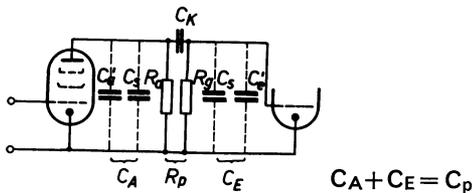


Fig. 8.08. Prinzipschaltung eines Direktverstärkers. Die Gleichspannungsquellen sind nicht eingezeichnet, weil sie für die Berechnung der Verstärkung und der Grenzfrequenzen belanglos sind.

Der Frequenzgang entspricht grundsätzlich demjenigen des Niederfrequenzverstärkers mit RC-Kopplung (siehe Fig. 7.15). Die Formeln zur Berechnung der Grenzfrequenzen stimmen grundsätzlich ebenfalls mit denjenigen des NF-RC-Verstärkers überein:

$$\text{Untere Grenzfrequenz } f_u = \frac{1}{2\pi \cdot R_G \cdot C_K}$$

$$\text{Obere Grenzfrequenz } f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_P \cdot C_P}$$

Bei f_u und f_o ist der **Phasenwinkel** φ auf 45° angewachsen.

Die Verstärkung bei den mittleren Frequenzen (das ist die 100%-Verstärkung) beträgt, da $R_P \gg R_a$ ist: $v = S \cdot R_P$; R_P ist aus der Beziehung gegeben: $R_P = X_{C_P}$ bei der oberen Grenzfrequenz, somit

$$R_P = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot C_P} ;$$

die Verstärkung der Breitbandverstärkerstufe läßt sich als Funktion der oberen Grenzfrequenz wie folgt angeben

$$(R_P = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot C_P} \text{ in } v = S \cdot R_P \text{ eingesetzt):}$$

$$v_{\max} = \frac{S}{2\pi \cdot f_o \cdot C_P}$$

Die Breitbandpentode EF80 mit $S = 7,4 \text{ mA/V}$ ergibt demgemäß bei einer Grenzfrequenz von 5 MHz und 20 pF Parallelkapazität eine Maximalverstärkung von $v_{\max} = 11,8$; wobei ein Anodenwiderstand von $R_a = 1,59 \text{ k}\Omega$ zu wählen wäre.

Breitbandröhren erfordern ein möglichst großes S/C -Verhältnis (Große Steilheit, kleine Röhrenkapazitäten). Obige Verstärkungsformel zeigt uns deutlich, daß die Stufenverstärkung klein wird, wenn eine hohe obere Grenzfrequenz gefordert werden muß. So kommt man beispielsweise bei einem Antennenverstärker für den Langwellenbereich mit einer Stufe aus, für den Mittel- und Kurz-

wellenbereich braucht es zwei, für den UKW-Bereich bereits vier Stufen.

Es bestehen verschiedene Möglichkeiten der Erweiterung des Frequenzbandes nach unten und oben ohne Einbuße an Verstärkung:

1. Tiefenanhebung durch RC-Glied (Fig. 8.09)

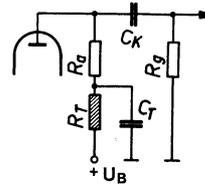


Fig. 8.09. Das Tiefpaßfilter zwischen $+U_B$ und R_a ergibt eine Frequenzbanderweiterung nach unten.

Die Zeitkonstante des Tiefpasses $R_T \cdot C_T$ soll derjenigen des Hochpaßkopplungsgliedes $R_G \cdot C_K$ entsprechen, damit die Frequenzkurve keine Einsattelung bekommt bei

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot C_K \cdot R_G} .$$

Unterhalb dieser Frequenz vergrößert sich R_a um R_T , was eine größere Verstärkung bewirkt.

Bei Videoverstärkern ist z. B. C_T ca. $10 \mu\text{F}$ und R_T ca. $10 \text{ k}\Omega$. C_K sollte nicht zu groß gemacht werden, weil damit auch C_P vergrößert würde.

2. Höhenanhebung durch Parallelresonanzentzerrung (Fig. 8.10)

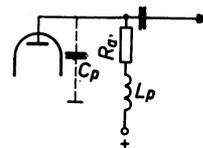


Fig. 8.10. Parallelresonanzentzerrung zwecks Erweiterung des Frequenzganges nach oben. Der Schwingkreis $C_P \cdot L_P \cdot R_a$ wird so abgeglichen, daß er bei $f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_a \cdot C_P}$ eine Impedanz von $Z = R_a$ aufweist.

Die Impedanz eines Parallelkreises mit Seriedämpfung beträgt allgemein

$$Z = X_C \sqrt{\frac{R^2 + X_L^2}{R^2 + (X_C - X_L)^2}} \text{ wenn } X_C = R \text{ und } X_L = R/2$$

gemacht werden, so ist $Z = R$. In diesem Fall ist somit bei

der Frequenz $f_o = \frac{1}{2\pi R_a C_P}$ die Verstärkung noch 100%ig.

Aus der Forderung $X_C = R$ und $X_L = R/2$ ergibt sich:

$$X_L = \frac{X_C}{2}$$

$$2\pi f L_P = \frac{1}{2 \cdot 2\pi f \cdot C_P}$$

$$L_P = \frac{1}{2 \cdot 4\pi^2 f^2 C_P} \text{ erweitert mit } C_P$$

$$L_P = \frac{C_P}{2 \cdot 4\pi^2 f^2 C_P^2} \text{ und weil } \frac{1}{2\pi^2 f^2 C_P^2} = R_a^2 \text{ ist, ergibt}$$

$$\text{sich } L_P = \frac{R_a^2 \cdot C_P}{2}$$

Wenn z. B. $R_a = 1,5 \text{ k}\Omega$ und $C_P = 30 \text{ pF}$ beträgt, so wird $L_P = 1,5^2 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6 = 33,8 \mu\text{H}$

Bei $f = \frac{1}{2\pi R_a C_P} = \frac{10^{12} \cdot 10^{-6}}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 30} = 3,54 \text{ MHz}$ wird die Verstärkung noch nicht abfallen.

3. Höhenanhebung durch Seriersonanzentzerrung (Fig.8.11)

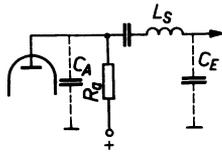


Fig.8.11. Seriersonanzentzerrung zwecks Erweiterung des Frequenzganges nach oben. L_S bildet mit C_E einen Serienschwingkreis mit einer Spannungsüberhöhung bei f_0 .

R_a kann höher gemacht werden als $\frac{1}{2\pi f_0 C_p}$, weil C_A und C_E jetzt in Serie liegen. Man rechnet: $R_a = 1,5 \cdot X_{C_p}$.

Somit wird bei f_0 : $R_a = \frac{1,5}{2\pi f_0 \cdot C_p}$.

L_S soll mit C_E bei f_0 Resonanz ergeben, damit die Spannungsüberhöhung ausgenutzt wird:

$\omega_0 \cdot L_S = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_E}$; weil $C_E \cong 2 \cdot C_A$ ist, so wird $C_E = 2/3 C_p$, somit:

$\omega_0 \cdot L_S = \frac{1}{\omega_0 C_p \cdot 0,667}$, daraus $\omega_0^2 = \frac{1}{0,667 \cdot L_S C_p}$; in R_a
 $= \frac{1,5}{\omega_0 \cdot C_p}$ eingesetzt:

$$R_a^2 = \frac{1,5^2}{\omega_0^2 \cdot C_p^2} = \frac{1,5^2 \cdot 0,667 \cdot L_S \cdot C_p}{C_p^2}; \text{daraus}$$

$$L_S = \frac{R_a^2 \cdot C_p}{1,5^2 \cdot 2/3} = 0,667 \cdot R_a^2 \cdot C_p$$

Wie zu erwarten war, ist L_S in der gleichen Größenordnung wie L_p bei der Parallelresonanzentzerrung. Vorteilhaft ist bei der Seriersonanzentzerrung die erhöhte Stufenverstärkung, da der Außenwiderstand 50% größer gewählt werden darf.

4. Kombinierte Resonanzentzerrung (Fig. 8.12)

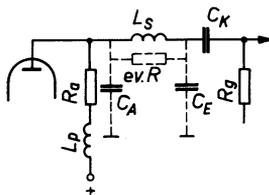


Fig.8.12. Optimale Stufenverstärkung durch kombinierte Resonanzentzerrung.

R_a kann um 80% erhöht werden, weil L_p die Ausgangskapazität C_A und L_S die Eingangskapazität C_E kompensiert. Dadurch ergibt sich für L_S gemäß obiger Ableitung:

$$L_S = \frac{R_a^2 \cdot C_p}{1,8^2 \cdot 2/3} = 0,48 \cdot R_a^2 \cdot C_p$$

Weil $C_A = C_E/2$ angenommen wird und $X_{L_p} = R_a/2$ sein muß, so ergibt sich $L_p = L_S/4 = 0,12 R_a^2 \cdot C_p$

Fig.8.13 gibt einen Überblick über die Frequenzgänge bei den verschiedenen Höhenentzerrschaltungen:

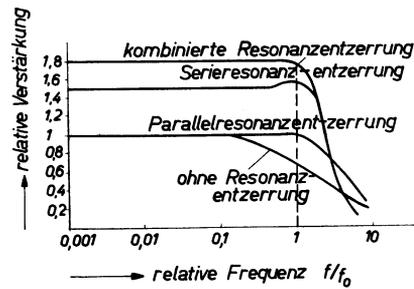


Fig. 8.13. Frequenzgang bei den drei Resonanzentzerrschaltungen im Vergleich zum Direktverstärker ohne Resonanzentzerrung.

b) Trägerfrequenzverstärker

Breitbandige Resonanzverstärker weisen stark gedämpfte Schwingkreise auf (Fig.8.14).

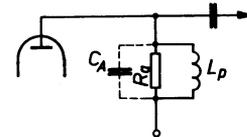


Fig. 8.14. Resonanzverstärker, welcher einen Träger hoher Frequenz und ein oder zwei Seitenbänder zu verstärken hat.

Für den einzelnen Schwingkreis gilt bekanntlich:

$$\text{Bandbreite } b = \frac{f_{\text{res}}}{Q}; \text{ man wählt } f_{\text{res}} = \sqrt{f_o \cdot f_u}$$

Es läßt sich nachweisen, daß wie beim RC-Verstärker gilt:

$$V_{\text{max}} = \frac{S}{2\pi \cdot f_o \cdot C_p}$$

Der Phasenwinkel φ ändert im Bereich von f_u bis $f_o \pm 45^\circ$.

Wenn eine große Breitbandigkeit gefordert wird wie z. B. beim Bild-ZF-Verstärker eines Fernsehempfängers, so eignet sich auch der mehrstufige Resonanzverstärker mit **versetzt abgestimmten Schwingkreisen**, wobei jeder Schwingkreis für sich zusätzlich gedämpft werden muß. Als Beispiel sei ein vierstufiger Bild-ZF-Verstärker mit einer Mittelfrequenz von 21 MHz erwähnt. Die 5 Kreise, bestehend aus je einer Spule und einem Dämpfungswiderstand (C wird durch die Röhren- und Schaltkapazität dargestellt) weisen folgende Daten auf:

1. Kreis 19,55 MHz, mit 22 k Ω gedämpft
2. Kreis 21,20 MHz, mit 2,2 k Ω gedämpft
3. Kreis 19,20 MHz, mit 12 k Ω gedämpft
4. Kreis 23,90 MHz, mit 4,7 k Ω gedämpft
5. Kreis 22,65 MHz, mit 6,8 k Ω gedämpft + Diodenbelastung.

Die Gesamtverstärkung erreicht den Wert von 10^4 , also 10 pro Stufe (4 EF80). Außer den obigen 5 Schwingkreisen sind noch weitere Kreise vorhanden mit dem Zweck, den eigenen sowie den benachbarten Tonkanal und auch den benachbarten Bildträger zu unterdrücken. Diese Zusatzkreise beeinflussen die Frequenzkurve des Bild-ZF-Verstärkers auch ein wenig.

Grundsätzlich ergeben 4 gedämpfte, versetzt abgestimmte Sperrkreise eines 3-stufigen Verstärkers einen Frequenzgang gemäß Fig.8.15.

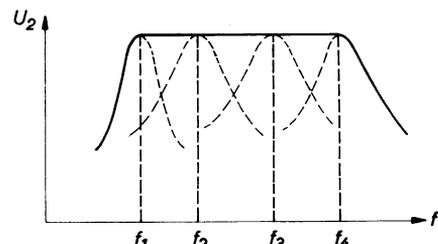


Fig.8.15. Frequenzgang eines Trägerfrequenzverstärkers mit gestaffelt abgestimmten Resonanzkreisen.

9. Stromversorgung

Allgemeines

Die Empfänger lassen sich nach der Art der Stromversorgung in folgende Gruppen einteilen:

a) **Wechselstromempfänger:** Die Heizwechselströme werden dem Netztransformator entnommen, die Anoden- und Schirmgitterströme dem Netzgleichrichter, welcher ebenfalls vom Netztransformator gespeist wird.

b) **Allstromempfänger:** In Ermangelung eines Netztransformators wird der Netzgleichrichter in Einweg-Gleichrichterschaltung unmittelbar vom Wechselstromnetz gespeist. Die Röhrenheizungen sind in Serie geschaltet.

c) **Autoempfänger:** Die Heizströme werden unmittelbar der Starterbatterie entnommen, die Anoden- und Schirmgitterströme einem Zerhacker-Umformer oder einem Transistor-Gleichstromwandler.

d) **Batterieempfänger:** Batterie-Röhrenempfänger (heute durch Transistorempfänger überholt) benötigen Spezialröhren mit direkter Heizung und kleinem Heizstrom. Die parallelgeschalteten Heizungen wurden durch eine Monozelle oder eventuell durch einen Akkumulator gespeist. Eine zweite Trockenbatterie höherer Spannung lieferte den Anoden- und Schirmgitterstrom. Auch waren Schaltungen gebräuchlich, welche die Stromversorgung wahlweise auch aus dem Netz- oder der Autobatterie ermöglichten (Heizfäden in Serie mit zusätzlichen Ausgleichswiderständen).

Transistorempfänger, deren Stromversorgung viel wirtschaftlicher ist, benötigen nur eine einzige Batterie kleiner Spannung und Leistung (3 V; 4,5 V; 6 V oder höchstens 9 V, Stromverbrauch einige mA bis ca. 100 mA).

Wechselstromempfänger

Heizung: Indirekt, parallel gemäß Fig. 9.01 (direkt geheizte Endröhren mit Entbrummerpotentiometer sind veraltet).

Gebräuchliche Heizspannung $U_f = 6,3 \text{ V}$ (Röhren-E-Serie). Heizleistungsbedarf 1–10 W.

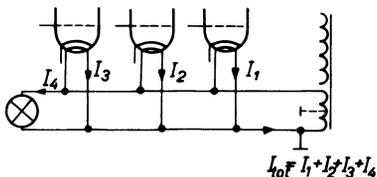


Fig. 9.01. Heizstromversorgung eines Wechselstrom-Netzempfängers.

Gittervorspannung: Es kommen drei Arten von Gitterspannungserzeugung vor:

1. Automatische Gittervorspannung, am Kathodenwiderstand erzeugt gemäß Fig. 9.02.

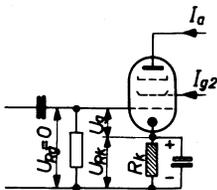


Fig. 9.02. Am Kathodenwiderstand automatisch erzeugte Gittervorspannung.

$$U_g = U_{Rk} = (I_a + I_{g2}) \cdot R_k$$

Diese Art kommt hauptsächlich für unregelte Stufen in Frage, also für NF-Vor- und Endröhre.

2. Automatische Gittervorspannung am Gitterableitwiderstand erzeugt gemäß Fig. 9.03.

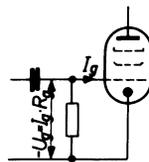


Fig. 9.03. Am Gitterableitwiderstand durch den Gitterstrom automatisch erzeugte Gittervorspannung.

Der Gitterstrom kann auch nur der kleine Anlaufstrom sein. Dann sind sehr hochohmige Widerstände 10–20 MΩ nötig. Man nennt diese Art der U_g -Erzeugung auch etwa statische Gitteraufladung. Sie kommt für NF-Vorstufen in Frage.

Bei Oszillatoren entsteht der Gitterstrom durch die positive Halbwelle der Schwingspannung, in diesem Fall muß R_g in der Größenordnung von 30–100 kΩ sein.

Auch beim Audiodemodulator haben wir es mit dieser Art Gittervorspannungserzeugung zu tun, wobei der kleineren Wechselspannung wegen und aus Gründen der Dämpfung R_g -Werte von 1–2 MΩ annimmt.

3. Halbautomatische Gittervorspannung, im Netzteil durch den totalen Röhrenstrom erzeugt gemäß Fig. 9.04.

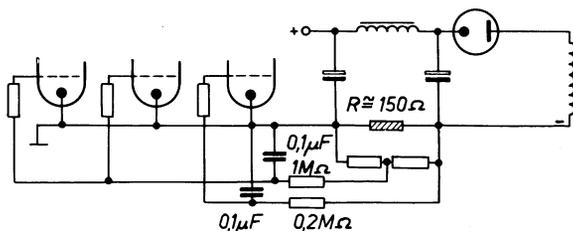


Fig. 9.04. Am niederohmigen Widerstand in der Minusleitung erzeugte, sog. halbautomatische Gittervorspannung.

Diese Art eignet sich sowohl für die Endstufe als auch für die Vorstufen, auch wenn diese noch zusätzlich geregelt werden.

Anoden- und Schirmgitterstrom: Zur Umwandlung des Wechselstroms in Gleichstrom werden entweder **Röhren-** oder **Halbleiter** (Selen)-**gleichrichter** benutzt. In beiden Fällen ist Ein- oder Zweiweggleichrichtung möglich. Fig. 9.05 zeigt die Einweggleichrichterschaltung.

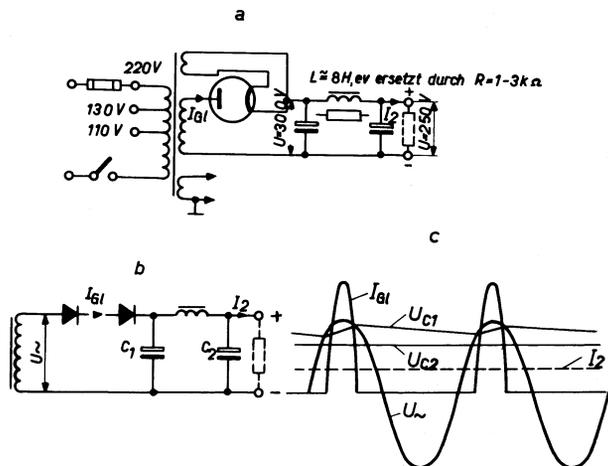


Fig. 9.05. a) Einweg-Röhrengleichrichter; b) Einweg-Selengleichrichter; c) Liniendiagramm der Spannungen und der Ströme.

Die Einweg-Röhrengleichrichtung ist ungünstig und wird für Wechselstromempfänger kaum mehr verwendet. Die Stromimpulse sind groß, so daß eine leistungsfähige Kathode nötig ist.

Vorteilhafter ist die Zweiweggleichrichterschaltung, sei es mit Vakuumgleichrichterröhre nach Figur 9.06a oder mit Selengleichrichter in Brückenschaltung nach Figur 9.06b.

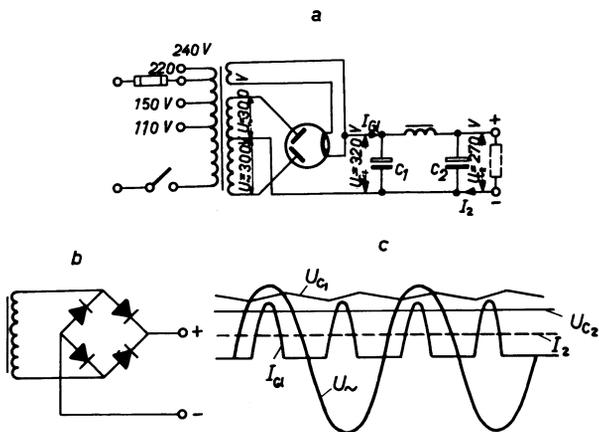


Fig. 9.06. a) Zweiweg-Röhrengleichrichter; b) Selengleichrichter in Brücken-(Graetz)-schaltung; c) Liniendiagramm der Spannungen und der Ströme.

Bei der Brückenschaltung ist der Transformator besser ausgenützt, weil die ganze Sekundärwicklung in beiden Halbperioden Strom führt. Zudem fällt die Mittelanzapfung weg.

Für Geräte, welche hohe Gleichspannungen benötigen, z. B. Kraftverstärker oder Kathodenstrahloszillographen, kommen Spannungsverdoppler - bzw. -vervielfacher-Schaltungen in Frage (Fig. 9.07 und 9.08).

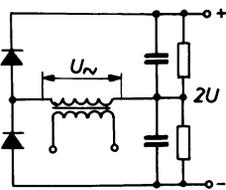


Fig. 9.07. Delon- oder Greinacherschaltung zur Spannungsverdoppelung. Die Brummfrequenz beträgt 100 Hz.

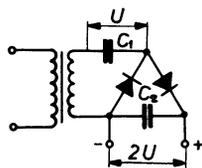


Fig. 9.08. Kaskaden- oder Villardschaltung zur Spannungsvervielfachung. Die Brummfrequenz beträgt 50 Hz.

Brummspannungsberechnung

Die Welligkeit, d.h. die Amplitude der Brummspannung am Ladecondensator \$C_1\$ hängt von verschiedenen Faktoren ab:

- Zeitkonstante der Entladung, also von der Größe des entnommenen Gleichstromes \$I\$ und des Kapazitätswertes \$C_1\$.
- Zeitdauer bis zur nächsten Aufladung, also ob 1- oder 2-Weg-Gleichrichtung.
- Zeitkonstante der \$C_1\$-Aufladung. Diese hängt vom wirksamen Innenwiderstand der Gleichrichterschaltung ab:

$$R_{i \text{ tot}} = R_E + R_i \text{ Gleichrichterröhre}$$

$$R_E = \text{Trafo-Ersatzwiderstand} = R_{\text{sek}} + \ddot{u}^2 \cdot R_{\text{prim}}$$

$$\left(\ddot{u} = \frac{U_{\sim \text{ sek}}}{U_{\sim \text{ prim}}} \right)$$

Die Brummspannung am Ladecondensator \$C_1\$ berechnet sich bei 50 Hz-Speisung nach folgender Faustformel:

$$\text{Einweggleichrichtung: } U_{\text{Br}} (\text{V}) = \frac{4,5 \cdot I (\text{mA})}{C_1 (\mu\text{F})}$$

$$\text{Zweiweggleichrichtung: } U_{\text{Br}} (\text{V}) = \frac{2,1 \cdot I (\text{mA})}{C_1 (\mu\text{F})}$$

Diese Brummspannung teilt sich an der Siebdrosselspule oder am Siebwiderstand und dem Siebkondensator und allenfalls weiteren Siebgliedern geometrisch auf. Man ermittelt den **Siebfaktor s** (Fig. 9.09 und 9.10).

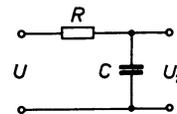


Fig. 9.09. RC-Siebglied.

$$\text{Siebfaktor } s = \frac{U}{U_2} = \frac{\sqrt{R^2 + X_C^2}}{X_C}; \text{ wenn } s \text{ größer als } 5$$

$$\text{ist, so gilt praktisch: } s = \frac{R}{X_C} = \omega \cdot R \cdot C$$

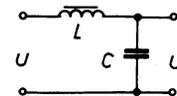


Fig. 9.10. LC-Siebglied.

$$\text{Siebfaktor } s = \frac{U}{U_2} = \frac{X_L - X_C}{X_C}; \text{ wenn } s \text{ größer als } 10$$

$$\text{ist, so gilt praktisch: } s = \frac{X_L}{X_C} = \omega^2 \cdot L \cdot C$$

Die durch die Siebung verkleinerte Brummspannung gelangt auf mehreren Wegen an den Lautsprecher (Fig. 9.11), wobei sich die Komponenten nicht zwangsläufig unterstützen, sondern z. T. kompensieren infolge Phasendrehungen. Der Sicherheit halber soll jede einzelne Komponente unterhalb der zulässigen Grenze von ca. -40 db gegenüber 50 mW Nutzleistung sein.

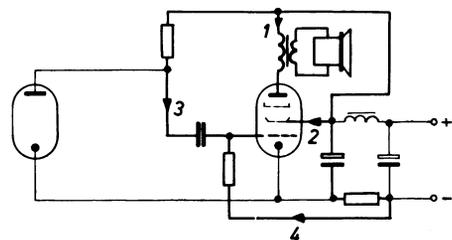


Fig. 9.11. Vier Brummspannungswege einer Normal-Endstufe.

Da die Brummspannungen der Wege 3 und 4 an der Endröhre noch verstärkt werden, sind diese Komponenten bedeutend größer als die andern beiden. In der Regel wird deshalb sowohl die Anodenspannung der Vorröhre, als auch die Gitterspannung der Endröhre nochmals mit einem RC-Glied gesiebt (Fig. 9.12).

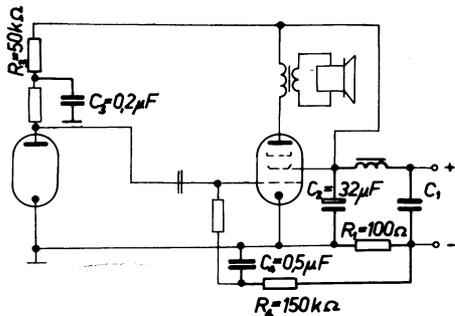


Fig.9.12. Normalsiebschaltung der NF-Stufe eines Radioempfängers. Die beiden Glieder R_2-C_2 und R_3-C_3 reduzieren diejenigen Brummkomponenten, welche in der Endröhre verstärkt werden.

Neuerdings wendet man oft eine Brummkompensationsschaltung mit angezapfter Primärwicklung des Ausgangsübertragers an, die es erlaubt, das L-Siebglied im Netzteil wegzulassen (Fig.9.13).

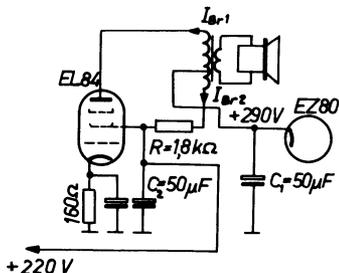


Fig.9.13. Brummkompensation mittelst angezapftem Ausgangstransformator.

Der nach unten fließende Brummstrom I_{B2} ist größer als der nach oben fließende Strom I_{B1} . Letzterer hat ja noch den Innenwiderstand der Endröhre (z. B. EL 84 $R_i = 38 \text{ k}\Omega$) zu überwinden, während der andere Teilstrom I_{B2} nur noch über den kleinen Siebwiderstand von $1,8 \text{ k}\Omega$ fließen muß. Damit sich die beiden Brummfelder im Transformator Kern dennoch aufheben, muß die Anzapfung weit unterhalb der Mitte vorgesehen werden.

Allstromempfänger

Heizung: Indirekt, Serie.

Gebräuchlicher Heizstrom $I_f = 0,1 \text{ A}$ (Röhren-U-Serie)
 $U_f = 9,5-60 \text{ V}$

Außerdem kommt auch noch die Amerikaner-150 mA-Serie in Frage ($U_f = 12/35/45/50 \text{ V}$ mit den entsprechenden Anfangszahlen).

Infolge der großen Spannungen zwischen Heizfaden und Kathode bei in Serie geschalteten Heizungen besteht die Gefahr von Brummeinstreuungen. Aus diesem Grunde muß auf die richtige Reihenfolge der Röhrenheizungen geachtet werden. Besonders gefährdet sind die AM-Modulatorröhre, die NF-Vorröhre und bei UKW die erste HF-Röhre, welche zu Brummodulation neigt. Bei Allstromempfängern ohne UKW-Bereich ist grundsätzlich folgende Reihenfolge der Röhrenheizungen einzuhalten (Fig.9.14):

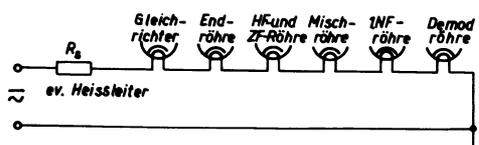


Fig.9.14. Grundsätzliche Reihenfolge der Empfängerstufen eines AM-Allstromempfängers in bezug auf die Röhrenheizungen.

Bei großer Stufenzahl, z. B. wenn auch ein leistungsfähiger UKW-Teil vorhanden ist, reicht oft die Netzspannung

für die Heizung nicht aus. Dann sind zwei parallele Zweige vorzusehen, z. B. nach folgender Anordnung (Fig. 9.15):

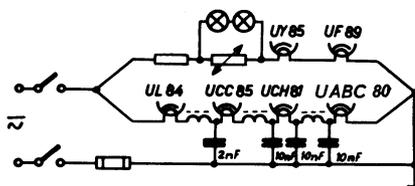


Fig.9.15. Zwei parallele Heizzweige mit zweckmäßiger Röhrenreihenfolge mit Rücksicht auf kapazitive Brummeinstreuung.

Gittervorspannung: Erzeugung entweder automatisch mit einem Kathodenwiderstand oder halbautomatisch mit einem Widerstand zwischen Chassis und Minus-Netz.

Anoden- und Schirmgitterstrom: Einweggleichrichtung mit Siebfilter gemäß Fig.9.16.

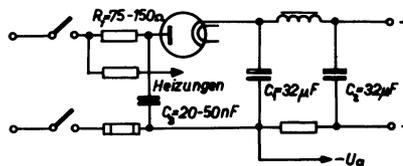


Fig.9.16. Allstrom-Netzanschluß. R_1 ist ein Schutzwiderstand, der bei 220 V nötig ist, damit die Gleichrichterröhre mit kleinem R_i nicht überlastet wird. C_2 bewirkt einen HF-Kurzschluß zur Vermeidung von Brummodulation und anderer Netzstörungen.

Beim Anschluß an ein Gleichstromnetz schützt die Gleichrichterröhre die Elektrolytkondensatoren, falls der Netzstecker irrtümlich verkehrt eingesteckt wird.

Autoempfänger

Soweit die Autoempfänger nicht volltransistorisiert sind, so ist für die Gewinnung der Anodenspannungen aus der niedervoltigen Starterbatterie ein Umformer nötig.

Die **Heizung** der E-Röhren hat über Entstörfilter aus der Starterbatterie zu erfolgen. Die Filter haben bisweilen einen großen Schaltungsaufwand bis 6 Drosselspulen und ebenso viele Kondensatoren. Fig.9.17 zeigt ein einfaches Heizkreisfilter, wie es für einen Empfänger ohne UKW ausreichend ist.

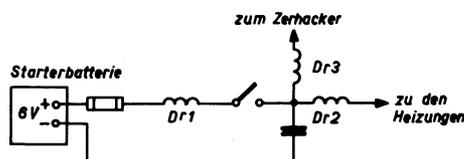


Fig.9.17. Speisung der Röhrenheizungen aus der Starterbatterie. Zur Vermeidung von Zündfunkenstörungen ist ein HF-Filter notwendig.

Der **Anoden- und Schirmgitterstrom** wurde früher mit einem **Zerhacker** gewonnen, meistens mit einem mechanischen Wechselrichter nach Fig.9.18. Daneben waren aber auch Zerhacker ohne Kontaktgleichrichter in Gebrauch, die noch einen Doppelweggleichrichter benötigten.

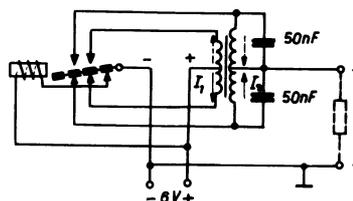


Fig.9.18. Zerhackerschaltung mit Wechselrichter zur Erzeugung der hohen Gleichspannung aus der Starterbatterie.

Neuerdings findet der vollelektronische **Gleichspannungswandler** mit Transistoroszillator (DC-Konverter) Anwendung. Für kleinere Leistungen wird in der Regel eine **Eintaktschaltung** (Fig.9.19) mit hoher Schwingfrequenz verwendet, z. B. 11 kHz. Die Endstufe von leistungsfähigen Autoempfängern wird mit Vorteil transistorisiert, weil eine solche Endstufe nach genügender Siebung direkt aus der Starterbatterie gespeist werden kann.

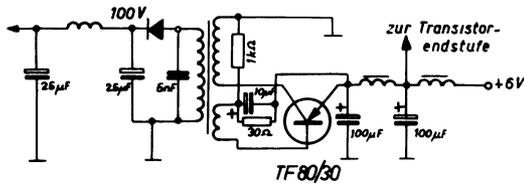


Fig. 9.19. Eintakt-Transistor-Umformer, 100 V/20 mA zur Speisung aller Röhren eines FM-AM-Autosupers mit Transistorendstufe. Die Schwingfrequenz ist 11 kHz, die Spannung zwischen Kollektor und Emitter 25 V_{ss}.

Figur 9.20 zeigt einen Gegentakt-Transistor-Umformer für 10 W mit einer Schwingfrequenz von ca. 130 Hz.

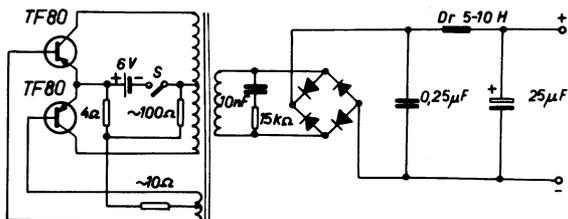


Fig. 9.20. Gegentakt-Transistor-Umformer zur Speisung eines Autoröhren-Empfängers.

Transistorempfänger

Die Transistorengeräte benötigen bei z.B. 400 mW Sprechleistung und Vollaussteuerung etwa 110 mA Spitzenstrom. Im Mittel liegt der Stromverbrauch etwa bei 60 mA für eine 6 V-Batterie. Man kann entweder mit 4 Monozellen arbeiten oder eine Spezialbatterie benutzen, die eigens für solche Transistorengeräte gebaut werden. Für die 6 V-Batterie «Pertrix 431» wird z.B. bei täglich 8-stündigem Betrieb mit 100 mA eine Lebensdauer von etwa zwei Wochen angegeben, wobei die Klemmenspannung auf ca. 5 V sinkt. Für die üblichen pnp-Transistoren kommen die in Fig. 9.21 gezeigten Stromspeiseschaltungen vor.

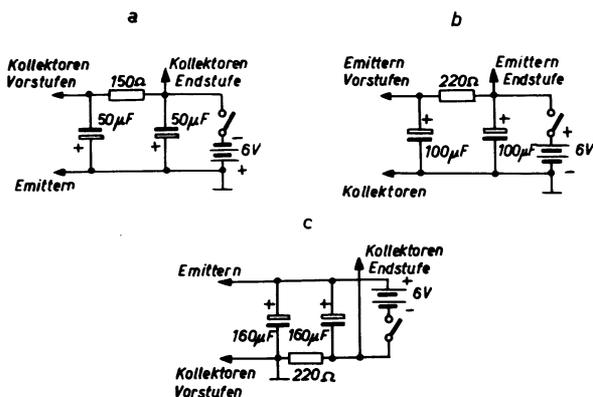


Fig. 9.21. Stromspeisung der Transistorempfänger. a) Der +Pol der Batterie liegt am Chassis. b) Der -Pol der Batterie liegt am Chassis. c) Das Chassispotential ist durch den Entkopplungswiderstand erhöht.

Der Zweck des Elektrolytkondensators parallel zur Batterie besteht darin, die Batteriespannung bei starken Dynamikspitzen nicht zusammenbrechen zu lassen. Allerdings wird auf diesen Kondensator häufig verzichtet (siehe auch Fig. 3.07 b).

Hingegen ist es nötig, die Spannungen der Vorstufe über ein Siebglied zu führen, um sie gegen die beim Aussteuern auftretenden Stromänderungen der Endstufe zu entkoppeln.

10. Schaltungsfinessen an Radioempfängern

Automatische Lautstärkenregulierung (ALR) (Englisch: Automatic Volume Control AVC)

Zweck: Beim Durchdrehen des Abstimmkondensators sollen alle Sendestationen mit ungefähr gleicher Lautstärke erscheinen, damit man beim Aufsuchen einer Station nicht gleichzeitig auch den Lautstärkereglere betätigen muß.

Die durch den **Schwund** (Fading) bedingten Lautstärke-schwankungen sollen weitgehend ausgeglichen werden. Die HF-Verstärkerröhren dürfen auch bei starken Eingangssignalen nicht übersteuert werden, damit die Modulationsverzerrungen, der Gitterstrom und die Anodenspannungsüberlastung in erträglichen Grenzen bleiben. Auf Grund der ALR kann die individuelle Lautstärkeregulierung niederfrequenzmäßig erfolgen, was auch für den Tonabnehmerbetrieb günstig ist.

Prinzip: Die verstärkte HF bzw. ZF wird an einer Diode gleichgerichtet. Am Diodenarbeitswiderstand tritt somit eine Gleichspannung auf, die proportional der HF-Spannung ist. Diese wird mit einem oder mehreren RC-Gliedern von der HF- und NF-Komponente befreit und als Gittervorspannung an die HF-Verstärkerröhren, eventuell auch an die NF-Vorröhre geführt.

Die **Zeitkonstante** des Siebgliedes der Regelleitung darf nicht kleiner als ca. 0,05 sek. sein ($R \cdot C = 1 \text{ M}\Omega \cdot 0,1 \mu\text{F} = 0,1 \text{ sek}$), weil die Regelung nicht infolge starker NF-Signale einsetzen darf.

Schaltung: a) Mit nur einer Diode für die Demodulation und die Regelspannungserzeugung, **unverzögerter Regeleinsatz** (Fig. 10.01).

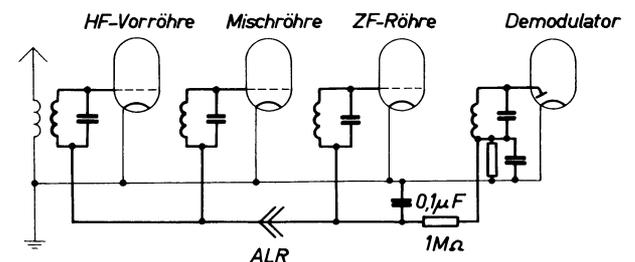


Fig. 10.01. Die Regelspannung wird am Arbeitswiderstand der Demodulationsdiode abgegriffen. Die volle Verstärkung kann nicht ausgenutzt werden, weil auch ein schwaches Eingangssignal eine gewisse Regelspannung erzeugt.

b) Mit zwei Dioden, **verzögerter Regeleinsatz** (Fig. 10.02).

Es handelt sich nicht um eine zeitliche Verzögerung, abgesehen von der nötigen Zeitkonstante von 0,1 sek, sondern um eine begrenzte Automatik, die erst bei starken Eingangssignalen zur Wirkung kommt. Die zweite, sog. Regeldiode wird ca. -2 V vorgespannt, damit erst bei größeren Signalen ein Diodenstrom fließt.

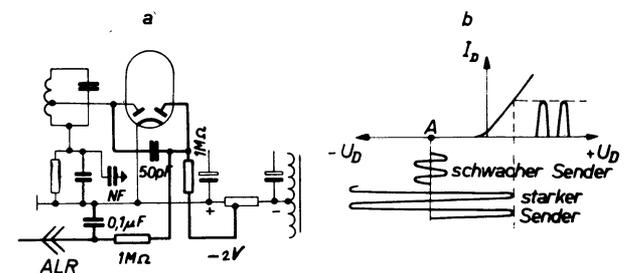


Fig. 10.02. Verzögerte ALR. Der Vorteil besteht darin, daß bei schwachen Signalen die maximal verfügbare Verstärkung ausgenutzt wird. a) Prinzipschaltung, b) Diodenkennlinie bei schwacher und starker Aussteuerung.

Statt die Verzögerungsspannung halbautomatisch zu erzeugen, kann sie auch am Kathodenwiderstand der Kombinationsröhre gewonnen werden gemäß Fig. 10.03.

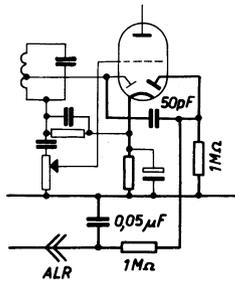


Fig. 10.03. Verzögerte ALR, Verzögerungsspannung am Kathodenwiderstand erzeugt.

Vorwärtsregulierung: Wenn nur die HF-Röhren geregelt werden, ist es nicht möglich, den Schwund vollständig auszugleichen, weil der Regelvorgang ja auf unterschiedlichen HF-Signalstärken an der Demodulatorstufe beruht. Eine bessere Regulierung ergibt sich durch den Einbezug der NF-Röhre in den Regelvorgang. Man spricht dann von einer zusätzlichen Vorwärtsregulierung (Fig. 10.04).

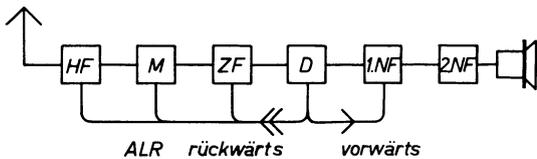


Fig. 10.04. Blockschema eines Empfängers mit zusätzlicher Vorwärtsregulierung.

Mit Rücksicht auf die Verzerrungen darf die NF-Regelpentode keinen scharfen Knick in der Kennlinie aufweisen. Ein günstiger Verlauf wird mit gleitender Schirmgitterspannung erreicht.

Dimensionierung der Regelung, Regelkurven: Die HF- und ZF-Röhren müssen stets so geregelt werden, daß kein Gitterstrom und keine Anodenspannungsüberlastung (Wechselspannung größer als Gleichspannung) auftritt. Damit in der ZF-Röhre kein Gitterstrom entsteht, darf deren Verstärkung nicht unter 3-4 sein. Bei 100%iger Modulation sind die Spannungsspitzen doppelt so groß wie der Mittelwert. Daraus würde allerdings nur eine mindestens 2fache Verstärkungsforderung resultieren; da aber schon bei $U_G = \text{ca. } -1,3 \text{ V}$ Gitterstrom zu fließen beginnt, muß der Arbeitspunkt noch weiter nach links geschoben werden, was durch eine 3-4fache ZF-Minimalverstärkung geschieht.

Die Kennlinien der Regelröhren sind so aufeinander abgestimmt, daß allen Röhren die volle Regelspannung zugeführt werden kann. Die Eingangsstufe muß die stärksten Verstärkungsänderungen aufweisen, die nachfolgenden Stufen dürfen immer weniger regeln.

Als Richtwerte gelten:

- HF-Vorröhre ca. 1 : 150
- Mischröhre ca. 1 : 50
- ZF-Röhre ca. 1 : 10
- NF-Vorröhre ca. 1 : 6

Der Regelgrad der einzelnen Stufen läßt sich durch feste oder gleitende Schirmgitterspannung sowie der Größe der Schirmgitterspannung anpassen.

Die Regelkurven geben den Verlauf des Regelvorganges an. Man trägt die Ausgangsspannung U_{NF} in Abhängigkeit der 30% modulierten Eingangshf-Spannung mit logarithmischer Abszisse auf und zwar bei voll aufgedrehtem Lautstärkereglern. Es sind verschiedene Regelvorgänge möglich gemäß Fig. 10.05.

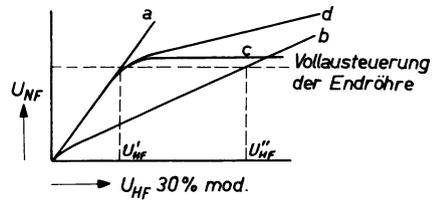


Fig. 10.05. Regelkurven. a erhält man bei einem Apparat ohne ALR. b entspricht einer unverzögerten ALR. c wäre ein idealer Verlauf, wenn die Sender nie weniger als 30% moduliert wären. d stellt einen günstigen Kompromiß dar.

Bei einem Verlauf nach Kurve a muß der Lautstärkereglern zurückgedreht werden, sobald die kleine HF-Spannung U_{HF}' überschritten wird. Das Eingangssignal müßte allerdings vor der ersten HF-Röhre reduziert werden, damit der HF-Verstärker nicht übersteuert würde.

Bei einem Verlauf nach Kurve b werden die HF-Röhren nicht mehr übersteuert bis zum großen Signal U_{HF}'' , hingegen läßt sich die Endröhre mit kleineren Eingangssignalen nicht mehr voll aussteuern.

Eine Regelung nach Kurve c wäre ideal, wenn alle Sender nie weniger als 30% moduliert wären. Bei kleineren Modulationstiefen wäre aber die Endröhre wieder nicht ganz aussteuerbar.

Kurve d zeigt den Normalverlauf der Regelkennlinie. Die Regelung beginnt bei kleinen Signalstärken. Sie ist aber nicht so intensiv, so daß bei starken Empfangssignalen eine Vollaussteuerung der Endröhre auch dann gewährleistet ist, wenn der Sender nur schwach moduliert ist.

Bei **Transistorempfängern** ist im Gegensatz zu den Röhrenempfängern eine Regelleistung, nicht nur eine Spannung, aufzubringen. Die Leistung, die am Demodulator zur Verfügung steht, reicht vor allem für eine befriedigende Kurzwellenregelung nicht aus. Aus diesem Grund zieht man z.B. die NF-Stufe als Regelleistungsverstärker heran gemäß Fig. 10.06. Auch wird für die Regelung der ersten ZF-Stufe zusätzlich die HF-Vorstufe zur Erzeugung der Regelleistung herangezogen.

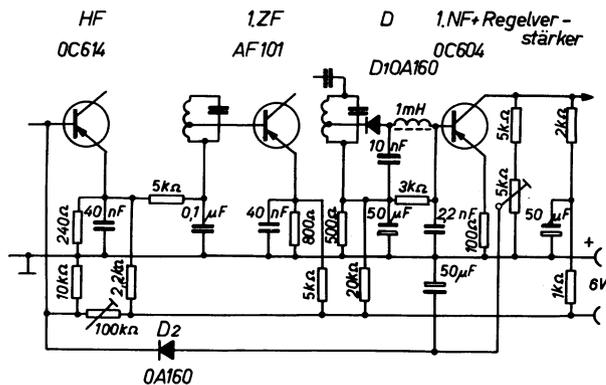


Fig. 10.06. Gewinnung der Regelleistung am NF-Transistor und an der HF-Vorstufe.

Die Diode D_2 (OA 160) bewirkt einen verzögerten Regelleinsatz: Die Spannung der Transistorbasis gegen Masse und die vom NF-Verstärker zugeführte Regelspannung werden so gegeneinander abgeglichen, daß die Diode für die Regelspannungsübertragung bei niedriger HF-Eingangsspannung gesperrt bleibt. Die Regelung setzt ein, wenn der Betrag der über die Diode D_2 zugeführten Spannung den der Basisvorspannung unterschreitet. Mit dem Spannungsteiler $10 \text{ k}\Omega / 100 \text{ k}\Omega$ wird der Collector-Ruhestrom des Vorstufentransistors für fehlende Regelspannung eingestellt. Der Einsatzpunkt der Regelung ist an dem Spannungsteiler $5 \text{ k}\Omega / 5 \text{ k}\Omega$ wählbar. Die 2. ZF-Stufe ist nicht geregelt, weil sie bei reduziertem Collectorstrom übersteuert würde.

Gehörrichtige Lautstärkeregelung

Die sog. physiologische Lautstärkeregelung trägt der frequenzabhängigen Gehörmpfindlichkeit bei kleinen Signalstärken Rechnung, indem bei kleinen Lautstärken die tiefen Frequenzen mehr hervorgehoben werden als bei großen. Das geschieht dadurch, daß der untere Drittel des Lautstärkepotentiometers mit einem R-C-Glied überbrückt wird gemäß Fig. 10.07.

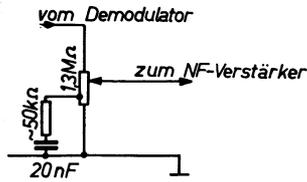


Fig. 10.07. Lautstärkereglung für gehörrichtige (physiologische) Regulierung.

Bei voller Lautstärke ist die Frequenzkurve gerade. Je mehr sich der Schleifer des Potentiometers dem Anzapfpunkt nähert, destomehr tritt die Siebung hervor, um beim Anzapfpunkt das Maximum zu erreichen, das bis zur Null-Lautstärke konstant bleibt.

Klangregulierung

Im Kapitel 7 wurden Entzerrerschaltungen zwecks Höhen- und Baßanhebung als frequenzabhängige Gegenkopplung bereits erwähnt. Außerdem können Tonfilter auch in Form von frequenzabhängigen Kopplungsgliedern zwischen 2 NF-Verstärkerstufen vorgesehen werden. Unter dem Begriff «Tonblende» versteht man die Serieenschaltung eines Kondensators und Regelwiderstandes entweder von der Anode der Endröhre gegen Erde oder vom Gitter gegen Erde gemäß Fig. 10.08.

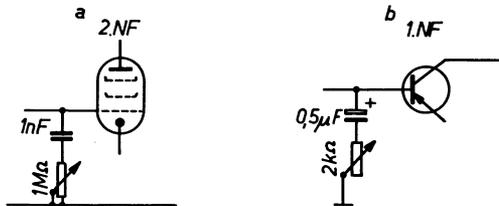


Fig. 10.08. a) Tonblende am Gitter der Endröhre. b) Tonblende in einem Transistor-NF-Verstärker.

Die Tonblende bewirkt einen frühen Abfall der hohen Frequenzen, die obere Grenzfrequenz wird durch den Querkondensator herabgesetzt. Umgekehrt kann die untere Grenzfrequenz durch eine Verkleinerung der Kopplungskapazität heraufgesetzt werden, was eine Baßschwächung bewirkt (Fig. 10.09).

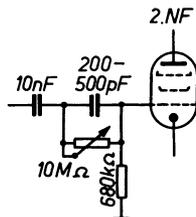


Fig. 10.09. Baßregler durch Veränderung der Kopplungskapazität mit mehr oder weniger wirksamem Zusatzkondensator.

Bandbreitenregulierung

Große Bandbreite der ZF-Bandfilter ergibt eine einwandfreie Wiedergabe des hohen NF-Frequenzbereiches (Obertöne) und damit eine gute Klangtreue. Nachteilig ist die Einbuße an Trennschärfe. Hat man die Möglichkeit einer Bandbreitenveränderung, so kann man wenigstens bei starken Sendern den Klang verbessern.

Die veränderliche Bandfilterkopplung kann auf verschiedene Arten erreicht werden, z. B. durch eine Abstandsänderung der ZF-Spulen mittelst Seilzug, oder durch Zuschaltung von Kopplungswindungen. Im ersten Fall empfiehlt es sich, eine bewegliche Teilspule vorzusehen, damit man keine schroffe Kopplungsänderung erhält (Fig. 10.10).

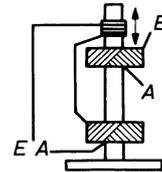


Fig. 10.10. Veränderliche Kopplung des AM-ZF-Bandfilters durch eine verschiebbare Teilspule.

Im zweiten Fall hat sich nachstehende Schaltung mit drei festen Stellungen des Bandbreitenreglers bewährt. Dieser Regler ist mit dem NF-Klangregler kombiniert, damit die beiden nicht widersinnig bedient werden können (Fig. 10.11).

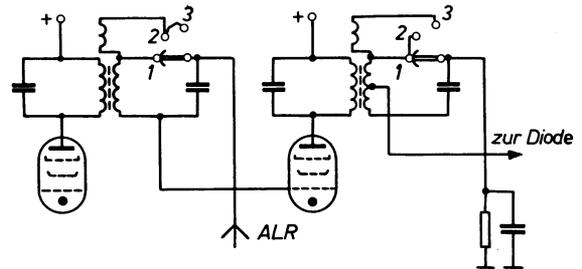


Fig. 10.11. 3-stufiger Bandbreitenregler; Stellung I «schmal»; Stellung II «mittel», nur das erste Filter ist stark gekoppelt; Stellung III «breit», beide Filter sind stark gekoppelt.

Die Induktivitätsvergrößerung bei zugeschalteten Kopplungswindungen ergibt nur eine unbedeutende Kreisverstimmung, welche bei vergrößerter Bandbreite durchaus in Kauf genommen werden kann.

Kurzwellen-Banddehnung

Die Ausdehnung der für Radiozwecke zur Verfügung stehenden 7-KW-Bänder beträgt ca. 1,5-4% der mittleren Trägerfrequenz. Da innerhalb eines solchen kleinen Bandes viele Sender untergebracht sind, stellt die Spreizung der Bänder einen großen Bedienungskomfort dar. Grundsätzlich bestehen zwei Möglichkeiten zur Banddehnung:

a) Oszillatorverstimmung mit zusätzlichem Bedienungsknopf:

Der Stationszeiger wird auf die Mitte des KW-Bandes gestellt. Mit einem zweiten Drehknopf wird die Induktivität der KW-Oszillatorspule ca. 5% verändert. Dies kann entweder durch Verschieben des HF-Eisenkerns geschehen, oder durch An- bzw. Auskopplung einer Kurzschlußschleife. Auch kann eine Dämpfungsplatte vor die Oszillatorspule geschwenkt werden; es sind auch veränderliche Zusatzspulen in Form eines Variometers benützt worden. Solche Anordnungen sind unter den Namen «Kurzwellen-Pilot, Kurzwellen-Lupe» usw. bekannt. Man kann darauf verzichten, den Vorkreis auch nachzustimmen, weil der Gleichlauffehler bei diesen hohen Frequenzen wenig ins Gewicht fällt. Nachteilig ist bei dieser Methode, daß die Festlegung der Stationen schwierig ist, weil der Drehkondensator ganz genau auf Bandmitte fixiert werden muß. Man benützt bisweilen Raster oder Lichtmarken.

b) Einengung des Drehkondensatorbereiches durch feste Zusatzkapazitäten:

Die einzelnen KW-Bänder werden mit dem Wellenbereichschalter gewählt und der normale Abstimmknopf für die

Sendersuche verwendet. Im Vor- und Oszillatorkreis sind mindestens je 1 Seriendensator und sovieler Parallelkondensatoren nötig, als Bänder gespreizt sind (Fig. 10.12).

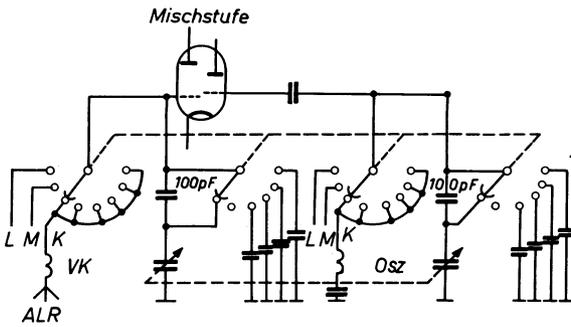


Fig. 10.12., Kurzwellen-Vor- und Oszillatorkreis, umschaltbar für verschiedene gedehnte Bänder.

In kommerziellen Empfängern wird nicht nur die Kapazität, sondern auch die Induktivität umgeschaltet, womit stets ein günstiges L/C-Verhältnis und damit eine optimale Verstärkung erreicht wird.

Vorsatzgeräte für Kurzwellen oder Ultrakurzwellen zu Mittelwellenempfängern

Die früher oft verwendeten **Kurzwellenadapter** waren Frequenzumsetzer, bestehend aus einem Oszillator mit z. B. 6 umschaltbaren, festen Frequenzen und einem Vorkreis mit ebensovielen umschaltbaren Kapazitäten (Fig. 10.13). Der Vorkreis ist so breitbandig, daß ein ganzes KW-Band empfangen wird, so daß die auf den Mittelwellenbereich umgesetzte Zwischenfrequenz des Adapters sämtliche Stationen des betreffenden KW-Bandes enthält. Die Auswahl besorgt erst der Mittelwellenempfänger. Auf diese Art erhält man zugleich eine Bandspreizung.

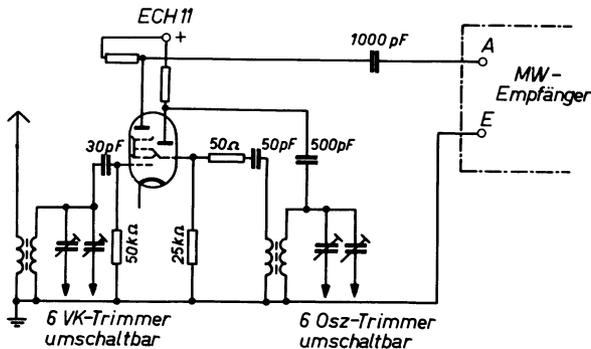


Fig. 10.13. Kurzwellenadapter als Frequenzumsetzer. Der Umschalter für die zu wählenden KW-Bänder ist nicht gezeichnet.

UKW-Vorsatzgeräte lassen sich nicht auf die gleiche Weise bauen wegen der andern Modulationsart (FM) und der großen Bandbreite. Hingegen gibt es sog. «**UKW-Tuner**», bestehend aus einem kompletten UKW-Super ohne NF-Teil, so daß nur noch der NF-Teil und allenfalls auch der Netzteil (nicht immer) des Mittelwellenempfängers benützt wird. Solche Tuner werden aber häufig zusammen mit hochwertigen Hi-Fi-Verstärkern verwendet, um die gute Qualität des UKW-Empfanges auszunützen.

Abstimmanzeige und Aussteuerindikator

Eine optische Abstimmkontrolle erleichtert die richtige Sendereinstellung bei allen Empfängern mit automatischer Lautstärkeregelung, weil sich ja die Verstimmung vorerst nicht in einem Lautstärkerückgang äußert, sondern eher in der Verschlechterung der Tonqualität. Mit der Entwicklung der ALR sind deshalb auch sogleich optische Abstimmkontrollen gebaut worden, vorerst in Form von Zeigerinstrumenten (I_a -Messung der geregelten ZF-Röhre) und Glühlampen, bald aber tauchten elektronische Anzeigeröhren mit Fluoreszenzschirm auf, das sog.

«magische Auge». Je nach Konstruktion sind die Bilder (Leucht- und Schattensektoren) verschieden, Schattenkreuz, magische Fächer, magischer Strich, magisches Band usw.

Bei AM-Geräten wird die am Demodulatorarbeitswiderstand auftretende negative Gleichspannung als Anzeigespannung benützt, nach Befreiung der Wechselstromkomponente mit einem RC-Glied (Zeitkonstante ca. 0,1 s) gemäß Fig. 10.14.

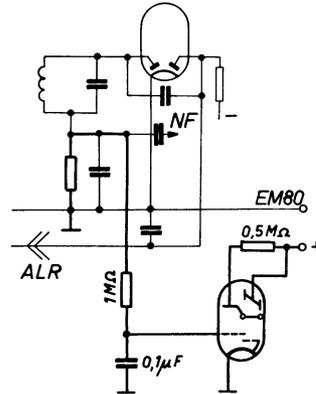


Fig. 10.14. Abstimmanzeige eines AM-Empfängers.

Bei FM-Geräten, d. h. beim UKW-Empfang wird die Anzeigespannung am Ladekondensator des Radiodetektors abgenommen (Fig. 10.15a). Falls kein Verhältnissgleichrichter vorhanden ist, sondern ein Diskriminator mit Rieglerkreis bzw. ein Phasendiskriminator nach Foster-Seeley, so entnimmt man die negative Anzeigespannung dem Gitterableitwiderstand der Amplitudbegrenzerstufe (Fig. 10.15b).

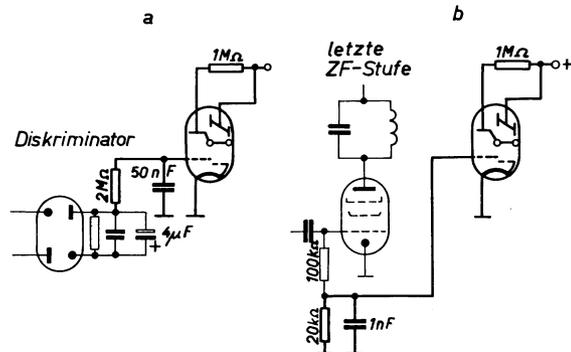


Fig. 10.15. a) Abstimmanzeige bei UKW mit Radiodetektor. b) Abstimmanzeige bei UKW mit Foster-Seeleydiskriminator.

Dieselben Abstimmanzeigeröhren werden z. T. auch als **Aussteuerindikatoren** vor allem in Tonbandgeräten und aber auch als Nullspannungsindikatoren in Wechselstrommeßbrücken verwendet. Zur Aussteuerungsanzeige kann die zu kontrollierende NF-Spannung direkt auf das Triodengitter der Anzeigeröhre gegeben werden. Es ist aber vorteilhaft, die NF zuerst mit einer Diode gleichzurichten. So wurde für diesen Zweck die Röhre EAM 86 geschaffen, welche die Diode selber enthält (Fig. 10.16).

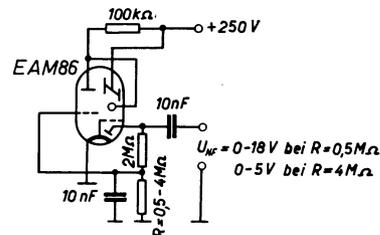


Fig. 10.16. Magisches Auge als Aussteuerindikator.

Automatische Sendereinstellung

Schon in den dreißiger Jahren wurden Empfänger mit Motorabstimmung auf den Markt gebracht. Solche Geräte eignen sich auch für Fernbedienung mittelst einem kleinen Steueraggregat.

Eine automatische Sendersuche ist vor allem bei **Autoempfängern** beliebt, um die Bedienung während der Fahrt zu erleichtern. Es gibt Autoempfänger mit Drucktastenwählern; beim Drücken der Taste wird der vorgegebene Bereich eingeschaltet und gleichzeitig das Abstimmsystem (meistens Induktivitätsabstimmung) in eine erstmals eingestellte Lage gebracht. Ein großer Bedienungskomfort bieten die Empfänger mit automatischem Suchlauf. Die Abstimmung wird entweder durch eine mittelst starkem Elektromagneten gespannte Zugfeder oder durch einen Elektromotor bewirkt. Sobald ein ausreichend starker Sender gefunden ist, wird das Laufwerk gestoppt. In den meisten Fällen, vor allem aber bei UKW, ist bei solchen Systemen eine **automatische Scharfabstimmung** nötig. Das Prinzip der selbsttätigen Scharfabstimmung besteht darin, daß im Oszillator ein Nachstimmorgan vorgesehen wird (Reaktanzröhre oder bei UKW eine im Sperrbereich vorgespannte Siliziumdiode), welches durch die in einem Diskriminator erzeugte Gleichspannung geregelt wird (Fig. 10.17).

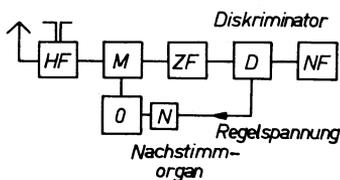


Fig. 10.17. Prinzip der automatischen Scharfabstimmung.

Bekanntlich erzeugt ein Diskriminator eine Spannung, deren Polarität von der Richtung der Frequenzabweichung und deren Größe von dem Frequenzhub (Größe der Abweichung) abhängt, so daß sich die Diskriminatorausgangsspannung nach entsprechender Ausbiegung der NF als Nachregelspannung sehr gut eignet. Eine interessante Schaltung, die ohne Nachstimmorgan im Oszillator auskommt, stellt die **SABA-Motor-Automatik** dar. Sie arbeitet auf allen Wellenbereichen (Fig. 10.18).

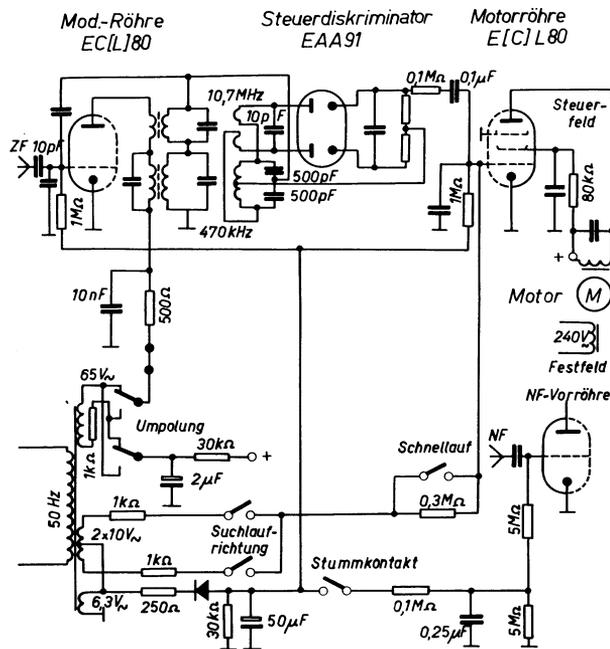


Fig. 10.18. Saba-Abstimmautomatik (in einfacher Ausführung).

Mit einem Steuerknopf kann der sog. Schnellauf oder der Suchlauf eingeleitet werden. In der Schnellaufstellung werden alle Stationen solange überfahren, bis der Knopf losgelassen wird und damit der Suchlauf beginnt. Während des Suchvorgangs wird der Empfänger stummgesteuert. Zum Empfang kleinster Sender kann die Automatik ausgeschaltet werden. Bei eingeschalteter Automatik und Handabstimmung (Drehkondensatorbetätigung) fühlt man deutlich beim Überfahren eines Sendersignals die auftretenden Drehmomente der Nachstellautomatik.

Ist der Steuerschalter in der Stellung Suchlauf, so spielen sich folgende Vorgänge ab: Zuerst schließt sich der «Stummkontakt» und verriegelt die NF-Vorröhre durch eine negative Gitterspannung. Dann schließt sich der Suchlaufkontakt und erteilt dem Gitter der Motor-Röhre eine 50-Hz-Spannung, die den Motor in die beabsichtigte Richtung treibt. Gleich anschließend wird der doppelpolige Umschalter betätigt. Dieser polt die Modulationsspannung der Modulationsröhre um, so daß der Diskriminator jetzt gegenüber vorher mit 180° Phasenverschiebung auf das Gitter der Motor-Röhre arbeitet. Die vom zuletzt eingestellten Sender herrührende Steuerwechselspannung addiert sich nun zur 50-Hz-Suchlaufspannung und treibt damit die Abstimmittel beschleunigt vom alten Sender weg, statt sie bei der alten Station festzuhalten. Beim Auftreffen auf das nächste Signal erscheint die zugehörige Steuerspannung (vom Diskriminator herrührend) gleichfalls umgepolt am Gitter der Motor-Röhre, d. h. die nun auftretende entgegengesetzt gerichtete Diskriminatorspannung hebt schließlich die 50-Hz-Suchlaufspannung auf. Für diesen elektronischen Senderstop ist es nötig, daß die Impedanzen zwischen der Diskriminator- und der Suchlaufspannung am Gitter der Motor-Röhre so gewählt sind, daß die Diskriminatorspannung die Suchlaufspannung beherrscht. Dies wird durch Einfügung des 300-kOhm-Widerstandes in die Steuerspannungszuleitung zum Gitter der Motor-Röhre erreicht.

Die elektrische Stopstelle wird noch nicht genau mit der Maximalabstimmung des gewünschten Senders übereinstimmen. Die Scharfabstimmung setzt automatisch ein, weil jetzt die Modulationsspannung wieder auf die alte Phasenlage zurückgepolt wird. Die Modulationstriode EC(L) 80 arbeitet als Anoden-Modulator und gibt das mit 50 Hz modulierte ZF-Signal an die Diskriminatorstufe weiter. Am NF-Punkt des Steuerdiskriminators erhält man die 50-Hz-Nachstimmspannung, welche in ihrer Größe und Phasenlage ein Maß für die Verstimmung und deren Richtung darstellt. Somit treibt es den Motor genau auf die Scharfabstimmung.

11. Radioempfangsstörungen und deren Behebung

Es ist stets ein gewisser **Störpegel** (durchschnittliche Höhe der Störspannung) vorhanden. Deshalb ist es zwecklos, die Verstärkung höher als 10⁸-fach zu machen. Das erforderliche Nutz-Störverhältnis hängt von der Art der übermittelten Zeichen ab. Untenstehende Tabelle zeigt deutlich die Überlegenheit der Telegraphieübermittlung gegenüber der Telefonie oder gar der Musikübertragung in bezug auf die notwendige Nutzleistung des Senders. Es handelt sich um das Mindestverhältnis von Empfangsspannung U_e zu Störspannung U_{st} bei einem Störpegel von ca. 10 μ V:

Art der Zeichen	$U_e : U_{st}$
Telegraphie A ₁ tonlos, Hörempfang	0,5-1,5
Telegraphie A ₁ Schreibempfang . . .	1
Telefonie	20
Radio, Lautsprechermusik ca. 30 Phon	100

Man hat 2 Hauptgruppen von Störquellen zu unterscheiden:

Innere Störungen

Darunter fallen Brummstörungen zufolge ungenügender Netzspannung (Kapitel 9 «Brummspannungsberechnung» bei Wechselstromempfängern) und Kreis- und Röhrenrauschen (Kapitel 8 «Störungen des selektiven HF-Verstärkers»).

Äußere Störungen

Diese können wiederum in 2 Kategorien unterteilt werden:

a) **Atmosphärische Störungen**, Blitze (tropische Gewitter), Sandstürme, Schneefall, Hagel. Die Störleistung eines Blitzes nimmt Größen von 1–100 kW an. Mit steigender Wellenlänge machen sich die atmosphärischen Störungen stärker bemerkbar. Sie sind bei UKW nicht vorhanden. Im allgemeinen wird der Empfangsstörpegel bei AM über $5 \mu\text{V/m}$ liegen.

b) **Störungen durch elektrische Anlagen**, meistens verursacht durch ruhende oder rotierende Kontakte (Bürsten), oder aber durch betriebsmäßige Funkenstrecken wie bei Quecksilberdampfgleichrichtern, Zündkerzen, Bogenlampen usw. Starke Störungen verursachen naturgemäß auch Apparate, die selbst starke HF-Spannungen benötigen, wie HF-Diathermiegeräte, industrielle HF-Generatoren aller Art.

Jeder Schaltfunke wird infolge seines negativen Widerstandes den angeschalteten Stromkreis mit den durch die verteilte Induktivität und Kapazität möglichen Frequenzen zu gedämpften Schwingungen anstoßen. Diese Stromkreise wirken teils als Sendeantennen für die Störwellen und teils als Übertragungsleitungen zum Empfänger. Der Grenzstrom für funkenfreie Abschaltung ist unterhalb 440 V vom Kontaktmaterial und der Spannung abhängig. Oberhalb 440 V erzeugt auch der kleinste Strom violettes Glimmlicht (Stobionisation), das einen Lichtbogen einleiten kann. Die Materialabhängigkeit hängt mit der verschiedenen Leitfähigkeit der Metalloxyde zusammen. Der Betriebsstrom erwärmt die Kontaktstelle, so daß eine thermische Emission entstehen kann, welche beim Öffnen des Schalters zum Lichtbogen führt. Silberkontakte ertragen beispielsweise bei 220 V einen Grenzstrom von 0,45 A ohne Funkenbildung, bei 24 V sogar 1,7 A. Oberhalb 12 V kann aber bei Silberkontakten ein Lichtbogen bereits stehen bleiben (bei Kohlekontakten erst über 20 V).

Übertragung der Störungen durch die Netzleitungen

Bei symmetrischem Aufbau des Störers und gleichen Kapazitäten der beiden Zuleitungsdrähte gegen Erde entsteht eine **symmetrische** Störspannung. Sie befindet sich nur zwischen den Anschlußdrähten und beeinflusst den Empfänger verhältnismäßig wenig (Fig. 11.01a). Schlimmer ist die immer auch auftretende **unsymmetrische** Störspannungskomponente, welche zwischen den Anschlußklemmen und dem Gehäuse auftritt und deshalb auch zwischen beiden Leitungen und der Erde (Fig. 11.01b).

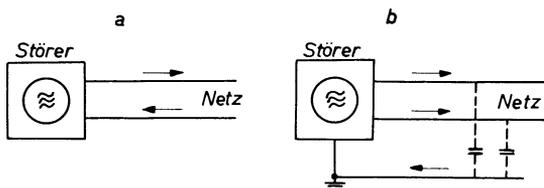


Fig. 11.01. a) Symmetrische Störspannungswelle zwischen den Anschlußleitungen. b) Unsymmetrische Störspannungswelle zwischen Anschlußleitungen und Erde.

Größe der Störspannung an der Störquelle

Das Eidgenössische Post- und Eisenbahndepartement hat schon im Jahr 1935 eine Verfügung über die Radiostörfreiheit von Apparaten erlassen. Darnach gilt ein Apparat für störfrei, wenn seine symmetrischen und unsymmetrischen Störspannungen den Wert 1 mV nicht überschreiten.

Dieser Wert gilt als Grundlage für das Recht zur Führung des Radioschutzzeichens des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins. Fig. 11.02 vermittelt einige Richtwerte von Störspannungen.

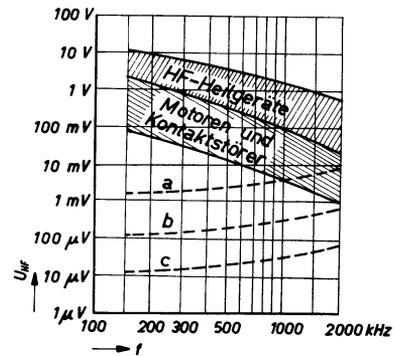


Fig. 11.02. Störspannung in Abhängigkeit von der Frequenz an Motoren und HF-Heilgeräten. Die gestrichelten Kurven geben die höchst zulässigen Störklemmenspannungen an, welche bei Verwendung durchschnittlicher Antennen noch störungsfreien Empfang ermöglichen, und zwar Kurve a für nur Ortsempfang, Kurve b für Bezirksempfang und Kurve c für Fernempfang.

Entstörungsmittel

Zur Entstörung an der Störquelle kommen in Frage:

a) **Kondensatoren**, 3000 pF bis $4 \mu\text{F}$. Sie schließen die Störspannung kurz. Bei Wechselstromgeräten und Maschinen ist $1 \mu\text{F}$ die obere Kapazitätsgrenze, für symmetrische Störschwingungen ist im allgemeinen $0,1 \mu\text{F}$ ausreichend. Für unsymmetrische Störschwingungen beträgt die Kapazitätsgrenze (Berührungsschutz) $0,01 \mu\text{F}$. Üblich sind Berührungsschutzkapazitäten von 5000 pF. Gemäß der Verfügung des eidgenössischen Post- und Eisenbahndepartements darf der Ableitungsstrom des Gehäuses 0,8 mA nicht überschreiten. Ein Kondensator von $0,01 \mu\text{F}$ läßt bei 250 V/50 Hz 0,8 mA durch.

b) **Drosselspulen**, 10 bis 50 mH (für UKW kleiner). Sie versperren, im Zuge der Leitung eingeschaltet, den HF-Strömen den Weg.

c) **Sperrfilter** als Kombination von Kondensatoren und Drosselspulen erhöhen die Entstörf Wirkung.

d) **Widerstände**, 5 bis 500Ω , bei Zündkerzen ca. $10 \text{ k}\Omega$ zur Dämpfung der Störschwingung. Zur Kontaktfunkenlöschung wird ein niederohmiger Widerstand in Serie zum Störschutzkondensator geschaltet.

e) **Abschirmmittel**, z. B. Metallbecher, Drahtkäfige u. a. m.

Entstörschaltungen

Der elektrischen Entstörung soll eine entsprechende mechanische Entstörung vorausgehen: Reinigen verschmutzter Kontakte, Beseitigen von Wackelkontakten, Überdrehen von Kollektoren usw.

Die Entstörmittel sind so nahe als möglich an der Störquelle anzubringen. Es sind spezielle Störschutzkondensatoren (induktionsfrei) mit hoher Prüfspannung zu verwenden.

Wenn immer möglich sollen Kleinmotoren zuerst symmetriert werden, so daß der Kollektor nicht an die Zuleitung zu liegen kommt, sondern zwischen die Feldwicklungen. Fig. 11.03–11.07 zeigen einige Entstörungsbeispiele.

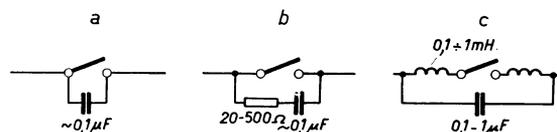


Fig. 11.03. Schalterentstörung. a) Niedere Betriebsspannung. b) Funkenlöschung bei höherer Betriebsspannung. c) Larsenschaltung in hartnäckigen Fällen.

Bei Temperaturreglern, Theroschaltern (Heizkissen) kommen obige Schaltungen ebenfalls in Frage.

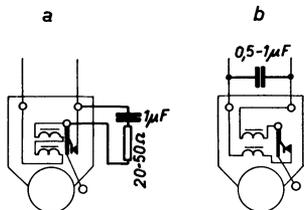


Fig. 11.04. Gleichstromklingeln. a) Nachträgliche Entstörung der unsymmetrischen Klingel. b) Fabrikationsmäßige Entstörung einer symmetrischen Klingel.

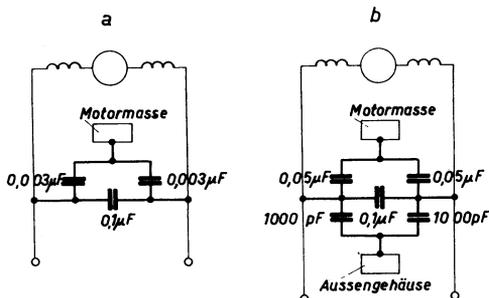


Fig. 11.05. Kleinmotoren. a) Einfach isolierter Motor. b) Doppelt isolierter Motor, bei dem die Masse des Motors von der Masse des Außengehäuses isoliert ist

Bei Kollektormotoren treten durch den Kommutierungsvorgang an den Bürsten Spannungsspitzen auf, die ein Vielfaches der Netzspannung betragen können. Aus diesem Grund vermeidet man wenn möglich eine direkte kapazitive Überbrückung der Bürsten.

Große Motoren werden ähnlich entstört. Die Kapazitätswerte sind in der Regel größer, Entstörkapazität ca. 1 μF. Auch die Berührungsschutzkondensatoren dürfen bei geerdeten Gehäusen bis 0,06 μF sein. Wenn die vorhandenen Feldwicklungen nicht als Seriedrosselspulen wirken (Nebenschlußmaschinen ohne Wendepole), werden an ihrer Stelle wenn nötig HF-Drosselspulen angebracht.

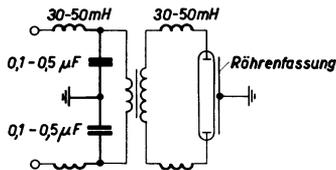


Fig. 11.06. Hochspannungs-Neonröhren.

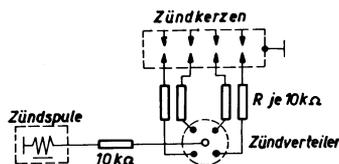


Fig. 11.07. Auto-Zündanlage.

12. Elektro-Akustik

Akustische Grundbegriffe

Unter **Schall** versteht man mechanische Schwingungen, die im Hörbereich liegen. Sie umfassen somit ein Frequenzspektrum von 16 bis 20 000 Hz. Schwingungen unter 16 Hz bezeichnet man mit **Infraschall**. Sie werden nicht mehr als Ton empfunden, sondern als einzelne Stöße bzw. Beben. Mit **Ultraschall** werden mechanische Schwingungen über 20 000 Hz bezeichnet. Sie können von gewissen Tieren, z.B. Hunden, Fledermäusen, Nach-

tigallen usw. noch wahrgenommen werden. Der Frequenzbereich der in der Technik benützten Ultraschall-schwingungen geht weit über 100 kHz.

Die **Schallausbreitungsgeschwindigkeit** beträgt in Eisen 5000 m/s, in Holz 3300 m/s, in Wasser etwa 1450 m/s; in Luft ist sie bei Normaltemperatur **330 m/s**. Bei höheren Lufttemperaturen steigt die Ausbreitungsgeschwindigkeit, bei 100° beträgt sie 390 m/s. Im luftleeren Raum kann sich der Schall mangels Luftmolekülen nicht fortpflanzen. Die Schwingungsart des Schalls in Luft sind **Längswellen** (Longitudinalschwingungen) im Gegensatz zu Wasserwellen, welche Querwellen (Transversalschwingungen) sind. Das bedeutet, daß im beschallten Raum die Luftmoleküle in Richtung der Ausbreitung, also radial von einer punktförmigen Schallquelle aus hin- und herschwingen.

Die **Wellenlänge** entspricht der Distanz zweier in Phase schwingenden Luftteilchen. Sie berechnet sich wie bei elektrischen Wellen nach der Beziehung:

$$\lambda = \frac{v}{f} ; (16 \text{ Hz ergibt } 20,6 \text{ m, } 10\,000 \text{ Hz } 3,3 \text{ cm}).$$

Der Begriff **Ton** bezeichnet in der Akustik Schallwellen mit regelmäßiger Frequenz. Töne sind gekennzeichnet durch die Tonhöhe, d.h. die Frequenz der Grundschwingung, die Tonstärke und die Klangfarbe.

Die **Schallstärke** ist eine im Raum gemessene Größe. Sie läßt sich entweder durch den **Schalldruck** als Druckunterschied gegenüber dem normalen Luftdruck bestimmen, oder durch die **Schalleistung**. Der Schalldruck wird in **Mikrobar** (μb) gemessen ($1 \mu\text{b} = 1 \text{ dyn/cm}^2 = \frac{1}{981} \text{ g/cm}^2$).

Normale Unterhaltungssprache hat etwa $0,1 \mu\text{b}$, die Spitzenwerte einer Pauke liegen ca. bei $1000 \mu\text{b}$. Um einen bestimmten Schalldruck zu erzeugen, ist eine entsprechende Leistung aufzuwenden. Rechnerisch stehen Schalldruck und -Leistung in einem quadratischen Zusammenhang, wie bei der Elektrizität die Spannung und die Leistung. Abgesehen von dem Schalldruck und der Schalleistung haben wir noch eine subjektive Meßgröße zu unterscheiden, die **Empfindungslautstärke**. Diese hängt von der Ohrempfindlichkeit ab, welche je nach Lautstärkepegel mehr oder weniger frequenzabhängig ist. Darüber geben die Hörkurven Fig.12.01 Auskunft.

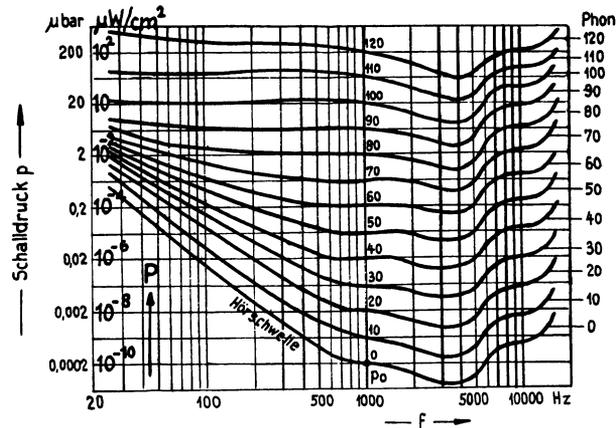


Fig. 12.01. Hörkurven gleicher Lautstärke.

Am empfindlichsten ist das Ohr im Bereich zwischen 1000 und 5000 Hz. Hier werden Schalldrücke von $0,0002 \mu\text{b}$ wahrgenommen. Der Schalldruck der Schmerzgrenze ist über 10^6 -fach. Man hat den Bereich zwischen der Reizschwelle und der Schmerzschwelle in Stufen unterteilt. Als Maßeinheit wurde in Europa das **Phon** gewählt, während in USA dafür das Dezibel gebräuchlich ist. Weil nun energiemäßig vom leisesten bis zum lautesten Ton

ein Unterschied von etwa 13 Zehnerpotenzen vorhanden ist, teilt man den ganzen Lautstärkebereich in 130 Phon ein. Die Wahl von 130 statt 13 hat den Vorteil, daß man bei Messungen keine Kommawerte benutzen muß, denn das Ohr kann einen Lautstärkeunterschied von 1 Phon gerade noch wahrnehmen. Aus den Hörkurven geht die logarithmische Lautstärkeempfindung hervor. Die Definitionsgleichung lautet:

$$\text{Lautstärke } L \text{ in Phon} = 20 \cdot \log \frac{p}{p_0}$$

p = Schalldruck in μb

p_0 = Schalldruck der Hörschwelle bei 1000 Hz = $0,0002 \mu\text{b}$

Die Phonskala kann etwa wie folgt charakterisiert werden:

- 0 Phon = Hörschwelle
- 10 Phon = leises Flüstern in 3 m Abstand
- 20 Phon = Blättersäuseln im leisen Wind
- 30 Phon = nahes Flüstern in 1 m Abstand
- 40 Phon = ruhige Unterhaltungssprache, leiser Radioempfang
- 50 Phon = Unterhaltungssprache in 1 m Abstand, mittlere Lautsprecherwiedergabe
- 60 Phon = Bürolärm, Lautsprecherwiedergabe mit großer Lautstärke
- 70 Phon = lautes Restaurant, sehr laute Lautsprecherwiedergabe
- 80 Phon = lautes Rufen in 1 m Abstand, nahes Donnerrollen
- 90 Phon = Preßlufthammer in 3 m Abstand
- 100 Phon = Niethammer, Kesselschmiede, Motorrad ohne Auspufftopf
- 110 Phon = Flugzeug in 3 m Abstand
- 120 Phon = feuerndes Geschütz
- 130 Phon = Schmerzweile

Die **Klangfarbe** ist bestimmt durch den Gehalt an Obertönen und ihrer Stärkeverteilung. Die Obertöne sind im allgemeinen harmonisch, d.h. ganzzahlige Vielfache des Grundtones. Bei der **Sprache** treten auch nichtharmonische Obertöne auf. Man nennt diejenigen Obertöne, die besonders hervorgehoben sind, **Formanten**. Der sogenannte Stimmklang liegt bei männlichen Sprechern zwischen 100 und 300 Hz, bei weiblichen zwischen 200 und 600 Hz. Die Formantengebiete für Vokale sind:

- U 200– 400 Hz
- O 400– 600 Hz
- A 800–1200 Hz
- E 400– 600 und 2200–2600 Hz
- I 200– 400 und 3000–3500 Hz

Die Konsonanten besitzen bedeutend mehr Formanten. Je schärfer sie sind, desto höher liegen die Frequenzgebiete. Das scharf gesprochene **SS** reicht bis 15000 Hz.

Unter der **Dynamik** versteht man das Schalldruck- oder Schalleistungsverhältnis der leisesten zur lautesten Wiedergabe.

Dynamikbereiche verschiedener Klangkörper:

Darbietung	Schalldruckverhältnis	Dynamik in db
Sprache	1: 300	ca. 50
Tanzmusikkapelle	1: 30	ca. 30
Unterhaltungssorchester	1: 200	46
Großes Symphonieorch.	1: 3000	ca. 70

Bei Orchesterdarbietungen treten große Schallenergien bei 100–500 Hz auf, während die Energie bei hohen Frequenzen klein ist. Diese Feststellung ist wichtig für die Dimensionierung von Verstärker- und Lautsprecheranlagen.

Nach einer internationalen Norm überträgt der Rundfunk eine Dynamik von 40 db. Gute Mikrophone meistern eine Dynamik von 75 db, das Magnettonverfahren erreicht

etwa 50 db, wie auch die neuen Schallplatten aus Vinylit, während die Schellackplatte etwa 30 db Dynamik besaß.

Von großer Bedeutung bei der Lautsprecherwiedergabe sind die sog. Ein- und Ausschwingvorgänge, weil nämlich die Zeit, in der sich klanglich ein gesprochenes Wort ausbildet, sehr kurz ist, beim Konsonanten nur ca. 4/1000 Sek.

Allgemeine Wiedergabeprobleme

Man erwartet von den elektroakustischen Umwandlern, Verstärkern und Speichern, daß die Wiedergabe kaum vom Original abweicht. Diese Forderung ist schwer zu erfüllen, weil das akustische Erlebnis auch durch Faktoren beeinflußt wird, welche außerhalb des Übertragungskanals liegen, z. B. die Größe des Wiedergaberaumes, die Nachhallzeit des Wiedergaberaumes, die meistens begrenzte Lautstärke der Wiedergabe, sowie visuelle und psychologische Eindrücke, welche bei der Originaldarbietung stets mit im Spiel sind.

Während man in der ersten Zeit des Rundfunks zufrieden war, wenn man das gesprochene Wort verstehen konnte, will sich der heutige anspruchsvolle Hörer mitten in das Klanggeschehen hineinversetzt fühlen. Diese Illusion vermag ihm eine sog. High Fidelity-Anlage zu erwecken, erst recht wenn er sich der Stereotechnik bedient und allenfalls die dumpfe Raumakustik mit einer künstlichen Nachhallrichtung kompensiert.

Von **High Fidelity** (Hi-Fi) sollte nur gesprochen werden, wenn folgende 3 Voraussetzungen erfüllt sind:

1. Die linearen und nichtlinearen Verzerrungen, die Tonhöhenchwankungen sowie die Störspannungen sollen so klein sein, daß der Klangcharakter der Originaldarbietung nur mit Mühe hörbar verändert wird.
2. Die Einschwingvorgänge bei impulsartiger Modulation sollen von allen Geräten einer Anlagenkette möglichst verzerrungsarm verarbeitet werden.
3. Die Leistungsreserve muß ausreichend sein, um auch kurzzeitige Aussteuerungsspitzen unverzerrt wiedergeben zu können.

An einem verbindlichen Pflichtenheft (Hi-Fi-Normen) für alle zu einer Übertragungskette benötigten Geräte wird zur Zeit noch gearbeitet.

Die **Stereophonie** vermag selbst dann noch ein gutes Klangerlebnis zu vermitteln, wenn nicht alle beteiligten Geräte «Hi-Fi-Qualität» besitzen. Der Stereoeffekt kommt durch die binaurale Übertragung und Wiedergabe akustischer Vorgänge zustande, d.h. man nimmt mit zwei Mikrophenen auf, verstärkt in getrennten Kanälen und gibt in zwei getrennten Lautsprechern wieder. Entsprechend der Anordnung der Mikrophone werden verschiedene Arten von Stereophonie unterschieden:

AB-Stereophonie: Die 2 Mikrophone sind in größerem Abstand voneinander placiert.

Kopfbezogene Stereophonie: Die beiden Mikrofone befinden sich im Ohrabstand an den Seiten eines künstlichen Kopfes (zylindrischer Körper oder Scheibe).

Intensitäts-Stereophonie: 2 Richtmikrofone mit Achtercharakteristik, 90–110° verdreht, befinden sich am gleichen Ort übereinander. Die Ortungsmöglichkeit erklärt sich wie folgt: Tönen zwei Lautsprecher, die mit dem gleichen Programm gespeist werden, gleich laut, so scheint für einen Hörer, der von beiden Lautsprechern gleich weit entfernt ist, der Schall aus der Mitte zwischen beiden zu kommen. Wenn aber einer der Lautsprecher in seiner Intensität überwiegt, entsteht der Eindruck, daß das Schallbild zur lauterer Quelle hin verschoben ist.

MS-Stereophonie (Mitte-Seiten-Aufnahme): 1 Mikrofon mit einseitiger Richtungsempfindlichkeit (Nierencharakteristik) ist für die Aufnahme der Mitte vorgesehen und 1 Mikrofon mit Achtercharakteristik, quergestellt, nimmt die beiden Seiten auf. Die Summe und die Differenz der

beiden Informationen werden den Lautsprecherkanälen zugeführt. Die verschiedenen Einfallsrichtungen sind dabei aus Intensitätsunterschieden der Lautsprecher erkennbar. Da die vom Nieren-Mikrofon aufgenommene Information allein für eine Einkanal-Übertragung benutzt werden kann, ist das Verfahren kompatibel, d.h. sowohl für einkanalige (monaurale) wie auch für Stereo (binaurale) Wiedergabe geeignet.

Der gute Klangeindruck ist nicht allein durch die Ortungsmöglichkeit der einzelnen Klangquellen bedingt, sondern durch die vorher nicht gekannte Durchsichtigkeit und Lebendigkeit der Wiedergabe. Man hört aus einer großen Zahl von Instrumenten jedes einzelne heraus, ebenso versteht man die Gespräche aus Rednergruppen viel besser. Die instinktive Ortung vollzieht sich mehr oder weniger unbewußt. Sie beruht im wesentlichen auf Intensitätsunterschieden, es spielen aber auch Zeitunterschiede sowie Phasenunterschiede eine wichtige Rolle.

Künstliche Nachhallrichtungen, welche auf ein Patent aus dem Jahre 1941 zurückgehen und erstmals in der Hammond-Orgel angewandt wurden, finden sich neuerdings in manchen Rundfunkgeräten. Der Nachhall wird rein akustisch mittelst 236 cm langen Spiralfedern erzeugt. Am einen Ende befindet sich der Eingangsübertrager, der die Feder in Rotationschwingungen versetzt, die den total 4 m langen, 0,3 mm dicken Stahldraht mit etwa 30 m/sek. durchlaufen und am andern Ende in dem Ausgangsübertrager Spannungen induzieren. Die Schwingungen laufen mehrmals hin und her. Weil 2 parallele Federsysteme mit unterschiedlichen Laufzeiten vorhanden sind, wird die Reflexionszahl stark erhöht, so daß ein «Verhallen» des Tones wie im Konzertsaal zustande kommt. Mit dem regelbaren Verzögerungsverstärker kann der Benutzer jede beliebige Nachhallzeit zwischen 0 und 2 Sek. wählen, sei es bei Rundfunk-Schalplatten- oder Tonbandwiedergabe.

Elektroakustische Wandler und Speicher

Bei den Wandlern, d.h. Schallempfängern (Mikrofonen, Tonabnehmer) und Schallgebern (Kopfhörer, Lautsprecher) kommen hauptsächlich 4 Prinzipien in Anwendung:

1. **Magnetische Systeme** besitzen einen magnetisch leitenden Schwinganker oder eine Membran.
2. **Dynamische Systeme** besitzen eine schwingende Spule in einem permanenten Magnetfeld.
3. **Elektrostatische Systeme** sind Plattenkondensatoren mit Luft- oder plastischem Kunststoffdielektrikum, wobei die eine Platte als Folie Schwingungen ausführen kann aufgrund der elektrostatischen Kraftwirkung.
4. **Kristallsysteme** beruhen auf dem piezoelektrischen Effekt von bestimmten Kristallen, wie Seignettesalz oder Bariumtitanat. Beim Verbiegen treten an den Belegen der Kristallplättchen Spannungen auf, umgekehrt verbiegen sie sich beim Anlegen einer Spannung.

Mikrofone

a) Kontaktmikrofon

Dieses beruht nicht auf einem der oben erwähnten Arbeitsprinzip, sondern bei ihm verändern die Schallschwingungen den Widerstand loser Kontakte und verursachen damit Schwankungen eines Speisegleichstromes. Das Kontaktmaterial besteht aus zerbröckeltem Anthrazit mit einer Korngröße von 0,1–0,5 mm, welches die elektrische Verbindung zwischen zwei normalerweise aus Anthrazitpulver gepreßten Elektroden herstellt. Man nennt solche Schallempfänger allgemein **Kohlemikrofone**. Fig. 12.02 zeigt ein normales Telefonmikrofon.

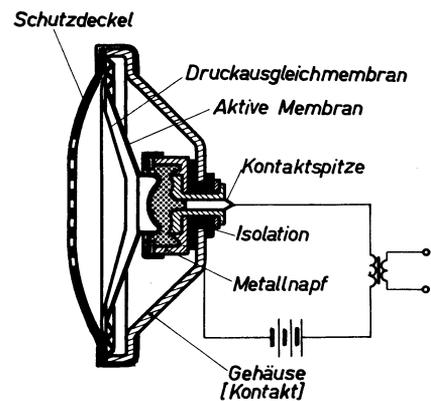


Fig. 12.02. Telefon-Kohle-Mikrofon.

Bessere Resultate hinsichtlich Musikübertragung erreicht man mit dem Querstrommikrofon (Reißmikrofon) nach Fig. 12.03.

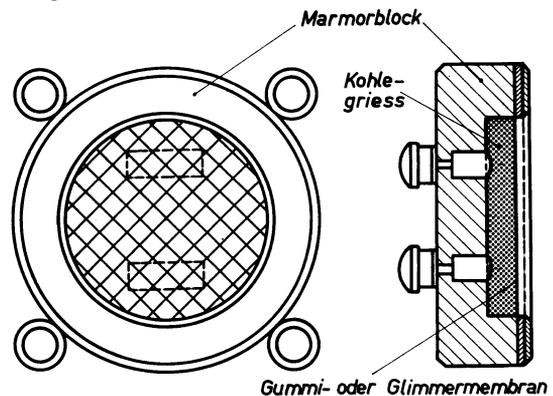


Fig. 12.03. Reißmikrofon.

Wegen des günstigen akustisch-elektrischen Wirkungsgrades werden Kohlemikrofone trotz ihrer hohen Verzerrungen in der Telefonie fast ausschließlich verwendet.

b) Magnetische Mikrofone

Der Aufbau entspricht einem magnetischen Kopfhörer: Eine Membran wird von den Kraftlinien eines Permanentmagneten durchsetzt. Bewegt sich die Membran, verändert sich die Kraftlinienzahl, wobei in der auf dem Magneten befindlichen Spule eine Spannung induziert wird. Beim magnetischen Gitarrenmikrofon wirken die Saiten als schwingende Membran, denn das Mikrofon wird auf dem Griffbrett unterhalb der Stahlsaiten angeordnet.

c) Dynamische Mikrofone

Fig. 12.04 a zeigt ein **Bändchen-Mikrofon**, Fig. 12.04 b ein **Tauchspul-Mikrofon**.

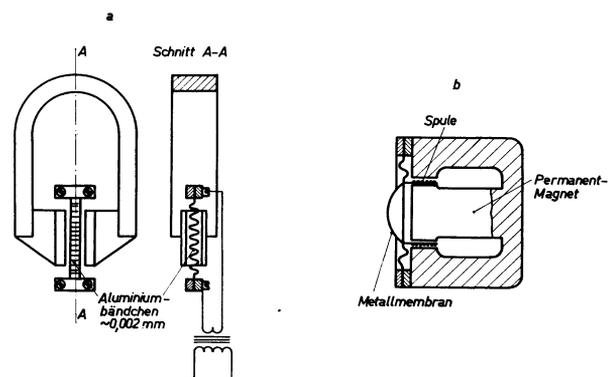


Fig. 12.04 a) Bändchenmikrofon; b) Tauchspulmikrofon.

Dynamische Mikrofone sind für hochwertige Musikaufnahmen geeignet. Vorteilhaft ist die Niederohmigkeit, so daß die Zuleitungen ziemlich unempfindlich gegen Störeinstreuungen sind. Nachteilig für die Verwendung im Freien ist die Neigung zum Flattern der Membran durch den Wind.

Mikrofonübertrager beeinträchtigen den Frequenzgang von niederohmigen Mikrofonen kaum. Sie können auch sehr klein gebaut werden; oft sind die sog. Schnurübertrager unsichtbar im Stecker eingebaut.

d) Kondensator-Mikrofone

Solche gelten als die hochwertigsten Schallempfänger. Die Membran bildet zusammen mit einer festen Platte, der Gegenelektrode, einen Kondensator, dessen Kapazität sich bei Bewegungen der Membran ändert. Fig. 12.05 zeigt ein Kondensatormikrofon in der Niederfrequenzschaltung.

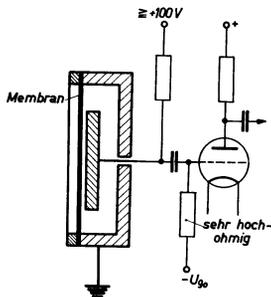


Fig. 12.05. Kondensatormikrofon.

Die Kapazitätsänderungen verursachen Ladestromänderungen, welche am hochohmigen Saugwiderstand (40 bis 80 M Ω) Spannungsänderungen bewirken. Infolge des hohen kapazitiven Innenwiderstandes (C des Mikrofones ca. 100 pF) würde schon eine kurze Leitung zur ersten Verstärkerröhre den Frequenzgang stark verschlechtern. Deshalb muß die erste Stufe des Mikrofonverstärkers unmittelbar beim Mikrofon angeordnet werden, was meist in der sog. «Flasche» unterhalb der Mikrofonkapsel erfolgt. Bei den üblichen Abständen Membran-Gegenelektrode von nur etwa 10 μ ist die Luftpolstersteifigkeit schon zu groß und wird ohne wesentlichen Kapazitätsverlust durch Schlitze oder Vertiefungen in der Gegenelektrode vermindert.

e) Kristall-Mikrofone

Aus einem gezüchteten Seignettesalzkristall werden geeignete Plättchen herausgeschnitten und mit Ableitfolien beklebt. Die Plättchen werden einseitig eingespannt. Die freien Enden übernehmen die Biegeschwingungen, sei es als einfache Bieger gemäß Fig. 12.06a, oder als sog. Sattelbieger, bei denen die Plättchen um die Diagonale verbogen werden. Man hat zwischen Membranmikrofon und membranlosem Mikrofon, sog. Doppelklangzellen-Mikrofon gemäß Fig. 12.06b zu unterscheiden.

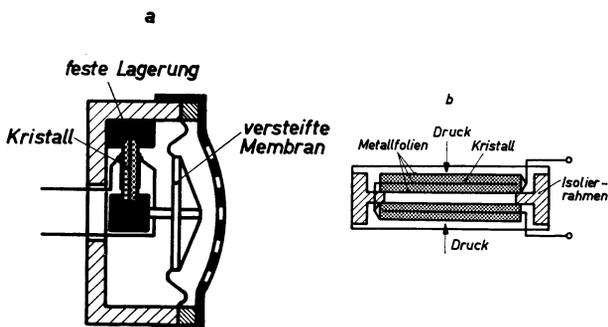


Fig. 12.06 a) Kristallmikrofon mit Membran; b) Doppelklangzelle, bei der der Schalldruck unmittelbar auf die Kristalle wirkt.

Des einfachen Aufbaues und der hohen Spannungen wegen eignen sie sich für Sprachübertragungen aller Art. Hochwertige Klangzellenmikrofone werden aber auch in Studios benützt.

Da die Eigenkapazität des Kristallmikrofons verhältnismäßig groß ist, ca. 1000 pF, ist es gegenüber einer zusätzlichen Schaltkapazität nicht empfindlich, so daß Leitungslängen bis 10 m zulässig sind. Zu beachten ist die Feuchtigkeit- und Wärmeempfindlichkeit von Seignettesalzkristallen. Bei 55°C wird das Kristallmikrofon unbrauchbar.

In nachstehender Tabelle (Seite 46 oben) sind die techn. Daten der verschiedenen Mikrofonssysteme zusammengestellt, wobei es sich nur um Richtwerte handeln kann. Das eine oder andere handelsmäßige Fabrikat kann stark davon abweichen.

Richtungsabhängigkeit der Mikrofone (Polardiagramme)

Bezüglich der Wirkungsweise im Schallfeld gibt es 3 Typen von Mikrofonen, Druckempfänger, Geschwindigkeitsempfänger (auch Druckdifferenz- oder Druckgradientempfänger genannt) sowie die Kombination aus den vorgenannten.

a) **Druckempfänger:** Der Schall hat nur auf einer Seite der Membran Zutritt. Vorausgesetzt daß die Abmessungen der Membran gegenüber den Schallwellenlängen klein sind, ist die Empfindlichkeit für sämtliche Einfallrichtungen des Schalles gleich. Es ergibt sich für tiefe Frequenzen eine sog. **Kugelcharakteristik**. Fig. 12.07 zeigt einen Druckempfänger am Beispiel eines Kondensatormikrofons.

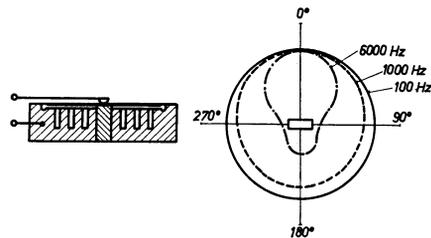


Fig. 12.07 Kondensatormikrofon mit Kugelcharakteristik.

Es können alle Mikrofonssysteme als Druckempfänger gebaut werden.

b) **Geschwindigkeitsempfänger:** Die Membran wird beidseitig den Schallwellen ausgesetzt, so daß nicht der Schalldruck, sondern die Druckdifferenz, d.h. die Geschwindigkeit für die Spannungserzeugung maßgebend ist. Seitlich einfallende Schallwellen ergeben eine mit dem cosinus des Einfallswinkels abnehmende Empfindlichkeit. Auf diese Art entsteht eine **Achtercharakteristik** (Fig. 12.08)

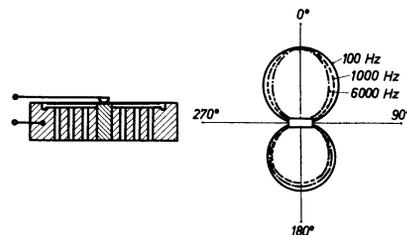


Fig. 12.08. Kondensatormikrofon mit Achtercharakteristik.

Außer dem Kondensatormikrofon werden auch dynamische und Kristallmikrofone als Geschwindigkeitsempfänger gebaut. Beim Tauchspulensystem wird zu diesem Zweck der Magnetkern durchbohrt, damit die Schallwellen beidseitig der Membran auftreffen. Beim Kristallmikrofon ergeben zwei in gewissem Abstand (ungefähr 1 cm) montierte und elektrisch gegeneinandergeschaltete Zellen einen Druckgradientempfänger.

