

Hohlleiterfilter, die Sie herstellen und abgleichen können

Teil 1 – Hohlleiter Resonator Filter

Paul Wade W1GHZ © 2008

w1ghz@arrl.net

Auch bei den einfachsten Mikrowellensystemen ist eine Filterung erforderlich, um sowohl unerwünschte Abstrahlung als auch unerwünschte Interferenzen zu beseitigen. Für die meisten Amateure bedeutet dies, ein veröffentlichtes Filter zu kopieren. Einfache Filter sind häufig unzureichend, während komplexere schwer zu verstehen sind - beim Verstehen, herstellen oder einstellen. Hohlleiterfilter können mit Software aus dem Internet mit ordentlicher Güte dimensioniert und von einem mäßig ausgestatteten Amateur hergestellt werden.

Hohlleiter haben geringste Verluste, da die Energie für die Übertragung in der Luft enthalten ist und nicht in einem Leiter. Eine Resonanzlänge des Hohlleiters mit sehr geringem Verlust bildet somit einen Resonator mit hoher Güte Q ; für den X-Band-Hohlleiter nähert sich die theoretische Güte $Q = 10.000^1$ an. Dieses hohe unbelastete Q ermöglicht die Konstruktion sehr steilflankiger Filter mit geringem Verlust. Da nur Metall und Luft beteiligt sind und die Hohlleiterdimensionen einheitlich sind, sind die Ergebnisse ziemlich vorhersehbar.

Wenn eine Überprüfung der Filterterminologie und die Entwurfsgrundlagen erforderlich sind, finden Sie im Anhang „Filter Tour“ eine kurze Filterübersicht mit minimaler Mathematik.



Bild 1

Die zu beschreibenden Hohlleiterfilter sind direkt gekoppelte Resonatorfilter². Das **WGFIL**-Programm³ von Dennis Sweeney, WA4LPR, leistet hervorragende Dienste beim Entwerfen von Iris- oder Hohlleiterresonatorfiltern. