

Eine Breitband-Reusenantenne von 3 bis 30 MHz für mobile Dienste

VON R. GREIF

DK 621.396.676.029.58

Inhaltsübersicht: Es wird eine zerlegbare Kurzwellenantenne beschrieben, die sich besonders für bewegliche Funkdienste eignet.

Summary: A sectioned HF-antenna is described, which is specially suitable for mobile services.

Résumé: Une antenne démontable H.F. est décrite, étant spécialement opportune à des services de T.S.F. mobiles.

Allgemeines

Die Antennenanlage von mobilen Funkstellen, die normalerweise mit Kurzwellen-Sendern von einigen 100 Watt arbeiten, stellen ein Problem dar, für das bisher keine allgemein anwendbare Lösung gefunden wurde. So lange sich die Funkwagen in Bewegung befinden, kann der Nachrichtenverkehr nur mit Peitschenantennen aufrecht erhalten werden. An diese Antennen werden sehr hohe mechanische Anforderungen gestellt, da mit Rücksicht auf einen einigermaßen brauchbaren Betrieb bei tiefen Frequenzen eine Antenne von mindestens 5 bis 7 m Länge erforderlich ist, die durch den Fahrtwind und beim Streifen von Hindernissen sehr starken Belastungen ausgesetzt ist. Diese Antennen bestehen meist aus einzelnen verschraubbaren Stäben aus hochfester und hochelastischer Legierung und sind auf einem kräftigen Fußisolator montiert; sie besitzen eine Feder, die die Peitsche nach einem Abbiegen wieder aufzurichten in der Lage ist. Wird der Funkwagen für längere Zeit an einem festen Standort eingesetzt, so arbeitet man, um einen höheren Wirkungsgrad der Anlage zu erreichen, mit einer Langdrahtantenne oder einem auf Halbwellen-Resonanz abgestimmten Drahtdipol. Diese Antennen werden zwischen Bäumen oder Gebäuden ausgespannt. In freiem Gelände werden zwei bis drei abgespannte Maste in Stekrrohr-Konstruktion oder in Teleskopausführung zur Aufnahme der Drahtantennen aufgestellt. Gelegentlich werden auch Rhombusantennen verwendet, die jedoch wegen der vier benötigten Tragmaste und der Leitungsführung einen noch größeren Aufwand erforderlich machen. Die genannten Antennen zeigen nur in einem schmalen Betriebsbereich be-

friedigende Ergebnisse. Bei Frequenzwechsel ist infolge der Fehlanpassung und der damit verbundenen Leistungsreflexion, sowie durch die Aufspaltung des Strahlungsdiagramms mit einer erheblichen Dämpfung zu rechnen, so daß

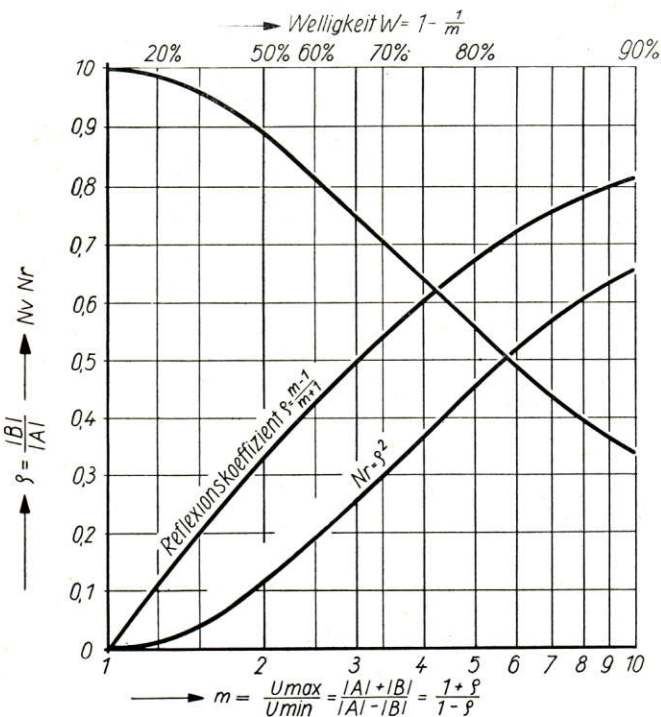


Abb. 1

Von der Antenne reflektierte Leistung in Abhängigkeit von der Fehlanpassung

Power reflected by the antenna in dependence upon the mismatch
Puissance réfléchié par l'antenne en fonction de VSWR (taux d'ondes stationnaires).

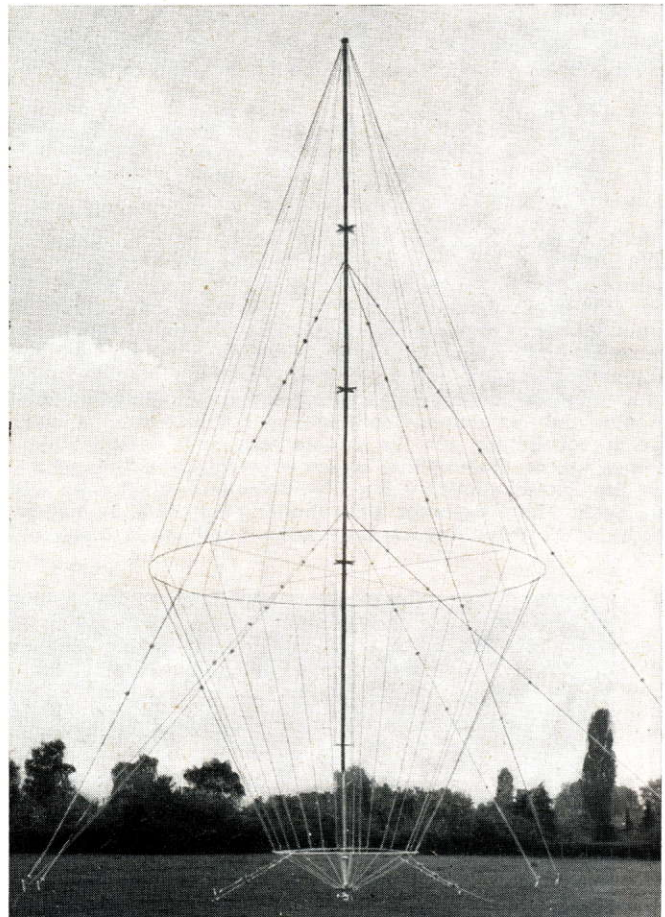


Abb. 2

Breitband-Reusenantenne für mobile Funkstellen
Broad-band cage antenna for mobile stations
Antenne en cage à large bande pour des stations mobiles.

eine elektrische oder mechanische Nachstimmung der Antenne notwendig wird. Wie aus **Abb. 1** zu ersehen ist, betragen allein die Verluste durch die Fehlanpassung bei einem Wellenverhältnis zwischen 5 und 10, das bei einer nicht abgestimmten Kurzwellen-Antenne durchaus nicht ungewöhnlich ist, etwa 40 bis 70%. Im Gegensatz zu den genannten Antennen weist die im folgenden beschriebene Reusen-Antenne im ganzen Kurzwellenbereich nahezu konstante, günstige Betriebsverhältnisse auf. Gleichzeitig ist der Aufwand für den Transport und die Aufstellung verhältnismäßig gering.

Aufbau der Antenne

Die Breitband-Reusenantenne (**Abb. 2**) wird von einem zentralen, 22 m hohen Rohrsteckmast getragen, der im oberen Drittel seiner Höhe und in der Mitte mit je vier isolierten Pardunenseilen abgespannt ist. Der Mast ist mit Rücksicht auf Transport und Aufstellung so leicht als möglich gehalten. Er

besteht aus einer hochfesten Leichtmetall-Legierung. Da die Knickbeanspruchung des Mastes einerseits beim Aufstellen (seitliches Ausknicken), andererseits durch die Zugkräfte der Reusen- und Pardunenseile bei großen Windstärken erheblich ist, sind zusätzliche Längsabspannungen mit Stahlseilen vor-

stellung erforderlichen Hilfsmastes ersichtlich ist. Zum Transport werden sämtliche Teile der Reusen-Antenne sowie das zur Aufstellung benötigte Werkzeug und Hilfsmaterial in drei Transportkisten und drei Rohrgestellen untergebracht (Abb. 4).

Montage der Antenne

Einzelheiten über die Aufstellung der Antenne geben die Abb. 5 und 6 wieder. Zunächst wird die komplette Grundplatte mit Fußisolator und Kniegelenk am Boden verankert. Der Fußisolator ist während der Montage durch Spannschlösser überbrückt. Hierauf wird der Antennenmast und ein Hilfsmast für die Aufstellung am Boden ausgelegt, montiert und mit dem Kniegelenk der Bodenplatte verbunden. Nun werden die Reusenenseile an der Mastspitze eingehängt und der obere Reusenring montiert (Montageabschnitt nach Abb. 5). Die Abspannpflocke werden hierauf nach einem in der Beschreibung angegebenen Schema gesetzt und die Pardunenseile untergehängt. Die zwei weiteren Pardunenseile stellen die Ver-

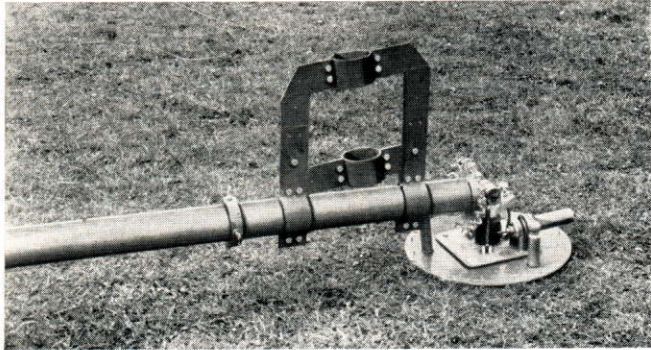


Abb. 3
Ausbildung des Fußteiles der Antenne
Construction of the antenna-base
Formation du pied de l'antenne.

gesehen. Diese Spannseile sind über sternförmige Platten geführt, die an vier Schüssen des Mastes befestigt werden. Die sechzehn Reusenenseile sind an der Spitze und an der Fußplatte des Mastes eingehängt. Der Abstand der Reusenenseile untereinander und die Zentrierung zum Mast wird mit Hilfe zweier zerlegbarer Stützringe hergestellt. Die Antenne wird von einem Stützisolator aus Keramik getragen, der auf einer runden Bodenplatte gelagert ist. Zwischen der Fußplatte des Mastes und der oberen Druckplatte des Fußisolators ist eine Gelenkverbindung für die Aufstellung des Mastes vorgesehen. Auf der Bodenplatte ist der wettergeschützte Anschluß für das Speisekabel montiert. Die Erdseile werden ebenfalls an dieser Platte befestigt. Einzelheiten zeigt Abb. 3, aus der auch der Anschluß des Antennenmastes und des für die Auf-



Abb. 5
Montage der Reusenantenne:
Auslegen des Mastes und Hilfsmastes
Mounting of the cage antenna:
Laying out of the mast and the auxiliary mast
Montage de l'antenne en cage:
Placement du mât et du mât auxiliaire.