Mikrofonsystem	Innenwiderstand	Empfindlichkeit	Frequenzbereich	Dynamik	Klirrfaktor
Kohle-Mikrofon	60–200 Ω	$\sim 0,1 \text{ V}/\mu\text{b}$ an 200 Ω	200–4000 Hz	$\sim 30 \text{ db}$	$\sim 25\%$
Magnetisches Mikrofon	$\sim 3000 \Omega$	$\sim 5 \text{ mV}/\mu\text{b}$ an 3000 Ω			
Bändchen-Mikrofon	$\sim 0,1 \Omega$	$\sim 0,2 \text{ mV}/\mu\text{b}$ an 200 Ω	40–10000 Hz	$\sim 60 \text{ db}$	$< 1\%$
Tauchspul-Mikrofon	$\sim 20 \Omega$	$\sim 0,2 \text{ mV}/\mu\text{b}$ an 200 Ω	40–10000 Hz	$\sim 60 \text{ db}$	$< 1\%$
Kondensator-Mikrofon	$\sim 100 \text{ pF}$	$\sim 1 \text{ mV}/\mu\text{b}$ an 200 Ω	30–15000 Hz	$\sim 75 \text{ db}$	$\sim 0,1\%$
Kristall-Membran-Mikrofon	$\sim 1000 \text{ pF}$	$\sim 2 \text{ mV}/\mu\text{b}$	40–10000 Hz	$\sim 60 \text{ db}$	$< 1\%$
Kristall-Doppelklangzellen-Mikrofon	100–1000 pF	$\sim 0,5 \text{ mV}/\mu\text{b}$	40–40000 Hz	$\sim 70 \text{ db}$	$< 1\%$

c) **Kombinierte Druck- und Geschwindigkeitsempfänger:** Durch Zusammensetzung von Mikrofonsystemen mit Kugel- und Achtercharakteristik erhält man Schallempfänger mit einseitiger Empfindlichkeit. Die Frequenzabhängigkeit von der Einfallsrichtung des Schalles ist sehr klein. Es ergibt sich die sog. **Nierencharakteristik**. Fig. 12.09 zeigt ein Kondensatormikrofon mit Nierencharakteristik. Die durchbohrte Gegenelektrode trägt auf beiden Seiten eine Membrane, von denen jedoch nur eine elektrisch wirksam ist. Die größte Spannung ergibt sich, wenn an der angeschlossenen Membran der Druck und der Druckgradient in Phase sind, d.h. wenn der Schall das Mikrofon auf dessen Vorderseite trifft. Im entgegengesetzten Fall tritt ein Minimum der Empfindlichkeit auf.

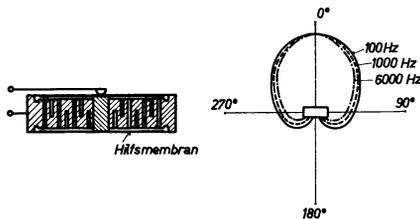


Fig. 12.09. Kondensatormikrofon mit Nierencharakteristik.

Solche Mikrofone werden auch mit umschaltbarer Kugel-Nierencharakteristik gebaut, indem das Parallelschalten beider Membranen einen reinen Druckempfänger ergibt. Einseitige Richtempfindlichkeit ist erwünscht, wenn rückwärtige Störgeräusche aus dem Zuschauerraum unterdrückt werden sollen.

Tonabnehmer (Pick Up)

Der Tonabnehmer hat die in der Schallplatte aufgespeicherte Information in eine elektrische Spannung zurückzuwandeln. Bevor die einzelnen Tonabnehmersysteme betrachtet werden, sind einige grundsätzliche Bemerkungen über das Nadeltonverfahren am Platz. Bei der üblichen monauralen Schallplattenaufnahme wird mit dem Stichel einer elektromagnetischen oder -dynamischen Schneiddose eine wellenförmige Furche gleichbleibender Tiefe – nach dem Erfinder Berlinerschrift genannt – geschnitten. Für gleichbleibenden Schalldruck ist das Produkt aus Frequenz und Auslenkamplitude des Stichels für alle Töne im mittleren Frequenzbereich konstant, d.h. man schneidet mit konstanter Schnelle. Heute geht man vor allem bei Mikrorillenplatten dazu über, mit einer von den tiefsten bis zu den höchsten Frequenzen ansteigenden Schnelle zu schneiden, damit erstens der Rillenabstand klein gewählt werden kann, ohne daß die Bäume die benachbarte Rille tangieren, und zweitens wird das Rauschen geschwächt, da bei der Wiedergabeapparatur eine Höhenabsenkung nötig wird.

Plattenmaterial: Alte Normalrillenplatten Schellack und sehr feines Schiefermehl. Schmalrillenplatten Kunststoff Vinylit.

Normalisierte Laufgeschwindigkeiten: 78 Umdr./Minute für Normalrillenplatten. 45, 33 $\frac{1}{3}$ und 16 $\frac{2}{3}$ Umdr./Min. für Mikrorillenplatten. Die niedrigste Tourenzahl ist des geringen Frequenzumfanges wegen speziell für Sprechplatten gebräuchlich.

Frequenzbereiche: Schellackplatten 50–6000 Hz
Vinylitplatten 30–16000 Hz

Dynamik: Schellackplatten ca. 30 db
Vinylitplatten ca. 50 db

Modulationsstärke: Sie ist entweder durch die Schnelle d.h. die Geschwindigkeit der Nadelkuppenbewegung festgelegt oder durch die verhältnismäßige **Lichtbandbreite**. Es gilt folgender Zusammenhang:

$$\text{Lichtbandbreite in mm} = \frac{190 \cdot \text{Schnelle in cm/s}}{\text{Laufgeschwindigkeit in Umdr./Min.}}$$

Übliche Modulationsstärken: 10–160 mm Lichtbandbreite.

Bei der stereophonen Schallaufzeichnung, bei der das genormte 45°/45°-Verfahren (Westrex-System) benutzt wird, sind die beiden Informationen unter je 45° zur Schallplattenebene in die Platte eingeschnitten. Fig. 12.10 ist eine vereinfachte Darstellung des Schneidvorganges.

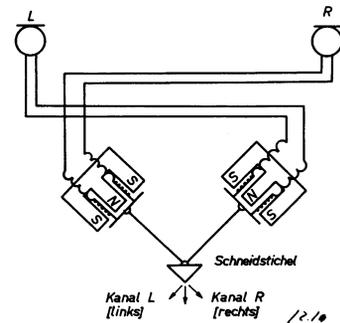


Fig. 12.10. Prinzip des Schneidvorganges bei Stereoschallplatten.

Das ergibt für einfache Phasenfälle und gleiche Kanal-frequenzen die in Fig. 12.11 a, b und c dargestellten Rillenformen.

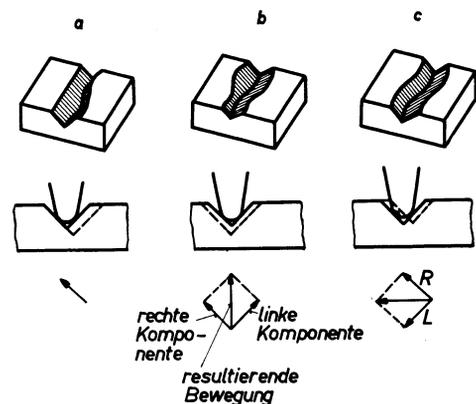


Fig. 12.11. Stereoirillenformen wenn a) nur der rechte Kanal moduliert ist, b) beide Kanäle gleichphasig moduliert sind, c) beide Kanäle gegenphasig moduliert sind.

Da beide Informationen vom gleichen Stift abgetastet werden, muß die resultierende Nadelbewegung in die beiden ursprünglichen Schneidkomponenten aufgelöst werden.

Um die von der Langspielplatte gewohnte Spielzeit zu erhalten, haben die Stereoplatten gegenüber den monauralen Mikrorillenplatten abweichende Rillendimensionen. Hier seien einige Rillen- und Pickupdaten vergleichsweise angeführt:

	Normalrille	Mikrorille	Stereorille
Rillenbreite . . .	150 μ	55 μ	40 μ
Rillenabrundung am Grund . . .	25 μ	7,5 μ	5 μ
Radius des Abtaststiftes . . .	60 μ	25 μ	15 μ
Auflagegedruck des Tonabnehmers .	bis 50 g	10...12 g	5...7 g
Rückstellkonstante . . .	bis 5 g/100 μ		1,5...2 g/60 μ

Fig. 12.12 zeigt den Größenvergleich der 3 Rillenarten.

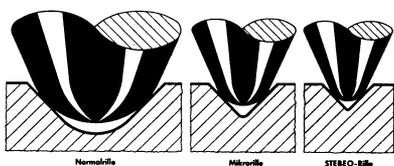


Fig. 12.12. Größenvergleich der Normal-, Mikro- und Stereo-Rille.

Magnetische Tonabnehmer

Ältere Ausführungen für Schellackplatten und auswechselbaren Stahlstiften waren nach dem 4-Pol-System aufgebaut, gemäß Fig. 12.13.

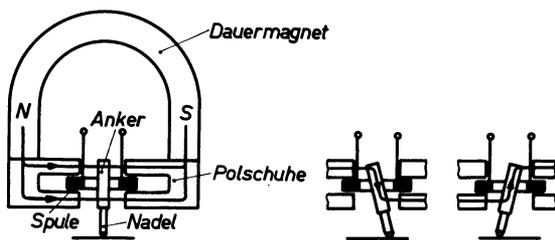


Fig. 12.13. Magnetisches Pickup älterer Konstruktion.

In der Mittellage des Ankers gehen keine Kraftlinien durch die Spule; bei einer Ablenkung nach links oder rechts hat der Fluß jedoch den eingezeichneten Verlauf. Die durch die Auslenkung sich ergebende Flußänderung hat in der Spule eine Induktionsspannung zur Folge. Moderne magnetische Tonabnehmer haben stark abweichende Ausführungen, kleine starke Dauermagnete und kleine Gewichte.

Als Beispiel eines magnetischen Stereoabtasters sei das Arbeitsprinzip des «Vari-Twin» Pickups von Tannoy erklärt (Fig. 12.14).

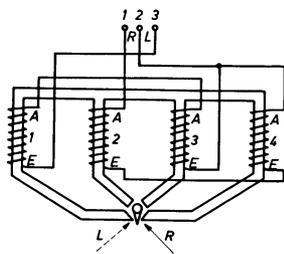


Fig. 12.14. Magnetischer Stereoabtaster.

Der Nadelhalter bildet einen Teil des magnetischen Kreises. Er ist z.B. ein Nordpol gegenüber den vier Südpolen, welche je eine Induktionsspule tragen. Spulen 1 und 3 sind so gepolt, daß eine Flußverminderung im Schenkel 1 einen Strom von E nach A induziert, währenddem eine Flußvergrößerung im Schenkel 3 einen Strom von A nach E hervorruft. Somit unterstützen sich diese Spulenströme, wenn die Nadel vom linken Kanal L bewegt wird. Das gleiche passiert in Spulen 2 und 4, wenn die Ankerbewegung vom rechten Kanal diktiert wird. Eine Bewegung in einer andern als der 45°-Richtung erzeugt entsprechende Induktionsströme in beiden Spulengruppen.

Dynamische Tonabnehmer

Eine Spule ist zusammen mit dem Abtaststift beweglich zwischen Magnetpolen angeordnet. Ein Ausführungsbeispiel zeigt Fig. 12.15.

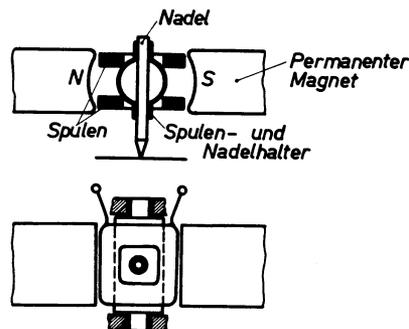


Fig. 12.15. Dynamisches Pickup für monaurale Abtastung.

Dynamische Stereoabtaster sind dreidimensional gemäß Fig. 12.16.

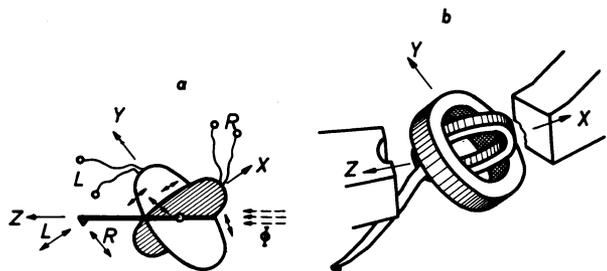


Fig. 12.16. Fairchild-Stereo-Abtaster a) Prinzip des dynamischen dreidimensionalen Systems; b) Konstruktionsskizze des Abtasters.

Zwei gegeneinander feste Spulen stehen senkrecht aufeinander (x- und y-Achse). Senkrecht zu der xy-Fäche (z-Achse) verläuft der Magnetfluß. Es ist leicht einzusehen, daß bei der Modulation des linken Kanals nur die Spule Kraftlinien schneidet, welche in der yz-Ebene liegt, während die andere Spule Kraftlinien schneidet, wenn der rechte Kanal moduliert ist.

Kristall-Tonabnehmer

Die Bewegungen der Nadel werden als Biegeschwingungen auf ein einseitig eingespanntes Kristallsystem übertragen. Als piezoelektrisches Material wird z.Z. noch am häufigsten Seignettesalz (auch Rochellesalz genannt) gewählt, weil es hohe Spannungen gibt und billig in der Verarbeitung ist. Nachteilig ist die Temperaturempfindlichkeit (obere Grenze 52°). Auch muß die Zelle durch eine Wachs- oder Lackumhüllung vor Feuchtigkeit geschützt werden. Das Kristallelement besteht aus zwei Plättchen, die mit einer leitenden Zwischenschicht aufeinander geklebt und an jeder der beiden Außenseiten wieder mit je einer leitenden Folie versehen sind. Die Elemente lassen sich als einfache Bieger oder als Sattelbieger ausbilden. Beim ersteren sind die Verlängerungen

und Verkürzungen infolge der angelegten Spannung mit den Kanten gleichlaufend, im zweiten Fall sind sie in Richtung der Diagonalen. Tonabnehmerzellen sind in der Regel längliche Sattelbieger, die auf Verdrehung ansprechen (Fig.12.17).

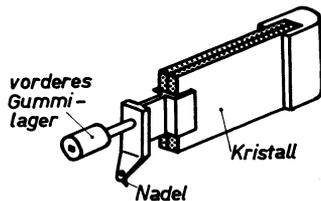


Fig. 12.17. Kristalltonabnehmerzelle.

Im Gegensatz zu den magnetischen und dynamischen Abtastern, deren Spannung proportional der Schnelle ist, erzeugt der Kristallabtaster theoretisch eine Spannung, die jeweils der Nadelauslenkung entspricht. Somit würde sich ein starker Abfall der hohen Töne ergeben. Durch zweckmäßige Halterung und Gummidämpfung kann man aber erreichen, daß die Höhen bevorzugt und die Bässe benachteiligt werden. Auch läßt sich eine Baßabsenkung durch eine Unteranpassung $0,3\text{--}1\text{ M}\Omega$ erreichen.

Kristalltonabnehmer für Stereoabtastung sind z.B. gemäß Fig.12.18 aufgebaut (Philips).

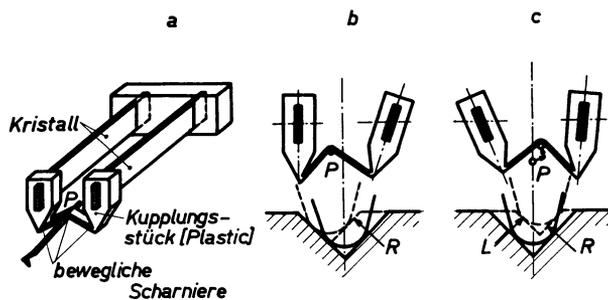


Fig. 12.18. Stereo-Kristall-Pickup. a) Aufbauskinne; b) Stellung der Kristallplättchen, wenn nur der rechte Kanal moduliert ist; c) Stellung der Plättchen, wenn der rechte Kanal schwach und der linke Kanal stark moduliert ist.

Die Übersprechdämpfung von einem Kanal auf den andern beträgt -10 bis -25 db und ist frequenzabhängig. Das trifft auch für dynamische und magnetische Stereoabtaster zu. Es wurde experimentell festgestellt, daß für zufriedenstellende Wiedergabe keine größeren Werte nötig sind.

Was die technischen Daten der verschiedenen Pickupsysteme, bzw. die Qualität anbelangt, so läßt sich heute kaum mehr ein Unterschied feststellen. Der Frequenzgang kann sich grundsätzlich bei allen Typen von 20 bis 16000 Hz erstrecken bei einem Klirrfaktor von höchstens 1%. Die größte Empfindlichkeit hat naturgemäß der Kristallabtaster. Magnetische und dynamische Tonabnehmer sind niederohmig und benötigen einen Übertrager, um auf etwa 2 mV pro mm Lichtbandbreite Empfindlichkeit zu kommen. Die Verzerrungsfreiheit hängt im wesentlichen mit der Tonarmkonstruktion, dem Auflage- druck und der Auslenkhärte zusammen.

Kopfhörer

Magnetischer Kopfhörer

Fig.12.19 zeigt eine Ausführung, wie sie in der Telefonie benützt wird.

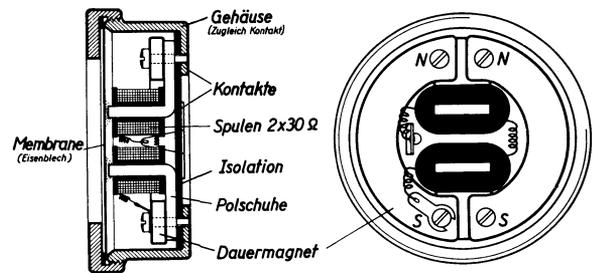


Fig. 12.19 Magnetischer Kopfhörer.

Das Kraftfeld des Dauermagneten, welches die Membran leicht vorspannt, wird von den Sprechströmen verstärkt und geschwächt, so daß sich die Membran entsprechend den Spulenwechselströmen bewegt. Die Vormagnetisierung ist nötig, damit die Membran nicht zweimal pro Periode angezogen wird.

Für Meßgeräte (z.B. O-Abgleich von Wechselstrombrücken), sowie für Musikwiedergabe verwendet man Spulen mit $1000\text{--}4000\ \Omega$ per Paar, wobei die Impedanz bei etwa 5000 Hz bis $40\text{ k}\Omega$ ansteigt.

Man benötigt ca. 10 mW Sprechleistung per Paar.

Der Frequenzgang ist schlecht, 200–3000 Hz mit einer Eigenresonanz bei ca. 1000 Hz.

Auch die nichtlinearen Verzerrungen sind groß, sobald die Amplituden der Membranschwingungen nicht mehr klein sind gegenüber dem Luftspalt von ca. 0,5 mm, weil die Kraft proportional Φ^2 ist.

Dynamischer Kopfhörer

Der Aufbau entspricht einem kleinen permanentdynamischen Lautsprecher in einer Hörermuschel (Fig.12.20).

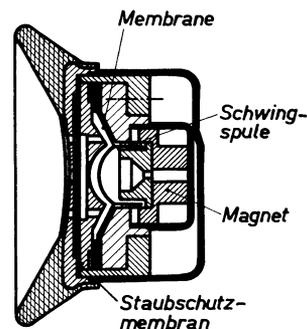


Fig. 12.20. Dynamischer Kopfhörer.

Die technischen Daten weichen von Fabrikat zu Fabrikat stark ab. Als Richtwerte können gelten: Innenwiderstand $15\text{--}50\ \Omega$; Leistungsbedarf $0,1\text{--}100\text{ mW}$; Guter Frequenzgang $30\text{--}20000\text{ Hz}$; Klirrfaktor $0,5\text{--}2\%$. Dynamische Kopfhörer werden hauptsächlich in Musikbars benützt.

Kristall-Kopfhörer

Der Aufbau entspricht dem Kristall-Membran-Mikrophon (Fig.12.06a). Frequenzbereich und Verzerrungsfreiheit sind größer als beim magnetischen Hörer, aber in der Regel kleiner als beim dynamischen. Kristallhörner können sehr klein hergestellt werden, in Erbsgröße für Schwerhörigengeräte.

Nachteilig ist die Temperatur- und mechanische Empfindlichkeit. Auch bricht der Kristall bei zu hoher Wechselspannung, oder wenn der Hörer irrtümlich an eine hohe Gleichspannung angeschlossen wird.

Lautsprecher

Der Lautsprecher ist das schwächste Glied der elektroakustischen Übertragungskette. Das ist verständlich, wenn man bedenkt, daß eine verhältnismäßig kleine Membran alle Schallwellen erzeugen soll wie z.B. 80 ganz verschiedenartige Musikinstrumente eines Symphonieorchesters. Aus der langen Entwicklungsreihe seien im folgenden die wichtigsten Typen erwähnt.

1. Magnetische Lautsprecher

a) Einseitig wirkendes Zweipolssystem (Fig. 12.21).

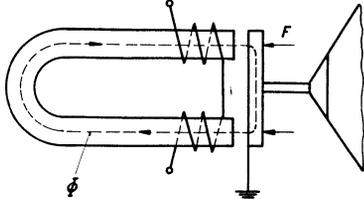


Fig. 12.21. Magnetischer Zweipol-Lautsprecher.

Solche Lautsprecher wurden vor 1930 benützt, und zwar entweder mit großer Papiermembran oder kleiner Aluminiummembran in Verbindung mit einem Trichter.

Da die feste Spule hochohmig gewählt wurde, ca. 4000 Ω, so war kein Übertrager nötig. Der Klirrfaktor ist groß, weil die Kraft proportional Φ^2 ist.

b) Doppelt wirkendes Vierpolssystem (Fig. 12.22).

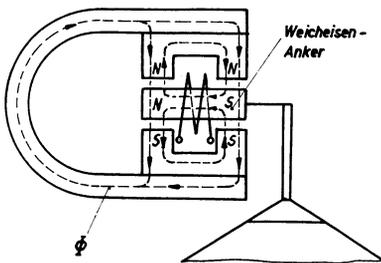


Fig. 12.22. Magnetischer Vierpol-Lautsprecher.

Im Gegensatz zum Zweipolssystem ist der Anker in der Ruhelage entlastet. Es muß darauf geachtet werden, daß der Abstand des Ankers von den Polen 0,1 mm bei der größten Schwingamplitude nicht unterschreitet, sonst treten große nichtlineare Verzerrungen auf. Die Steifigkeit des Schwingensystems und das große Ankergewicht beeinträchtigen den Frequenzbereich auch bei diesem Lautsprecher.

c) Freischwinger (Fig. 12.23).

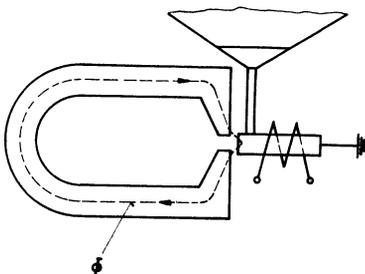


Fig. 12.23. Magnetischer Freischwinger-Lautsprecher.

Da der Anker vor (oder aus Platzgründen meistens hinter) den Polen hin- und herschwingt, kann er nicht mehr anschlagen. Die nichtlinearen Verzerrungen sind kleiner, hingegen ist die Empfindlichkeit klein und die Eigenresonanz ausgesprochen groß, weil der Anker nur im Streufeld des Dauermagneten schwingt.

2. Dynamische Lautsprecher

a) Standardausführung (Fig. 12.24).

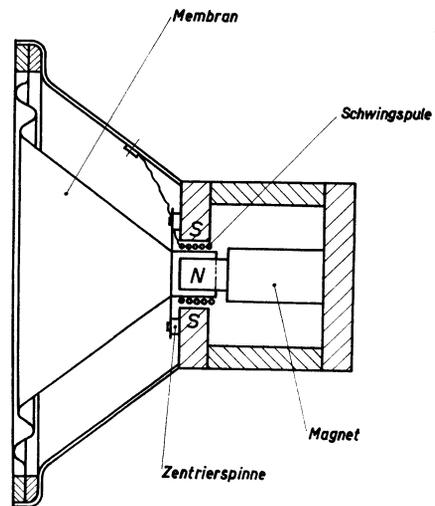


Fig. 12.24. Dynamischer Lautsprecher (Standardausführung).

Technische Daten:

Induktion im Luftspalt 8000–12000 Gauß

Wirkungsgrad (im Gehäuse eingebaut) 1,5–5%

Frequenzbereich 80–10000 Hz

Innenwiderstand (Gleichstromwiderstand der Schwingspule) 2–15 Ω

Die Impedanz bei 1000 Hz (wirksamer Belastungswiderstand) ist ca. 1,25–1,4 mal der Gleichstromwiderstand (hängt mit der Abstrahldämpfung des eingebauten Lautsprechers zusammen). Man kann etwa mit einem Impedanzverlauf nach Fig. 12.25 rechnen.

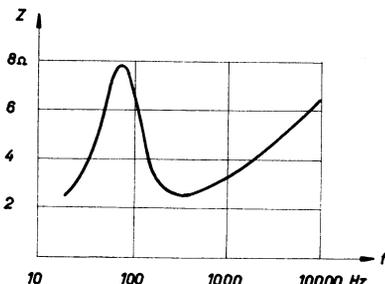


Fig. 12.25. Schwingspulenimpedanzverlauf eines Standardlautsprechers.

Die **Richtcharakteristik** ist stark frequenzabhängig, etwa gemäß Fig. 12.26.

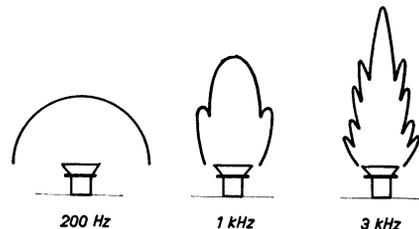


Fig. 12.26. Richtcharakteristik eines dynamischen Lautsprechers.

Bis zu etwa 300 Hz strahlt der Lautsprecher nahezu kugelförmige Schallwellen ab. Bei höheren Frequenzen tritt allmählich eine Richtwirkung in Achsrichtung auf. Diese ist dadurch bedingt, daß nur der innere Teil der Membran schwingt und der Rand dabei als Trichter wirkt. Die Richtwirkung ist auch von dem Durchmesser, der Tiefe und Form der Membran abhängig. So haben Ovallautsprecher eine günstigere Breitenwirkung für die hohen Töne als entsprechende Rundkonus-Lautsprecher.

Die Abstrahleigenschaften der tiefen Töne hängen von der Größe der Schallwand bzw. des Gehäuses ab. Wenn die Weglänge von vor der Membran bis hinter die Membran nicht größer als die Schallwellenlänge ist, vermindert der akustische Kurzschluß die Schallabstrahlung. Damit z.B. noch 80% der möglichen Schalleistung abgestrahlt wird, müßte eine quadratische Schallwand folgende Seitenlängen haben:

bei 30 Hz = 3,5 m; bei 50 Hz = 2,1 m; bei 80 Hz = 1,3 m; bei 100 Hz = 1,0 m.

Bei Gehäuselautsprechern soll die Kastenresonanz nicht hörbar sein. Aus diesem Grund werden die Gehäuseinnenflächen meistens mit schallschluckendem Material verkleidet.

Eine Möglichkeit, die Tiefenabstrahlung zu verbessern, besteht im sog. **Baß-Reflex-Gehäuse**. Dieses besitzt außer der Lautsprecheröffnung noch eine weitere Öffnung. Die Wirkung beruht darauf, daß durch den Lautsprecher die Eigenresonanz des Gehäusehohlraumes angeregt wird. Der Schall wird an einer Stelle des Kastens herausgeführt, wo eine günstige Phasenbeziehung zu den von der Membran abgestrahlten Schallwellen besteht, so daß sich die Wellen summieren.

b) Doppellautsprecher

Werden größere Frequenzbereiche benötigt, müssen mehrere Lautsprecher kombiniert werden, Hoch- und Tieftonlautsprecher. Der Doppellautsprecher in konzentrischer Anordnung gemäß Fig. 12.27 ergibt sehr gute Resultate.

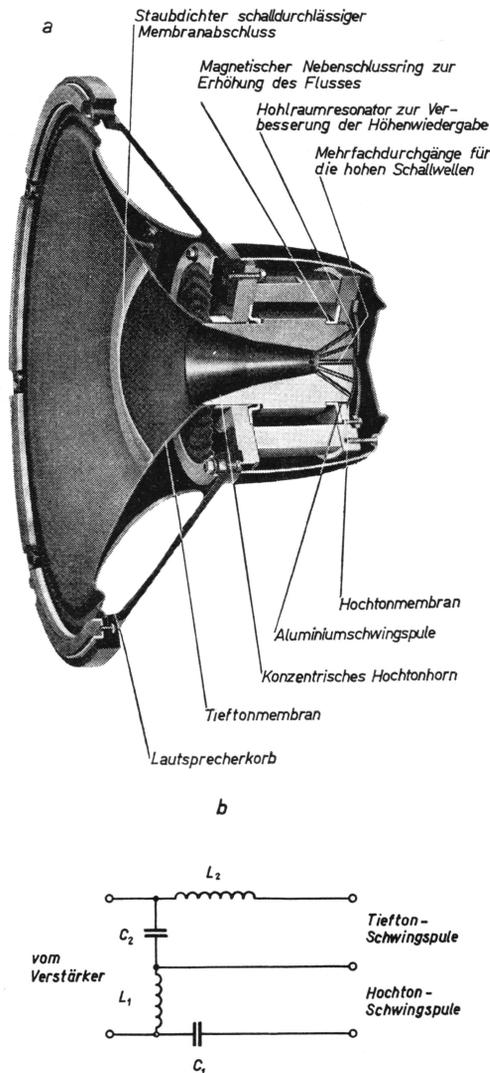


Fig. 12.27a) Konzentrischer Duplex-Lautsprecher; b) Elektrische Weiche für die Tief- und Hochton-Schwingspule.

Das elektrische Filter trennt den Verstärker ausgang in einen Tief- und Hochtonkanal auf. Die Übergangsfrequenz ist 1000–7000 Hz.

Mit solchen Qualitätslautsprechern sind Frequenzbereiche von 30–20000 Hz möglich.

c) Druckkammer-Lautsprecher

Die Schalleistung und der Wirkungsgrad kann dadurch erhöht werden, daß die Membran auf einen Druckraum arbeitet, womit der Strahlungswiderstand höher wird (Fig. 12.28). Aus akustischen Anpassungsgründen sollte allerdings ein Exponentialtrichter verwendet werden.

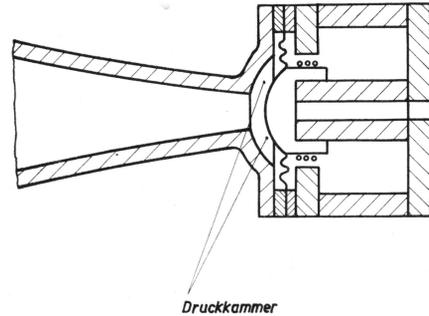


Fig. 12.28. Druckkammerlautsprecher mit Exponentialtrichter.

Solche Lautsprecher weisen einen Wirkungsgrad bis 20% auf. Auch ergeben sich kurze Ein- und Ausschwingzeiten.

Die notwendige Trichterlänge ist für den Gehäuseeinbau zu groß, so daß in der Regel zu einer Konstruktion mit gefaltetem Trichter gegriffen wird.

3. Kristall-Lautsprecher

Der Aufbau entspricht einem Kristall-Membran-Mikrofon. Die Kristallzelle ist beträchtlich größer, bis 5 Watt Leistung verarbeitend. Weil sich Seignettesalzkristalle nicht stark verbiegen lassen, verarbeiten sie nur die hohen Frequenzen, d.h. solche Lautsprecher kommen hauptsächlich als Hochton-Zusatzstrahler in Frage. Die Anpassung muß hochohmig erfolgen, da sein Widerstand kapazitiv ist, ca. $0,03 \mu\text{F}$. Kristalllautsprecher lassen sich auch als Lautsprecher-Mikrofon in Gegensprechanlagen verwenden oder als Kissenlautsprecher in Krankenhäusern.

4. Elektrostatischer Lautsprecher

Die ersten Lautsprecher auf Grund der elektrostatischen Anziehung von Kondensatorplatten wurden schon sehr früh entwickelt, und zwar mit Luftdielektrikum und einer schwingungsfähigen Duraluminiummembran im Abstand von ca. 0,5 mm von einer festen, gerippten Gegenelektrode (Fig. 12.29).

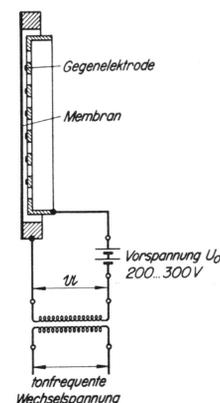


Fig. 12.29. Elektrostatischer Lautsprecher älterer Ausführung.

Auch sind Gegentaktsysteme mit 2 festen Elektroden beidseitig der Membran gebaut worden.

Bei modernen Typen ist eine Goldhaut als bewegliche Elektrode auf einer elastischen Kunststoffolie angebracht und steht einer festen, als Drahtgewebe ausgebildeten Elektrode gegenüber (Fig.12.30).

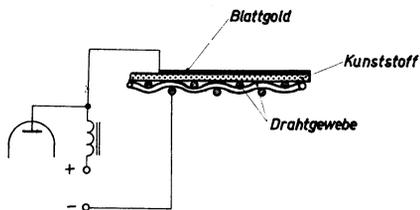


Fig.12.30. Elektrostatischer Lautsprecher mit Kunststoffdielektrikum.

Außer der Tonfrequenzspannung muß noch eine Gleichspannung angelegt werden, die den Lautsprecher polarisiert, sonst würde die doppelte Frequenz entstehen.

Ein Vorzug gegenüber dynamischen Systemen ist, daß die ganze Fläche strahlt, so daß kein Trichter erforderlich ist. Durch eine besondere Ausbildung der Elektroden wird die Fläche in kleine gleichphasig schwingende Strahlpunkte aufgeteilt, wodurch die Wirkung von Gruppenstrahlern auftritt. Somit haben elektrostatistische Lautsprecher auch für die hohen Töne eine große Breitenwirkung. Ein weiterer, großer Vorteil ist der Fortfall von Ein- und Ausschwingvorgängen, deshalb wird vor allem die Sprache naturgetreu wiedergegeben.

Der Frequenzbereich geht bei Hochtton-Zusatz-Lautsprechern von 5000-20000 Hz, bei Großlautsprechern z.B. Quad reicht er bis 45 Hz hinunter.

5. Ionenlautsprecher

In einer kleinen Luft-Funkenstrecke wird mit Hilfe hoher Wechselspannungen hoher Frequenz, ca. 10 kV, 400 kHz, die Luft in Ionen aufgespalten. Diese tanzen im Rhythmus der Tonfrequenz, welche der Hochspannung überlagert ist, hin und her und geben die Stöße als Schallwellen der umgebenden Luft weiter. Der Schall wird somit direkt in der Luft erzeugt ohne Vermittlung durch eine Membran. Damit entfallen die nachteiligen Membraneigenschaften, wie Masseträgheit, Eigenresonanzen usw.

Es ist ein Trichter nötig für die Schallführung von der kleinen Ionenquelle in ein größeres Schallfeld. Dieser müßte für tiefe Frequenzen wiederum sehr lang sein. Aus diesem Grund werden Ionenlautsprecher als Hochtöner etwa in Großanlagen verwendet.

Magnettonverfahren

Dieses magnetische Speicherverfahren beruht auf der Remanenz des Tonträgers. Obwohl das Verfahren schon ein halbes Jahrhundert bekannt ist, haben die Magnetongeräte erst seit knapp 20 Jahren allgemeine Verwendung als Heim- und Studiogeräte gefunden. Ausschlaggebend für die Brauchbarkeit der Magnettonspeicherung war die Einführung der Hochfrequenzvormagnetisierung, welche 1940 erstmals in Deutschland realisiert wurde. Anfänglich wurde als Tonträger ein Stahldraht benützt. Bedeutend vorteilhafter sind die Kunststoffbänder (Azetatcellulose, Polyvinylchlorid, Polyester u.a.m.). Auf dem Trägerband von 6,25 mm Breite und maximal ca. 47 μ Dicke ist eine magnetisierbare Schicht aus Magnetit oder hochlegiertem magnetischen Material wie Alnico u.a. von ca. 13 μ Dicke aufgegossen oder im Kunststoff eingewalzt. Das pulverförmige Magnetmaterial hat nur eine Korngröße von 0,1-1 μ . Die Teilchen sind voneinander isoliert und möglichst gleichmäßig in der Lackschicht verteilt.

