

Bild 78. Abmessungen eines Spulenresonators

Der Gütefaktor von coaxialen Resonanzen ist bedeutend höher, erfordert aber im Frequenzgebiet von 30 . . . 500 MHz mechanische Abmessungen, die für Transistorsender unverhältnismäßig groß und deshalb nicht realisierbar sind. Eine günstige Filterbauform ergibt sich, wenn man die Spulenfilter gewissermaßen mit den coaxialen Resonatoren kombiniert in der Art, daß sich die Spule in einem allseitig geschlossenen Resonator befindet, mit dem sie in Resonanz ist. Mit solchen Spulenresonatoren können Gütewerte von größer als 1000 erzielt werden.

Grundsätzlich gleichen sie einem coaxialen $\frac{\lambda}{4}$ -Resonator, abgesehen davon, daß der Innenleiter die Form einer einlagigen Zylinderspule hat.

Der Spulenresonator¹⁾ besteht also aus einer einlagigen Zylinderspule, die in ein Gehäuse aus hochleitfähigem Material eingeschlossen ist. Das Gehäuse kann einen kreisförmigen oder quadratischen Querschnitt haben. Die Spule befindet sich mit dem Gehäuse in Eigenresonanz. Es ist kein zusätzlicher Abgleichkondensator erforderlich. In Bild 78 sind die günstigsten Dimensionen eines Spulenresonators für einen quadratischen Querschnitt dargestellt. Zur Dimensionierung des Resonators sind folgende Gleichungen anwendbar:

Die Kantenlänge S ergibt sich aus der Resonanzfrequenz f_0 und der Leerlaufgüte Q zu

$$S = \frac{Q}{24 \cdot \sqrt{f_0}} \quad f_0 \text{ in MHz} \quad (55)$$

Die Höhe H wird

$$H = 1,6 \cdot S \quad S \text{ in cm} \quad (56)$$

Für die Windungszahl N der Spule gilt die Beziehung

$$N = \frac{4000}{f_0 \cdot S} \quad (57)$$

Ferner sind folgende Bedingungen zu erfüllen:

$$b = S \quad (58) \quad d = 0,66 \cdot S \quad (59)$$

¹⁾ auch Helix-Resonator genannt.

$$d_0 = \frac{S}{2 \cdot N} \quad (60) \quad Z_0 = \frac{2 \cdot 10^5}{f_0 \cdot S} \quad (61)$$

Wird ein Spulenresonator nach den Gleichungen (55) bis (61) berechnet, kann es sein, daß die Resonanzfrequenz eine Abweichung von mehr als 10% hat. Um diese zu korrigieren, ohne andere Abmessungen des Filters verändern zu müssen, empfiehlt es sich, am oberen Ende der Spule eine zusätzliche, abgleichbare Kapazität anzuordnen (Bild 79). Diese Kapazität kann z. B. durch eine Messingschraube oder einen Schraubtrimmer (2 . . . 6 pF) gebildet werden.

In der Gleichung (55) wird vorausgesetzt, daß Spule und Gehäuse aus Kupfer sind. Die Resonatorgüte steigt mit dem Volumen und mit der Frequenz.

Um den vorgegebenen Wert der Güte im Leerlauf zu erzielen, sind wichtige Punkte für die Konstruktion zu beachten. Wenn ein Spulenkörper bei dünnen Drähten erforderlich wird, so sollte er aus einem Material mit niedrigen Verlusten gefertigt sein, z. B. Teflon oder Polystyrol. Bei stärkeren Drähten sollten Luftspulen verwendet werden. Es ist wünschenswert, den Draht und das Gehäuse zu versilbern, um die Leitfähigkeit zu erhöhen.

Es sollte keine Naht des Gehäuses parallel zur Spulenachse liegen. Das untere Ende der Spule ist so kurz wie möglich an das Gehäuse anzulöten. Die Spule ist mittig im Gehäuse anzuordnen, so daß auf jeder Seite etwa $\frac{1}{4}$ des Durchmessers frei bleibt. Der Resonator kann auch geöffnet betrieben werden, da Boden und Deckel wenig Einfluß auf die Resonanzfrequenz und den Gütefaktor haben. Mit Rücksicht auf ein geringes Streufeld empfiehlt sich jedoch, geschlossene Gehäuse mit Boden und Deckel zu verwenden.

Ein wichtiger Punkt ist die Kopplung am Eingang und Ausgang des Spulenresonators. Grundsätzlich lassen sich verschiedene Kopplungsmöglichkeiten durchführen, z. B. induktive Kopplung am unteren Ende der Spule, kapazitive Kopplung am oberen Ende oder die Kopplung über Öffnungen analog zu

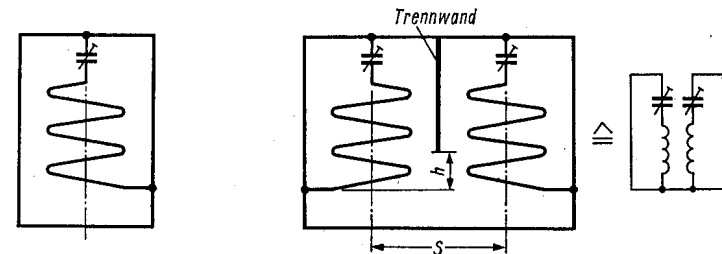


Bild 79
Spulenresonator mit Abgleichkapazität

Bild 80. Filter mit 2kreisigem Spulenresonator und induktiver Kopplung zwischen den Kreisen

direktgekoppelten Koaxkreisen. Eine Schleife für niederohmige Ankopplung wird üblicherweise unter der aktiven Spule befestigt, und zwar in senkrechter Ebene zur Spulenachse. Ebenso ist eine galvanische Ankopplung am unteren Spulenende möglich. Liegt ein Filter mit mehreren Spulenresonatoren vor, so kann die Kopplung zwischen den Resonatoren durch Öffnungen in den Trennwänden erfolgen. Auf diese Weise entsteht eine galvanische Trennung von Eingang und Ausgang. Öffnungen am oberen Ende der Spule entsprechen einer kapazitiven Kopplung; sie wirkt am unteren Ende des Übertragungsbandes weniger als am oberen Ende. Eine Öffnung der Trennwand am unteren Ende sorgt für eine induktive Kopplung, womit das Filter am oberen Ende des Übertragungsbandes eine stärkere Abschwächung bewirkt als am unteren.

Die Kopplung zwischen den Resonatoren ist ein recht kompliziertes Problem, und sie ist der Berechnung nur sehr schwer zugänglich. Eine gewisse Vereinfachung ergibt sich, wenn die Kopplung hauptsächlich induktiv erfolgt. Die Betriebsbandbreite der Filter soll hierfür $< 8\%$ der Übertragungsfrequenz sein. In Bild 80 ist ein Spulenresonator mit zwei Kreisen und induktiver Kopplung dargestellt. Die Zwischenwand ist aus dem gleichen Material wie das Gehäuse, und sie wird fest in dieses eingelötet.

Die Länge h bestimmt den Kopplungsgrad. Man bestimmt sie am besten empirisch, indem zunächst eine etwas geringere Länge angenommen und diese beim Abgleich des Filters durch Abschneiden der Trennwand vergrößert wird, bis kritische Kopplung zwischen den Kreisen erreicht ist.

Bei kritischer Kopplung wird die größte Energie übertragen. Für ein symmetrisches Filter gilt

$$k \cdot Q_L = 1 \quad (62)$$

Darin ist k der Kopplungsfaktor und Q_L die Betriebsgüte des Kreises.

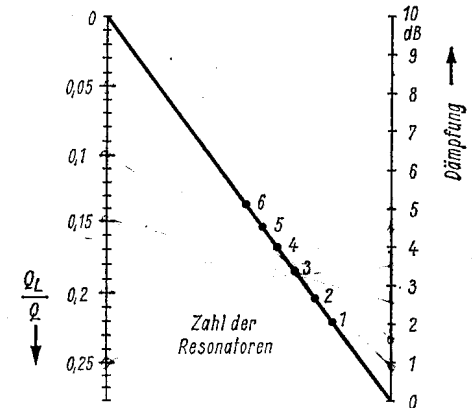
Der Wirkungsgrad eines kritisch gekoppelten Bandpaßfilters ist gegeben durch

$$\eta = \frac{1 - \frac{Q_L}{Q}}{1 + \frac{Q_L}{Q}} \quad (63)$$

Es ist also neben der kritischen Kopplung eine hohe Leerlaufgüte Q und eine geringe Betriebsgüte Q_L anzustreben. Die Betriebsgüte richtet sich aber auch nach der gewünschten Übertragungsbandbreite und der erforderlichen Dämpfung für die nichterwünschten Frequenzen.

Mit Hilfe der grafischen Darstellung in Bild 81 lassen sich die gewünschten Anforderungen an ein Bandpaßfilter mit Spulenresonatoren leicht ermitteln. Will man z. B. eine Durchgangsdämpfung von 1 dB zulassen, so ergibt sich bei

Bild 81. Nomogramm zur Ermittlung der erforderlichen Resonatorgüte aus der Durchlaufdämpfung und der Zahl der Resonatoren



einem Filter mit zwei Resonatoren ein Verhältnis $\frac{Q_L}{Q} = 0,073$. Man ermittelt das Verhältnis $\frac{Q_L}{Q}$ mit einer Verbindungslinie durch den Punkt der Filterverluste und durch den Punkt, der die Zahl der Resonatoren angibt.

Beispiel

Das geforderte Bandpaßfilter soll mit zwei Resonatoren arbeiten und bei einer Mittenfrequenz von 156 MHz eine 3-dB-Bandbreite von etwa 8 MHz haben. Die Durchgangsverluste werden mit 0,3 dB zugrunde gelegt. Der Eingang und der Ausgang des Filters sind für 60 Ω auszulegen.

Aus Bild 81 ergibt sich für ein 2-Resonatorfilter mit 0,3 dB Dämpfung ein Verhältnis $\frac{Q_L}{Q} = 0,025$.

Die Betriebsgüte des Filters ergibt sich zu

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{156 \cdot 10^6}{8 \cdot 10^6} = 19,5$$

damit wird
$$Q = \frac{Q_L}{0,025} = \frac{19,5}{0,025} = 780$$

Mit der gefundenen Leerlaufgüte lassen sich nach (55) bis (61) alle weiteren Filterwerte berechnen

$$S = \frac{Q}{24 \cdot \sqrt{f_0}} = \frac{780}{24 \cdot \sqrt{156}} = 2,6 \text{ cm}$$

$$H = 1,6 \cdot S = 4,2 \text{ cm}$$

7 Oberwellenfilter für Ausgangsstufen

$$N = \frac{4000}{f_0 \cdot S} = \frac{4000}{156 \cdot 2,6} = 9,8 \text{ Wdg}$$

$$b = S = 2,6 \text{ cm}; d = 0,66 \cdot S = 0,66 \cdot 2,6 = 1,7 \text{ cm}$$

$$d_0 = \frac{S}{2 \cdot N} = \frac{2,6}{2 \cdot 9,8} = 0,13 \text{ cm}$$

$$Z_0 = \frac{2 \cdot 10^5}{f_0 \cdot S} = \frac{2 \cdot 10^5}{156 \cdot 2,6} = 500 \Omega$$

Bei der praktischen Auslegung des Bandpasses wurden nur 7 Wdg. für jede Spule verwendet, so daß sich mit einem Trimmer von 1,5 ... 6 pF noch ein ausreichend großer Abgleichbereich ergibt. Die Spulen müssen in den Resonatoren symmetrisch aufgebaut werden, d. h. der Wickelsinn ist gegenläufig auszuführen. Der mechanische Aufbau des Filters ist in Bild 82 dargestellt.

Den gemessenen Dämpfungsverlust des Filters zeigt Bild 83. Die 3-dB-Bandbreite ergab sich zu 7 MHz bei einer Durchlaßdämpfung von 0,5 dB.