Abb. 4
Breitband-Reusenantenne zum Transport verpackt
Broad-band cage antenna packed up for transportation
Antenne en cage à large bande emballée pour le transport

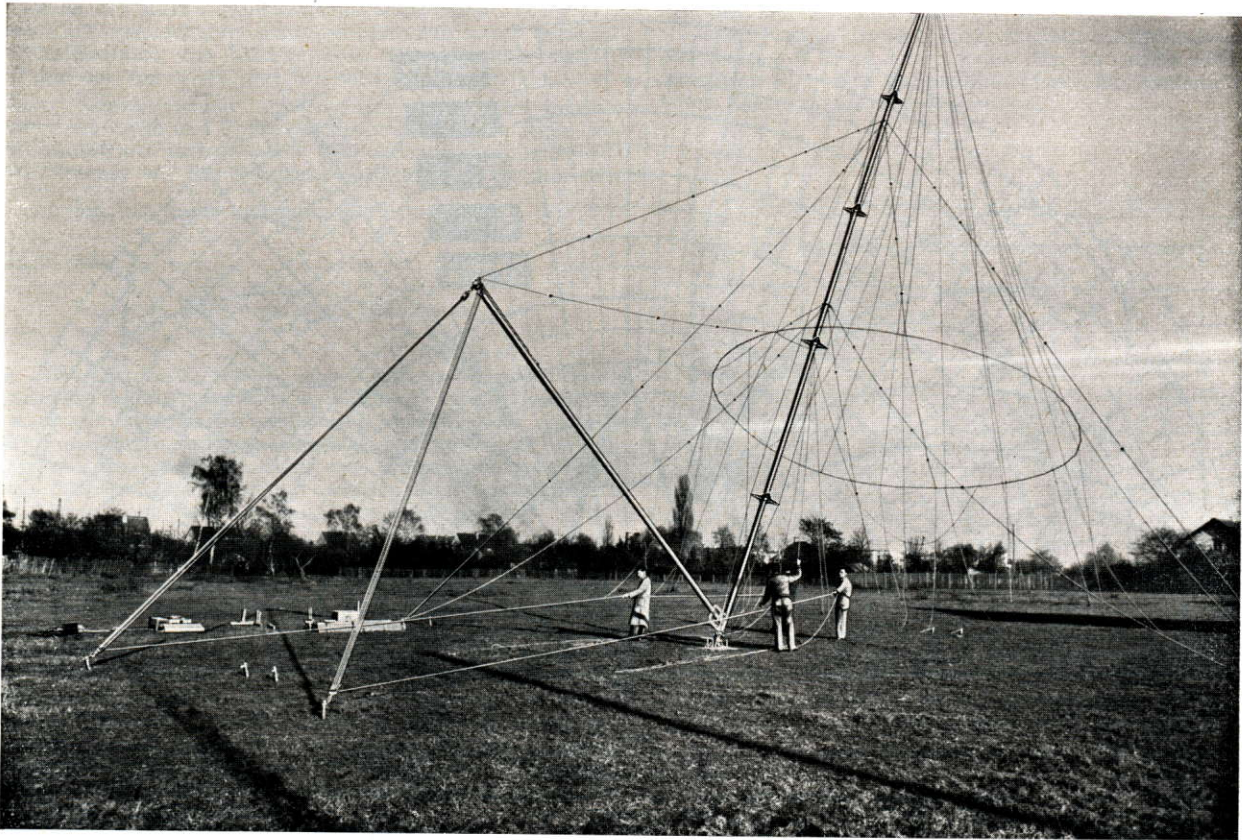


Abb. 6
 Montage der Reusenantenne:
 Aufrichten des Mastes
 Mounting of the cage antenna:
 Erection of the mast
 Montage de l'antenne en cage:
 Erection du mât

bindung zwischen dem Antennenmast und dem Hilfsmast her. Nachdem der Hilfsmast senkrecht aufgerichtet ist und die beiden zur Aufstellung erforderlichen Flaschenzüge eingehängt sind, wird der Antennenmast über das Kniegelenk aufgerichtet (Montageabschnitt nach Abb. 6). Sobald der Antennenmast die vertikale Lage erreicht hat, wird der Hilfsmast entfernt und die noch freien Pardunenseile verankert und ebenso wie die Reusenseile, die am Mastfuß eingehängt werden, gleichmäßig gespannt. Nach Verlegung des Erdnetzes und Anschluß des HF-Kabels ist die Antenne betriebsbereit. (Ein Eingraben des Erdnetzes ist nicht erforderlich).

Technische Daten

Nachfolgend seien noch einige technische Daten der Antenne genannt:

- Nettogewicht der Antenne
- einschließlich der Hilfsteile für die Montage . . . rd. 390 kg
- Bruttogewicht der Antenne rd. 460 kg
- Antennenmast: Rohr-Steckmast, 22 m lang,
- 10 Rohre von ca. 2,3 m Länge;
- Hilfsmast: Rohr-Steckmast, 8,6 m lang;
- 4 Rohre von ca. 2,3 m Länge;
- Reusenseile: 16 verzinkte Stahlseile;
- Pardunenseile: 2 × 4 verzinkte Stahlseile mit 5 bzw. 6 Abspannisolatoren;
- Erdseile: 16 verzinkte Stahlseile, 10 m lang;
- Montagedauer: 2 bis 3 Stunden.
- Montagepersonal: 4 bis 5 Mann.

Elektrische Daten

Wie die Fehlanpassungskurve der Abb. 7 zeigt, ist die Abstimmung eines mit der Breitband-Reuse betriebenen Kurzwellensenders in dem 1 : 10 betragenden Frequenzbereich ohne besondere Antennenanpaßglieder ohne weiteres möglich, da die reflektierte Leistung, abgesehen von dem Anstieg zwischen 3,5 und 30 MHz, durchwegs weniger als 12% beträgt.

Im allgemeinen ergeben sich auch bei den tiefsten Betriebsfrequenzen keine Abstimmungsschwierigkeiten, da die meisten Kurzwellensender für wesentlich größere Fehlanpassungen ausgelegt sind. Da die übrigen Antennenverluste bei der

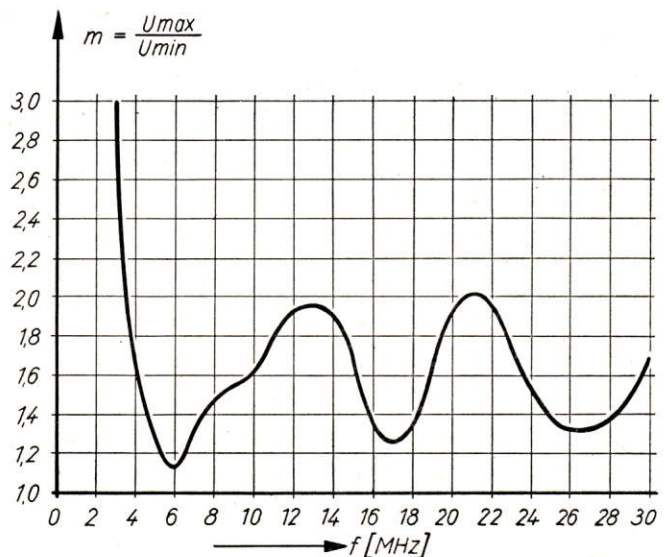


Abb. 7
 Fehlanpassung der Breitband-Reuse im Frequenzbereich 3 bis 30 MHz
 Mismatch of the broad-band antenna in the frequency range of 3 to 30 mc
 Taux d'ondes stationnaires de l'antenne en cage à large bande dans la bande de fréquence de 3 à 30 Mc/s.

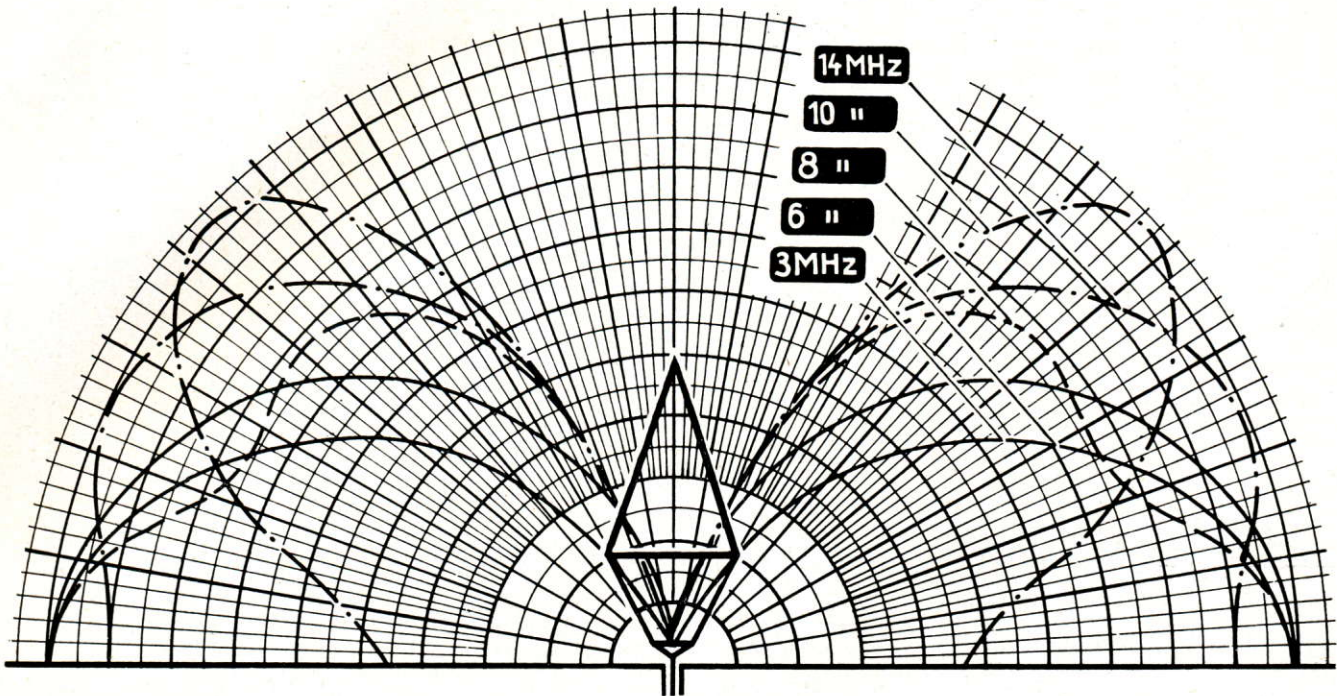


Abb. 8
Vertikales Strahlungsdiagramm der Breitband-Reuse für einige Betriebsfrequenzen
Vertical radiation diagram of the broad-band cage antenna for some operating frequencies
Diagramme vertical de radiation de l'antenne en cage à large bande pour quelques fréquences d'opération

Reusenantenne gering sind, wird daher der größte Teil der Senderleistung zur Abstrahlung gebracht. Das horizontale Strahlungsdiagramm der Antenne ist aus Symmetriegründen nahezu kreisförmig. Das Vertikaldiagramm (Abb. 8) gibt bei jeder Betriebsfrequenz eine ausreichende Abstrahlung in dem Winkelbereich von 10 bis 60°, der für die Kurzwellenausbreitung von besonderem Interesse ist. Infolge der nicht

sinusförmigen Stromverteilung auf einer derartigen Breitbandantenne tritt eine Aufspaltung des Diagramms mit zusätzlichen Nullstellen im Betriebsbereich nicht ein. Wegen ihrer günstigen Eigenschaften bezüglich der Anpassung und des Strahlungsdiagramms kann die Antenne sowohl für den Kurzwellen-Netzverkehr als auch für Richtverbindungen mit Erfolg eingesetzt werden.

Das Variometer im Kurzwellensender

VON H. H. CLAUSSEN (Teil 1) und H. BOCK (Teil 2)

DK 621.396.611.1
621.396.66.22

Inhaltsübersicht: Der Aufsatz behandelt die Verwendung von Variometern in Siebschaltungen von Kurzwellensendern. Es wird nachgewiesen, daß nur mit Variometerabstimmung der ideale Zusammenhang zwischen Kreisgüte und Betriebsfrequenz erzielt werden kann. Die höchstzulässigen Kreisgüten, welche sich aus der Mindestbandbreite ergeben, und die Mindestkreisgüten zur Erzielung der erforderlichen Oberwellenselektion werden errechnet. Mit Variometern wird eine Endstufenschaltung aufgebaut, welche eine gegenüber üblichen Schaltungen um 16 dB bessere Siebung der 1. Oberwelle sicherstellt.

Die für die Konstruktion von Variometern wesentlichsten Gesichtspunkte werden aufgezeigt. Entscheidende Details der Ausführung werden beschrieben. Die Frage des zweckmäßigen Abschaltens der nichtverwendeten Windungen wird eingehend besprochen und durch Messungen erläutert.

Summary: This paper discusses the use of variometers in filter circuits of short-wave transmitters. It is shown that it is only with variometer tuning that the ideal relation between circuit Q and operating frequency can be arrived at. The maximum permissible circuit Q's resulting from the minimum bandwidth, and the minimum circuit Q's required to obtain the necessary rejection of harmonics are computed. With the aid of variometers, an output-stage circuit is designed which ensures that the rejection of the 1st harmonic is 16 dB better than accomplished with similar circuit arrangements. The viewpoints essential for the design of variometers are set forth. The most important details of the circuit design are described. The problem of the suitable disconnection of the windings not used is thoroughly discussed and elucidated with reference to measurements.

Résumé: L'article traite l'emploi de variomètres dans la composition de filtres pour émetteurs ondes courtes. On démontre que seul l'accord par variomètre permet d'obtenir la relation idéale entre le facteur Q et la fréquence de travail. Les facteurs Q maximum admissibles déterminés par la largeur de bande minimum, ainsi que les facteurs Q minimum, pour obtenir la sélection d'harmoniques désirée, sont calculés.

Un montage d'étage final avec variomètre qui, par rapport aux montages similaires, assure un filtrage, de 16 dB supérieur, du premier harmonique est établi.

Les points les plus importants de la construction des variomètres en ressortent clairement. Certains détails décisifs sont décrits. La question de la mise hors circuit appropriée des spires non utilisées est discutée et expliquée par des mesures.

1. Vergleich zwischen Variometerabstimmung und Drehkondensator-Abstimmung

Als Abstimmelement in den Siebschaltungen der HF-Sender*) setzt sich in letzter Zeit das Variometer in steigendem Maße durch. Der gesamte Kurzwellenbereich einschließlich

der „Grenzwellen“ umfaßt ein sehr großes Frequenzintervall, nämlich die Frequenzen 1,6 bis 28 MHz. Das Verhältnis zwischen der obersten und der untersten Grenzfrequenz (den Eck-

*) Gemäß VO Funk [1] werden zukünftig Kurzwellensender als HF-Sender bezeichnet (HF-Bereich 3...30 MHz).

frequenzen des Kurzwellenbereiches) ergibt den Faktor 17,5. Dieses Verhältnis wird im weiteren „Bereichsindex“ genannt. Der Bereichsindex von MW-Sendern demgegenüber beträgt nur 3 und der von VHF- und Fernsehsendern nur 1,25.

Einem Normvorschlag entsprechend wird der gesamte Kurzwellenbereich in 4 Teilbereiche unterteilt, von denen der nächst höhere sich jeweils durch Verdopplung des niedrigeren ergibt. Nennen wir das Frequenzverhältnis der Teilbereiche $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$ und den Index des gesamten Bereiches J,

so ergibt sich

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt[4]{J} \leq 2,1.$$

Da HF-Leistungsverstärker aus Gründen der Erzielung eines hohen Wirkungsgrades in Klasse B und C betrieben und auch zur Frequenzvervielfachung herangezogen werden, ist zur Unterdrückung unerwünschter Komponenten im Frequenzspektrum die Anwendung von Siebschaltungen erforderlich. Diese Siebschaltungen werden in Endverstärkern außerdem zur Impedanztransformation ausgenutzt.

Im behandelten Frequenzbereich werden diese Siebschaltungen üblicherweise mit stationären Elementen aufgebaut. Um die einfache Abstimmbarkeit von Sendern zu ermöglichen, ist es zweckmäßig, mehrkreisige Filter zu vermeiden und durch Verwendung elektronisch entkoppelter Kaskaden einkreisiger Filter eindeutige Abstimmkriterien sicherzustellen. Weiterhin ist zu fordern, daß zur Erzielung der Bereichsvariation je Filter nur ein Element verändert wird. Aus dieser Forderung geht hervor, daß Transformationschaltungen beispielsweise so aufgebaut werden müssen, daß der Transformationsfaktor unabhängig von der Größe der variierbaren Elemente wird. **Abb. 1** zeigt ein Filterschema, welches die obigen Forderungen erfüllt.

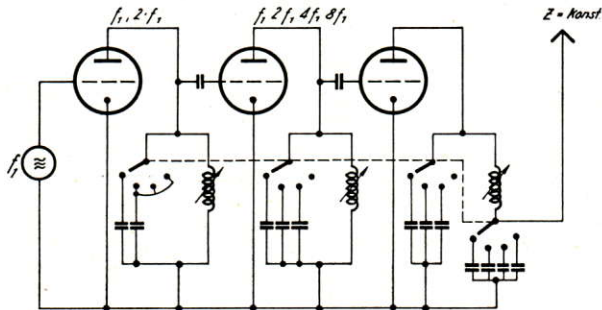


Abb. 1
Filterschema der 3 letzten Verstärkerstufen eines modernen Kurzwellensenders
Filter diagram of the 3 last amplifier stages of a modern short-wave transmitter
Schéma des filtres des 3 derniers étages d'un émetteur ondes courtes moderne

1.1 Bandbreitenforderung

Internationalen Vereinbarungen gemäß ist die Betriebsbandbreite von HF-Sendern im allgemeinen auf $B = 2 \Delta f = 12 \cdot 10^3$ Hz begrenzt.

In Einzelfällen wird $2 \Delta f = 20 \cdot 10^3$ Hz gefordert. Der Durchlaßbereich der Filter soll demgemäß eine konstante und von der Sendefrequenz unabhängige Bandbreite B erhalten. Andererseits müssen die bei Verstärkung, Vervielfachung oder Mischung entstandenen Neben- und Oberwellen ausreichend gedämpft werden. Je nach Sendergröße und Art werden für die außerhalb des Bereiches B liegenden Anteile des Senderspektrums Dämpfungen von 40 dB bis 64 dB gefordert. Führen wir der Art der verwendeten Filter entsprechend den Begriff der Kreisgüte

$$Q = \frac{f}{2 \Delta f} = \frac{f}{B} \tag{1}$$

ein, so lassen sich die Konsequenzen aus dem Obengesagten einfach ableiten:

Wählt man, unter Berücksichtigung der durch die Kaskadierung auftretenden Addition der Dämpfungen an den Gren-

zen des Durchlaßbereiches, der Abstimmunsicherheit sowie weiterer Unwägbarkeiten die konstruktive Mindestbandbreite der Sender $B' = 2 \Delta f = 6 \cdot 10^4$ Hz, so ergibt sich der in **Abb. 2** als $Q_i = f(f)$ dargestellte ideale Zusammenhang zwischen Kreisgüte und Sendefrequenz.

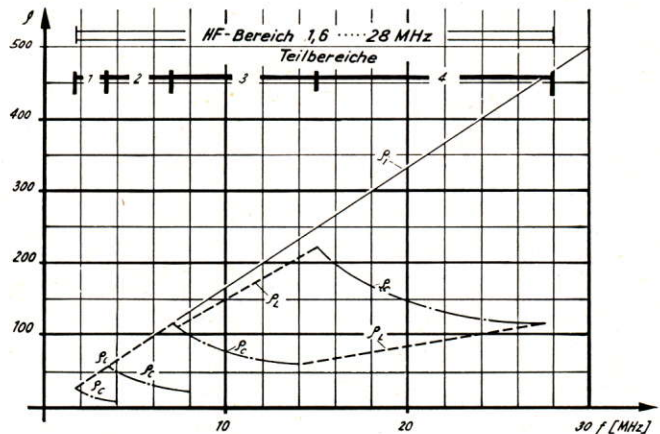


Abb. 2
Güteschema von Kurzwellenverstärkern
 Q_i = größtzulässige Güte
 Q_L = möglicher Güteverlauf bei Variometerabstimmung
 Q_c = möglicher Güteverlauf bei Drehkondensatorabstimmung

Circuit Q diagram of short-wave amplifiers:
 Q_i = maximum permissible Q
 Q_L = possible Q with variometer tuning
 Q_c = possible Q with variable-capacitor tuning
Schéma du facteur Q d'un amplificateur pour ondes courtes
 Q_i = Facteur Q max. permis
 Q_L = Variation possible du facteur Q pour l'accord par variomètre
 Q_c = Variation possible du facteur Q pour l'accord par condensateur

$Q_i = f(f)$ in **Abb. 2** gibt also die aus Gründen der Durchlaßbandbreite und der Betriebsstabilität max. verwendbaren Kreisgüten an. Es ist leicht zu erkennen, daß die Tendenz $Q_i = \omega \cdot \text{const.}$ sich nur bei Verwendung der Variometerabstimmung erreichen läßt:

Betrachten wir nach **Abb. 3** einen einfachen Parallelresonanzkreis, bei welchem, für diese Überlegung ausreichend, sämtliche Verluste in dem Widerstand R zusammengefaßt seien, so ist:

$$Q = \frac{R}{Z} \tag{2}$$

Definitionen: $\omega_o L = \frac{1}{\omega_o C} \equiv Z,$

$\omega_o \equiv$ Resonanzfrequenz.

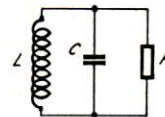


Abb. 3
Ersatzschaltbild für die in Abs. 1.1 und 1.2 durchgeführten Rechnungen
Equivalent circuit diagram for the calculations carried out in steps 1.1 and 1.2
Circuit équivalent pour les calculs effectués aux paragraphes 1.1 et 1.2

Variieren wir zur Frequenzänderung mit Drehkondensator das C, so bleibt $L = \text{const.}$ und es wird

$$Q_c = \frac{R}{\omega L} \tag{3}$$

Wird dagegen mit Variometer das L verändert, so wird analog

$$Q_L = R \cdot \omega C. \quad (4)$$

Mit $\omega = 2\pi f$ und $\frac{2\pi}{B} = \text{const.}$ erkennt man durch Vergleich von (4) und (3) mit (1) unmittelbar, daß der ideale Frequenzgang der Güte nur mit Variometerabstimmung erzielt werden kann, während bei Drehkondensatorabstimmung $Q_C = f(f)$ um $\frac{1}{\omega^2}$ von dem idealen Verlauf abweicht.

1.2 Realisierbarkeit von Q_i

Um diese zu besprechen, müssen einige weitere Voraussetzungen gegeben werden. Die optimalen Arbeitswiderstände der in den HF-Senderschaltungen verwendeten Röhren liegen im Bereich 1,5 kOhm bis 10 kOhm. Ein häufiger Wert ist 4 kOhm. Diese Widerstände treten als R in Abb. 3 in Erscheinung.

Für Röhreninduktivitäten und unvermeidbare Schaltinduktivität muß der Wert $L_{\min} = 2 \cdot 10^{-7}$ H angesetzt werden.

Die in Abb. 2 eingetragenen möglichen Güten Q_L für Variometerabstimmung und Q_C für Drehkondensatorabstimmung lassen sich erreichen, wenn man die Mindestinduktivität $L_{\min} = 2 \cdot 10^{-7}$ H und den optimalen Röhrenaußenwiderstand $R_a = 4 \cdot 10^3$ Ohm zu Grunde legt.

Für die obere Eckfrequenz 28 MHz ergibt sich bei beiden Abstimmverfahren gleiche Güte, da in beiden Fällen die kleinst erreichbare Induktivität bestimmend für die größt erreichbare Güte ist. Die Güte Q_L für die obere Grenze des Teilbereiches 3 ergibt sich bei Variometerabstimmung wiederum aus der kleinst verwendbaren Induktivität, während bei Drehkondensatorabstimmung an der unteren Grenzfrequenz dieses Teilbereiches die max. zulässige Güte Q_i noch nicht überschritten werden darf. Die erzielbaren Güten der Bereiche 1 und 2 ergeben sich analog. Man erkennt aus Abb. 2, daß im Teilbereich 4 die Drehkondensatorabstimmung überlegen zu sein scheint. In den Teilbereichen 1 bis 3 ist jedoch eindeutig die Variometerabstimmung vorteilhafter. In den Teilbereichen 1 und 2 läßt sich bei Variometerabstimmung die ideale Güte realisieren. Da nun aus Ausbreitungsgründen das Hauptgewicht des über Funkwege geleiteten Weltnachrichtenverkehrs auf die Teilbereiche 1 bis 3 entfällt, sollte damit der Variometerabstimmung unter obigen Gesichtspunkten der Vorrang gegeben werden.

1.3 Transformationsschaltung

Endstufen moderner HF-Verstärker werden auf Koaxial-Kabelwiderstände ausgekoppelt. In Deutschland ist ein Widerstand von $Z = 60$ Ohm üblich. Fordert man nun, daß das Transformationsverhältnis unabhängig von der Stellung des kontinuierlich variablen Abstimmelementes wird, so wird man Verstärker mit Variometerabstimmung kapazitiv und solche mit Drehkondensatorabstimmung induktiv auskoppeln.

In Abb. 4 sind Drehkondensator-Abstimmung und Variometerabstimmung gegenüber gestellt. Abb. 4a zeigt die heute noch viel verwendete, konventionelle, induktive Auskopplungsschaltung von HF-Sendern. Ihr ist in Abb. 4b eine moderne Schaltung mit Variometerabstimmung gegenübergestellt.

Die Auskopplungs-Variometer der Abb. 4a haben komplizierte Dimensionierungsgesetze, so daß die ausgeführten Formen nur relativ schmale Frequenzintervalle lückenlos bestreichen. Um das gesamte Intervall 1,6 bis 28 MHz bearbeiten zu können, sind je nach Aufbau 6 bis 10 derartige Variometer erforderlich. Diese werden entweder als Aufsteckeinheiten ausgeführt oder durch Umlegen von Schaltfläschchen variiert. Die Verwendung von gekoppelten Bereichumschaltern führt zu erheblichem konstruktiven Aufwand, so daß sie meist umgangen wird.

Die Variometerabstimmung nach Abb. 4b bietet, wie aus der Darstellung zu erkennen ist, eine konstruktiv sehr einfache Möglichkeit der Beherrschung des Transformationsproblems. Da Kondensatoren sich ungleich leichter frequenzunabhängig darstellen lassen als Variometer der in Abb. 4a verwendeten

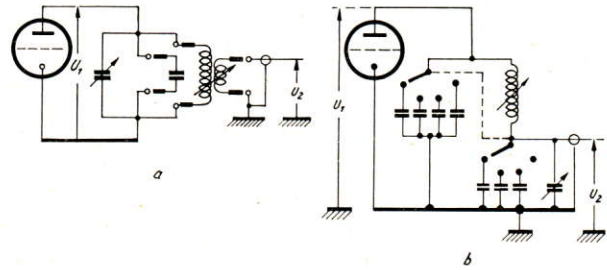


Abb. 4
Prinzipschaltungen von Kurzwellenverstärkern:

- a) Konventionelle Schaltung mit Drehkondensatorabstimmung und Induktionsauskopplung;
- b) Moderne Schaltung, wie sie in allen R&S-HF-Sendern verwendet wird. Vorteil der Schaltung b: Einfache Bereichumschaltung und wesentlich erhöhte Oberwellenselektion

Basic circuit diagrams of short-wave amplifiers:

- a) conventional circuit with variable-capacitor tuning and inductive output coupling;
- b) modern circuitry as used in all R&S h-f transmitters. Advantage of the circuit arrangement (b): Simple band switching and considerably improved rejection of harmonics

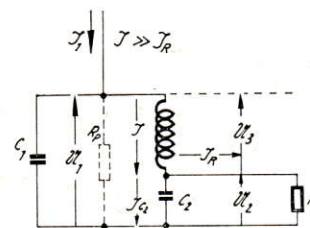
Schéma de principe d'amplificateurs ondes courtes:

- a) schéma conventionnel avec accord par condensateur variable et découplage inductif.
- b) schéma moderne tel qu'utilisé dans tous les émetteurs Rohde & Schwarz. Les avantages du schéma b sont: changement de gammes simple et sélection des harmoniques augmentée.

Art, gelingt es nach 4 b, die Transformation entsprechend den 4 Teilbereichen aufzuteilen. Die Umschaltung der Endstufe kann nach 4 b mit 2 Schaltebenen, welche mit dem Bereichsschalter gekoppelt sind, ausgeführt werden. Das Variometer nach 4 b läßt sich bei zweckentsprechendem Aufbau so ausführen, daß es im Gesamtfrequenzbereich 1,6 bis 28 MHz als ideales Schaltelement wirkt und zusammen mit den unproblematischen Kondensatoren eine wirklich lückenlose Bestreichung des gesamten Frequenzintervalles garantiert.

Eine einfache Betrachtung zeigt weiterhin, daß die Schaltung nach 4 b bezüglich der in den Endstufen von Sendern so wesentlichen Oberwellenunterdrückung der Schaltung nach 4 a überlegen ist:

In 4 a wurde ein zumindest im Prinzip idealer Übertrager für die Auskopplung verwendet und das Transformationsverhältnis $\bar{u} = \frac{U_1}{U_2}$ ist hier für die Oberwellen das gleiche wie für die Grundwelle (siehe auch Meßergebnis Abb. 6 Kurve 1).



$$C_g = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}, \quad \omega_o 2 L C_g = 1, \quad \frac{C_2}{C_1} = n,$$

$$\bar{u} = \frac{U_1}{U_2}, \quad \frac{J_1}{U_1} = \mathfrak{Y}, \quad \frac{R_{p0}}{\omega_o L} = q, \quad \mathfrak{Y}_r = \frac{1}{R_p};$$

Abb. 5

Prinzipschaltbild für die Rechnungen in Abs. 1.3
Eingangsscheinwiderstand und Transformationsverhältnis der unbalancierten π -Schaltungen.

Basic circuit diagram for the calculations in step 1.3.
Input impedance and transformation ratio of the unbalanced π -circuits.

Schéma de principe pour les calculs du paragraphe 1.3
Impédance d'entrée et rapport de transformation de circuits en π asymétriques.

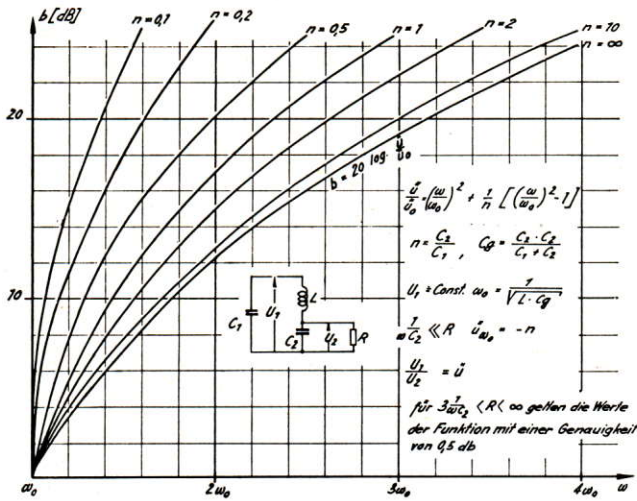


Abb. 7

Transformationsfaktoren der Schaltung nach Abb. 5, gültig für $\frac{1}{\omega C_2} \leq \frac{1}{3} R$ mit einem größtmöglichen Fehler von 6,5%

Transformation factors of the circuit shown in Fig. 5, valid for $\frac{1}{\omega C_2} \leq \frac{1}{3} R$ with a maximum possible error of 6.5%.

Facteurs de transformation des circuits d'après fig. 5 valable pour $\frac{1}{\omega C_2} \leq \frac{1}{3} R$ avec une erreur max. possible de 6,5%

ihrer Ermittlung das Ersatzschaltbild der Abb. 5. Den Resonanzleitwert $\mathfrak{Y} = \frac{J}{U}$ bilden wir als Parallelschaltung des Imaginärteiles und des Realteiles. Der Imaginärleitwert \mathfrak{Y}_i eines ungedämpften Kreises nach Abb. 5 kann der Fachliteratur entnommen werden [2]. Der diesem parallel liegende frequenzabhängige Realleitwert \mathfrak{Y}_r wird unter Verwendung der Gleichung (9) ermittelt.

Definitionen:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L \cdot C_1}, \omega_2^2 = \frac{1}{L \cdot C_2}, \frac{C_2}{C_1} = n, \omega_2^2 = \frac{\omega_1^2}{n}, \omega_2^2 = \frac{\omega_0^2}{n+1}$$

$$\mathfrak{Y} = \mathfrak{Y}_i \uparrow \mathfrak{Y}_r$$

$$\mathfrak{Y}_i = j C_1 \cdot \frac{\omega \cdot (\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega^2 - \omega_2^2} = j C_1 \frac{\omega (\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega^2 - \frac{\omega_0^2}{n+1}}$$

Für die Bestimmung von \mathfrak{Y}_r beziehen wir uns auf die Resonanzgüte $Q = R_{po} \cdot \omega_0 C_0$, wobei der bei Resonanz $\omega = \omega_0$ an der Anode auftretende Realwiderstand mit R_{po} bezeichnet wurde. Es ist gemäß Ableitung der Gleichung (9)

$$R_{po} = R \cdot \dot{u}_0^2 \text{ und mit } R_{po} = Q \cdot \frac{1}{\omega_0 C_0} \text{ wird}$$

$$R \cdot \dot{u}_0^2 = Q \frac{1}{\omega_0 C_0};$$

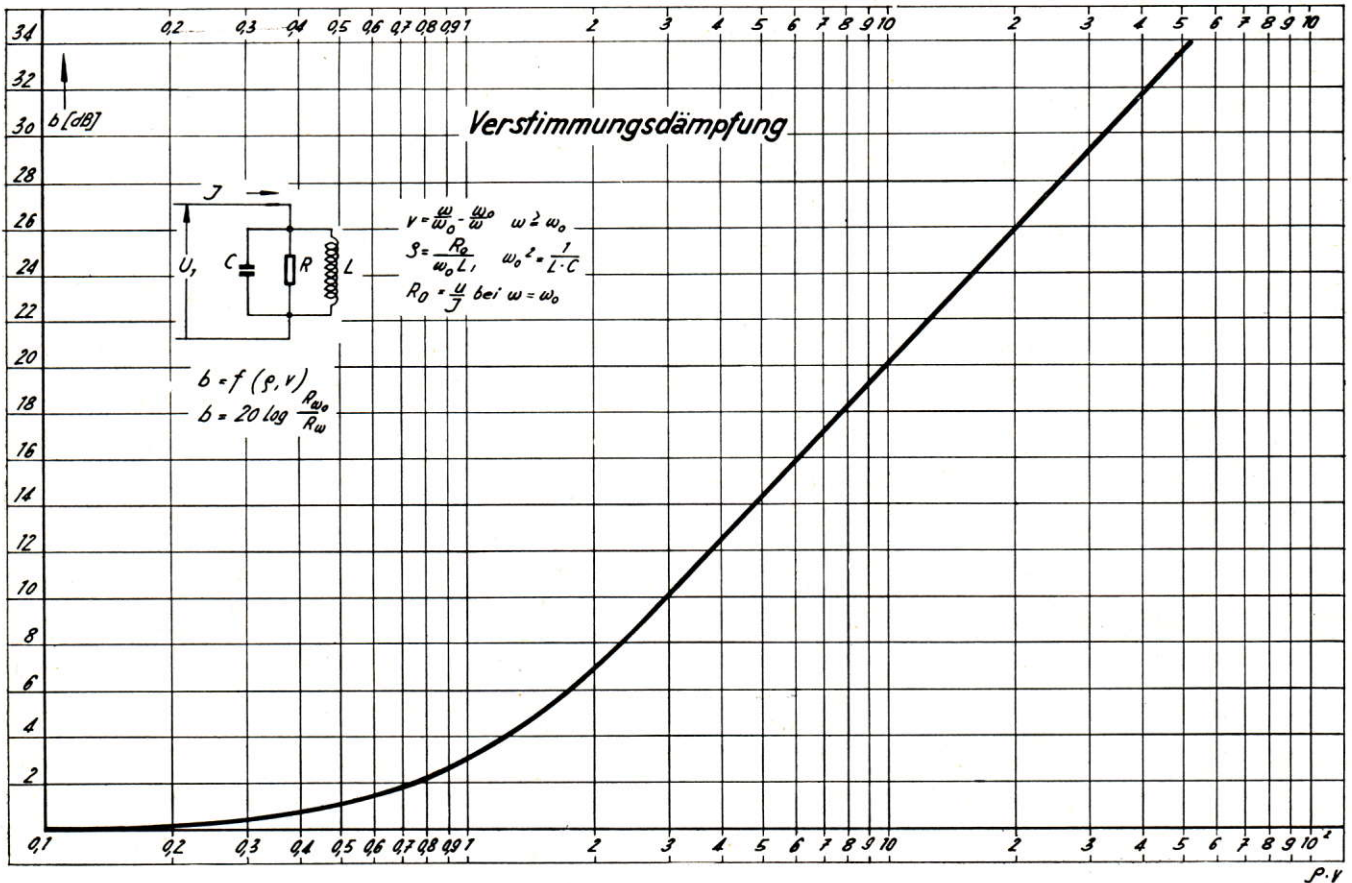


Abb. 8

Normierte Verstimmungsfunction

$$\theta' = 20 \cdot \log \frac{R_{po}}{R_p} \text{ für einfache Schwingkreise}$$

Relative attenuation in dependence on detuning

$$\theta' = 20 \cdot \log \frac{R_{po}}{R_p} \text{ for simple resonant circuits.}$$

$$\text{Fonction de désaccord normalisée } \theta' = 20 \cdot \log \frac{R_{po}}{R_p}$$

bezeichnet man den bei der beliebig wählbaren Frequenz ω auftretenden Parallelwiderstand (reell) mit R_p , so gilt analog (9)

$$R_p = R_{p0} \cdot \left(\frac{\ddot{u}}{\ddot{u}_0}\right)^2 = \varrho \cdot \left(\frac{\ddot{u}}{\ddot{u}_0}\right)^2 \cdot \frac{1}{\omega_0 C_g} \quad (10)$$

$$\mathfrak{Y}_r = \frac{1}{R_p} = \omega_0 C_g \cdot \frac{1}{\varrho} \cdot \left(\frac{\ddot{u}_0}{\ddot{u}}\right)^2;$$

nach (9) ist $\left(\frac{\ddot{u}_0}{\ddot{u}}\right)^2 = \left[\frac{n}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + n \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1} \right]^2$,

weiterhin ist $C_g = \frac{n}{1+n} \cdot C_1$;

damit wird

$$\mathfrak{Y}_r = C_1 \cdot \frac{n}{1+n} \cdot \omega_0 \cdot \frac{1}{\varrho} \left[\frac{n}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + n \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1} \right]^2;$$

als Eingangswert ergibt sich demgemäß

$$\mathfrak{Y} = \mathfrak{Y}_i \hat{+} \mathfrak{Y}_r = j C_1 \frac{\omega(\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega^2 - \frac{\omega_0^2}{n+1}} + C_1 \cdot \frac{n}{1+n} \omega_0 \frac{1}{\varrho} \left[\frac{n}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + n \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1} \right]^2.$$

Als Betrag des Scheinleitwertes errechnet sich hiermit nach einigen Umformungen

$$|\mathfrak{Y}| = C_1 \omega_0 \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{1}{1+n}} \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^6 - 2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{\varrho}\right)^2 \cdot \left(\frac{n}{1+n}\right)^6 \cdot \frac{1}{\left[\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{1}{1+n}\right]^2}} \quad (11)$$

Der Scheinleitwert bei Resonanz ($\omega = \omega_0$) wird

$$|\mathfrak{Y}_{res}| = C_1 \omega_0 \frac{1}{1 - \frac{1}{1+n}} \sqrt{1 - 2 + 1 + \left(\frac{1}{\varrho}\right)^2 \cdot \left(\frac{n}{1+n}\right)^6 \cdot \left(\frac{1}{1 - \frac{1}{1+n}}\right)^2}$$

Berücksichtigt man, daß $1 - \frac{1}{1+n} = \frac{n}{1+n}$, so ergibt sich

$$|\mathfrak{Y}_{res}| = C_1 \omega_0 \frac{n}{1+n} \cdot \frac{1}{\varrho}; \quad (12)$$

mit $C_g = \frac{n}{1+n} \cdot C_1$ und $\left(\frac{\ddot{u}}{\ddot{u}_0}\right)^2 = 1$ (Resonanzfall),

geht (12) über in (10), wie definitionsgemäß zu erwarten.

Es wird endlich $\frac{|\mathfrak{Y}|}{|\mathfrak{Y}_{res}|} = \frac{R_{p0}}{R_p} = \theta$ gebildet.

Wie leicht nachzuprüfen, wird

$$\theta = \varrho \cdot \frac{1+n}{n} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{1}{1+n}} \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^6 - 2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{1}{\varrho}\right)^2 \cdot \left(\frac{n}{1+n}\right)^6} \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{1}{1+n}}\right]^2} \quad (13)$$

Für die in diesem Aufsatz behandelte Oberwellenunterdrückung ist die Auswertung der Funktion θ für $\frac{\omega}{\omega_0} \geq 1$ ausreichend (siehe Abb. 9).

Für den Bereich $\frac{\omega}{\omega_0} \leq 1$ ist n der entscheidende Parameter.

Bis zur Reihenresonanz bei $\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{\frac{1}{1+n}}$ hat die Funktion

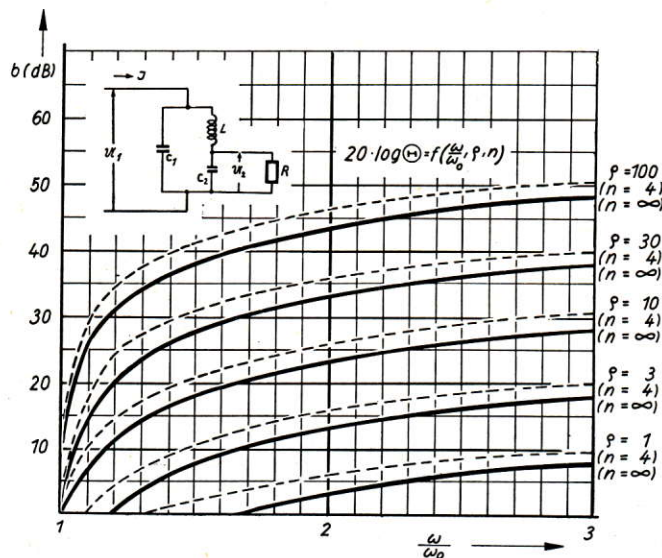
θ für $\frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{1}{\alpha}$ mit Sicherheit größere Dämpfungswerte als für

die Kehrfrequenz $\frac{\omega_2}{\omega_0} = \alpha$. Für noch kleinere Frequenzen als

$\omega = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{1+n}}$ ist die Einzelauswertung von (13) ratsam.

Bei der Auswertung ist die Einschränkung

$$\frac{1}{\omega_0 \cdot C_2} < \frac{1}{3} R \text{ zu beachten.}$$



$$\frac{C_2}{C_1} = n; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC_g}; \quad C_g = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}; \quad \varrho = n^2 \cdot \frac{R}{\omega_0 \cdot L}; \quad R_{res} = n^2 \cdot R$$

$$|\mathfrak{Y}| = \frac{|U_1|}{|I_1|}; \quad \theta = \frac{R_{p0}}{|\mathfrak{Y}|} = \varrho \cdot \frac{1+n}{n} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{1}{1+n}} \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^6 - 2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + K^2}$$

$$K = \left(\frac{1}{\varrho}\right) \cdot \left(\frac{n}{1+n}\right)^3 \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{1}{1+n}}\right);$$

Abb. 9

Verstimmungsfunktion

$\theta = 20 \cdot \log \frac{R_{p0}}{R_p}$ für unsymmetrische π -Schaltungen der in Schaltung 4b verwendeten Art.

Relative attenuation in dependence on detuning

$\theta = 20 \cdot \log \frac{R_{p0}}{R_p}$ for unbalanced π networks of the type used in 4 (b).

Fonction de désaccord $\theta = 20 \cdot \log \frac{R_{p0}}{R_p}$ pour des circuits π asymétriques du genre utilisé dans le montage 4b.

Die Gleichung Θ gibt in allgemeiner Form den auf Resonanzwiderstand bezogenen Eingangsscheinwiderstand unsymmetrischer π -Glieder an. Das symmetrische π -Glieder mit wellenwiderstandsrichtiger Anpassung ist als Einzelfall $n = 1$ und $\varrho = 0,8$ in den Gleichungen (9) und (13) enthalten.

An einem Beispiel soll endlich gezeigt werden, in welchem Maße die Auskopplung nach 4 b der nach 4 a in bezug auf die Oberwellensiebung überlegen ist.

Bei Verwendung einer idealen Penthode im C-Betrieb wird man z. B. einen halben Stromflußwinkel $\alpha = 90^\circ$ einstellen, um größtmögliche Ausgangsleistung zu erreichen [3]. Die erste Oberwelle $\omega = 2\omega_0$ ist dann mit einer Amplitude im Anodenstrom enthalten, welche gleich der Hälfte der Grundwellen-Amplitude ist. Der Abstand zwischen den Stromamplituden beträgt also $b_1 = 6$ dB. Bei Verwendung eines Kreises mit der Betriebsgüte $\varrho_B = 20$ in einer Schaltung nach 4 a ergibt sich für die erste Oberwelle eine Relativdämpfung von 29 dB (vergleiche Abb. 8). Bei Verwendung einer Schaltung nach 4 b gelten die Selektionskurven nach Abb. 9. Setzen wir häufig vorkommenden Verhältnissen entsprechend $n = 10$ an, so ergibt sich für diesen Fall eine Relativdämpfung an der Anode von 32 dB (vergleiche Abb. 9). Hinzu kommt noch der Vorteil, welcher sich aus Gleichung (9), Abb. 7 ergibt, zu 13 dB. Für Schaltungen nach 4 b ergibt sich demgemäß unter obigen Verhältnissen eine Dämpfung der 1. Oberwelle von $13 + 32 + 6 = 51$ dB, während die klassische Schaltung nach 4 a nur eine Dämpfung von $6 + 29 = 35$ dB ergibt. Um mit der klassischen Schaltung 51 dB zu erzielen, müßte eine Betriebsgüte $\varrho_B = 130$ eingehalten werden, eine Forderung, welche, selbst wenn Wirtschaftlichkeitsgesichtspunkte zurückgestellt werden, in vielen Fällen (siehe Abb. 2 und Abs. 1.4 dieses Aufsatzes) nicht erfüllbar ist.

1.4 Einfluß der Siebschaltung auf den Wirkungsgrad von Verstärkerstufen

Die Dämpfung des Schwingungskreises einer Verstärkerstufe setzt sich zusammen aus dem Lastwiderstand R_L und aus den Kreisverlusten R_{Kr} . Unterscheidet man zwischen der Leerlaufgüte ϱ_L und der Betriebsgüte ϱ_B , so läßt sich der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen und dem Wirkungsgrad η_s der Schaltung finden. Entsprechend Abb. 9 a definieren wir:

$$\varrho_L = \frac{\omega L}{R_{Kr}}; \quad \varrho_B = \frac{\omega L}{R_{Kr} + R_L}, \quad (14), (15)$$

die über dem Kreisverlustwiderstand entstehende Leistung $N_V = J^2 \cdot R_{Kr}$ und die an dem Verlustwiderstand R_L anfallende Leistung $N_L = J^2 \cdot R_L$;

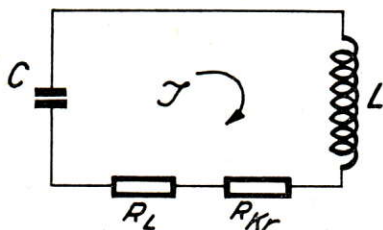


Abb. 9a
Ersatzschaltbild zur Texterläuterung
Equivalent circuit diagram to illustrate the text.
Circuit équivalent pour l'explication du texte.

damit wird

$$\eta_s = \frac{J^2 \cdot R_L}{J^2 \cdot (R_{Kr} + R_L)} = \frac{R_L}{R_{Kr} + R_L} \quad (16)$$

Setzen wir entsprechend den Gleichungen (14 und (15)

$$R_{Kr} = \frac{\omega L}{\varrho_L} \text{ und } R_{Kr} + R_L = \frac{\omega L}{\varrho_B} \text{ sowie}$$

$$R_L = \frac{\omega L}{\varrho_B} - R_{Kr} = \frac{\omega L}{\varrho_B} - \frac{\omega L}{\varrho_L},$$

dann geht (16) über in

$$\eta_s = \left(\frac{\omega L}{\varrho_B} - \frac{\omega L}{\varrho_L} \right) \cdot \frac{\varrho_B}{\omega L} = 1 - \frac{\varrho_B}{\varrho_L} \quad (17)$$

Eine Dimensionierungsgleichung erhält man, wenn (17) in der Form

$$\varrho_L = \frac{\varrho_B}{1 - \eta_s}$$

geschrieben wird.

Forderte man beispielsweise einen Schaltungswirkungsgrad $\eta_s = 0,9$ bei einer Betriebsgüte von $\varrho_B = 100$, so würde die erforderliche Leerlaufkreisgüte:

$$\varrho_L = \frac{100}{0,1} = 1000.$$

Da die im betrachteten Frequenzbereich erzielbaren Leerlaufkreisgüten bei etwa $\varrho = 250$ liegen, müssen die geforderten Oberwellendämpfungen gegen hohe Leistungsverluste eingehandelt werden. Andererseits zeigt diese Überlegung, welche Bedeutung der richtigen Wahl der Auskoppelschaltung zukommt.

Aus obigen Erwägungen geht hervor, daß an die Variometer höchste Gütenanforderungen gestellt werden müssen, wenn die eingangs aufgestellten Selektionsforderungen bei tragbaren Wirkungsgraden erfüllt werden sollen. Zur Erfüllung extremer Selektionsforderungen entschließt man sich infolgedessen auch zur Verwendung von Sonderschaltungen und speziellen Oberwellenfiltern, deren Benutzung jedoch das Abstimmverfahren zwangsläufig erschwert.

Eine in den Laboratorien von R & S entwickelte Reihe von Variometern, über deren Eigenschaften Teil 2 dieses Aufsatzes berichtet, ermöglicht es, die R&S-HF-Sender in der Standardschaltung nach 4 b auszuführen und damit bei Einhaltung der aus der V.O. Funk [1] sich ergebenden Selektionsforderungen einfache Bedienbarkeit und lückenlose Beherrschung des großen Frequenzbereiches sicherzustellen.

2. Gesichtspunkte für die Gestaltung von Variometern

Beim Entwurf von Variometern für Senderabstimmkreise sind verschiedene Punkte zu beachten, welche die Gestaltung stark beeinflussen.

1. Die im Schwingkreis auftretende Scheinleistung.
2. Der Frequenzbereich, in dem das Variometer zum Einsatz kommt.
3. Die verlangte Mindestgüte.

Dementsprechend weichen auch die Konstruktionen im Aufbau voneinander ab. Man wird jedoch, um vielseitig ver-

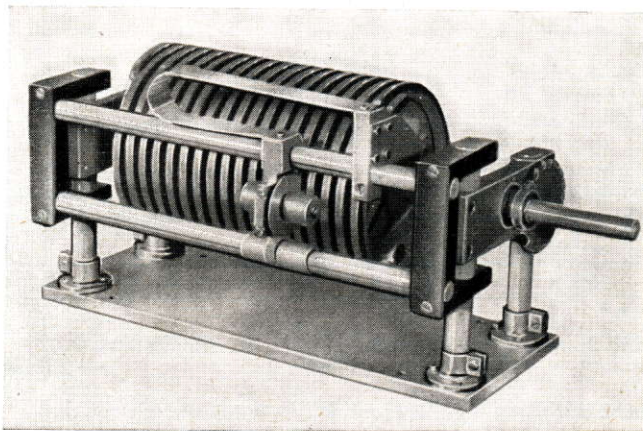


Abb. 10
Abstimmereinheit für 1 kW-Kurzwellensender (Maximale Blindleistung 90 kVA)
Tuner for 1-kw short-wave transmitter (max. reactive power 90 kva).
Unité d'accord pour émetteur ondes courtes de 1 KW (puissance déwattée 90 KVA).

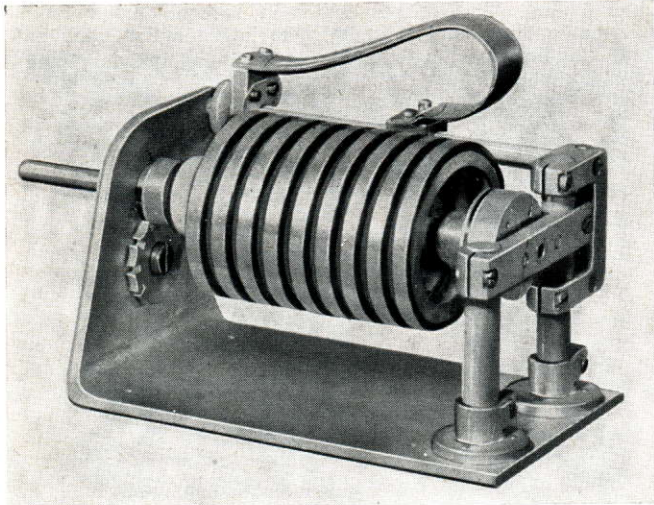


Abb. 11

Variometer aus dem Anodenkreis eines 1 kW-Verstärkers für den Frequenzbereich 40 bis 70 MHz

Variometer from the plate circuit of a 1-kw amplifier for the frequency range 40 to 70 mc.

Variomètre du circuit d'anode d'un amplificateur de 1 KW pour la gamme de fréquence de 40 à 70 Mc/s.

wendbare Bauelemente zu erhalten, bei allen Ausführungsformen kleinstmöglichen Raumbedarf anstreben. Die **Abb. 10** mit **15** zeigen eine Reihe von Variometern, die in den von R & S hergestellten VHF- und HF-Sendern Verwendung finden. Alle hier gezeigten Variometer besitzen ein grundsätzliches Konstruktionsmerkmal: ein ausreichend groß dimensionierter, verschiebbarer Stromabnehmer greift einen Teil der Wicklung einer einlagigen Zylinderspule ab. Dadurch wird die wirksame Spulenlänge verändert und man kann die gewünschte Induktivität einstellen. Das inaktive Ende der Wicklung wird mit dem Stromabnehmer verbunden, um unerwünschte Resonanzerscheinungen zu vermeiden.

Der Aufbau von Spule und Stromabnehmer kann nun auf zwei verschiedene Arten realisiert werden:

- a) Spule fest und Stromabnehmer variabel (Abb. 15);
- b) Stromabnehmer fest und Spule drehbar. (Abb. 10 bis 14).

Zu welcher Ausführung man sich entschließt, hängt von der Größe des Variometers ab, von Wirtschaftlichkeitsüberlegungen und von den technischen Fertigungsmöglichkeiten. Bei kleineren Einheiten bevorzugt man die drehbare Spule. Größere Spulen montiert man fest und ordnet den bedeutend leichteren Stromabnehmer beweglich an. Die Größe und den Aufbau eines Variometers bestimmt in erster Linie die in der Spule auftretende maximale Scheinleistung. Dabei ist zu be-

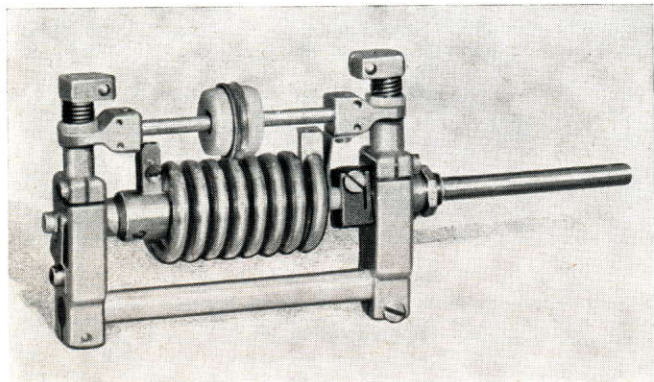


Abb. 12

Variometer für Leistungen bis 25 W im Frequenzbereich 40 bis 110 MHz

Variometer for powers up to 25 w in the frequency range 40 to 110 mc.