Ein Magnetongerät (Fig.12.31) besteht aus folgenden Teilen:

Tonträger, Band bis 1000 m Länge bei großen Geräten, mit dem Antriebsmechanismus

Aufnahmeverstärker mit dem Sprechkopf

Wiedergabeverstärker mit dem Hörkopf

HF-Generator (30-100 kHz) zur Vormagnetisierung und Löschung.

Häufig wird für die Aufnahme und Wiedergabe der gleiche Kopf verwendet. Für den Aufnahme- und Wiedergabeverstärker, sogar auch für den HF-Generator können weitgehend die gleichen Schaltelemente verwendet werden. So weist z.B. das Geloso-Tonbandgerät G 268 (3 Bandgeschwindigkeiten, 3 Watt Ausgangsleistung) nur 4 Röhren auf inklusive magisches Band als Aussteuerindikator.

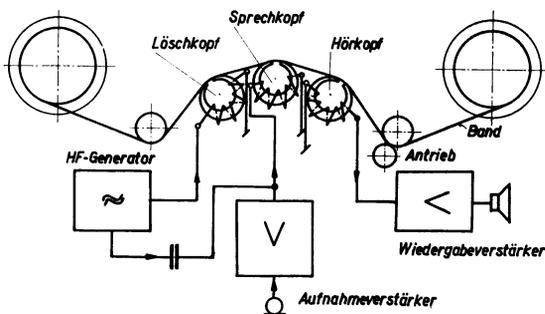


Fig.12.31. Blockschema eines Magnetongerätes.

Besprechen des Bandes

Die Tonköpfe bestehen aus einem Material hoher Permeabilität, wogegen der Tonträger eine kleinere Permeabilität haben muß, damit die Kraftlinien nur gerade beim Luftspalt in das Band eintreten. Andernfalls würde die wirksame Spaltbreite vergrößert zu Ungunsten der hohen Frequenzen. Dadurch, daß der Tonträger den Kraftlinienweg schließt, richten sich die Molekularmagnete im Band, wodurch beim Vorbeiziehen des Bandes eine Kette aneinandergereihter Stabmagnete entstehen (Fig.12.32).

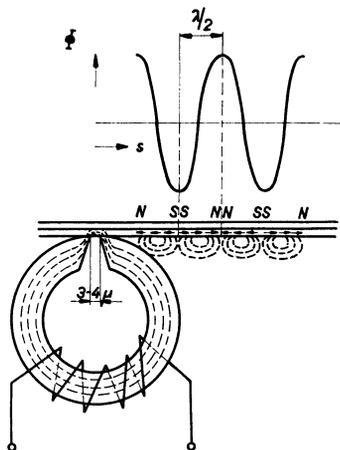


Fig.12.32. Aufsprechvorgang.

Wenn das Band den Sprechkopf verläßt, treten die Kraftlinien der Stabmagneten aus dem Band heraus. Dieser äußere Bandfluß gibt die Möglichkeit, im Hörkopf eine Spannung zu induzieren. Wenn ein sinusförmiger Magnetfluß im Sprechkopf erzeugt wird, entstehen Stabmagnete von der Länge $l = \lambda/2$, was aus Fig.12.32 deutlich

hervorgeht. Die Magnetlänge ergibt sich aus der Frequenz f und der Bandgeschwindigkeit v . Von einem Nordpol zum nächsten hat der Strom eine Periode durchlaufen, somit ist

$$\lambda = \frac{v}{f}; \text{ und die Länge eines Magnetleins } l = \frac{v}{2 \cdot f}$$

Das ergibt beispielsweise bei einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/sek. folgende Stabmagnetlängen:

$$\text{bei } 30 \text{ Hz: } l = \frac{190}{60} = 3,17 \text{ mm}$$

$$\text{bei } 5 \text{ kHz: } l = \frac{190}{10} = 19 \mu$$

$$\text{bei } 60 \text{ kHz: } l = \frac{190}{120} = 1,6 \mu$$

Die Stärke der Remanenzinduktion an der ablaufenden Kante des Sprechkopfspaltes geht aus der Magnetisierungskurve des ferromagnetischen Tonträgers hervor (Fig.12.33).

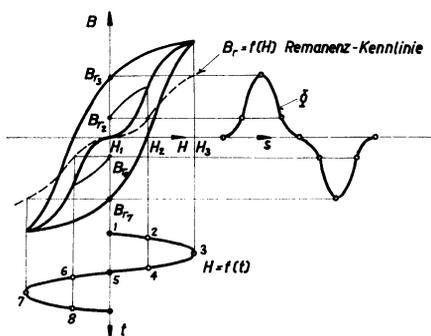


Fig. 12.33. Magnetische Induktion im Band nach der Besprechung, aber vor dem Verlassen des Kopfes.

Entsprechend der augenblicklichen Feldstärke beim Verlassen des Spaltes geht die magnetische Induktion des Bandes auf seinen Remanenzwert, zum Beispiel B_{r3} zurück. Es kann anhand der Hysteresiskurve die Remanenzkennlinie (gestrichelt) konstruiert werden, an der die sinusförmige Feldstärke-Kurve projiziert werden muß, um den Flußverlauf Φ in Abhängigkeit der Zeit oder des Bandweges s zu erhalten. Wegen der starken Anfangskrümmung der Remanenzkennlinie ist der Flußverlauf stark verzerrt. Eine Vormagnetisierung ist nötig, um den Arbeitspunkt in den geraden Teil der Remanenzkennlinie zu verlegen.

Nach dem Ablafen vom Sprechkopf, der wegen seiner hohen Permeabilität einen magnetischen Kurzschluß für das $\lambda/2$ -Stabmagnetchen bildet, treten nun die Kraftlinien aus dem Band heraus. Dieser Vorgang kommt der Einführung eines Luftspaltes in den magnetischen Kreis des Bandes gleich. Ein Luftspalt schwächt bekanntlich den Fluß, d.h. es setzt eine Selbstentmagnetisierung ein. Damit gehen alle Remanenzwerte zurück, und zwar bei den kurzen Stabmagnetlein stärker als bei den langen. Bei Stabmagneten ist die Entmagnetisierung um so größer, je größer das Verhältnis von Querschnitt zu Länge ist. Nahe beieinander liegende Pole stören sich gegenseitig stärker als weit auseinanderliegende. Auf unser Band angewendet bedeutet das, daß die Entmagnetisierung bei hoher Frequenz groß und bei tiefer Frequenz klein ist. Diese frequenzabhängige Flußschwächung bezeichnet man mit Bandflußdämpfung.

Abhörvorgang

Da auch der Hörkopf aus hochpermeablem Material besteht, wird der magnetische Kreis eines $\lambda/2$ -Bandmagnetleins beim Auflaufen sofort kurzgeschlossen. Der Bandmagnetismus wächst wieder, wenn auch nicht auf den ursprünglichen Wert bei der Besprechung. Für die zu induzierende Spannung in der Spule des Hörkopfes ist der neue Remanenzwert jedes Punktes des über dem Spalt befindlichen Bandes maßgebend (Fig.12.34).

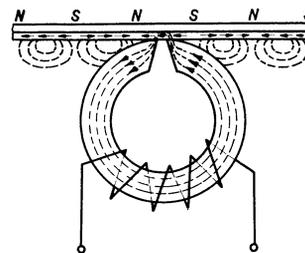


Fig. 12.34. Hörkopf, der vom Band magnetisiert wird, weil er die Kraftlinien viel besser leitet als die Luft.

Außer der Bandflußdämpfung ist auch noch die sog. Spaltdämpfung am Abfall der hohen Frequenzen schuld. Letztere tritt in Erscheinung, sobald der Luftspalt des Hörkopfes ($3-4 \mu$) nicht mehr klein im Verhältnis zur Wellenlänge ist. Dann ist nämlich der abgetastete Fluß nicht mehr proportional der Momentanwerte der Induktion, sondern des Mittelwertes der über dem Luftspalt herrschenden Induktionen. Der Mittelwert einer Sinuskurve ist aber über eine ganze Periode gleich null. Somit kann keine Spannung mehr induziert werden, wenn die Wellenlänge gleich der Spaltbreite wird. Das ist z.B. der Fall für einen 4μ -Spalt und eine Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/sek bei

$$f = \frac{v}{\lambda} = \frac{95000}{4} = 23750 \text{ Hz}$$

Die Bandflußdämpfung und z.T. auch die Spaltdämpfung wird durch eine Höhenanhebung im Aufnahmeverstärker so gut wie möglich kompensiert.

Übertragung eines NF-Signals mittelst HF-Vormagnetisierung

Der HF-Vormagnetisierung fällt die Aufgabe zu, die NF-Besprechung in ein gerades Gebiet der Remanenzkennlinie (siehe Fig.12.33) zu verlegen, damit keine Verzerrungen entstehen. Die früher benützte Gleichstromvormagnetisierung befriedigt nicht, weil infolge der magnetischen Ungleichmäßigkeit der Tonträgers das Rauschen zu stark wird, etwa -40 db gegenüber ca. -65 db bei HF-Vormagnetisierung.

Da der Luftspalt des Sprechkopfes wesentlich größer ist als die Länge eines $\lambda/2$ -Magnetleins für HF, so wird dieses beim Passieren des Luftspaltes einige Male ummagnetisiert, d.h. das magnetische Teilchen durchläuft die Hysteresisschleife (Fig.12.35) mehrmals, bis es am Spalttrand seinen Remanenzwert annimmt, der bei großer HF-Amplitude auch entsprechend groß ist. (Punkt 7 der Hysteresiskurve Fig.12.35.)

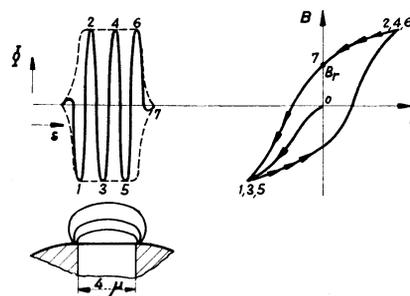


Fig. 12.35. Flußverlauf im Luftspalt des Sprechkopfes, wenn dieser mit unmodulierter HF gespeisen wird.

Eine halbe Periode später ist der Remanenzwert gleich viel negativ, eine Viertelperiode später wird er null. Das bedeutet, daß die HF auch entsprechend der Remanenzkennlinie auf das Band aufgenommen wird, genau wie die NF. Der Mittelwert der Magnetisierung, welcher beim Durchlaufen des Hörkopfspaltes maßgebend ist, ist null, auch wenn infolge magnetischer Ungleichmäßigkeiten die positiven und negativen HF-Remanenzwerte größer und kleiner werden.

Fig. 12.36 veranschaulicht das Zustandekommen des unverzerrten NF-Remanenzverlaufes bei HF-Vormagnetisierung.

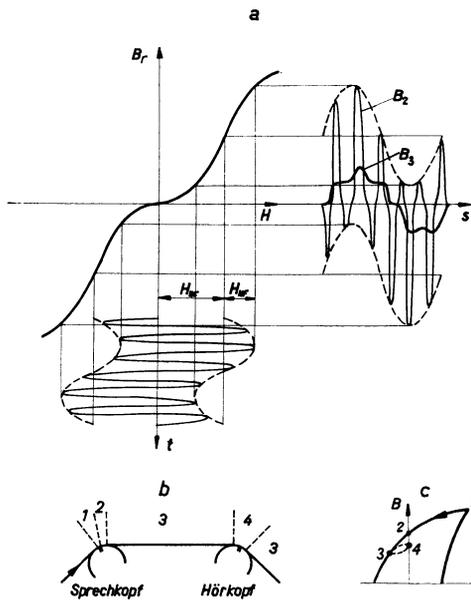


Fig. 12.36 a) Zustandekommen des Remanenzverlaufes B_2 auf dem am Sprechkopf aufliegenden Band und der unverzerrten NF-Remanenz B_3 nach der Entmagnetisierung beim Verlassen des Sprechkopfes. b) und c) Verschiedene Magnetisierungsbereiche beim Passieren des Sprech- und Hörkopfes.

Solange die Entmagnetisierung nicht eingesetzt hat (Bereich 2 der Fig. 12.36b und c) ist die HF in ihrer vollen Größe vorhanden, Kurve B_2 . Nach dem Ablauen vom Sprechkopf (Bereich 3 der Fig. 12.36b und c) ist die Selbstentmagnetisierung für HF bedeutend stärker als für die NF, so daß die HF nur noch als Riffel über der NF erscheint, Kurve B_3 . Wegen der Spaltdämpfung verschwindet dieser HF-Riffel in der Hörkopfspeicherung gänzlich. Es bleibt die unverzerrte Niederfrequenz übrig, deren Fluß an den geraden Flanken der Remanenzkennlinie entstanden ist.

Löschung der Aufnahme

Um sämtliche Remanenzinduktionen auf null zu bringen, muß über dem Spalt des Löschkopfes eine andere Feldverteilung herrschen, als über dem Sprechkopfspalt. Beim letztern soll die Feldstärke möglichst ebenso schnell sinken wie die Flanken der HF-Kurve (siehe gestrichelte Feldstärkekurve über dem Spalt, Fig. 12.35). Beim Löschkopf hingegen muß die Feldstärke allmählich abnehmen, damit der magnetische Zustand der Teilchen spiralförmig immer kleinere Hysteresiscurven durchläuft (Fig. 12.37b). Ein solcher Randverlauf wird durch Vergrößerung des Spaltes erreicht, 200–500 μ .

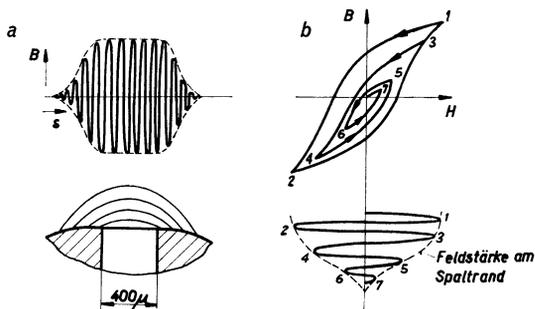


Fig. 12.37 a) Feldverlauf über dem großen Luftspalt des Löschkopfes; b) Magnetischer Zustand der Molekularmagnete beim Durchlaufen des Löschkopfspaltes.

Die Amplituden der Lösch-Hochfrequenz müssen so groß sein, daß die Sättigung (Punkt 1 in Fig. 12.37b) sicher erreicht wird, sonst ist keine vollständige Löschung der NF gewährleistet.

13. Schaltungsanalyse

Das Prinzipschaltbild eines Radioempfängers gibt Aufschluß über dessen Funktionsweise und die zu erwartende Wiedergabequalität der empfangenen Signale. Der Radioreparateur sollte anhand des Schemas nicht nur den Weg des Empfangssignals von der Antennenbuchse bis zum Lautsprecher verfolgen können, sondern er sollte auch die Aufgabe jedes einzelnen Schaltelementes erkennen. Nur dann ist es ihm möglich, einen Fehler systematisch einzugrenzen. Allerdings weist ein Empfänger bisweilen Schaltelemente auf, die keine grundsätzliche Bedeutung haben, sondern auf Grund von Erfahrungen bei der Entwicklung des Gerätes hinzugefügt worden sind.

Es ist vorteilhaft, sich beim Schemalesen an eine einheitliche Reihenfolge zu halten:

A. Allgemeiner Überblick: Art der Verstärkerelemente (Röhren oder Transistoren), Art der Stromversorgung, Empfangsbereiche, Ausbau des NF-Teiles (monaural oder Stereo), Stufenreihenfolge für AM und FM (Erstellen des Blockschemas).

B. Signalverfolgung: a) AM-Signalweg: Antennenkopplung (Ferritantenne), Vorkreis (Anzahl, Bereichumschaltung), Oszillatortyp, ZF-Verstärker (Kreiszahl, Neutralisation), Art der Demodulation (Ermittlung des Ladekondensators und des Arbeitswiderstandes, Zeitkonstante), Automatische Lautstärkeregelung (welche Stufen sind geregelt, verzögert oder unverzögert, Siebglieder, Zeitkonstante), Abstimmanzeige, NF-Verstärker (Lautstärkeregelung, Klangregulierung, Gegenkopplung).

b) FM-Signalweg: Antennenkopplung, Art der Vorstufenschaltung (Kathoden-, Zwischen- oder Gitterbasis), Oszillatorschaltung und Mischung, ZF-Verstärker (Stufen- und Kreiszahl, Neutralisation, Amplitudenbegrenzung), Demodulationsschaltung, Nachentzerrung, automatische Lautstärkeregelung, Abstimmanzeige.

C. Stromversorgung: Gleichrichter bzw. Umformerschaltung, Gleichstromwege, Beurteilung der mutmaßlichen Elektrodenspannungen.

D. Feinheiten: KW-Banddehnung, automatische Scharf-
abstimmung, Fernbedienung usw.
Als Beispiel von Schaltungsbesprechungen sollen im folgenden 3 Empfänger untersucht werden.

1. Grundig-Micro-Boy 202, Fig. 13.01, Seite 54

Allgemeiner Überblick:

Es handelt sich um einen ähnlichen Transistor-Kleinsuper wie der Typ Solo-Boy gemäß Fig. 3.07 (siehe Kapitel Empfängerprinzipien). Als Stromquelle dienen beim Micro-Boy drei Zellen à 1,5 V, also total 4,5 V. Der Empfänger hat 2 AM-Bereiche, nämlich Mittel- und Langwellen. Der 2-stufige NF-Verstärker besitzt eine Gegentaktendstufe. Das Blockschema, Fig. 13.02 entspricht demjenigen des Solo-Boys (Fig. 3.07a).

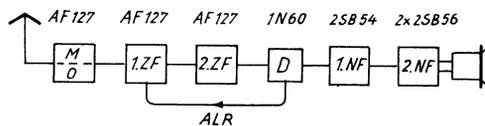


Fig. 13.02. Blockschema Grundig Micro-Boy 202.

Signalverfolgung:

Die eingebaute Ferritantenne enthält zwei verschiebbare (abstimmbare) Vorkreisspulen und 2 Verlängerungsspulen mit Anzapfungen. C4 ist der VK-Drehkondensator. Von den Spulenabgriffen gelangt das Eingangssignal an die Basis des 1. Transistors. Alle Transistoren haben Emittergrundschialtung.

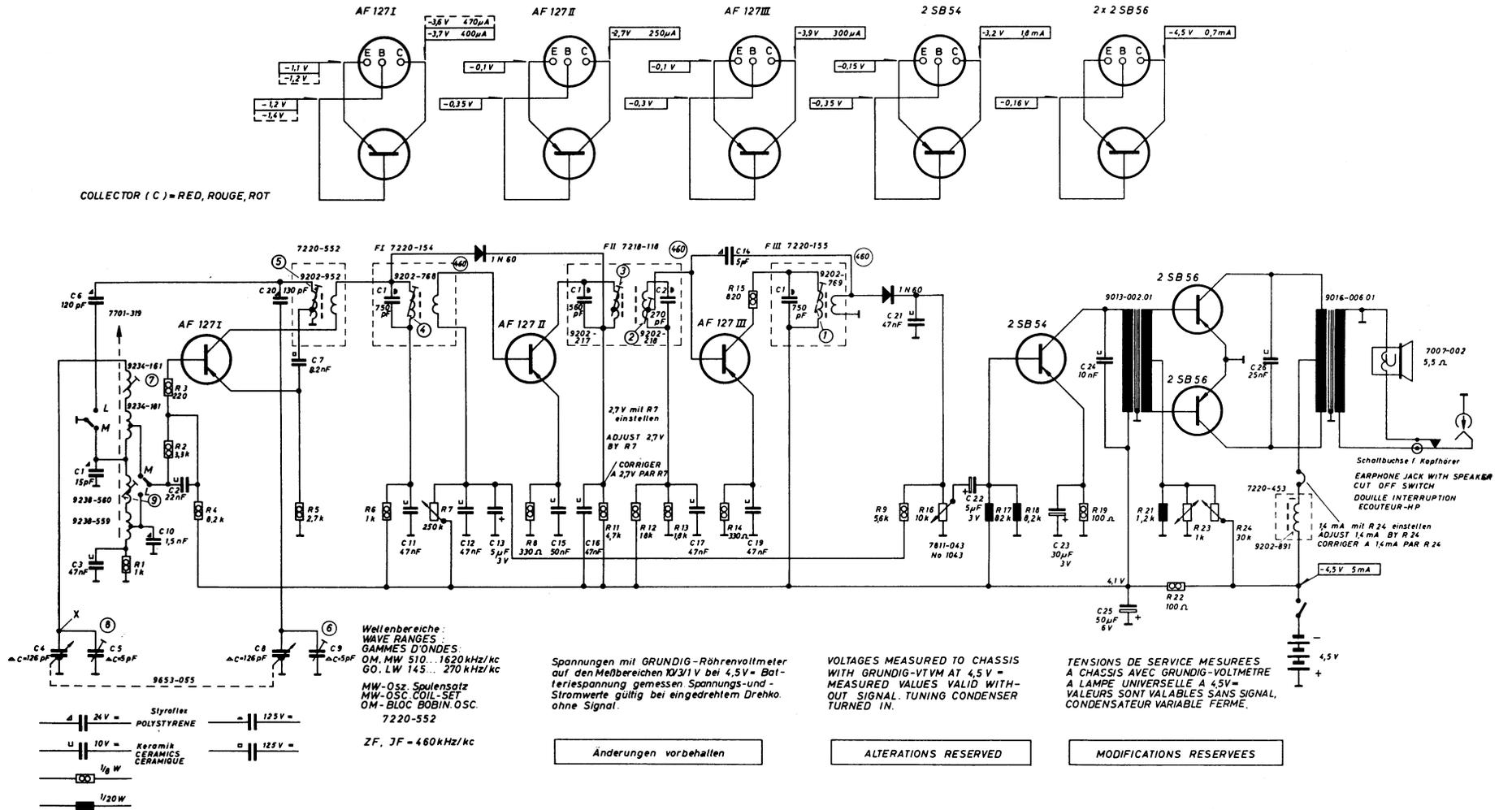


Fig. 13.01 Prinzipschema Grundig-Micro-Boy 202.

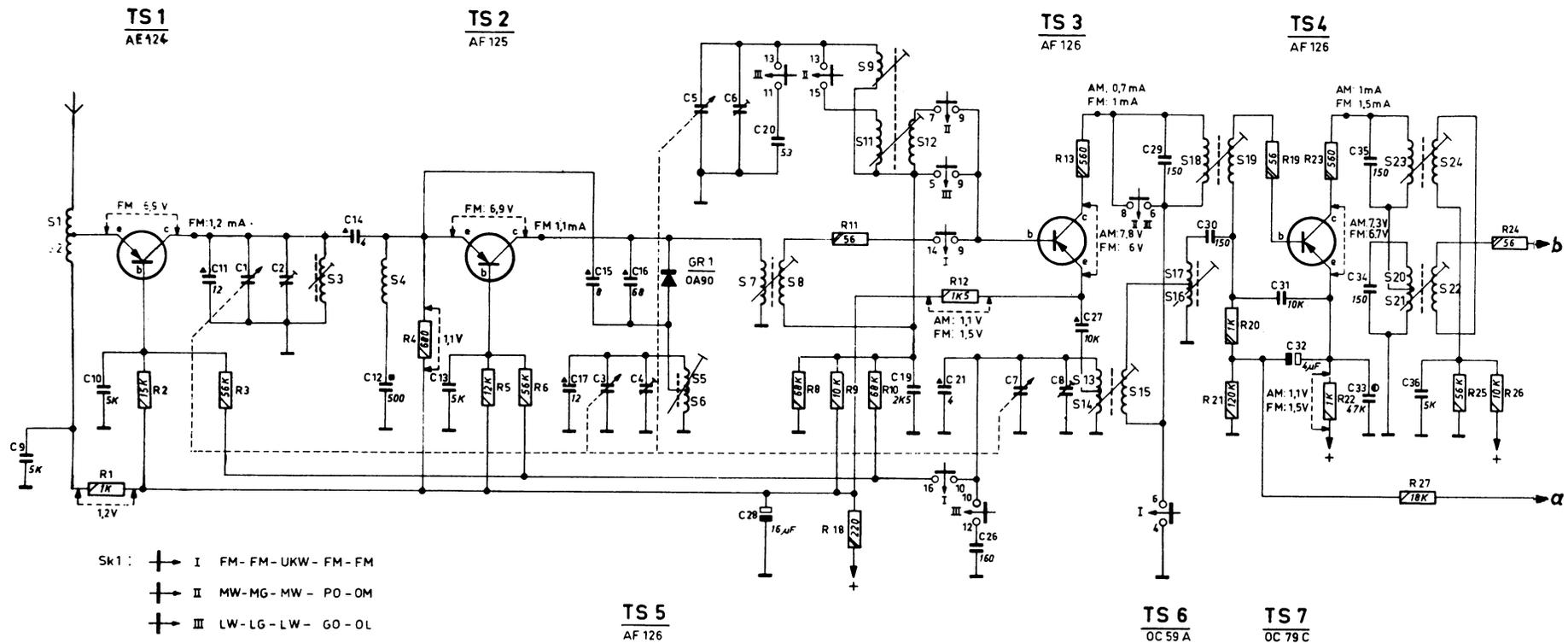


Fig. 13.03 Prinzipschema
Philips-Taschenempfänger Nanette

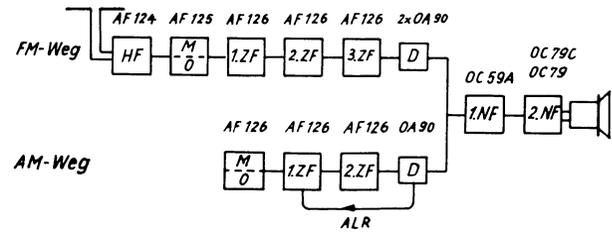


Fig. 13.04 Blockschema
Philips-Taschenempfänger Nanette

* R40: 270-300-330-360-390 Ω

Der Oszillatorkreis besteht aus der Spule 5, C20 als Pad-ding kondensator und dem Drehkondensator C8 mit dem Trimmer C9. Bei Langwellen wird C6 = 120 pF parallel zur Spule geschaltet. Der Oszillatorkreis liegt mit seiner Anzapfung am Emitter, die Rückkopplungsspule am Kollektor. Die Schaltung entspricht einem Meißner-oszillator.

Ein Teil der Oszillatorspannung liegt an R5, d.h. zwischen Emitter und Chassis, zwischen Chassis und Basis liegt ein Teil der Eingangsspannung. Beide Spannungen sind somit in Serie geschaltet, wodurch die additive Mischung zustande kommt.

Der 1.ZF-Kreis 460 kHz enthält die Spule 4. Die 2.ZF-Stufe arbeitet auf ein Bandfilter mit den Spulen 3 und 2, der letzte Kreis enthält die Spule 1 (numeriert in der Reihenfolge des Abgleichens). Die letzte Stufe ist neutralisiert, C14 = ca.5 pF. Aus Anpassungsgründen sind die Transistoren transformatorisch an die Schwingkreise angekoppelt.

Die Demodulation ist eine übliche Diodenserieschaltung mit C21 = 47 nF als Ladekondensator und dem Lautstärkereglern R16 parallel R9 als Arbeitswiderstand. Die Zeitkonstante beträgt somit ca. 20 μ s.

Am Lautstärkereglern wird die positive Regelspannung gewonnen und über das Siebglied R9, C13 an die Basis des 1.ZF-Transistors geführt. Die Siebzeitkonstante beträgt 28 ms. An R7 wird die Ruhearbeitspannung dieses Transistors eingestellt. Außer dieser unverzögerten Regelung bewirkt die Diode 1N60 am heißen Ende des 1. ZF-Kreises noch eine verzögerte Lautstärkeregelung, indem diese Diode bei einer bestimmten Signalstärke leitend wird und den 1. ZF-Kreis dämpft.

Die NF gelangt vom Lautstärkereglern über C22 an die Basis des 1. NF-Transistors und dann über den Treibertransformator an die Gegentaktendstufe. Die Arbeitspunkteinstellung der Endtransistoren geschieht mit R24. Der selbstregelnde Widerstand R23 besorgt die Temperaturkompensation bzw. die Stabilisierung des Arbeitspunktes.

Stromversorgung:

Der + Pol der 4,5-V-Batterie liegt am Chassis. Die Vorstufen sind mit einem RC-Glied 100 Ω 50 μ F von der Endstufe entkoppelt, damit Dynamikunterschiede keine Spannungsschwankungen verursachen. Die Transistorspannungen und Ströme sind im Schema Fig.13.01 oberhalb des kompletten Schaltbildes ersichtlich.

Finissen:

Eine Schaltbuchse auf der Sekundärseite des Ausgangstransformators ermöglicht die wahlweise Anschaltung eines Kopfhörers, wobei der eingebaute Lautsprecher abgeschaltet wird.

2. Philips-Taschenempfänger, Nanette, Fig.13.03, Seite 55

Allgemeiner Überblick

Es ist auch ein Transistor-Kleinsuper und zwar mit einem UKW-Bereich. Als Stromquelle dient eine 9 V-Batterie. Der AM-Teil ist für Mittel- und Langwellen ausgelegt. Der NF-Teil weist eine transformatorlose Endstufe auf. Das Blockschema zeigt die Fig.13.04.

Signalverfolgung:

AM-Weg: Die eingebaute Ferritantenne enthält drei Vorkreisspulen. Bei Mittel sind die Spulen S9 und S11 parallelgeschaltet, S12 bewirkt die gegeninduktive Vorkreisankopplung an den Mischtransistor AF 126. Bei Lang ist der Vorkreis niederohmig mit kapazitiver Stromkopplung (C19) an den Transistor angekoppelt. Die Bereichumschaltung geschieht einerseits durch die Parallelschaltung der Spulen und andererseits durch Zuschaltung des Parallelkondensators C20.

Der Oszillator ist eine normale Rückkopplungsschaltung, der Oszillator-Schwingkreis liegt am Emitter des Mischtransistors AF 126. Aus Anpassungsgründen ist die Oszillatordspule S13/14 unterteilt. Die Bereichumschaltung

auf Lang geschieht durch Zuschaltung eines Parallelkondensators C26 = 160 pF.

Der 2-stufige ZF-Verstärker, 452 kHz weist drei abgestimmte Kreise auf mit je einem Schwingkreiskondensator 150 pF. Der 1.ZF-Kreis bestehend aus S16/17 und C30 ist galvanisch mittelst kapazitiver Stromkopplung an den Transistor TS 4 angekoppelt, während die übrigen Kreise das Signal in üblicher Weise transformatorisch weitergeben.

Der AM-Seriedemodulator besteht aus der Diode GR2, dem Ladekondensator C41 und der Serieschaltung von R31 und R34 als Arbeitswiderstand.

Am 10 k Ω -Lautstärkereglern wird die positive Regelspannung abgegriffen und mit R27 C32 gesiebt. Die Zeitkonstante dieses Gliedes beträgt ca.80 ms. Diese ALR ist unverzögert. Geregelt ist die erste ZF-Stufe.

Die NF gelangt vom Lautstärkereglern über C47 an die Basis des NF-Transistors TS 6. Das verstärkte NF-Signal steuert die beiden Basen der Endtransistoren an. OC 79C ist ein npn-Transistor. Das Transistorpaar speist den 100 Ω -Lautsprecher direkt über den Kopplungskondensator C50. Die Endtransistoren arbeiten wechselstrommäßig parallel, gleichstrommäßig aber sind sie in Serie geschaltet.

FM-Weg: Vom Dipolstab gelangt das Signal über die Spule S1 an den 1.Transistor in Basisgrundschrift. Der abstimmbare Vorkreis liegt am Kollektor. Der 2. Transistor, ebenfalls in Basisgrundschrift, arbeitet als selbstschwingende, additive Mischstufe. Der Oszillator ist eine Colpittschaltung, C15 und die Emitter-Basiskapazität bilden die Rückkopplung.

Der 1.ZF-Kreis des 3-stufigen ZF-Verstärkers 6,75 MHz besteht aus S7 und der Schalt- und Transistor-Kapazität. Der 2. Kreis besteht aus S18 und C29, der 3. aus S23 und C35, der 4. aus S25/29 und C38.

Von S29 wird das Signal lose auf den Diskriminatorkreis S28/27-C45 gekoppelt, wogegen die eng gekoppelte Spule S26 die Primärspannung gleichphasig an die beiden Dioden GR 3 und GR 4 des Verhältnissgleichrichters bringt. Die an C44 auftretende NF-Spannung gelangt über C43 an den Lautstärkereglern R34.

Eine verzögerte automatische Lautstärkeregelung bewirkt die Diode GR1, welche dem 1.ZF-Kreis parallel liegt. Sie öffnet bei großen Signalen und dämpft dann den Kreis.

Stromversorgung:

Im Gegensatz zum vorher besprochenen Transistorempfänger Grundig Micro-Boy liegt der - Pol der 9-Volt Batterie am Chassis. Der 64 μ F-Pufferkondensator hält die Spannung bei Dynamikspitzen konstant. Eine Entkopplung der Vorstufen in Form eines RC-Gliedes fehlt bei diesem Empfänger.

Finissen:

Der Empfänger besitzt einen separaten Kopfhöreranschluß. Beim Einfügen des Kopfhörersteckers schaltet der Lautsprecher ab.

3. Sondyna-Empfänger mit Stereo-Einbauteil, Fig.13.05, Seite 57

Allgemeiner Überblick:

Dieser Netzanschluß-Empfänger mit 7 Röhren einschließlich Abstimmzeiger besitzt 5 Empfangsbereiche: UKW, KW, MW, LW, sowie HF-TR. Der NF-Verstärker ist beim Grundgerät einkanalig, kann aber auf Wunsch des Kunden mit einem Stereozusatzteil ausgerüstet werden. Die Stufenfolge für AM und FM zeigt das Blockschema Fig.13.06, Seite 58

Signalverfolgung:

AM-Weg: Wenn eine gute Außenantenne für UKW (Dipol) vorhanden ist, wird die Lasche in die im Schema gezeichnete Stellung, d.h. an die Klemmen a b gebracht, so daß das Signal via Antennenbuchse 1 an die Antennenbuchse 4 gelangt. An diese Buchse wird auch die KML-Außenantenne angeschlossen, falls eine solche vorhanden ist. In diesem Fall würde die Lasche an b c gelegt. In

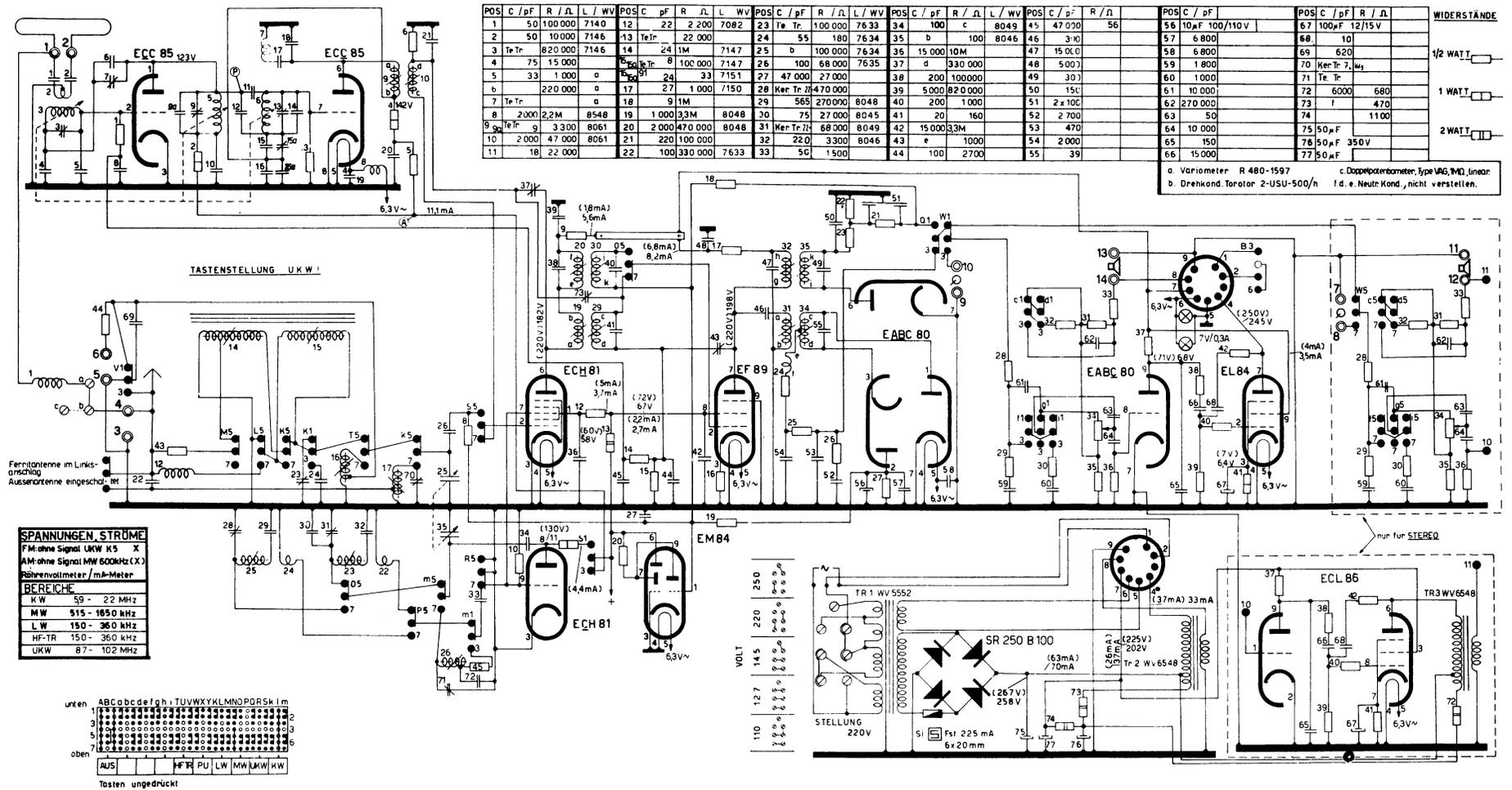


Fig. 13.05. Sondynaempfänger, Prinzipschaltbild.