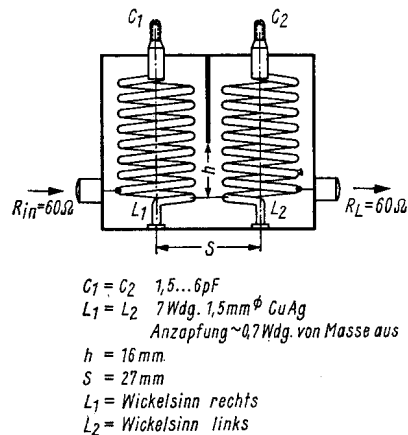


Bild 82. Konstruktive Anordnung eines 2kreisigen Filters mit galvanischer Ankopplung

Zur mechanischen Vereinfachung des Filteranschlusses wurden die Spulen im Abstand S in der Stirnfläche des Gehäuses an Masse gelegt. Die Anpassung am Eingang und am Ausgang wurde durch eine galvanische Ankopplung erzielt. Mit Näherung läßt sich die Anzapfung der Spule mit Hilfe des Kenn-

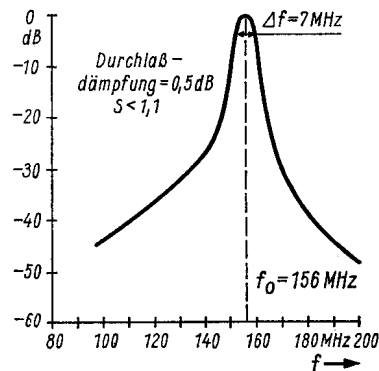


Bild 83. Durchlaßdämpfung des Filters nach Bild 82

7.1 Bandpaßfilter



Bild 84. Mechanische Ausführung des Bandpaßfilters nach Bild 82

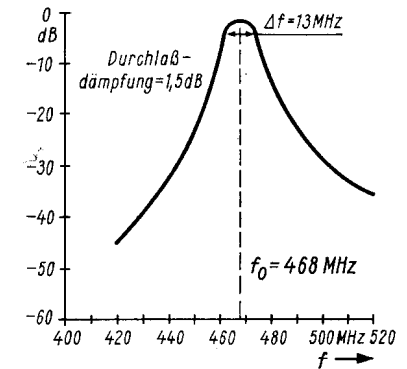


Bild 85. Durchlaßdämpfung eines 2-kreisigen Filters für 468 MHz

widerstandes Z_0 berechnen. Es ergibt sich der Resonanzwiderstand des Filters zu

$$R = Z_0 \cdot \frac{f_0}{\Delta f} = 500 \cdot \frac{156 \cdot 10^6}{7 \cdot 10^6} = 11 \cdot 10^3 \Omega$$

Damit wird das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R}{R_L}} = \sqrt{\frac{11 \cdot 10^3}{60}} = 13,5$$

Die Höhe des Anzapfs berechnet sich damit zu $\frac{7}{13,5} = 0,52$ Wdg.

Dieser Wert stimmt recht gut mit der Praxis überein. Die optimale Anpassung wird unter Beachtung der kritischen Kopplung und der gewünschten Bandbreite durch Verschieben des Anzapfpunktes eingestellt. Gemäß der Gleichung (62) muß bei größerer Bandbreite die Kopplung fester und demnach das Trennblech zwischen den Spulenresonatoren also kürzer werden. Durch Verändern der Kopplung und des Transformationsverhältnisses läßt sich in gewissen Bereichen die Bandbreite variieren. Die zu erwartende Bandbreitenänderung liegt für kritische Kopplung je nach Frequenz zwischen 3 und 6% der Übertragungsfrequenz. Ebenso läßt sich das Stehwellenverhältnis mit der Wahl der Anpassung günstig einstellen ($S < 1,1$). — Das praktisch ausgeführte Bandpaßfilter zeigt Bild 84.

Das weitere Beispiel eines Bandpaßfilters mit zwei Kreisen zeigt Bild 85. Dieses Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 468 MHz ausgelegt und besitzt eine 3-dB-Bandbreite von 13 MHz. Infolge des kleinen Volumens

(geringere Leerlaufgüte) beträgt die Durchlaßdämpfung 1,5 dB. Das Filter hat infolge der relativ großen Koppelöffnung b außer der induktiven Kopplung bereits einen merklichen Betrag kapazitiver Kopplung. Dies geht aus dem schwächeren Dämpfungsverlauf bei höheren Frequenzen hervor. Die mechanischen Daten des Filters lauten:

$$S = 19; H = 30; N = 4 \text{ Wdg.}; d = 10; d_0 = 2; b = 10 \text{ mm}$$

$$\text{Anzapf bei } 0,3 \text{ Wdg.} \cdot C = 0,7 \dots 4 \text{ pF}$$

Werden höhere Dämpfungswerte von den Filtern gefordert, müssen mehr als zwei Resonatoren zusammengeschaltet werden. Der Abgleich geschieht analog wie bei den zweikreisigen, ist dann aber nur noch mit einem Wobbel sender mit Sichtgerät möglich (z. B. Polyskop von Rohde & Schwarz).

7.2 Tiefpaßfilter

Sind von der PA-Stufe des Senders als Störfrequenzen nur Oberwellen zu erwarten, so lassen sich diese mit einem Tiefpaßfilter unterdrücken. Der Ausgangskreis einer PA-Stufe bringt für die 2. Harmonische eine Dämpfung von etwa 20 dB. Zur Erfüllung der postalischen Bedingungen muß das nachgeschaltete Oberwellenfilter je nach Frequenzgebiet, in dem der Sender arbeitet, mindestens 40 bis 60 dB Oberwellenunterdrückung bewirken. Dagegen soll es im Durchlaßbereich möglichst geringe Dämpfung besitzen. Da die Filterverluste im wesentlichen durch die Induktivitäten erzeugt werden, sollten Filter mit geringer Spulenzahl Verwendung finden. Dies kommt auch der Forderung nach kleinstem Raumbedarf nahe.

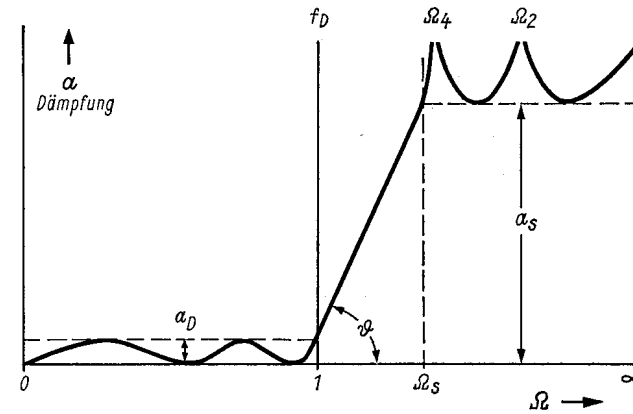
Die Durchführung eines Filterentwurfes kann nach der Wellengrößenmethode oder auf der Grundlage der tatsächlichen Betriebsgrößen, z. B. des Betriebsübertragungsverhaltens, bei Abschluß des Filters mit rein Ohmschen Widerständen erfolgen. Letztere Methode hat den Vorteil, daß die geforderten Betriebseigenschaften ohne Korrekturen mit minimalem Schaltungsaufwand erzielt werden.

Zur Erleichterung bei der Berechnung normiert man die Frequenzen auf die Durchlaßgrenze f_D und alle Widerstände auf einen Bezugswiderstand R_B .

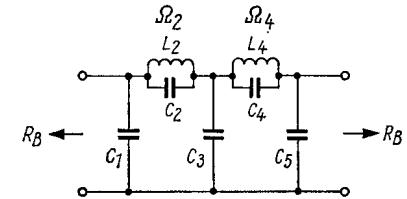
Die normierten Frequenzen sind somit durch $\Omega_S = \frac{f_S}{f_D}$ gegeben. Die normierten Schaltungsdaten kann man dann leicht in jede Frequenzlage und Widerstandsgröße umrechnen.

Die charakterisierenden Eigenschaften eines Tiefpaßfilters sind die geforderte Mindestdämpfung a_S im Sperrbereich, die normierte Sperrgrenze $\Omega_S = \frac{f_S}{f_D}$ (Flankensteilheit), d. h. die auf die Grenzfrequenz f_D des Durchlaß-

7.2 Tiefpaßfilter



Oben: Bild 86. Charakteristischer Verlauf eines Tiefpaßfilters mit normierter Frequenzdarstellung



Rechts: Bild 87. Symmetrisches Tiefpaßfilter nach Cauer-Parametern

bereiches bezogene Frequenz f_S , bei der die Sperrdämpfung a_S erreicht wird, und die maximal zulässige Betriebsdämpfung a_D im Durchlaßbereich (siehe Bild 86). Die Betriebsdämpfung a_D wird durch die Spulenverluste und durch den Reflexionsfaktor p bestimmt. Die Verluste durch die Reflexion sind sehr klein. Für $p = 20\%$ betragen sie 4% (0,17 dB). Die Spulenverluste überwiegen in der Praxis fast immer.

Die charakteristische Größe für die Flankensteilheit ist die normierte Sperrgrenze Ω_S . Sie wird durch den Modulwinkel ϑ gekennzeichnet. Es ergibt sich $\Omega_S = 1/\sin \vartheta$. Der Modulwinkel wird als Kennzeichnungsgröße für die Flankensteilheit gewählt. Großer Winkel bedeutet steile Filterflanke.

Für die Anwendung bei Transistorsendern wurde als Filterschaltung ein Cauer-Tiefpaßfilter ausgewählt, das praktisch alle Belange erfüllt (Bild 87). Es ist ein symmetrisches Filter, bei dem Eingangs- und Ausgangswiderstand gleich groß sind. Bei diesem Filtertyp wird eine geforderte minimale Dämpfung im Sperrbereich nicht unterschritten. Ebenso wird im Durchlaßbereich eine vorgegebene maximale Durchlaßdämpfung nicht überschritten. Die numerische Berechnung der Schaltungswerte erfolgt zur Vereinfachung mit Hilfe einer Parameter-Tafel, die für die wichtigsten Modulwinkel die Funktionswerte enthält (Bild 88). Die Funktionswerte sind in Abhängigkeit vom Modulwinkel ϑ (1. Spalte) bzw. der normierten Sperrgrenze Ω_S (2. Spalte) einge-

größerung eines Quadrates der linken Seite dar und dient zur genauen Bestimmung des gesuchten Wertes.

13.4 Antennenanpassung

Das Diagramm im Bild 157 dient zum schnellen Bestimmen der reflektierten Senderleistung bei fehlangepassten Antennen. Ist z. B. die ermittelte Welligkeit $S = 1,5$, so beträgt die reflektierte Leistung -14 dB, das entspricht einem Leistungsverhältnis von etwa $1 : 25$, d. h. $\frac{1}{25}$ oder 4% der Sendeleistung werden nicht abgestrahlt.

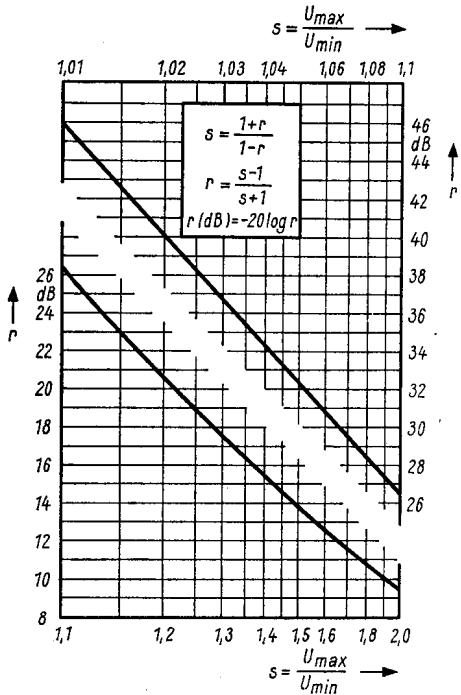


Bild 157. Diagramm zur Bestimmung der reflektierten Antennenleistung

13.5 Nomogramm zum Entwurf von $\frac{\lambda}{4}$ -Helix-Resonatoren

Das Nomogramm Bild 158 dient zum überschlägigen Entwurf von $\frac{\lambda}{4}$ -Helix-Resonatoren. Ist z. B. für die Frequenz $f_0 = 150$ MHz ein $\frac{\lambda}{4}$ -Resonator mit der Leerlaufgüte $Q = 1000$ zu entwerfen, so findet man die Kantenlänge S