Variomètre pour des puissances jusqu' à 25 W pour la gamme de fréquence de 40 à 110 Mc/s.

denken, daß für den praktischen Fall die höchste Blindleistung immer nur an einem Teil der Spule auftritt. Aus der nachfolgenden Betrachtung wird dies deutlich:

Bezeichnet man die Schwingwiderstände mit

$$Z_1 = \omega_1 L_1 = \frac{1}{\omega_1 C} \text{ und } Z_2 = \omega_2 L_2 = \frac{1}{\omega_2 C} ,$$

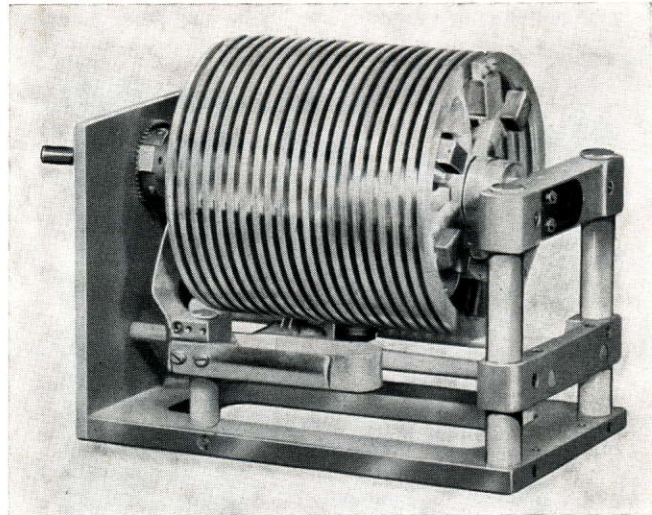


Abb. 13

Variometer für einen mobilen Kurzwellensender mit 400 W Leistungsabgabe im Frequenzbereich 1,6 bis 28 MHz. Die maximal zulässige Blindleistung beträgt 40 kVA.

Variometer for a mobile short-wave transmitter having an output of 400 w in the frequency range 1.6 to 28 mc. The maximum permissible reactive power is 40 kva.

Variomètre pour un émetteur ondes courtes mobile de 400 W dans la gamme de fréquence de 1,6 à 28 Mc/s. Puissance déwatée max. permise 40 KVA.

wobei ω_1 die obere und ω_2 die untere Frequenz eines Abstimmereiches darstellen, so erkennt man, daß sich diese Schwingwiderstände Z_1 und Z_2 zur Frequenz umgekehrt proportional verhalten:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} ;$$

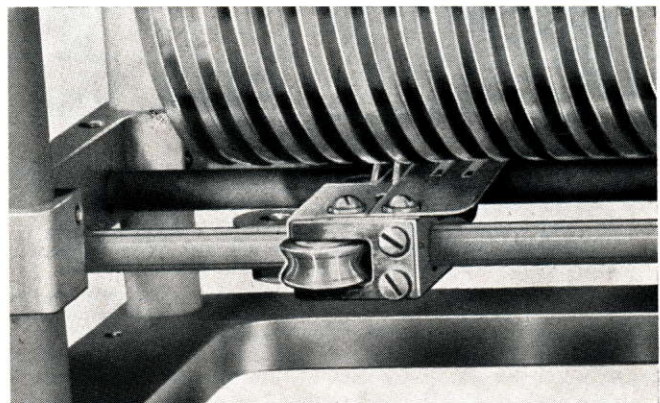


Abb. 14

Kontaktkonstruktion eines Variometers für den Frequenzbereich 1,6 bis 28 MHz. Die drei am Wagen des Stromabnehmers montierten Federn bewirken eine vollständige Entkopplung der unbenützten Windungen vom aktiven Teil der Spule.

Design of the contacts of a variometer for the frequency range 1.6 to 28 mc. The three springs mounted on the carriage of the current collector accomplish a complete decoupling of the unused windings from the active portion of the coil.

La fig. montre la construction des contacts d'un variomètre pour la gamme de fréquence de 1,6 à 28 Mc/s. Les 3 ressorts montés sur le support du collecteur produisent le découplage complet des spires inutilisées de la partie active de la bobine.

außerdem wird $\omega_1^2 L_1 = \omega_2^2 L_2$ und damit

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2$$

Da in einem Verstärker der sogenannten Klasse C die am Schwingkreis liegende HF-Spannung über den ganzen Abstimmbereich konstant ist, verhalten sich die in den Ab-

Die größere Blindleistung tritt also, sofern Variometerabstimmung angewendet wird, bei der höheren Frequenz auf. Beim Entwurf von Variometern muß man diesem Umstand Rechnung tragen.

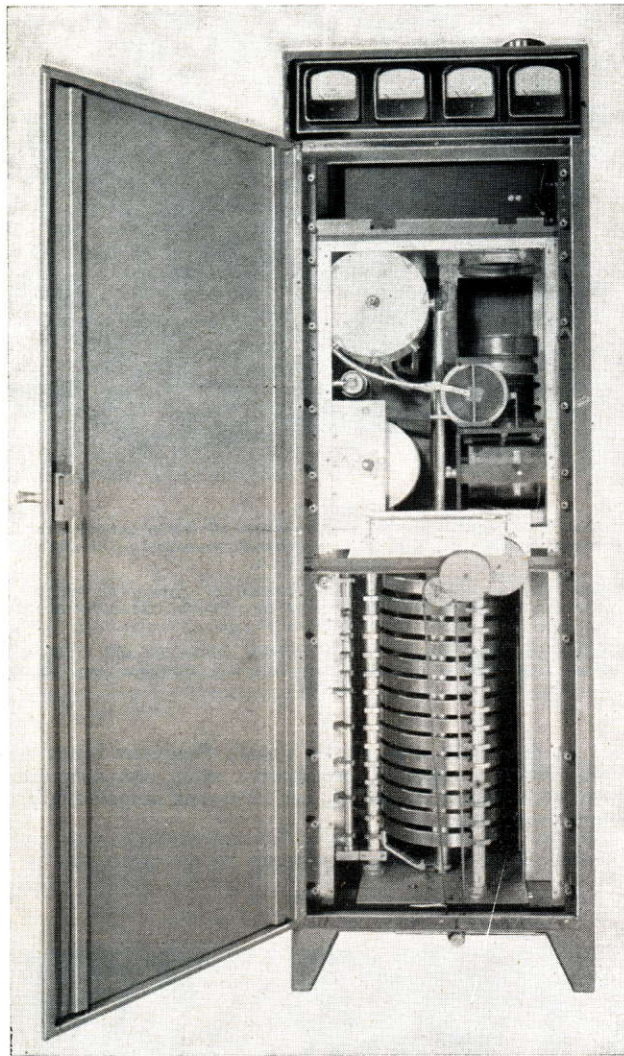


Abb. 15

Kurzwellenvariometer im 10 kW-Kurzwellenverstärker SK 10/35. Seitlich links ist eine Kontaktwelle sichtbar; mit ihrer Hilfe werden die nicht in Betrieb befindlichen Windungen der Spule kurzgeschlossen.

Short-Wave variometer in the 10-kw Short-Wave Amplifier SK 10/35. A contact shaft is visible on the left-hand side. With the aid of this contact shaft, the inoperative windings of the coil are short-circuited.

Variomètre de l'amplificateur ondes courtes de 10 KW SK 10/35. Sur le côté gauche, on voit l'axe à contacts avec lequel on court-circuite les spires inutilisées.

stimmitteln auftretenden Blindleistungen den Blindwiderständen proportional:

$$N_{\text{Blind } 1} = \frac{U^2}{Z_1} ;$$

$$N_{\text{Blind } 2} = \frac{U^2}{Z_2} \text{ und damit}$$

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (18)$$

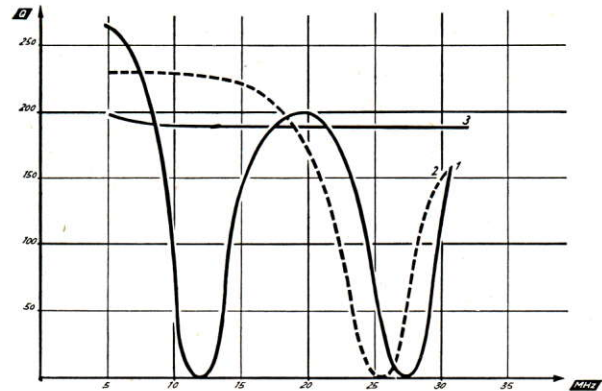


Abb. 16

Vergleichsmessungen an einem Variometer.

- 1 Ende leerlaufend,
- 2 Ende mit Abgreifer verbunden,
- 3 Ende mit Abgreifer verbunden, zusätzlich Kontaktfedern am Wagen des Stromabnehmers zur Herstellung mehrerer Kurzschlußwindungen

Comparison measurements on a variometer.

- 1 with the end open-circuited;
- 2 with the end connected to the trolley wheel;
- 3 with the end connected to the trolley wheel; additional connection provided by contact springs mounted on the carriage of the current collector to short-circuit several windings.

Mesures comparatives sur un variomètre.

- 1) Extrémité libre.
- 2) Extrémité raccordée au collecteur.
- 3) Extrémité raccordée au collecteur, en plus ressorts de contact sur le support du collecteur pour réaliser plusieurs court-circuits de spires.

Wie aus dem ersten Teil dieser Arbeit hervorgeht, liegen die Betriebsgüten der Anodenkreise von Senderendstufen praktisch fest, bedingt durch die verlangte Oberwellendämpfung. Das bedeutet, daß in solchen Kreisen sehr beträchtliche Blindleistungen auftreten müssen, um diese Forderungen erfüllen zu können. Die Kreisströme erreichen z. B. bei einem 1 kW-Sender Werte von 15 bis 30 Amp. Leiter von respektablem Querschnitt sind hierfür notwendig.

Die Herstellung derartiger Spulen ist recht umständlich, da man häufig gezwungen ist, um die Erwärmung in mäßigen Grenzen zu halten, Profilmaterial mit großem Querschnitt zu verwenden. Dabei ist für die weitere Verarbeitung wichtig, daß das verwendete Wicklungsmaterial homogen und sauber ist und eine glatte Oberfläche aufweist, damit der Wickei vollkommen gleichmäßig, rund und spannungsfrei wird. Ein Wicklungsträger soll diese Spule in ihrer Lage unverrückbar festhalten. Durch den Einbau von Metallteilen in den vom Kraftlinienfeld durchsetzten Raum wird die Spulengüte z. T. erheblich herabgesetzt. Es ist also ratsam, möglichst wenig Metallteile in das Feld zu bringen; vor allem sind solche Anordnungen zu vermeiden, die das Fließen von Kurzschluß-

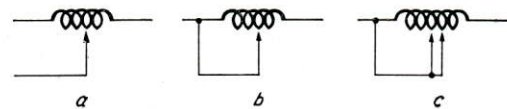


Abb. 17

Schaltbilder zu Abb. 16

Circuit diagrams relating to Fig. 16

Schéma pour fig. 16

strömen zulassen. Durch Einbau eines Luftspaltes in den Stromweg innerhalb der Bauteile kann dies z. T. vermieden werden. Es ist ebenfalls von Vorteil, die Spulenträgerkonstruktion aus Speichen zu bauen und diese möglichst weit vom konzentriert auftretenden Kraftfluß anzubringen, siehe Abb. 13.