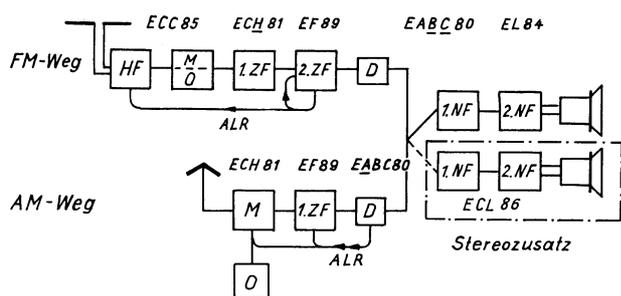


Fig. 13.06. Blockschema des Sondyna-Empfängers.

der gezeichneten Bereichschalterstellung gelangt das HF-Signal an den Abgriff der Mittelwellen-Vorkreissspule 14, welche sich auf dem Ferritantennenstab befindet. Die Langwellen-Vorkreissspule 15 liegt der MW-Spule parallel, wodurch ein zweckmäßiges LC-Verhältnis und eine hinreichende Bandbreite erzielt wird. C23 ist der VK-Trimmer Mittel und C25 der VK-Drehkondensator. Bei LW gelangt das Signal über die Antennenverlängerungsspule 12 an die Spulen 14 und 15. Diese beiden VK-Spulen auf dem Ferritstab sind nun in Serie geschaltet, wobei die Einspeisung bei der Zusammenschaltung von Spule 14 mit 15 geschieht.

Das HF-TR-Signal gelangt von der Antennenbuchse 6 an den Abgriff der separaten VK-Spule 16.

L17 ist die KW-VK-Spule. Auch sie wird beim Abgriff gespiesen.

Wenn die drehbare Ferritantenne aus dem Linksanschlag gelöst und damit in Betrieb genommen wird, was nur für die Empfangsbereiche Mittel oder Lang in Frage kommt, so liegt die Außenantenne über den unteren Teil der KW-Spule 17 an Masse. Damit kommt erst die volle Richtwirkung der Ferritantenne zur Geltung.

Der Oszillator mit den Spulen 25 für MW und 23 für LW ist ein normaler Meißnergenerator mit anodenseitigem Schwingkreis. C29 und C32 sind die Paddingkondensatoren, C28 und C31 die Trimmer. Auch der KW-Oszillator mit der Spule 26 ist ein Meißnergenerator, wobei allerdings die Rückkopplungsspule nicht wie üblich direkt auf Masse geht, sondern über den Paddingkondensator C72. Damit wird eine gleichbleibende Oszillatoramplitude über den ganzen KW-Bereich erzielt. Diesem Zweck dient auch der kleine Dämpfungswiderstand R45 (56 Ohm) in Serie zur Rückkopplungsspule.

Die durch multiplikative Mischung in der ECH 81 entstandene Zwischenfrequenz (470 kHz) gelangt durch das 1. Bandfilter (Spulen 20 und 30) zum Gitter der Zwischenfrequenzröhre EF 89, dann über das 2. Bandfilter (Spulen 32 und 35) zur Demodulationsdiode.

Die Demodulation erfolgt mit einer normalen Dioden-serieschaltung, C50 ist der Ladekondensator, R22/23 der Arbeitswiderstand. Unter Berücksichtigung des Siebwiderstandes R21 ergibt sich eine Demodulationszeitkonstante von ca. 30 μ s.

Die Regelspannung zur unverzögerten ALR wird am HF-Siebwiderstand R21 abgegriffen und mit R18/C27 von der NF befreit (Zeitkonstante 47 ms). Sie regelt die ZF- und die Mischröhre und steuert auch die Abstimmanzeigeröhre.

Die NF gelangt über R28 und C61 an den Klangblendenschalter und den Lautstärkereger R34. Die NF-Vorröhre speist in RC-Kopplung das Gitter der Endröhre. Zwei Spannungsgegenkopplungen sorgen für einen verzerrungsarmen Betrieb und für einen zweckmäßigen Frequenzgang. Der eine Gegenkopplungskanal führt von der Anode der Endröhre über R42, C68 zum Gitter zurück, der andere von der Sekundärseite des Ausgangstransformators in den Gitterstromkreis der Vorröhre. Dieser Kanal ist in die Klangregulierung einbezogen (Kontakte c und d des Klangblendenschalters).

FM-Weg: Der UKW-Baustein enthält die HF-Vor- und die Mischstufe (Doppeltriode ECC 85). Der Antennenkreis L3, der Vorkreis L5 und der Oszillator L6 sind mit einem 3-gang-Variometer abstimbar. Die Vorstufe in Kathoden basisschaltung ist mit C6/7 neutralisiert.

Der UKW-Oszillator ist eine normale Meißnerschaltung. Die Zuführung des Eingangssignals zwecks additiver Mischung erfolgt über eine kapazitive Oszillatorbrücke C11, C12 an einer Stelle, wo die Oszillatorspannung gegen Chassis minimal ist. Dadurch wird verhindert, daß das starke Oszillatorsignal über die HF-Vorstufe auf die Antenne zurückstrahlt.

Zwecks Erhöhung der Mischverstärkung ist die Mischtriode ZF-rückgekoppelt, indem vom Ende b der ersten ZF-Spule etwas Spannung in den Fußpunkt des Oszillatorkreises und somit zum Gitter der Mischröhre zurückgeführt wird. Diese Maßnahme hebt die Kreisdämpfung durch die speisende Triode mit ihrem kleinen Innenwiderstand auf.

L10 ist die Sekundärspule des 1.ZF-Bandfilters. C wird durch die Röhrenkapazität repräsentiert. Der zweistufige ZF-Verstärker ist in üblicher Weise bandfiltergekoppelt, wobei je der 1.ZF-Kreis jedes Filters außer der Röhrenkapazität keinen Schwingkreis Kondensator aufweist. Sowohl die ECH 81 als auch die EF 89 begrenzen bei FM die Amplitude durch die Gitterströme, welche an R6 die Vorspannung für die ECH 81 und an R15 diejenige für die EF 89 erzeugen. Diese letztere Vorspannung regelt auch die HF-Triode im UKW-Bauteil. Dadurch wird eine Übersteuerung der Mischstufe bei starkem Eingangssignal vermieden.

Der ZF-Verstärker ist mit C43, C37 und C73 neutralisiert. Dadurch wird erreicht, daß die ZF-Durchlaßkurve weitgehend unabhängig von der Signalstärke, bzw. der Regelung bleibt. Der gleichen Maßnahme dient auch der kleine Katodenwiderstand R16, welcher eine geringe Stromgegenkopplung bewirkt, da er kapazitiv nicht überbrückt ist.

L34 gehört zum Diskriminator. Es handelt sich um einen unsymmetrischen Verhältnisgleichrichter (Ratiodektor). An C54 bildet sich die NF-Spannung aus. R25 mit C53 dient der Nachentzerrung (Höhensenkung). Die Zeitkonstante beträgt ca. 50 μ s und entspricht somit der Vorentzerrung im Sender.

Am Arbeitswiderstand der Dioden R27 wird die negative Steuerspannung für die Abstimmanzeigeröhre gewonnen.

Stromversorgung:

Ein Grätzgleichrichter erzeugt die nötige Gleichspannung von 270 V. Die ungesiebte Spannung am Ladekondensator C75 wird über den Ausgangstransformator der Anode der Endröhre zugeführt. Die verlängerte Primärwicklung des Ausgangstransformators wird vom restlichen Gleichstrom durchflossen und bewirkt eine Brummkompensation. R73/74 mit C76/77 ist ein zweigliedriges Brummfilter. Von C77 aus werden die Schirmgitter der Endröhre sowie die Anoden und Schirmgitter aller andern Röhren gespiesen.

Die Endröhre weist eine automatische Gittervorspannungserzeugung mittelst Katodenwiderstand auf (ca. -7 V). Die Gittervorspannung der NF-Vorröhre entsteht durch den Gitteranlaufstrom am hochohmigen Gitterableitwiderstand (10 M Ω).

Finissen:

Der Stereoteil bezieht sich nur auf die Schallplattenwiedergabe. Beim Radioempfang arbeiten beide NF-Kanäle parallel, so daß die Ausgangsleistung entsprechend größer ist. Interessant ist, daß beide Kanäle hinsichtlich Röhren ungleich sind, der Zusatzkanal weist eine 9W-Endpentode ECL 86 auf, der andere Kanal besitzt eine 12 W-Endpentode EL 84. Der Unterschied wirkt sich praktisch kaum aus, da beim Stereo-Heimbetrieb die EL 84 kaum je ausgelastet sein wird.

Da auch die monauralen Geräte schon mit Doppelpotentiometern ausgerüstet sind, läßt sich der nachträgliche Einbau des Stereozusatzes sehr einfach bewerkstelligen. Man mag im Schema Fig. 13.05 dieses Spitzen-Rundfunkgerätes die Anschlußbuchsen für ein Tonbandgerät (Diodenausgang) vermissen. Heute besitzen aber alle Sondynageräte einen solchen Anschluß; er wurde lediglich im Schema noch nicht nachgetragen. - Als Vorteil für den Service kann die Trennungsmöglichkeit des Netztes mittels des 9-pol-Steckers gewertet werden.

Anhang I: Erkenntnisfragen

(Außer den vorstehend behandelten Kapiteln ist in den Erkenntnisfragen auch die Röhren- und Halbleitertechnik einbezogen.)

Röhren

1. Welches Material dient zur Herstellung direkt geheizter Kathoden?
2. Welches Zusatzmaterial verbessert die Emissionsfähigkeit von Reinmetalkathoden?
3. Welches sind die Vor- und Nachteile der indirekt geheizten Kathoden gegenüber den direkt geheizten?
4. Wozu dient die Getterpille im Innern eines Röhrenkolbens?
5. Was hat es zu bedeuten, wenn ein Gitter mit ungleichmäßiger Steigung ausgeführt ist?
6. Weshalb wirkt eine Elektronenröhre als Ventil?
7. Was bedeutet bei der Kennzeichnung europäischer Röhren der erste Buchstabe?
8. Welche Buchstaben kommen an zweiter Stelle vor und was bedeuten sie?
9. Was bringt die Zahl hinter den Buchstaben zum Ausdruck?
10. Wie werden die einzelnen Röhrenelektroden mit einem Kurzzeichen beschriftet?
11. Welche drei Bereiche kann man bei einer Diodenkennlinie unterscheiden?
12. Welche Form hat eine ideale Gleichrichter-Kennlinie?
13. Welcher Röhrenkennwert läßt sich aus einer einzigen Ia/Ug-Kennlinie ermitteln?
14. Welcher Kennwert läßt sich aus einer einzigen Ia/Ua-Kennlinie ermitteln?
15. Wie heißen die Definitionsformeln aller charakteristischen Röhrenkennwerte?
16. Welcher Zusammenhang besteht zwischen den Röhrendaten?
17. Wozu dient das Schirmgitter einer Tetrode?
18. Welche betrieblichen Nachteile hat die Tetrode gegenüber der Pentode?
19. Wozu dient das Bremsgitter einer Pentode?
20. Welche Form weist die Ia/Ua-Kennlinie einer Pentode auf?
21. In welcher Größenordnung sind bei einer HF-Pentode die Steilheit, der Innenwiderstand und die Anoden-Gitterkapazität?
22. Wie groß sind bei Endpentoden die Steilheit und der Innenwiderstand ungefähr?
23. Was ist die Folge der Übersteuerung von Röhren?
24. In welchen Empfängerstufen werden Regelröhren eingesetzt und zu welchem Zweck?
25. Wie äußert sich eine gleitende Schirmgitterspannung auf den Verlauf der Ia/Ug-Kennlinie?
26. Wie ist im Prinzip eine Abstimmanzeigeröhre aufgebaut und wie ist deren Arbeitsweise?
27. Welche Einflüsse machen sich bei Röhrenverstärkern nachteilig bemerkbar, wenn hohe Frequenzen über 50 MHz verstärkt werden sollen?
28. Bis zu welchen Frequenzen läßt sich eine Scheibentriode verwenden?
29. Welche Röhrentypen werden als Laufzeitröhren bezeichnet?
30. Wie kann bei einer Bildröhre der Strahl gebündelt werden?
31. Wie wird die Helligkeit einer Elektronenstrahlröhre verändert?
32. Auf welchen photoelektrischen Effekten beruhen die lichtelektrischen Wandler?
33. Wie ist eine Photodiode aufgebaut und welche Zusatzelemente sind zum Betrieb nötig?
34. Welche lichtelektrischen Wandler sind speziell empfindlich und welche sind speziell trägheitslos?
35. Was zeichnet die gasgefüllten Gleichrichteröhren gegenüber Hochvakuumröhren aus?
36. Was versteht man unter Stoßionisation?
37. Weshalb ist zum Betrieb einer gasgefüllten Diode oder Triode in der Regel ein Seriewiderstand nötig?
38. Was ist eine Ignitronröhre und wozu wird sie hauptsächlich verwendet?
39. Wie arbeitet ein Geiger-Müller-Zählrohr?
40. Wozu dienen Thyatronröhren und wie werden sie gesteuert?
41. Wie kommt die Eigenleitung bei reinem Germanium und Silizium zustande?
42. Wieviel wertig ist Germanium und Silizium?
43. Welche Aufgaben haben Akzeptoren und Donatoren, die in die Halbleiter eingebaut werden?
44. Was für eine elektrische Eigenschaft hat ein sog. p-n-Übergang?
45. In welcher Richtung sperrt ein Kristallgleichrichter?
46. Was versteht man unter Zenerspannung?
47. Wie heißen die Anschlüsse eines Transistors?
48. In welcher Größenordnung und Polarität sind die an einen p-n-p-Transistor anzulegenden Gleichspannungen?
49. Welche Transistor-Grundschialtung entspricht der normalen Röhrenschaltung mit Gitter-Kathoden-Steuerung?
50. Weshalb muß die n-Schicht eines p-n-p-Transistors sehr dünn sein?
51. Was wird mit der Stromverstärkung eines Transistors ausgedrückt?
52. Was versteht man unter der Kniespannung im Ic/Uce-Kennlinienfeld?
53. Welche Maßnahmen dienen der Stabilisierung des Arbeitspunktes bei Erwärmung?

Antennen und Netzanschluß

54. Weshalb ist ein geschlossener Schwingkreis nicht strahlungsfähig?
55. Wie ist die Strom- und Spannungsverteilung bei einer Dipolantenne?
56. Weshalb hat man bei einer Dipolantenne eine elektrische und eine physikalische Länge zu unterscheiden?
57. Wovon hängt der Verkürzungsfaktor eines Dipols ab?

58. Wie groß ist ungefähr der Anschlußwiderstand eines einfachen Dipols und eines Faltdipols?
59. Welche konstruktiven Möglichkeiten bestehen zur Anpassung eines Faltdipols an eine niederohmige Antennenableitung?
60. Was bewirken Reflektoren und Direktoren bei Empfangsdipolen?
61. In welchem Sinn verändern Zusatzstrahler den Fußpunkt-widerstand der Antenne?
62. Welche Bauformen von Dipol-Empfangsantennen ermöglichen einen Rundempfang?
63. Auf welche Weise läßt sich eine Kurz-Mittel-Lang-Antenne an die Eingangsstufe des Empfängers ankoppeln?
64. Wo liegt normalerweise die Antennenresonanzfrequenz bei Mittel- und Langwellen in bezug auf die Empfangsfrequenz?
65. Mit welcher Eingangsspannungsüberhöhung kann bei Mittel- und Langwellenempfang gerechnet werden?
66. Welchen Zweck erfüllen allfällig zwischen Antennenbuchse und Ankopplungsspule liegende HF-Spulen?
67. Was versteht man unter «wirksamer Antennenhöhe»?
68. Wie arbeitet eine Ferritantenne und welche Eigenschaften unterscheiden sie von einer Stabantenne?
69. Was versteht man unter Wellenwiderstand eines Antennenkabels?
70. Welchen Zweck haben Symmetrierglieder bei Antennenableitungen zu erfüllen?
71. In welchen Fällen sind für KML-Antennen Übertrager nötig?
72. Wie groß sind normalerweise die Eingangswiderstände des Empfängers bei UKW und bei Mittel- und Langwellen?
73. Wie können UKW und KML-Antennen auf die gleiche Antennenableitung geschaltet werden?
74. Wie äußern sich Reflexionen in einer Antennenanlage und wie werden solche vermieden?
75. Darf man zum Anschluß eines Empfängers an das Lichtnetz Fassungsteckdosen (sog. Schraubstecker) verwenden?
76. Ist ein konzessionierter Radio-Installateur berechtigt, Wandsteckdosen für den Netzanschluß zu montieren?
77. Sind Agraffen für die Befestigung von Netzkabeln gestattet?
78. Wie weit muß ein Netzanschluß-Empfänger von einer geerdeten Anlage entfernt sein?
79. In welche Kategorien werden Antennen eingereiht?
80. Wann fällt eine Antenne in die Kategorie B?
81. Darf man Antennen ohne weiteres auch am Kamin befestigen?
82. Wie hoch über Boden darf eine Autoantenne höchstens sein?
83. Darf man elektrische Starkstromleitungen überkreuzen?
84. Welchen Abstand muß eine Antenne von einer Starkstromleitung haben?
85. Welcher Mindestabstand müssen Antennenzuleitungen von elektrischen Hausinstallationsleitungen haben?
86. Wie sollen Antennenzuführungen unter Putz verlegt werden, was ist bei Richtungsänderungen zu beachten?
87. Was ist eine Betriebserdleitung?
88. Aus welchem Drahtmaterial soll eine Betriebserdleitung bestehen und wie groß soll der Querschnitt sein?
89. Welche Erdelektroden dürfen für die Betriebserde benützt werden?
90. Welche Antennen müssen einen Blitzschutzapparat haben?
91. Wann erübrigt sich bei Außenantennen ein Blitzschutzapparat?
92. Wie groß ist die geschützte Zone einer Stabantenne mit geerdetem Mast?
93. Wo wird ein Blitzschutzgerät montiert?
94. Darf eine Antennen-Anlage mit der Blitzschutzeinrichtung des Gebäudes verbunden werden?
95. Gibt es Bestimmungen über Balkon-Antennen?
96. Woraus besteht ein Blitzschutzgerät für B-Antennen im Bereich von Starkstromleitungen?
97. Was für Leitermaterial und was für ein Durchmesser wird für Schutzerdleitungen verwendet?
98. Darf man Dachrinnen und Ablaufrohre als Erde verwenden?
99. Wie groß muß eine Erdelektrodenplatte mindestens sein?
100. Darf die Schutzerdleitung auch an die Zentralheizung angeschlossen werden?
101. Wie groß darf der Übergangswiderstand jeglicher Erdleitung höchstens sein?
102. Welche Höchstspannung ist für Netzanschlußempfänger gestattet?
103. Sind Netzverlängerungskabel gestattet? Welche Vorschriften gibt es darüber?
104. In welchen Fällen ist eine Betriebserde vorgeschrieben?
105. Darf ein Antennenverstärker auf eine Holzwand montiert werden?
106. Wie sind Durchführungen durch Wände und Fußböden auszuführen?
107. Was ist ein Gegengewicht?

Ausbreitungserscheinungen der Radiowellen

108. Was versteht man unter Reflexion, Absorption und Interferenz von Radiowellen?
109. Auf welchem Wellenbereich machen sich Gewitterstörungen in großer Entfernung besonders bemerkbar?
110. Mit welchen Reichweiten der Oberflächenstrahlung kann bei Kurz-, Mittel- und bei Langwellen etwa gerechnet werden?
111. Weshalb ist die Reichweite von Mittelwellen tagsüber und nachts verschieden?
112. Wie kommt ein Nahfading zustande?
113. Bei welchem Wellenbereich treten tote Zonen auf und weshalb?
114. Wie sind Echoeffekte bei Radioübertragungen erklärlich?
115. Was versteht man unter «Überreichweite»?
116. Wie ist der Zusammenhang zwischen Frequenz und Wellenlänge?
117. Welche Frequenzspektren umfassen folgende Rundfunkbereiche: a) Langwellen, b) Mittelwellen, c) Kurzwellen, d) Ultrakurzwellen?
118. Was versteht man unter einem Frequenzband bei Kurz- und Ultrakurzwellen?
119. Welche Kurzwellenbänder dienen der Radioübertragung?
120. Welches UKW-Band dient der FM-Rundfunkübertragung?
121. Wie sind die Fernsehbander numeriert und welche Frequenzbereiche umfassen sie?
122. Was versteht man unter einem Kanal?
123. Wieviele Kanäle sind im Fernsehband I untergebracht und wieviele im Band III?

Empfänger-Schaltungsprinzipien

124. Wie groß ist ungefähr die gesamte Spannungsverstärkung eines Radioempfängers?
125. Wie groß ist ungefähr die 9-kHz-Trennschärfe eines AM-Empfängers?
126. Wie groß ist ungefähr die Niederfrequenzleistung eines Empfängers?
127. Wieviele Röhren besitzt ein 2-Kreis-Geradeempfänger mit rückgekoppeltem Audion?
128. Welches sind die Nachteile der Geradeauschaltung gegenüber der Superschaltung?
129. Was ist das Kennzeichen eines Reflex-Empfängers?
130. Wieviele abgestimmte Kreise weist ein AM-Super in der Regel auf?
131. Aus welchen Stufen besteht ein AM-Super mit normaler Röhrenschaltung?
132. Was für Stufen hat in der Regel ein AM-Transistorempfänger?

Demodulation

133. Welche Schaltelemente weist jede Demodulationsschaltung auf?
134. Wie groß soll die Zeitkonstante des RC-Gliedes sein?
135. Was für HF-Gleichrichter kommen für die Demodulation in Frage?
136. Welche Nachteile hat die Diodenparallelschaltung gegenüber der Serieschaltung?
137. Woran ist eine Demodulationsschaltung mit Anodengleichrichter zu erkennen?
138. Welches sind die Merkmale einer Gittergleichrichtung?
139. Weshalb wird der Diodengleichrichter oft nicht vom ganzen ZF-Kreis gespiesen, sondern vom angezapften?
140. Wovon hängt die maximale Amplitudenmodulationstiefe ab, welche noch verzerrungsfrei demoduliert werden kann?
141. Worin unterscheidet sich der FM-Demodulator vom AM-Demodulator?
142. Was ist das schaltungsmäßige Kennzeichen eines Phasendiskriminators?
143. Weshalb sind die beiden Diodenspannungen beim Verhältnisgleichrichter ungleich groß, sobald eine Frequenzverschiebung eintritt?
144. Weshalb hat ein Verhältnisgleichrichter eine Amplitudenbegrenzwirkung?

HF-Oszillatoren

145. Auf welchem Prinzip beruhen die Oszillatorschaltungen?
146. Welche Bedingungen müssen erfüllt sein, damit ein Oszillator schwingt?
147. Wozu dient das RC-Glied am Gitter einer Oszillatorröhre?
148. Was ist das Kennzeichen einer Hartleyschaltung und welches ist eine Colpitts-Schaltung?
149. Wodurch ist ein Huth-Kühn-Generator gekennzeichnet?
150. Was ist das Kennzeichen einer ECO-Schaltung?
151. Wie kann bei einem Empfängeroszillator das Schwingen nachgewiesen bzw. gemessen werden ohne Beeinträchtigung der Arbeitsbedingungen?
152. Wie arbeitet ein Trioden-Kristalloszillator?

Mischung und Gleichlauf

153. Was ist das schaltungsmäßige Kennzeichen einer additiven Mischung?
154. Welche Röhrentypen werden für die multiplikative Mischung benutzt?
155. Welche Mischfrequenzen werden in Radioempfängern als Zwischenfrequenz für AM und FM benutzt?
156. Weshalb wird bei UKW vorwiegend die additive Mischung angewendet?
157. Welche Schaltmittel sorgen für einen guten Gleichlauf des AM-Oszillators?
158. In welchem Sinn korrigieren die Oszillatorabgleichmittel den Gleichlauf?
159. Bei welchen Mittel- und Langfrequenzen werden üblicherweise die Vorkreispulen und Trimmerkondensatoren abgeglichen?
160. Weshalb erscheinen die starken KW-Stationen an zwei Stellen der Empfängerskala?
161. Bei welcher Einstellung soll der Sender stärker erscheinen?
162. Bei welchen Wellenbereichen ist die Spiegelselektivität groß?
163. Welche Ursachen kann das Einpfifen aller Mittelwellenstationen haben?
164. Was ist die Folge einer zu großen Oszillatorspannung?
165. Weshalb können sich zwei Empfangssignale im Abstand der Zwischenfrequenz gegenseitig stören?

Niederfrequenzverstärker

166. Weshalb ist es günstig, die Verstärkung in Dezibel anzugeben, statt das Verhältnis von Ausgangs- zur Eingangsspannung?
167. Wie ist das db-Maß definiert?
168. Wovon hängt die Stufenverstärkung eines Röhrenverstärkers ab?
169. Bei welchen Röhren weicht die Arbeitssteilheit stark von der statischen ab und weshalb?
170. In welchem Sinn beeinflusst die Größe des Außenwiderstandes die Arbeitssteilheit einer Triode?
171. Was bringt die Leistungshyperbel im I_a/U_a -Kennlinienfeld zum Ausdruck?
172. Wie wird die Widerstandsgerade einer Endröhre in das Kennlinienfeld eingetragen?
173. Wie kann die Gleich- und Wechselstromleistung der arbeitenden Röhre graphisch dargestellt werden?

174. Wie groß ist ungefähr der günstigste Anpassungswiderstand einer Endtriode und einer Endpentode im Vergleich zum Innenwiderstand?
175. Weshalb kommt die Übertragerkopplung bei NF-Verstärkern nur für Triodensteuerung in Frage?
176. Wie groß werden die Anodenwiderstände bei RC-Kopplungen etwa gewählt?
177. Welche Vor- und Nachteile bietet die Drosselkopplung gegenüber der Widerstandskopplung?
178. Wie ist die untere und obere Grenzfrequenz eines Verstärkers festgelegt?
179. Wovon hängen diese Grenzfrequenzen ab?
180. Welche Aufgabe hat der Ausgangstransformator?
181. Welche Forderung muß bei Ausgangsübertragern hinsichtlich Windungszahlverhältnis erfüllt werden?
182. Wodurch ist die untere Grenzfrequenz bei Endstufen bestimmt?
183. Weshalb bringt man am Gitter einer Endpentode meistens einen $1-k\Omega$ -Widerstand an?
184. Welche Vorteile hat eine Gegentaktendstufe gegenüber der Eintaktstufe?
185. Was ist eine Kathodyn-Schaltung?
186. Was ist das Schaltungskennzeichen eines Gleichstromverstärkers?
187. Was bringen die Begriffe Klasse A, B, AB-Verstärker zum Ausdruck?
188. Was sind lineare und was nichtlineare Verzerrungen?
189. Wie werden diese Verzerrungen quantitativ festgelegt?
190. Wo und wozu wird die Gegenkopplung angewendet?
191. Welches ist die einfachste Schaltung einer Stromgegenkopplung?
192. Bei welchen Röhrentypen eignet sich die Stromgegenkopplung und weshalb?
193. Welches ist die einfachste Schaltung einer Spannungsgegenkopplung?
194. Was bringt der Gegenkopplungsfaktor zum Ausdruck?
195. Wie können die Bässe durch die Gegenkopplung betont werden?
196. Wie läßt sich mittelst Gegenkopplung eine Höhenanhebung erreichen?
197. Wie wird normalerweise eine Spannungsgegenkopplung über beide NF-Stufen eines Empfängers ausgelegt?
198. Was versteht man unter einem Ultralinear-Verstärker?
199. Auf welchem Schaltungsprinzip beruhen die transformatorlosen Endstufen?

Hochfrequenz- und Breitbandverstärker

200. Was versteht man unter einem selektiven und einem aperiodischen HF-Verstärker?
201. Welche Röhren- und Schwingkreisdaten bestimmen die Verstärkung eines selektiven Verstärkers?
202. Welche Vorteile bietet die Bandfilterkopplung gegenüber der Sperrkreiskopplung?
203. Mit welcher maximalen ZF-Verstärkung kann beim AM-Super pro Stufe etwa gerechnet werden?
204. Welche Aufgabe hat eine Neutralisationsschaltung im selektiven HF-Verstärker?
205. Was für Schaltungsmöglichkeiten der Neutralisation gibt es?
206. Was kann die Ursache von Brummodulation sein und bei welchen Empfangsstationen treten sie hauptsächlich auf?
207. Was ist Kreuzmodulation und wie wird sie verhütet?
208. Von welchen Faktoren hängt das Kreis- und Widerstandsrauschen ab?
209. Welches sind die Rauschursachen der Röhren?
210. Welcher Röhrenkennwert ist bei Breitbandverstärkern maßgebend?
211. Nach welchen Gesichtspunkten richtet sich die Größe des ohmschen Anodenwiderstandes bei Breitbandverstärkern?
212. Wie groß ist die Phasenverschiebung bei den Grenzfrequenzen einer RC-Verstärkerstufe?
213. Wie läßt sich der Frequenzgang eines Breitbandverstärkers nach unten erweitern?
214. Welchem Zweck dienen die sog. Resonanzentzerrungen bei Breitbandverstärkern?
215. Welches ist das Kennzeichen eines breitbandigen Resonanzverstärkers?

Stromversorgung

216. Welche Schaltelemente gehören zu jeder Netzgleichrichtung?
217. Welchen Einfluß hat der Ladekondensator?
218. Wovon hängt die Brummspannung am Ladekondensator ab?
219. Welche Vor- und Nachteile hat die Zweigweg- gegenüber der Einweggleichrichtung?
220. Worüber gibt die Belastungskennlinie einer Gleichrichterröhre Aufschluß?
221. Worin besteht der wesentliche Unterschied eines Wechselstromnetz- und eines Allstromempfängers?
222. Durch welche Maßnahme kann bei Allstromempfängern der Gefahr des Durchbrennens der Skallampen begegnet werden?
223. Weshalb darf bei Allstromempfängern die Reihenfolge der Röhrenheizungen nicht beliebig gewählt werden?
224. Welche Röhrenheizungen müssen bei Allstromempfängern in Chassissnähe sein?
225. Weshalb haben Batterieröhren direkt geheizte Kathoden?
226. Welche Größenordnung soll die Induktivität einer Siebdrosselspule eines Doppelweg-Gleichrichters haben?
227. Welche Vor- und Nachteile hat ein Ohmscher Siebwiderstand anstelle einer Drosselspule?
228. Auf welche Arten kann die Gittervorspannung gewonnen werden?
229. Wodurch ist der wirksame Innenwiderstand einer Netzgleichrichterschaltung bestimmt?
230. Auf welchen verschiedenen Wegen gelangt das Brummsignal vom Netzgleichrichter auf den Lautsprecher?
231. Auf welchem Schaltungsprinzip beruht ein Transistor-Gleichspannungswandler?

Schaltungsfinessen

232. Weshalb ist bei jeder ALR-Schaltung (Fadingregulierung) ein RC-Glied mit tiefer Grenzfrequenz nötig?
233. Welche Schaltungsmöglichkeiten gibt es für die Gewinnung der Verzögerungsspannung einer ALR?
234. Weshalb hat auch eine unverzögerte ALR eine kleine Diodenvorspannung?
235. Weshalb werden den HF-Röhren die Regelspannungen meistens über mehrere RC-Glieder zugeführt?
236. Was versteht man unter Vorwärtsregulierung?
237. Welchen Zusammenhang drücken die Regelkurven aus und wie ist deren Verlauf?
238. Was versteht man unter einer gehörrichtigen Lautstärkeregelung und wie wird sie schaltungsmäßig erreicht?
239. Welche Vorteile hat eine Bandbreiteregelung?
240. Welche konstruktive Möglichkeiten bestehen für eine Bandbreiteregelung?
241. Wie kann eine Kurzwellenbanddehnung erreicht werden?
242. Welches ist das Arbeitsprinzip eines Kurzwellenadapters zu einem Mittelwellenempfänger?
243. Woher wird die Regelspannung für die Abstimmanzeigeröhre bei dem AM- und bei dem FM-Bereich bezogen?
244. Wie arbeitet eine automatische Scharfabstimmung?

Radioempfangsstörungen und deren Behebung

245. Was für ein Nutz-Störverhältnis muß für einen befriedigenden Radioempfang gefordert werden?
246. Was versteht man unter einem symmetrischen bzw. unsymmetrischen Störer?
247. Welcher der beiden obigen Störtypen kann besser entstört werden? Weshalb?
248. Was für Schaltelemente kommen zu Entstörzwecken in Frage?
249. Welche physikalischen Aufgaben fallen den einzelnen Entstörmitteln zu?
250. Welche elektrischen Geräte geben die größten HF-Störspannungen? Wie groß sind sie etwa?
251. Wie läßt sich das Zustandekommen eines HF-Störsignales durch einen Schaltfunken erklären?
252. Von welchen Spannungen an geben auch die kleinsten Abschaltströme Glimmlicht (Stoßionisation)?
253. Wir wird ein Staubsaugermotor entstört?
254. Worauf ist bei der Montage von Entstörelementen zu achten?
255. Welches sind die mechanischen Voraussetzungen für eine erfolgreiche Entstörung?
256. Welche Wellenbereiche sind für atmosphärische Störungen besonders anfällig?
257. Welches sind vorwiegend UKW-Störer?
258. Wie groß darf der durch den Berührungsschutzkondensator fließende Strom höchstens werden?
259. Wie wird die Zündanlage von Benzinmotoren entstört?