13.5 Nomogramm zum Entwurf von $\frac{\lambda}{4}$ -Helix-Resonatoren

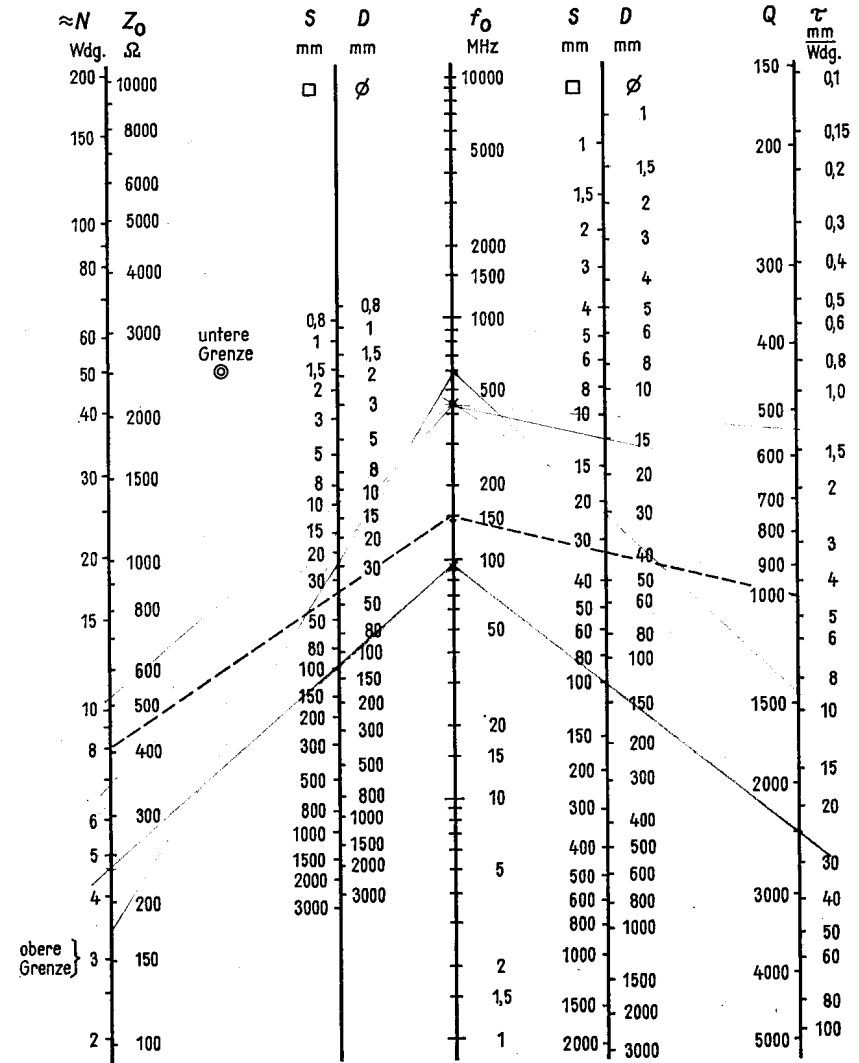


Bild 158. Nomogramm zum Entwurf von $\frac{\lambda}{4}$ -Helix-Resonatoren

des Resonators auf der Verbindungslinie von f_0 nach Q. Den gefundenen Wert von S überträgt man anschließend auf die linke S -Skala und findet mit einer weiteren Verbindungslinie die Werte für N und Z_0 . Im eingezeichneten Beispiel betragen die Werte für $S = 34$ mm, $N = 7,9$ Wdg, $Z_0 = 400 \Omega$.

Mit den Formeln (56), (59) und (60) lassen sich dann schnell die weiteren Filterdaten ermitteln.