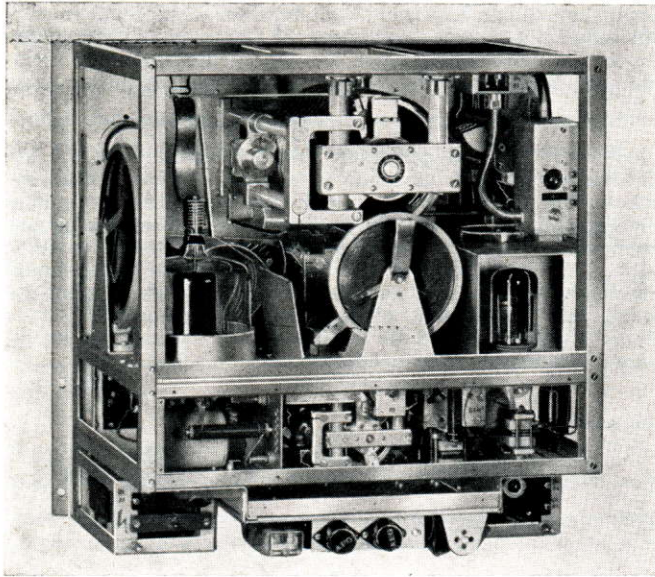


Abb. 18

Rückwärtige Ansicht einer 1 kW-Kurzwellenverstärkerstufe für den Frequenzbereich 2 bis 26 MHz (Abschirmwände abgenommen). In der Mitte unten befindet sich ein kleines Variometer, das im Koppelkreis zwischen den beiden Röhren Verwendung findet. Im oberen Teil ist das Variometer für den Anodenkreis des Endverstärkers zu erkennen.

Rear view of a 1-kw short-wave amplifier stage for the frequency range 2 to 26 mc (shielding walls removed). A small variometer used in the coupling circuit between the two tubes is seen in the lower center. The variometer for the plate circuit of the output amplifier is visible in the upper section.

Vue arrière d'un étage amplificateur ondes courtes de 1 KW pour la gamme de fréquence de 2 à 26 Mc/s (blindage enlevé). Au milieu en dessous se trouve un petit variomètre utilisé dans le circuit de couplage des deux tubes. A la partie supérieure, on voit le variomètre du circuit d'anode de l'étage final.

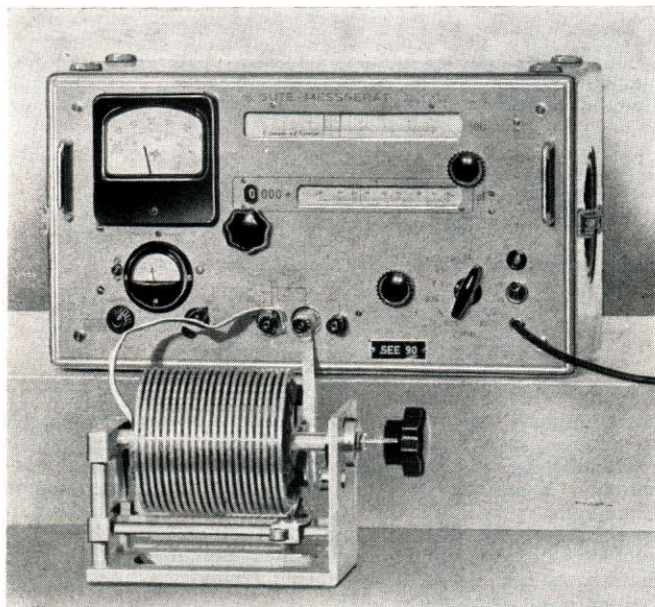


Abb. 19

Meßanordnung zur Bestimmung der Spulengüte von Variometern mit dem Gütemeßgerät Type QVH. Dieses Gerät gestattet es, bei den im Betrieb auftretenden Verhältnissen mit den jeweiligen Betriebsfrequenzen die Messung durchzuführen.

Test setup used to determine the coil Q of variometers with the aid of the Type QVH Q-Meter. This set makes it possible to perform the measurement under the conditions present during operation and at the respective operating frequencies.

Dispositif de mesure pour déterminer le facteur Q de variomètres au moyen du mesureur de Q type QVH. Cet appareillage permet la mesure dans les conditions et fréquences de service.

Die Gestaltung der beiden Stromabnehmer des Variometers bedarf noch ganz besonderer Aufmerksamkeit. Sie müssen ausreichend groß dimensioniert sein, um kleinen Übergangswiderstand sicherzustellen und eine unzulässige Erwärmung der Kontakte zu vermeiden. Geringe Reibung der Kontaktflächen und großer Kontaktdruck sind erwünscht. Der eine der beiden Kontakte kann meistens mit in die Lagerkonstruktion einbezogen werden, wobei aber eine Belastung der Lager durch die Hochfrequenz vermieden werden muß. Es hat sich eine Konstruktion mit einer Feinsilberzwischenlage gut bewährt. Für den veränderbaren Kontakt läßt sich bei kleinen Einheiten ein Kontaktträdchen mit gutem Erfolg verwenden (Abb. 12). Bei größeren Variometern hat die Ausführung nach Abb. 14 gute Ergebnisse gezeigt: ein kleiner mit Kugellagern ausgerüsteter Wagen gleitet auf Führungsschienen in der Achsenrichtung der Spule. Zwei Feinsilberscheiben werden durch kräftige Federn seitlich an die Windungen angepreßt und greifen die Spule ab. Über ein flexibles Band gelangt der HF-Strom zu den übrigen Schaltmitteln.

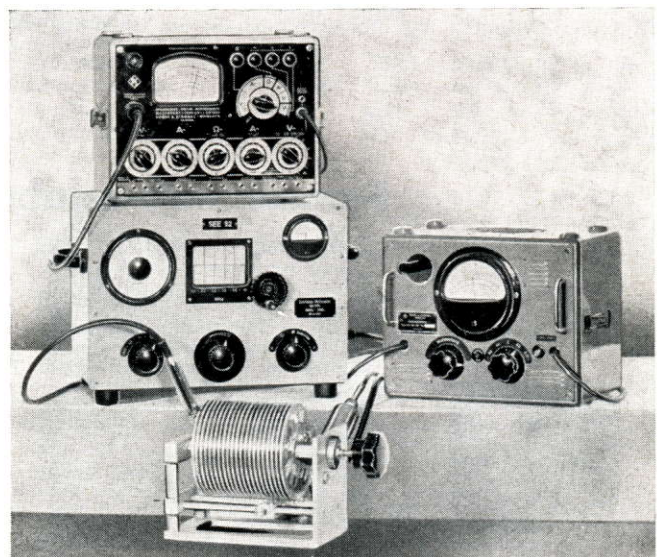


Abb. 20

Aufbau zur Messung des Transformators nach Abb. 4b. Die vom Leistungsmessender SML gelieferte HF-Spannung wird für die interessierenden Frequenzen auf einem konstanten Wert gehalten. Zur Kontrolle dient ein Universalmeßgerät Type URI. Die transformierte Spannung wird mit Hilfe eines Tastvoltmeters UTKT gemessen.

Setup used to measure the transformer shown in Fig. 4 (b). The r-f voltage supplied by the Type SML Power Signal Generator is maintained constant for the frequencies of interest. The Type URI Electronic Multimeter serves for monitoring. The transformed voltage is measured by means of a Type UTKT Probe Voltmeter.

Montage pour la mesure du transformateur selon la fig. 4b. La tension HF fournie par le générateur de mesure type SML est maintenue à une valeur constante pour les fréquences intéressantes. Pour le contrôle, on utilise un appareil de mesure universel, type URI. La tension transformée est mesurée à l'aide d'un voltmètre à lampe type UTKT.

Von den Schaltungen mit Drehkondensatorabstimmung her ist allgemein bekannt, daß die Spulen der nicht in Betrieb befindlichen Frequenzbereiche kurzgeschlossen werden müssen, weil sonst u. U. nicht erwünschte Resonanzerscheinungen an diesen Bauteilen auftreten können. Auch bei der Verwendung von Variometern ist eine Unterteilung in mehrere Teilbereiche erforderlich. Das Variationsverhältnis $\frac{L_{max}}{L_{min}}$ würde zwar

eine bedeutend größere Frequenzvariation als bei Drehkondensatorabstimmung zulassen, aber wegen der notwendigen Betriebsgüten einerseits und zu großer Erwärmung andererseits kann die gesamte Variation nicht für einen Frequenzbereich ausgenutzt werden. Da nach (18) die im Kreis auftretende Blindleistung mit der Frequenz proportional zunimmt, würde bei Ausnützung der ge-

samten Variationsmöglichkeit die Spule unwirtschaftlich groß. Eine Frequenzvariation 1:2 gibt noch tragbare Konstruktionen. Soll der Strom im Variometer in allen Bereichen annähernd gleich sein, so ist dies auch für die Schwingwiderstände in den einzelnen Bereichen zu fordern. Es müssen also nicht nur die Kondensatoren umgeschaltet werden, sondern es wird bei den höheren Frequenzbereichen auch notwendig, nur noch einen Teil der Spule zu verwenden. Es erhebt sich nun die Frage, wie der inaktive Spulenteil zu behandeln ist, damit im ganzen Frequenzbereich keine Betriebsstörungen eintreten. Das Verhalten eines Variometers, bei dem das Spulende frei ist (Abb. 17a), zeigt Kurve 1 in Abb. 16. Untersucht man die z. B. auf 12 MHz bzw. 28 MHz abgestimmte Spule der Abb. 16, so kann man feststellen, daß die elektrische Länge des nicht in Betrieb befindlichen Spulenteils $\frac{\lambda}{4}$ bzw. $\frac{3\lambda}{4}$ beträgt. Bekanntlich besitzen leerlaufende

Leitungen dieser Länge den Eingangswiderstand $R_e = 0$. Durch die enge Kopplung der beiden Spulenteile wird für diesen Fall ein Rückgang der Güte bewirkt, wie in Kurve 1 dargestellt. Für große Frequenzbereiche ist ein Variometer mit einer derartigen Charakteristik unbrauchbar. Abhilfe kann dadurch geschaffen werden, daß man das Ende der Spule mit dem Schleifer verbindet (Abb. 17b). Kurve 2 aus Abb. 16 zeigt das Verhalten des gleichen Variometers für diese Be-

schaltung. Die erzielbare Güte ist zwar nicht mehr ganz so hoch — durch den Kurzschluß entsteht ein Gegenfeld, welches die Induktivität etwas reduziert —, aber der Verwendungsbereich ist bedeutend größer. Die Überprüfung der Einbruchstelle bei 25 MHz ergibt, daß die elektrische Länge des kurzgeschlossenen Spulenteiles $\frac{\lambda}{2}$ beträgt. Um das behandelte

Variometer für den gesamten Frequenzbereich von 1,6 bis 28 MHz verwendbar zu machen, ist eine weitere Maßnahme erforderlich. Sie besteht darin, daß man zusätzlich einige nahe am Stromabnehmer befindliche Windungen mit einem kurzen Band kurzschließt, so daß ein kräftiges Gegenfeld entsteht (Abb. 17c). Ein Rückgang der Güte ist zwar zu verzeichnen, kann aber noch in Kauf genommen werden. Abb. 14 zeigt die praktische Ausführung einer derartigen Anordnung. Aus Kurve 3 in Abb. 16 sind die mit diesem Stromabnehmer erzielbaren Gütewerte zu entnehmen.

Literatur:

- [1] Vollzugsordnung für den Funkdienst, Ausgabe Atlantic City 1947.
- [2] R. Feldtkeller, „Einführung in die Siebschaltungstheorie“, Verlag S. Hirzel, Leipzig.
- [3] J. P. Heyboer und P. Zijlstra, „Senderöhren“, Philips-Bücherei.
- [4] R. Feldtkeller, „Rundfunksiebschaltungen“, Verlag S. Hirzel, Leipzig.