Elektroakustik

260. Wie groß ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Schallwellen in Luft, in Wasser und in Eisen?
261. Was versteht man unter einem Klang?
262. Mit welchen Maßeinheiten gibt man die Schallstärke an, absolut und empfindungsmäßig?
263. Wieviel Phon umfaßt der Hörbereich von der Hörschwelle bis zur Schmerzschwelle?
264. Was versteht man unter «Dynamik» und welches ist die Maßeinheit dafür?
265. Wie groß ist der Dynamikbereich eines Symphonieorchesters?
266. Auf welchen physikalischen Wirkungen beruhen Kohle-, Tauchspul-, Kondensator- und Kristallmikrophone?
267. Wie erreicht man verschiedene Richtcharakteristiken bei Mikrofonen?
268. Aus welchen Materialien bestehen Normal- und Mikrorillenplatten?
269. Wie wird bei Schallplatten die Modulationstiefe gekennzeichnet?
270. Welches Maß dient zur Empfindlichkeitsangabe von magnetischen und dynamischen Tonabnehmern?
271. Wie werden bei Stereoschallplatten die beiden Informationen des linken und rechten Kanals in die Rille eingepreßt?
272. Kann die gleiche Abtastspitze für Stereo- und monaurale Mikrorillenplatten benützt werden?
273. Wie ist ein Kopfhörer für gute Musikwiedergabe aufgebaut?
274. Welches Kopfhörersystem läßt sich am kleinsten bauen, z.B. für Hörbrillen?
275. Welches sind die Nachteile aller magnetischen Lautsprecher?
276. Wie groß ist etwa die magnetische Induktion im Luftspalt bei den üblichen Radiolautsprechern?
277. Wie läßt sich bei dynamischen Lautsprechern der Wirkungsgrad erhöhen?
278. Welcher Art ist die Richtwirkung normaler Gehäuselautsprecher?
279. Wie läßt sich ein großer Frequenzgang bei Lautsprechern oder Lautsprechergruppen erzielen?
280. Wie arbeitet ein Ionenlautsprecher?
281. Weshalb benötigen die Tonköpfe von Magnetongeräten Eisenkerne mit extrem hoher Permeabilität?
282. Welche Faktoren bestimmen die obere Frequenzgrenze bei Tonbandgeräten?
283. Weshalb ist eine Vormagnetisierung des Tonbandes nötig?
284. Weshalb eignet sich die HF-Vormagnetisierung besser als die Gleichstromvormagnetisierung?
285. Weshalb muß der Aufsprechverstärker einen steigenden Frequenzgang haben?
286. Weshalb ist beim Löschkopf der Luftspalt bedeutend größer als bei den Tonköpfen?

Anhang II: Aufgaben aus früheren Meisterprüfungen

Die radiotechnischen und berufskundlichen Aufgaben der in den letzten 7 Jahren durchgeführten Meisterprüfungen sind nachstehend thematisch gruppiert, was sich für die Einübung günstig auswirken wird.

1. Widerstands- und Kapazitätsberechnungen und allgemeine elektrotechnische Aufgaben

1. Drei Widerstände R_1 , R_2 , R_3 sind parallel geschaltet (Fig. 1) und verbrauchen Leistungen von $P_1 = 0,25$ W, $P_2 = 0,75$ W und $P_3 = 1$ W. Berechne:
 - a) Die Spannung U zwischen den Klemmen A und B.
 - b) Die Ströme I_1 , I_2 , I_3 , durch die einzelnen Widerstände.
 - c) Die Größe der Widerstände R_1 , R_2 , R_3 .
 - d) Den Kombinationswiderstand R .

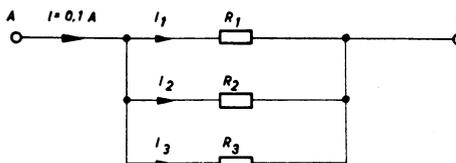


Fig. 1

2. Eine Eisenkernspule besteht aus 7000 Windungen Kupferdraht $0,1$ mm \varnothing . Der mittlere Windungsdurchmesser beträgt $4,2$ cm (spez. Widerstand = $0,0175$). Welchen Widerstand weist diese Spule auf?
3. Zur Herstellung einer Drosselspule benötigt man 430 m Kupferdraht von $0,18$ mm Durchmesser ($\varphi = 0,0175$). Um wie viele Prozent erhöht sich der Widerstand der Spule, wenn sie von 20°C auf 80° erwärmt wird? (Temperaturkoeffizient = $0,004$).
4. Die Erregerspule eines elektrodynamischen Lautsprechers hat beim Einbau 465 Ohm. Nach zwei Stunden ist der Widerstand auf 582 Ohm gestiegen. Welche Temperaturzunahme hat die Erregerspule aus Kupferdraht erreicht? (Temperaturkoeffizient = $0,004$).
5. Die Leistungsaufnahme eines Tonbandgerätes soll mit Hilfe des Elektrizitätszählers bestimmt werden. Dieser hat die Aufschrift: 220 V, 50 Hz, 10 A, $k = 1400$ Umdr./KWh. Für zwei Umdrehungen wird eine Zeit von $42,5$ Sekunden gemessen. Wie groß ist die aufgenommene Leistung in Watt?
6. Ein Allstromempfänger, der für 180 V bemessen ist, soll an eine Gleichspannung von 220 V angeschlossen werden. Die Leistungsaufnahme bei 180 Volt wird durch eine Zählerablesung bestimmt. Dabei werden bei einem Zähler mit der Konstante 6000 Umdrehungen/kWh innerhalb von 10 Minuten 50 Umdrehungen gezählt. Wie groß ist der erforderliche Vorschaltwiderstand und für welche Leistung ist er zu bemessen?
7. Wie viele kWh liefert eine Akkumulatorenbatterie, bestehend aus 10 Bleiakkumulatoren mit einer Kapazität von je 75 Ah? (Wirkungsgrad unberücksichtigt).
8. 60 Elemente mit einer EMK von $1,5$ V und einem Innenwiderstand von je $0,7$ Ohm sollen so geschaltet werden, daß in einem angeschlossenen Widerstand von 20 Ohm ein Strom zwischen $0,4$ und $0,5$ A fließt.
 - a) Wie sind die Elemente zu schalten (Skizze)?
 - b) Wie groß ist dann die genaue Stromstärke durch den Außenwiderstand?
9. Ein Bleiakkumulator mit dem Innenwiderstand $R_i = 0,01$ Ω soll mit 3 in Serie geschalteten Trockenelementen (E je $1,07$ V, R_i je 2 Ω) geladen werden. Während der Ladung ist die EMK des Akkumulators $E = 2$ V. Wie groß ist der von den Trockenelementen abgegebene Strom?
10. An einem kapazitiven Spannungsteiler wird eine Wechselspannung von 1800 V angelegt. Berechne die Einzelspannungen U_1 , U_2 , U_3 (Fig. 10).

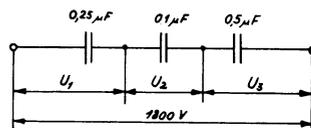


Fig. 10

11. Ein Kondensator besteht aus 2×5 Belegen Aluminiumblech 60×20 mm. Als Dielektrikum dient Glimmer ($\epsilon = 7$) mit einer Dicke von $0,1$ mm. Berechne die Kapazität des Kondensators in nF.
12. Auf einer Glimmerplatte von $0,08$ mm Dicke sind beidseitig Silberschichten von 10×20 mm aufgespritzt. Welcher Strom wird durch diese Anordnung hindurchgelassen, bei einer Frequenz von 108 MHz, wenn die Dielektrizitätskonstante des Glimmers 7 beträgt? $U = 0,2$ V.
13. Ein Drehkondensator enthält 20 feste und 21 bewegliche Platten, jede mit einer Fläche von $42,4$ cm 2 . Der Abstand zwischen den festen und den beweglichen Platten beträgt $0,75$ mm. Berechne die Maximalkapazität in pF.
14. Ein Kondensator 1 μF hat bei 1000 Hz einen Verlustfaktor von $\text{tg } \delta = 0,01$. Wie groß ist der Parallelverlustwiderstand?
15. Ein Elektrolytkondensator von 32 μF , der in der Siebkette eines Vollweggleichrichters als Ladekondensator arbeitet, weist einen Verlustfaktor von 15% auf. Wie groß ist der in Serie zu C liegende Verlustwiderstand?
16. Ein Elektrolytkondensator wird mit einer Meßbrücke gemessen. Dabei stellt man folgende Werte fest: Kapazität = 50 μF , Verlustfaktor = 15% . Wie groß ist der Serieverlustwiderstand dieses Elkos, wenn derselbe in einem Grätzgleichrichter verwendet wird?

17. Durch den Luftspalt eines Elektromagneten (Querschnitt 30×60 mm) mit einer Luftspaltbreite von 2,5 mm soll ein Kraftfluß von 180000 Maxwell hindurchgehen. Wie viele Windungen braucht es dazu, wenn die Magnetisierung im Eisen selbst vernachlässigt werden kann und wenn zur Erregung eine Stromquelle mit 50 Volt, die mit 8 Watt belastet werden soll, zur Verfügung steht?
18. Ein Spannungsgerät hat eine Gleichrichterröhre mit einem Innenwiderstand von 160Ω . Der Widerstand der Primärwicklung 220 Volt des Netztransformators beträgt 60Ω und der Widerstand der Sekundärwicklung $2 \times 330 \text{ V}$ beträgt total 130Ω . Berechne den Innenwiderstand des Gleichrichters ohne Siebkette.
19. Zwei Spulen mit $L_1 = 10 \mu\text{H}$ und $L_2 = 25 \mu\text{H}$ sind in Serie geschaltet. Für einen bestimmten Kopplungsgrad beträgt der resultierende Selbstinduktionskoeffizient $L = 15 \mu\text{H}$. Berechne:
a) Die Gegeninduktivität M ;
b) Den Kopplungsfaktor k .
20. Eine Stroboskopscheibe zur Bestimmung der Tourenzahl eines Plattenspielers hat am Umfang 133 Striche. Welcher Tourenzahl entspricht das bei einer Beleuchtung mit 50-Hz-Wechselstrom?
21. Wie groß ist der Mittelwert des Gleichstromes im $100\text{-k}\Omega$ -Belastungswiderstand (Fig.21)? Der Diodenwiderstand kann vernachlässigt werden.

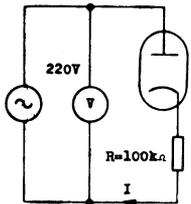


Fig. 21

2. Reaktanz- und Impedanzberechnungen

22. Eine Drosselspule mit einer Induktivität von 4 Henri hat einen ohmschen Widerstand von 500Ω . Wie groß ist ihre Impedanz bei einer Frequenz von 50 Hz?
23. Durch eine Drosselspule mit 45Ω ohmschen Widerstand fließen an $6,3 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ 40 mA Strom. Wie groß ist die Induktivität L ?
24. Eine Eisendrossel mit einer Induktivität von 4 H hat bei 50 Hz eine Impedanz $Z = 1350 \text{ Ohm}$. Wie groß ist der ohmsche Widerstand R der Drossel?
25. Eine Spule wird an das Lichtnetz angeschlossen 220 V/50 Hz und nimmt einen Strom von 54 mA auf. Mit dem Ohmmeter wird ein Widerstand von 3000Ω gemessen. Bestimme: a) Die Induktivität der Spule. b) Die Phasenverschiebung $\cos \varphi$.
26. An eine Spule mit einer Induktivität von 1 H und einem ohmschen Parallelwiderstand von 250 Ohm wird eine Spannung von $50 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ angelegt. Berechne: a) Stromstärke. b) Leistungsfaktor $\cos \varphi$.
27. An die Klemmen A und B des abgebildeten kapazitiven Spannungsteilers wird eine Spannung von $220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ angelegt. Berechne: a) Die Spannung zwischen B und C. b) Den Strom I durch die Kondensatoren.

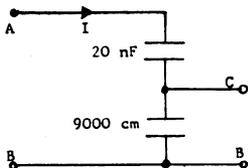


Fig. 27

28. Durch die Serieschaltung einer Drosselspule $L = 0,3 \text{ mH}$ und eines Kondensators $C = 5 \text{ nF}$ fließt ein Strom mit der Frequenz 0,1 MHz. Die Schaltung liegt an 2 V HF-Spannung (ohmscher Widerstand der Spule vernachlässigbar). Berechne: a) Den durchfließenden Strom I . b) Die Teilspannungen an Spule und Kondensator. c) Die Resonanzfrequenz dieses Saugkreises.
29. Bei einem R-C-Hochpaßfilter beträgt $R = 10 \text{ k}\Omega$. Wie groß muß C sein, damit bei 1000 Hz die Ausgangsspannung nur noch die Hälfte der Eingangsspannung ist?
30. In einer widerstandsgekoppelten Verstärkerstufe ist ein Kopplungskondensator von $C = 5000 \text{ pF}$ mit einem Gitterableitwiderstand von $R = 1 \text{ Megohm}$ verwendet. Es ist das Verhältnis der Gitterwechselspannung zur Anodenwechselspannung für die Frequenzen 30, 100 und 1000 Hz zu bestimmen.
31. Durch die Serieschaltung eines Widerstandes von $8 \text{ k}\Omega$ und einem Kondensator $C = 0,5 \mu\text{F}$ fließt ein 50-Hz-Strom von 10 mA. a) Wie groß ist die angelegte Spannung? b) Wie groß ist die Phasenverschiebung $\cos \varphi$ zwischen Strom und Spannung?
32. Die Siebkette eines Vollweg-Netzgleichrichters besteht aus einem Ladekondensator, einem Siebwiderstand $R = 3,3 \text{ k}\Omega$ und einem Siebkondensator $C = 50 \mu\text{F}$. Die Gleichspannung am Ladekondensator beträgt 275 V, der Strom $I = 15 \text{ mA}$. a) Welche Spannung ist am Siebkondensator vorhanden? b) Wie groß ist die Dämpfung des Filters in db?
33. Der Tastkopf eines Röhrevoltmeters, dessen Schaltkapazität 5 pF beträgt, besitzt bei 5000 Hz eine Impedanz von $5 \text{ M}\Omega$. a) Berechne den ohmschen Eingangswiderstand des Meßkopfes (parallel zur Kapazität). b) Wie groß ist $\cos \varphi$ bei dieser Frequenz?
34. Der Ausgangswiderstand eines Tonbandgerätes beträgt $100 \text{ k}\Omega$. Das Gerät wird durch ein abgeschirmtes einadriges Kabel mit einer Kapazität von 62 pF/m mit einem Verstärker verbunden, dessen Eingangswiderstand ebenfalls $100 \text{ k}\Omega$ beträgt. Wie lang darf das Kabel höchstens sein, damit die Spannung bei 1500 Hz 3 db sinkt?

35. Ein Widerstand von 400 Ohm , ein Kondensator von $0,1 \mu\text{F}$ und eine Induktivität von 5 mH sind parallel geschaltet. Die Kombination wird an einen HF-Generator angeschlossen, der bei 50 kHz eine Ausgangsspannung von 0,2 V abgibt. Berechne: a) Die Einzelströme durch R , L und C . b) Der gesamte, durch die Parallelschaltung fließende Strom. c) Der $\cos \varphi$ der gesamten Schaltung.
36. Ein Widerstand von 300Ω , ein Kondensator von 2 nF und eine Spule von 2 mH werden parallel geschaltet und an eine Spannung von $2 \text{ V}/100 \text{ kHz}$ angelegt. Die Spule selbst ist als verlustfrei zu betrachten. Berechne: a) Die Einzelströme durch R , L und C . b) Den Totalstrom durch die Kombination.
37. Ein LötKolben, der bei $220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ eine Leistung von 60 W aufnimmt, soll einen Kondensator als Vorwiderstand erhalten, so daß die LötKolbenleistung auf 50 W herabgesetzt wird. Wie groß muß die Kapazität des Vorschaltkondensators sein?
38. An die Klemmen A und C der Widerstandskombination nach Fig.38 wird eine Spannung von 200 V angelegt. Berechne: a) Den Kombinationswiderstand R_{AB} zwischen A und B. b) Den Kombinationswiderstand R_{AC} zwischen A und C. c) Die Ströme I_1 , I_2 und I .

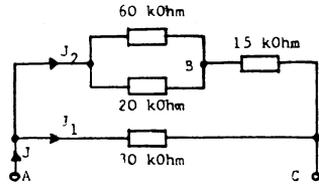


Fig. 38

39. Mit einem Voltmeter, Bereich 150 V, mit $1000 \Omega/\text{V}$ soll ein unbekannter Widerstand R_x gemessen werden. Dazu verwendet man eine Batterie mit einer EMK von 90 V. Ohne R_x mißt man mit dem Voltmeter 88 V. Wird aber R_x dem Voltmeter vorgeschaltet, so mißt man nur noch 82 V. Wie groß ist R_x ?
40. Die Gittervorspannung einer Röhre wird halbautomatisch nach Fig. 40 erzeugt. Die Wechselstromkomponente des gleichgerichteten Stromes hat eine Frequenz von 100 Hz und ihre Spannung an der Spule beträgt 20% des Gleichstromspannungsabfalles von 100 V (ohmscher Spulenwiderstand vernachlässigbar). Berechne: a) Ströme I_L und I_R . b) Gesamtwechselstrom I_{\sim} . c) Phasenverschiebung zwischen dem Wechselstrom I_{\sim} und der Wechselspannung an der Spule. d) Die Gittervorspannung U_g .

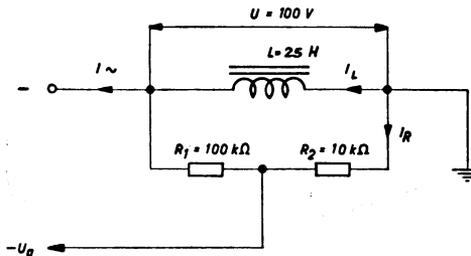


Fig. 40

41. An einer Gleichstromquelle mit einer EMK von 100 V liegt ein Außenwiderstand $R_a = 400 \text{ k}\Omega$. Mit einem Voltmeter $1 \text{ k}\Omega/\text{V}$, Meßbereich 100 V wird an R_a nur eine Spannung von 80 V gemessen. Wie groß ist die Spannung am Widerstand, wenn das Voltmeter nicht angeschlossen wird?

3. Widerstandskombinationen und Ohmsche Spannungsteiler

42. a) Wie groß ist in untenstehender Ohmmeterschaltung (Fig.42) der Einstellwiderstand R_x , wenn das Voltmeter auf Vollausschlag eingestellt wird (bei $R_x = 0$). b) Wie ist die am Instrument abgelesene Spannung, wenn $R_x = 1 \text{ k}\Omega$ ist?

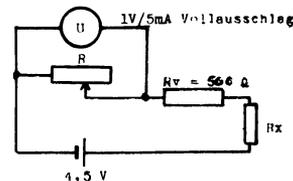


Fig. 42

43. Berechne für die Widerstandskombination der Fig.43 die Spannung U_2 .

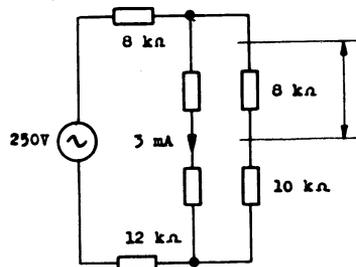


Fig. 43

Wie groß ist der Strom I_2 im $15\text{-k}\Omega$ -Widerstand in Fig. 44?

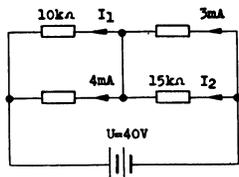


Fig. 44

In der untenstehenden Schaltung (Fig. 45) hat die Batterie einen Innenwiderstand von $0,5\ \Omega$, das Ampèremeter einen solchen von $0,02\ \Omega$ und das Voltmeter $106\ \Omega$. Das Ampèremeter zeigt $6\ \text{A}$, das Voltmeter $12,72\ \text{V}$. Berechne die EMK der Batterie.

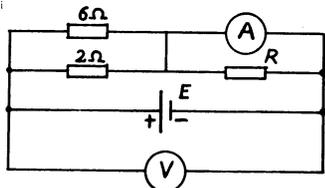


Fig. 45

a) Wie groß ist die Spannung an R_2 in der Anordnung nach Fig. 46 bei abgeschaltetem Voltmeter? b) Das Voltmeter zeigt auf dem 10-V -Bereich $4,74\ \text{V}$. Wie groß ist in diesem Fall der Strom durch R_1 ? c) Wieviel Ω/V Empfindlichkeit hat das Voltmeter? d) Wieviel zeigt das Voltmeter an, wenn es auf dem 50-V -Bereich steht?

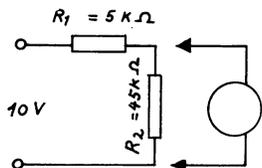


Fig. 46

4. Schwingkreis- und Frequenztransponierungsrechnungen

Berechne die Resonanzfrequenz des Oszillatorkreises nach Fig. 47.

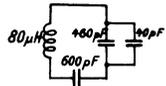


Fig. 47

48. Im Serie-Schwingkreis gemäß Fig. 48, in welchem R der gesamte Verlustwiderstand darstellt, sind zu berechnen: a) Die Kapazität C , die erforderlich ist, um $1\ \text{MHz}$ Resonanzfrequenz zu erhalten. b) Die Spannungen an C und L , wenn $10\ \text{mA}$ Resonanzstrom fließen. c) Die Kreisgüte Q , wenn das Voltmeter bei $10\ \text{mA}$ Resonanzstrom $50\ \text{mV}$ zeigt. d) Die Spannung an R bei $+4\text{‰}$ Verstimmung (E konstant).

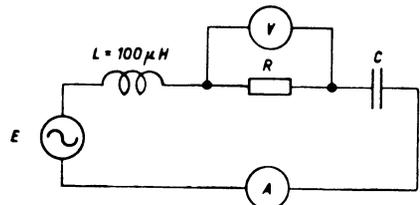


Fig. 48

49. Ein Schwingkreis besteht aus einer Spule von $0,5\ \text{mH}$ und einem Kondensator von $450\ \text{pF}$. Welche Kapazität C_x ist in Serie zum Kondensator zu schalten, damit die Resonanzfrequenz des Schwingkreises dreimal größer wird?

50. a) Berechne die Paddingkapazität C_p des Oszillatorkreises nach Fig. 50 für eine Resonanzfrequenz von $750\ \text{kHz}$. b) Wie groß ist der Gütefaktor der Spule, wenn ihr ohmscher Verlustwiderstand $11\ \Omega$ beträgt?

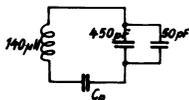


Fig. 50

51. Wie groß ist die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises, dessen Kreisgüte $Q = 157$ und der Resonanzwiderstand $80\ \text{k}\Omega$ beträgt, Schwingkreis Kapazität $C = 125\ \text{pF}$?

52. Ein Serieschwingkreis hat eine Spule $L = 200\ \mu\text{H}$ und $10\ \Omega$ Verlustwiderstand bei der Resonanzkreisfrequenz von $\omega = 10^6\ \text{rad./s}$. Wie groß können die Kapazitäten des Drehkondensators sein, damit zwischen der angelegten Spannung von $1\ \text{V}$ und dem in den Schwingkreis fließenden Strom 45° Phasenverschiebung entsteht?

53. Ein Überlagerungsempfänger arbeitet mit einer Zwischenfrequenz von $471\ \text{kHz}$. Wo liegt auf der in m geeichten Skala der Spiegel eines Senders, dessen Wellenlänge $26,5\ \text{m}$ beträgt?

54. Ein Empfänger soll eine feste Frequenz von $f_1 = 50\ \text{MHz}$ empfangen. Zu diesem Zweck benützt man eine doppelte Frequenztransponierung gemäß Fig. 54 mit einem gemeinsamen Oszillator, und am Schluß eine ZF₂ von $450\ \text{kHz}$ zu erhalten. Berechne die Frequenz f_0 des Oszillators.

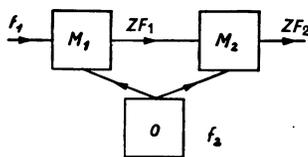


Fig. 54

55. Mit additiver Mischung wird eine ZF von $500\ \text{kHz}$ erzeugt. Das Eingangssignal sei $f_e = 1500\ \text{kHz}$. a) Mit welchen Oszillatorfrequenzen kann das Eingangssignal empfangen werden? b) Wie groß ist die Spiegel Frequenz für die obere Oszillatorfrequenz? c) Bestimme für den Normalfall $ZF = f_0 - f_e$ die Kreiskapazitäten C_e und C_o , wenn $L_e = 200\ \mu\text{H}$ und $L_o = 100\ \mu\text{H}$ sind.

5. Allgemeine Radio- und Verstärkertechnik

56. a) Welcher Widerstand muß mit einer Kapazität von $60\ \text{pF}$ kombiniert werden, um eine Zeitkonstante von $30\ \mu\text{s}$ zu erhalten? b) Bis zu welchem Wert in % wird die Kapazität innert der Zeitkonstante aufgeladen?

57. In einer Demodulationsschaltung gemäß Fig. 57 beträgt die Zeitkonstante $T = 50\ \mu\text{s}$. Wie groß ist C_1 , wenn $R_1 = 430\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 68\ \text{k}\Omega$ und $C_2 = 200\ \text{pF}$ sind?

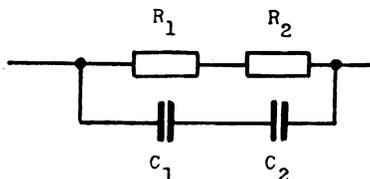


Fig. 57

58. Wie groß ist der Parallelverlustwiderstand in der Demodulationsschaltung nach Fig. 58?

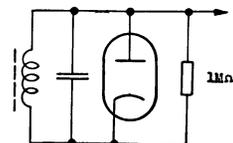


Fig. 58

59. Wie groß ist die maximale Modulationstiefe, welche die Demodulationsschaltung nach Fig. 59 noch verzerrungsfrei zu verarbeiten vermag?

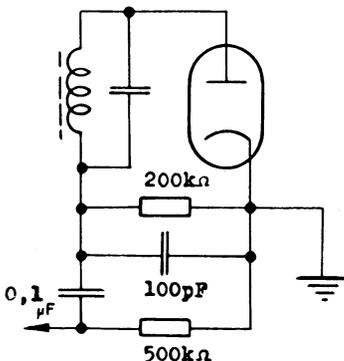


Fig. 59

60. Der Schwingkreis der Schaltung Fig. 60a liefert an die Diode ein HF-Signal von $3\ \text{V}_{\text{eff}}$, 33% moduliert. Die Kennlinien der Diode sind in Fig. 60b dargestellt (siehe Seite 64). In die Kennlinienschar sind einzutragen: a) Die Arbeitsgerade für die Gleichstromkomponente. b) Die Arbeitsgerade für die Wechselstromkomponente. c) Wie groß ist die Gleichspannung am Arbeitswiderstand? d) Wie groß ist die effektive NF-Wechselspannung? (graphisch zu bestimmen!). e) Für welchen Wert der Modulationstiefe beginnen die Demodulationsverzerrungen?

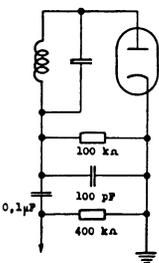


Fig. 60a

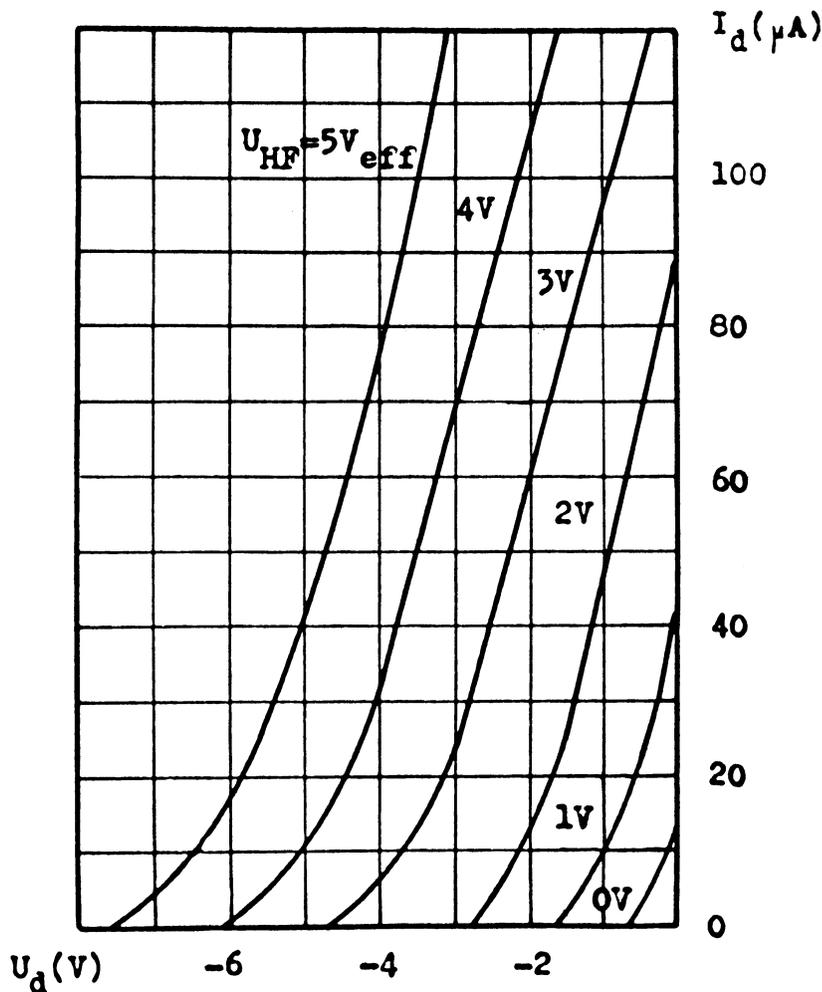


Fig. 60b

61. Es sind die Abmessungen einer Antenne, bestehend aus einem Dipol und aus einem Direktor zu bestimmen, wenn damit ein Signal von 90 MHz empfangen werden soll. (Skizze anfertigen!)
62. Eine Dipolantenne mit einem Fußpunktswiderstand von 60Ω soll an eine Federleitung 240Ω angeschlossen werden. Berechne die Länge und die Impedanz des Anpaßgliedes für 190 MHz (Geschwindigkeitsfaktor des Anpaßgliedes = 0,7).
63. Berechne die Dämpfung in db für eine 1000 Hz Tonfrequenzspannung des Spannungsteilers gemäß Fig. 63.

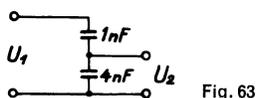


Fig. 63

64. Die Ausgangsspannung eines Mikrophons ist -50 db unterhalb des Bezugspegels von 6 mW bei 1000 Hz. Welche Spannung herrscht am 1 M Ω Widerstand parallel zum Mikrophon?
65. Berechne die Abschwächung in db eines RC-Gliedes einer Demodulationsstufe mit $R = 50$ k Ω und $C = 200$ pF (parallel) für eine Frequenz von 500 kHz.
66. Ein Ausgangsübertrager mit einem Windungsverhältnis von $5000/120$ Windungen wird an eine Endröhre mit einer Impedanz von 5000Ω angeschlossen. Welche Impedanz muß die Schwingspule des Lautsprechers haben?
67. Zwei Lautsprecher mit den Daten $P_1 = 18$ W, $Z_1 = 8 \Omega$ und $P_2 = 4,5$ W, $Z_2 = 2 \Omega$ sollen gemäß Fig. 67 an einen Verstärker geschaltet werden. Wie groß sind die Übersetzungen der beiden Übertrager zu wählen?

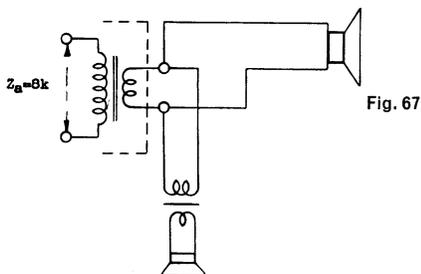


Fig. 67

68. An einem Verstärker von 30 W mit einer Ausgangsimpedanz von 500Ω sollen 4 Lautsprecher mit folgenden Daten angeschlossen werden: 15 W/ 15Ω , 15 W/ 5Ω , 10 W/ 8Ω , 5 W/ 3Ω . Bestimme die Daten der 4 Übertrager, d.h. die entsprechenden Anpassungswiderstände und Übersetzungsverhältnisse. Die 4 Transformatoren werden parallel geschaltet und die Gesamtleistung ist entsprechend den Belastungen der Lautsprecher zu verteilen.
69. Eine HF-Verstärkerstufe hat eine Verstärkung von 200 . Die Röhrensteilheit beträgt 4 mA/V (statische und dynamische Kennlinien decken sich praktisch). Im Anodenkreis befindet sich eine Spule von 200μ H, die mit einer Kapazität auf eine Wellenlänge von 300 m abgestimmt ist. Berechne den Seriedämpfungswiderstand des Schwingkreises.
70. Ein mit Gegenkopplung versehener Verstärker ergibt bei $0,02$ V am Eingang eine Ausgangsspannung von $3,8$ V. Wird die Gegenkopplung ausgeschaltet, so ergibt sich bei $0,009$ V am Eingang eine Ausgangsspannung von $6,3$ V. Wie groß ist der Gegenkopplungsfaktor?
71. In einem NF-Verstärker mit Gegenkopplung wird eine Wechselspannung von 400 mV eingespeisen. Am Ausgang erhalten wir dabei an einem Widerstand von 4Ω eine Leistung von 9 W. Berechne: a) Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung, b) Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung, wenn 5% der Ausgangsspannung an den Eingang zurückgeführt wurde?
72. Eine Endverstärkerstufe mit Pentode (Normalanpassung), Klasse A, hat bei einer Anodenspannung von $U_a = 250$ V einen Anodenstrom $I_a = 36$ mA. Legt man am Steuergitter eine Wechselspannung von $U = 2$ V an, so erhält man an der Ausgangsimpedanz im Anodenkreis eine Spannung von 125 V. Berechne: a) Die Größe der Ausgangsimpedanz. b) Die NF-Ausgangsleistung. c) Den Wirkungsgrad der Röhre bei obiger Aussteuerung.
73. Der Frequenzgang eines Verstärkers, welcher bei 1000 Hz eine 100 -fache Spannungsverstärkung aufweist, zeigt bei 20 Hz nur noch 10% Spannung gegenüber 1000 Hz. a) Wie groß ist die Dämpfung in db bei 20 Hz? b) Wie groß wird die Dämpfung, wenn 5% der Ausgangsspannung als Gegenkopplung an den Eingang des Verstärkers zurückgeführt wird?
74. Eine Endpentode mit einem Innenwiderstand $R_i = 45$ k Ω und einer Steilheit $S = 4,44$ mA/V hat im Anodenkreis einen Widerstand von 5000Ω . Die Amplitudenverzerrung beträgt bei einer bestimmten Aussteuerung 6% . Der wievielte Teil der Ausgangsspannung muß an den Eingang zurückgekoppelt werden, damit die Verzerrungen auf 2% heruntergehen?

6. Röhrentechnik

75. Bei einer Röhre betragen: Steilheit $S = 6 \text{ mA/V}$ und der Innenwiderstand $R_i = 20 \text{ k}\Omega$. Berechne den Verstärkungsfaktor.
76. Bei der Röhrenschtaltung gemäß Fig. 76 erhöht sich der Anodenstrom, wenn der Umschalter von Kontakt 1 auf Kontakt 2 umgeschaltet wird. Um in Stellung 2 den ursprünglichen Anodenstrom wieder zu erhalten, muß der Kathodenwiderstand von 180 Ohm durch einen solchen von 2700Ω ersetzt werden. Wie groß ist der Verstärkungsfaktor der Röhre?