Wird anstelle eines quadratischen Resonators ein runder verwendet, so ergibt sich der Durchmesser zu $D \approx 1,25 \cdot S$ und ist ebenfalls aus dem Nomogramm zu entnehmen. Im Nomogramm ist auch die obere und untere Dimensionierungsgrenze für $\frac{\lambda}{4}$ -Helix-Resonatoren eingezeichnet. Verläuft die linke Gerade außerhalb dieser Punkte (unterhalb oder oberhalb), so sind Abweichungen in den elektrischen Daten des Resonators zu erwarten.

Anmerkung: Für die in diesem Buch dargestellten Schaltungsbeispiele wird keine Gewähr bezüglich Patentverletzung übernommen.

13.6 Schrifttum

Fachbücher:

1. Der Transistor I und II. Telefonen-Fachbuch, Franzis-Verlag, München.
2. H. Hellbarth: Transistortechnik für Kurzwellenamateure. Philips Technische Bibliothek.
3. RCA Silicon Power Circuits Manual. Hrsg. RCA, Harrison New Jersey (1967).
4. Meinke/Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin.
5. Rhode, U. L.: Transistoren bei höchsten Frequenzen. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, Borsigwalde.
6. Shea, R. F.: Transistortechnik. Deutsche Verlagsanstalt, Stuttgart.
7. Transistor Circuit Design, Texas Instruments. Mc Graw-Hill, New York (1963).
8. Schlegel, H. R.: Der Transistor. Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover.
9. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band I bis IV. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.
10. Telefonen-Laborbuch, Band I bis IV. Franzis-Verlag, München.
11. Lennartz, H./Taeger, W.: Transistorschaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.
12. Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, Band I u. II, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.
13. Rothe, H., Kleen, W.: Elektronenröhren als End- und Senderverstärker. Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig (1940).
14. Gelder, E., Hirschmann, W.: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen. Siemens und Halske AG, Band I (1961) Band II (1965).
15. Mende, Herbert G.: Leitfaden der Transistortechnik. Franzis-Verlag, München.

Weiteres Schrifttum:

1. Der Schwingquarz. Hrsg. Valvo GmbH, Hamburg 1.
2. Brandt, H.-J.: Transistor-Oszillatoren hoher Stabilität. Funkschau 1967, Heft 16, S.577...578.
3. Brandt, H.-J.: Transistor-Oszillatoren mit Quarzen und Schwingkreisen. Funkschau 1962, Heft 11 S. 283...284.
4. Schweigert, H.: Hochfrequenzoszillatoren mit Quarzstabilisierung. Funk-Technik 1967, Nr. 18 S. 716...718.
5. Quarzoszillatorschaltungen mit Transistoren. Funktechnische Arbeitsblätter Os 83, Franzis-Verlag München.
6. Frequenzstabilisierung von UKW-Oszillatorschaltungen mit Transistoren. Hrsg. Telefonen Mitteilung 600862.
7. Rinderle, H.: Bemessung von Transistor-Oszillatorschaltungen für hohe Frequenzen. Radio Mentor 1968, Heft 2, S. 090...094.
8. Lee H.-C., Gibert, G.-J.: Overlay transistors move into microwave region. Elektronics, March 21, 1966, S. 93...95.
9. Burchard, D.: Drahtlose Übertragungsgeräte für Reprotagen. Rundfunktechnische Mitteilungen Jahrgang 7, 1963, S. 188...194.
10. Koch, H.: Transistorsender mit 5 Watt für 40,68 MHz. Radio-Mentor 1966 Nr. 2, S. 120...122.
11. Jansson, L. E., Thompson, R. L.: Powergain Prediction for V. H. F. Class B Amplifier Transistors. Mullard Technical Communication, No. 90, November 1967.
12. Teale G. S. M.: Parasitic Oscillations in VHF Amplifiers. Mullard Technical Communication No. 90 November 1967.
13. UKW-Berichte, Jahrgang 1964...67, Verlag Hans Dohls, Erlangen.
14. Application Information Nr. 518. Hrsg. Philips Eindhoven 1965.
15. Application Information SMA-36, SMA-40, SMA-20, SMA-10 SMA-26. Hrsg. RCA, Somerville, New Jersey.