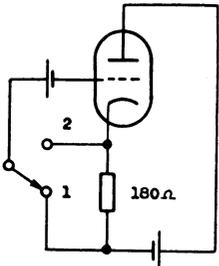


Fig. 76

77. a) Es ist das I_a/U_a -Diagramm einer idealisierten Triode für die U_g -Werte von 0, -1, -2, -3 und -4 V zu zeichnen. Dabei wird angenommen, daß die Kennlinien parallel und in gleichen Abständen gerade verlaufen. Dazu sind folgende Daten bekannt:

U_g	U_a	I_a
0 V	0 V	0 mA
0 V	50 V	5 mA
0 V	100 V	10 mA
-1 V	50 V	0 mA
-1 V	100 V	5 mA

- b) Es sind die Werte der Parameter μ , S und R_i zu berechnen. c) Es ist die Widerstandsgerade für $R_a = 15 \text{ k}\Omega$ und $U_B = 150 \text{ V}$ zu zeichnen. d) Für eine Gittervorspannung von $-1,5 \text{ V}$ ist graphisch die erzielbare Verstärkung und die Ausgangsspannung für eine Eingangsspannung von 1 V_{SS} zu bestimmen. e) Wie groß muß dazu der Kathodenwiderstand gewählt werden?
78. Zeichne in das nachstehende Kurvenblatt Fig. 78 der Röhre EF 86 (als Triode geschaltet) a) den Arbeitspunkt A ($U_{a0} = 250 \text{ V}$; $I_{a0} = 3,7 \text{ mA}$; $U_{g0} = -5 \text{ V}$); b) die Widerstandsgerade für $R_a = 50 \text{ k}\Omega$ (R_a transformatorisch angekoppelt); c) die Begrenzungskurve für eine Anodenverlustleistung von 1 W . d) Berechne die Arbeitssteilheit; e) die Spannungsverstärkung.

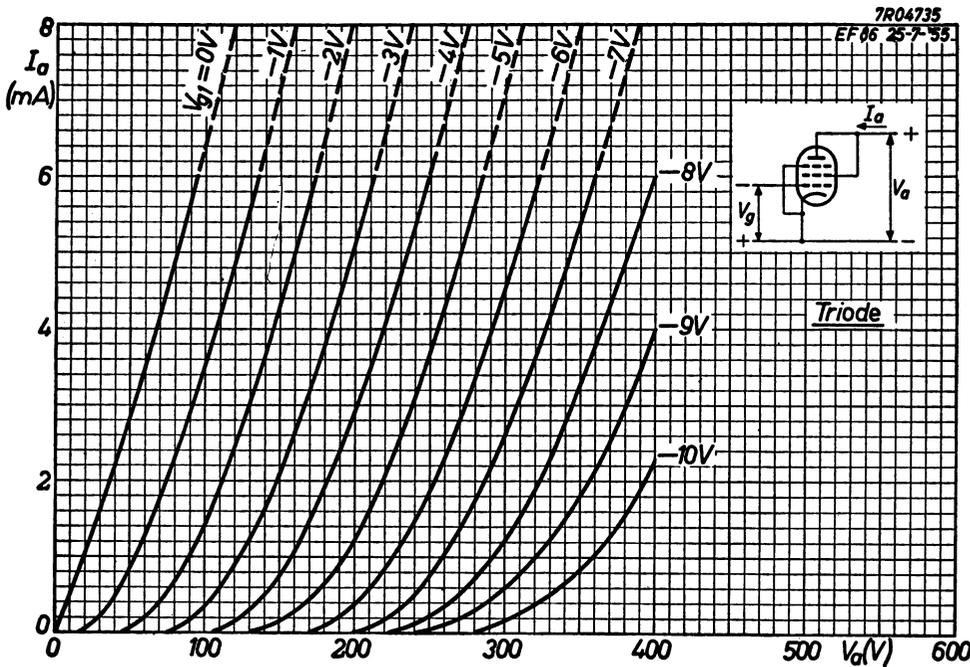
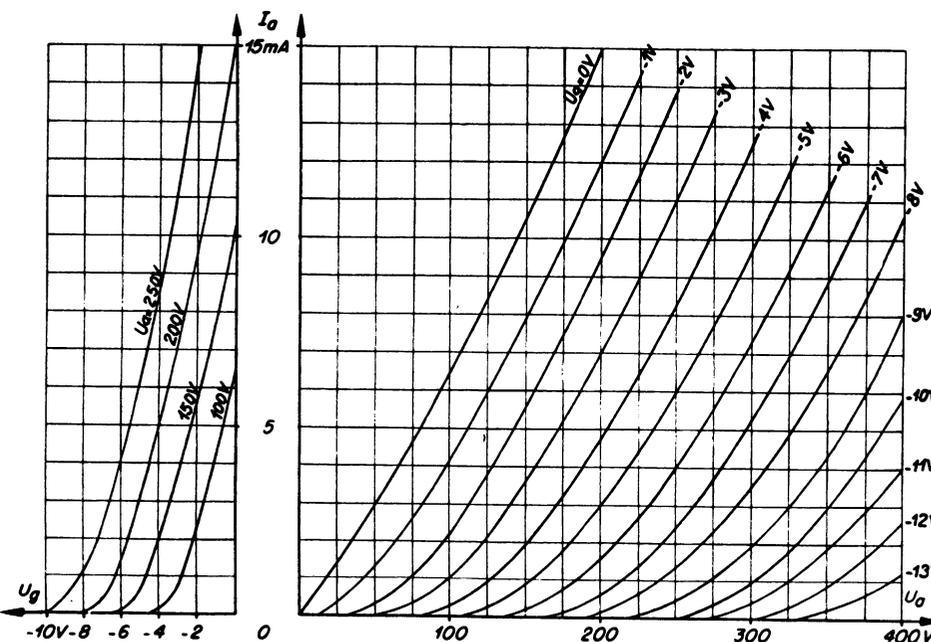


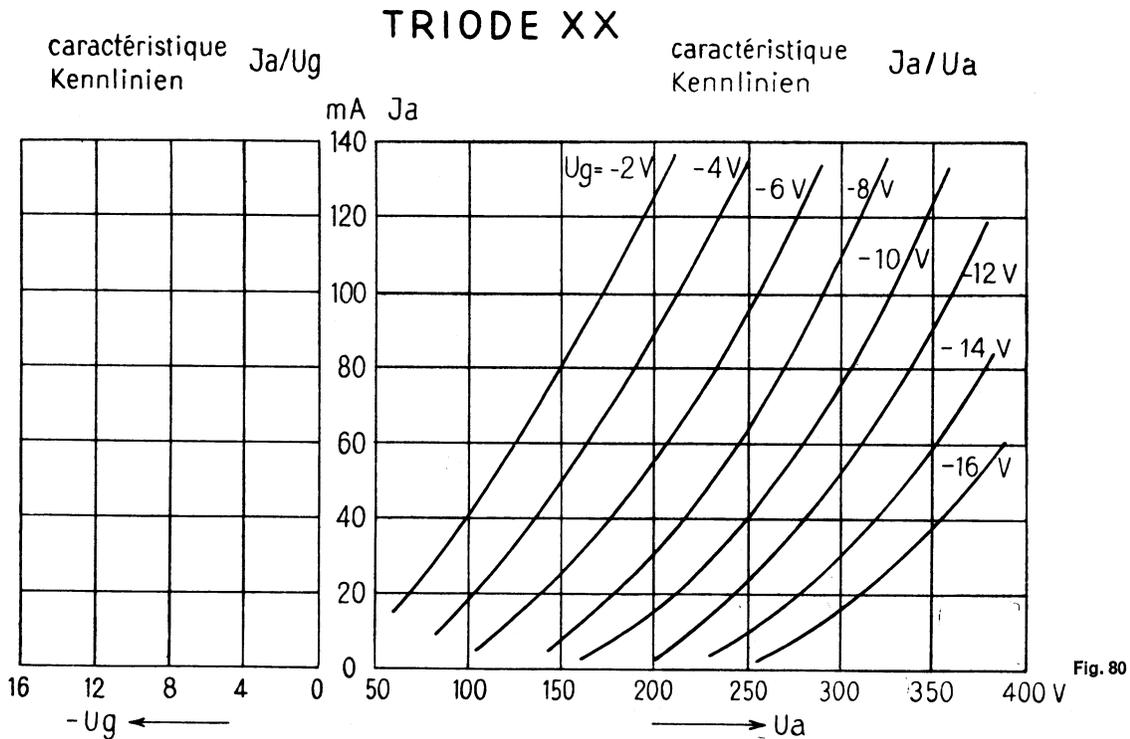
Fig. 78



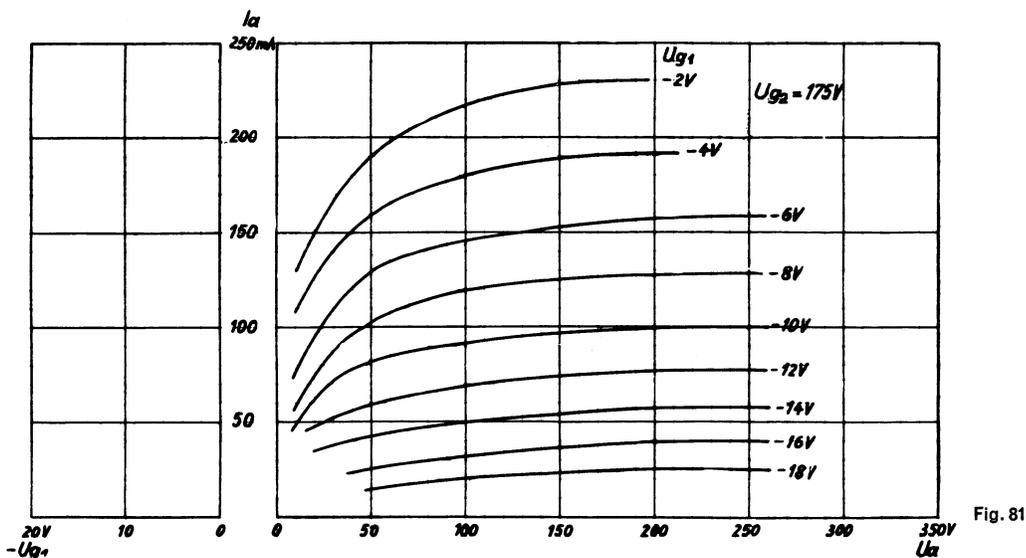
79. Triode EBC 3 Kennlinienblatt Fig. 79. Kenndaten: $U_a = 250 \text{ V}$, $I_a = 6 \text{ mA}$, $U_g = -5 \text{ V}$. a) Zeichne in die Kurvenschar die Widerstandsgerade für einen Außenwiderstand von $R_a = 12,5 \text{ k}\Omega$. b) Zeichne die dazugehörige dynamische Kennlinie im I_a/U_g -Kennlinienfeld ein. c) Wie groß ist die Anodenstromänderung, wenn sich die Gitterspannung am Steuergitter von -2 auf -8 V ändert? d) Wie groß ist in diesem Falle die Spannungsänderung?

Fig. 79

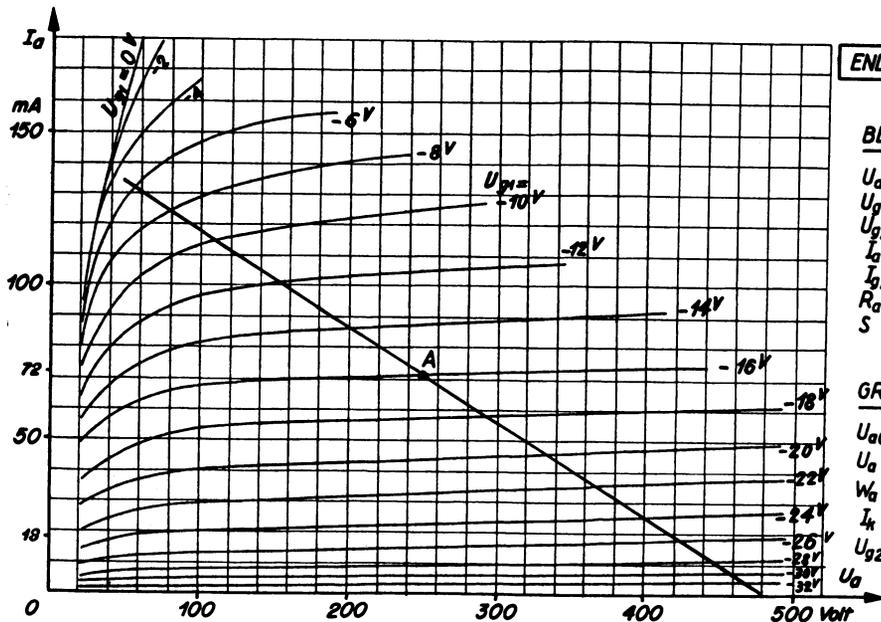
80. Zeichne in das Kurvenblatt der Triode Fig.80: a) Den Arbeitspunkt A. Röhrendaten: $U_{a0} = 250\text{ V}$, $U_{g0} = -10\text{ V}$, $I_{a0} = 40\text{ mA}$. b) Die statische I_a/U_g -Kennlinie für $U_a = 250\text{ V}$. c) Die Widerstandsgerade für $R_a = 2500\ \Omega$ (R_a transformatorisch angekoppelt). d) Die dynamische I_a/U_g -Kennlinie. Berechne bzw. ermittle aus den Kurven: e) Die statische Steilheit. f) Die Spannungsverstärkung, wenn am Steuergitter eine Wechsellspannung von 8 V_{SS} angelegt wird, die die Gitterspannung von -6 bis -14 V variiert.



81. Röhre UL 84 mit Kennlinienschar gemäß Fig. 81. a) Wie groß muß der Kathodenwiderstand sein, um automatisch die Gittervorspannung (-12 V bei $U_a = 150\text{ V}$) zu erhalten? b) Zeichne die Leistungshyperbel von 12 W Anodenverlustleistung ein. c) Trage die Widerstandsgerade für $2,4\text{ k}\Omega$ ein. d) Zeichne eine statische I_a/U_g -Kennlinie für 150 V Anodenspannung. e) Bestimme die statische Steilheit im Punkt $U_a = 150\text{ V}/U_g = -12\text{ V}$. f) Bestimme den Innenwiderstand im Arbeitspunkt. g) Wie groß ist die Spannungsverstärkung?



82. Kurvenschar der Penthode Al 5 (Fig. 82). a) Welchem Arbeitswiderstand R_a entspricht die eingezeichnete Arbeitsgerade (Widerstandsgerade)? b) Bestimme aus den Kurven die statische Steilheit. c) Die dynamische Steilheit. d) Wie groß ist die Spannungsverstärkung, wenn an das Steuergitter eine Wechselspannung von 8 V_{SS} angelegt wird? e) Wie groß ist der Klirrfaktor in diesem Falle?



END-PENTODE AL 5

Fig. 82

BETRIEBSDATEN:

$U_a = 250 \text{ V}$
 $U_{g1} = 16 \text{ V}$
 $U_{g2} = 250 \text{ V}$
 $I_a = 72 \text{ mA}$
 $I_{g2} = 6 \text{ mA}$
 $R_a =$
 $S =$

GRENZDATEN:

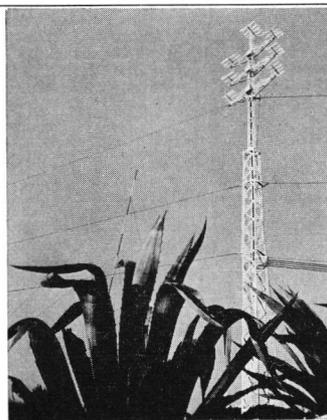
$U_{a0 \text{ max}} = 550 \text{ V}$
 $U_a \text{ max} = 250 \text{ V}$
 $W_a \text{ max} = 18 \text{ W}$
 $I_k \text{ max} = 90 \text{ mA}$
 $U_{g2 \text{ max}} = 550 \text{ V}$

Anhang III: Resultate der Aufgaben in Anhang II

1. a) $U_{AB} = 20 \text{ V}$. b) $I_1 = 12,5 \text{ mA}$; $I_2 = 37,5 \text{ mA}$; $I_3 = 50 \text{ mA}$. c) $R_1 = 1600 \Omega$; $R_2 = 533 \Omega$; $R_3 = 400 \Omega$. d) $R = 200 \Omega$.
2. $R = 2058 \Omega$.
3. $\Delta R = 24\%$.
4. $t_z = 62,9^\circ \text{C}$.
5. $P = 121 \text{ W}$.
6. $R_v = 143,5 \Omega$; $P_{Rv} = 11,1 \text{ W}$.
7. $W = 1,5 \text{ kWh}$.
8. a) 10 parallele Gruppen à 6 seriegeschaltete Elemente. b) $I = 0,44 \text{ A}$.
9. $I = 0,201 \text{ A}$.
10. $U_1 = 450 \text{ V}$; $U_2 = 1125 \text{ V}$; $U_3 = 225 \text{ V}$.
11. $C = 6,68 \text{ nF}$.
12. $I = 21 \text{ mA}$.
13. $C_{\text{max}} = 2000 \text{ pF}$.
14. $R = 16 \text{ k}\Omega$.
15. $R = 7,45 \Omega$.
16. $R = 4,77 \Omega$.
17. $N = 12500$ Windungen.
18. $R_1 = 360 \Omega$.
19. a) $M = 10 \mu\text{H}$. b) $k = 0,63$.
20. $n = 45 \text{ Umdr./Min}$.
21. $I_m = 0,99 \text{ mA}$.
22. $Z = 1,35 \text{ k}\Omega$.
23. $L = 0,48 \text{ H}$.
24. $R = 495 \Omega$.
25. a) $L = 8,77 \text{ H}$. b) $\cos \varphi = 0,736$.
26. a) $I = 0,257 \text{ A}$. b) $\cos \varphi = 0,78$.
27. a) $U_{BC} = 146,67 \text{ V}$. b) $I = 0,46 \text{ mA}$.
28. a) $I = 15,4 \text{ mA}$. b) $U_L = 2,9 \text{ V}$; $U_C = 4,9 \text{ V}$. c) $f_r = 130 \text{ kHz}$.
29. $C = 9,2 \text{ nF}$.
30. U_g/U_a bei 30 Hz = 0,685; bei 100 Hz = 0,997; bei 1000 Hz = 1.
31. a) $U = 102 \text{ V}$. b) $\cos \varphi = 0,78$.
32. a) $U = 225,5 \text{ V}$. b) $d = 34,28 \text{ db}$.
33. a) $R = 8,1 \text{ M}\Omega$. b) $\cos \varphi = 0,6$.
34. $I = 34,2 \text{ mA}$.
35. a) $I_R = 0,5 \text{ mA}$; $I_C = 6,28 \text{ mA}$; $I_L = 0,127 \text{ mA}$. b) $I_{\text{tot}} = 6,19 \text{ mA}$. c) $\cos \varphi = 0,081$.
36. a) $I_R = 6,67 \text{ mA}$; $I_C = 2,52 \text{ mA}$; $I_L = 1,59 \text{ mA}$. b) $I_{\text{tot}} = 6,73 \text{ mA}$.
37. $C = 8,9 \mu\text{F}$.
38. a) $R_{AB} = 11,25 \text{ k}\Omega$. b) $R_{AC} = 15 \text{ k}\Omega$. c) $I_1 = 6,67 \text{ mA}$; $I_2 = 6,67 \text{ mA}$; $I_{\text{tot}} = 13,3 \text{ mA}$.
39. $R_x = 11,21 \text{ k}\Omega$.

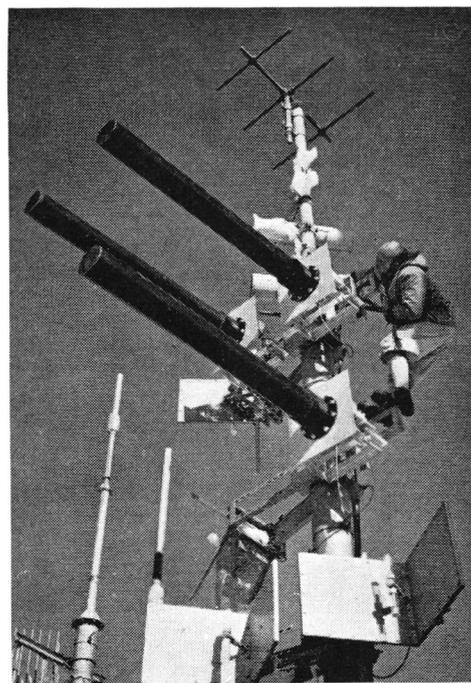
40. a) $I_L = 1,27 \text{ mA}$; $I_R = 0,18 \text{ mA}$. b) $I_{\sim} = 1,28 \text{ mA}$. c) $\varphi = 81^\circ 55'$. d) $U_g = -9,1 \text{ V}$.
41. $U = 95,2 \text{ V}$.
42. a) $R = 500 \Omega$. b) $U = 0,39 \text{ V}$.
43. $U_2 = 40 \text{ V}$.
44. $I_2 = 2 \text{ mA}$.
45. $E = 16,98 \text{ V}$.
46. a) $U = 9 \text{ V}$. b) $I_{R1} = 1,05 \text{ mA}$; c) Empfindlichkeit $500 \Omega/\text{V}$. d) $U = 7,6 \text{ V}$.
47. $f_r = 1,08 \text{ MHz}$.
48. a) $C = 250 \text{ pF}$. b) $U_C = U_L = 6,28 \text{ V}$. c) $Q = 125$. d) $U_R = 35,4 \text{ mV}$.
49. $C_x = 56,2 \text{ pF}$.
50. $C_p = 903 \text{ pF}$; $Q = 60$.
51. $f_r = 2,5 \text{ MHz}$.
52. $C_1 = 5,27 \text{ nF}$; $C_2 = 4,76 \text{ nF}$.
53. $\lambda_{\text{spiegel}} = 24,5 \text{ m}$.
54. $f_o = 25,225 \text{ MHz}$.
55. a) $f_{o1} = 2 \text{ MHz}$; $f_{o2} = 1 \text{ MHz}$. b) $f_{\text{spiegel}} = 2,5 \text{ MHz}$. c) $C_e = 56 \text{ pF}$; $C_o = 63 \text{ pF}$.
56. a) $R = 500 \text{ k}\Omega$. b) 63 %.
57. $C_1 = 182 \text{ pF}$.
58. $R_p = 333 \text{ k}\Omega$.
59. $m_{\text{max}} = 71\%$.
60. a) $R_d = 100 \text{ k}\Omega$. b) $R_{d\sim} = 80 \text{ k}\Omega$. c) $U = 2,8 \text{ V}$. d) $U_{\sim} = 0,7 \text{ V}_{\text{eff}}$. e) $m_{\text{max}} = 80\%$.
61. $I_{\text{Dipol}} = 1,57 \text{ m}$; $I_{\text{Direktor}} = 1,49 \text{ m}$; Abstand $d = 0,33 \text{ m}$.
62. $l = 0,276 \text{ m}$; $Z = 120 \Omega$.
63. $d = 14 \text{ db}$.
64. $U = 0,245 \text{ V}$.
65. $d = 30 \text{ db}$.
66. $R_{Lsp} = 2,87 \Omega$.
67. $U_1 = 35$; $U_2 = 4$.
68. $Z_1 = 1500 \Omega/\dot{u}_1 = 10:1$; $Z_2 = 1500 \Omega/\dot{u}_2 = 17,32:1$; $Z_3 = 2250 \Omega/\dot{u}_3 = 16,67:1$; $Z_4 = 4500 \Omega/\dot{u}_4 = 38,73:1$.
69. $R = 32 \Omega$.
70. $k = 3,69$.
71. a) v mit GK = 15. b) v ohne GK = 60.
72. a) $R_a = 7 \text{ k}\Omega$. b) $P = 1,11 \text{ W}$. c) $\eta = 12\%$.
73. a) $d = 20 \text{ db}$. b) $d = 8 \text{ db}$.
74. $\alpha = 0,1 = 10\%$.
75. $\mu = 120$.
76. $\mu = 14$.
77. b) $\mu = 50$; $S = 5 \text{ mA/V}$; $R_i = 10 \text{ k}\Omega$. d) $v = 30$. e) $R_K = 500 \Omega$.
78. d) $S_A = 0,52 \text{ mA/V}$. e) $v = 26,7$.
79. c) $\Delta I_a = 6,8 \text{ mA}$. d) $v = 14,1$.
80. e) $S = 10 \text{ mA/V}$. f) $v = 10,2$.
81. a) $R_K = 160 \Omega$. e) $S = 10 \text{ mA/V}$. f) $R_i = \text{ca. } 20 \text{ k}\Omega$. g) $v = 23,2$.
82. a) $R_a = 3200 \Omega$. b) $S = 7,5 \text{ mA/V}$. c) $S_A = 7 \text{ mA/V}$. d) $v = 22,2$. e) $k = 6\%$.

WIPIC löst Ihre Antennenprobleme!



WIPIC-Richtstrahler

- * Lang-, Mittel- und Kurzwellenantennen
- * UKW-Antennen
- * Fernsehantennen für die Bänder I, III, IV und V
- * Fahrzeugantennen
- * Rundstrahler, vertikal und horizontal polarisiert
- * Richtstrahler, vertikal und horizontal polarisiert
- * Selbststrahlende Vertikalmasten
- * KW-Antennen, horizontal
- * Tragmasten aus witterungsbeständigem Leichtmetall, bis 25 m Höhe, in vier verschiedenen Festigkeitsausführungen
- * Befestigungen für Tragmasten. Sehr große Auswahl für jede vorkommende Befestigungsart
- * Abspannmaterial
- * Bandleitungen und Kabel (50 Ohm nach JAN-Normen, 60 Ohm)



WIPIC-Gemeinschaftsantenne



Die WIPIC-Antenne ist ein hochwertiges Schweizer Produkt. Ihre hervorragende elektrische Leistung und die hohe mechanische Qualität der WIPIC-Erzeugnisse sind auf dem Antennengebiet einmalig!

Fabrikant:

wipic

W. WICKER-BÜRKI ZÜRICH 57
Berninastraße 30 Telephon 051-469893

Bernstein-Werkzeuge

Generalvertretung für die Schweiz: **CALUX AG, Zürich 2**

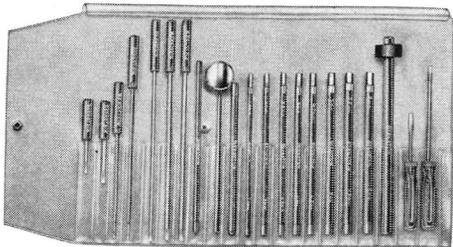


Spezial-Werkzeugtasche 3800

Für Tonband- und Diktiergeräte

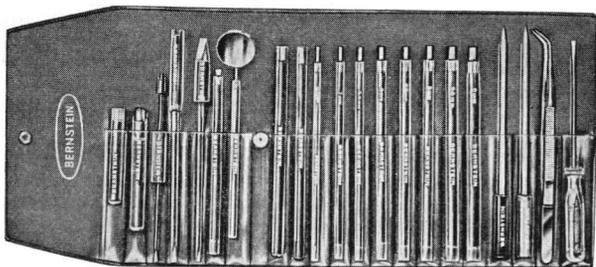
Hier ist eine Auswahl der bekannten **Bernstein-Qualitätswerkzeuge**, unentbehrlich in einer modern eingerichteten Werkstatt der Radio- und Fernsehtechnik.

Werkstoff: Chrom-Vanadium Elektrostaahl
Ausführung: Hochglanz über Nickel verchromt.
Gelb-transparente Isolation für 10000 Volt.



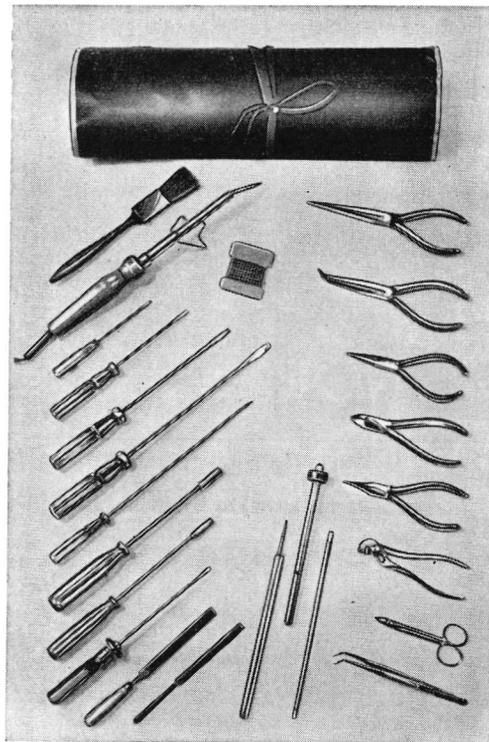
Radio- und Fernsehtrimmerbesteck 1970

Abgleichschraubenzieher mit Spezialeinsatz



Radio-Trimmerbesteck 1900/21

In hochwertigem Kunststoff und mit größter Präzision hergestellt



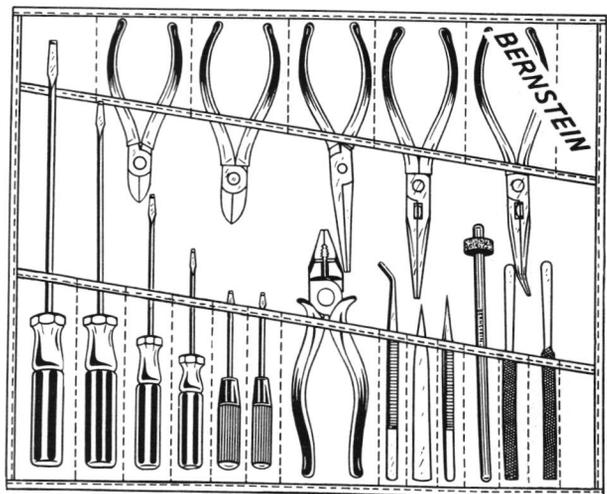
Fernseh-Werkzeugtasche 2400

24-teiliger Satz hochwertiger Spezialwerkzeuge.



Fernseh-Servicekoffer «Boy» 5000

3-teilig, mit Fächern für 62 Röhren, für Meßgerät, mit 50 verschiedenen Werkzeugen bestückt. Spiegel im Deckel.

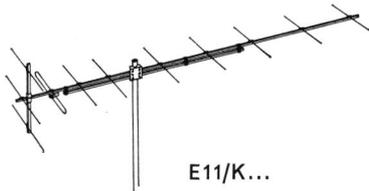


Rundfunk-Mechanikertasche 1800

18-teilig, mit Rolltasche in Plastik-Leinen-Material.

Telanor-Antennen

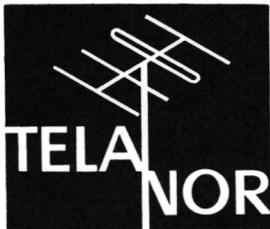
2 Beispiele aus unserem reichhaltigen Programm, aus der Perspektive des Technikers gesehen.



E11/K...

Diese Antenne hat sich vor allem in schlechten Empfangslagen (schwaches Signal und Reflexionen) ausgezeichnet.

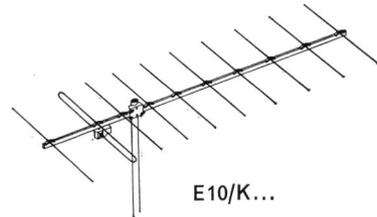
Spannungsgewinn 15 dB
VR-Verhältnis 36 dB
Öffnungswinkel hor. 31°
Öffnungswinkel vert. 42°



Mechanische Eigenschaften:

Durchkonstruiertes schraubenloses Klappsystem.
Klappsystem und Elemente sind gemäß **Empa-Untersuchungsbericht Nr. 19061** auf Festigkeit und Verformbarkeit geprüft!

Alleinverkauf durch:
Philips AG, Zürich 27
Abt. Service
Tel. (051) 258610 und 270491



E10/K...

Eignet sich dank ihrer Kurzbauweise sehr gut als Estrichantenne, weil unter Dach meistens sehr stark inhomogene Felder anzutreffen sind.

Spannungsgewinn 10 dB
VR-Verhältnis 21 dB
Öffnungswinkel hor. 38°
Öffnungswinkel vert. 63°

Philips S.A., Genève
Place de la Navigation
Tel. (022) 326350



Rationell abgleichen mit Wobbler und KO

AM/FM Meßsender PM 5320

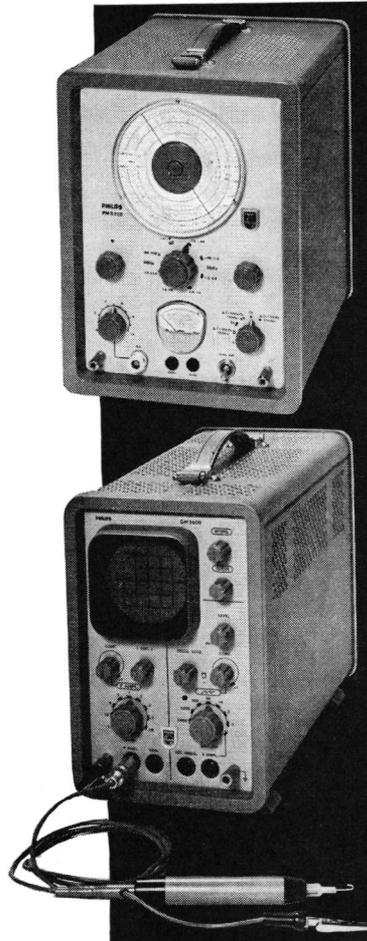
150 kHz... 50 MHz, AM 1000 Hz (alle Bereiche)
88 MHz...108 MHz, AM und FM 1000 Hz
400 kHz...500 kHz, Frequenzhub 20 kHz (Netz)
10 MHz... 11,5 MHz, Frequenzhub 200 kHz (Netz)
Ablenkspannung für Oszillografen, Phase regelbar
Kontinuierlicher HF-Abschwächer 0...50 mV
absolute Frequenzgenauigkeit $\pm 1\%$
Drift bei $\pm 10\%$ Netzspannung max. $\pm 0,05\%$

Preis: Fr. 1180.-

HF Oszillograf GM 5600

Frequenzbereich von 0 bis 5 MHz
Ablenkempfindlichkeit 50 mV/cm
Zeitbasis von 0,5 μ s/cm bis 30 ms/cm
Sehr stabile Triggerung bis 1 MHz
Wahlweise automatische oder regelbare Ansprechwellen
Elektronenstrahlröhre DH 7-78 (7 cm \varnothing)

Preis: Fr. 920.-



PHILIPS



PHILIPS AG

Abt. Industrie Binzstraße 7 Zürich 3
Telefon 051/25 86 10 und 27 04 91



Präzision

Zuverlässigkeit

Schallplatten-Abspielgeräte
(auch in Ausführung
als automatischer Plattenwechsler)
für Hi-Fi- und Stereo-Technik

THORENS

**Freude für den Fachmann!
Entzücken für den Benutzer!**

in **Ste-Croix** beheimatet –
über die ganze Welt berühmt!



Zuverlässigkeit

Präzision



Wie alle Geräte der Firma WILLI STUDER, REGENSDORF/ZH, verkörpern die Tonbandgeräte der Serie 36 höchste Präzision und Zuverlässigkeit, verbunden mit fortschrittlicher Technik. – Die Kenner der ganzen Welt, welche das Beste suchen, bevorzugen deshalb

REVOX

Das Programm der Firma Willi Studer umfaßt: REVOX-Tonbandgeräte und Hi-Fi-Verstärker in Stereo-Technik – DIAVOX-Projektor-Steuergeräte – STUDER-Studio-Magnettongeräte in Ein- und Mehrspur-Technik.

Generalvertretung:

ELA AG, REGENSDORF/ZH

Althardstraße 158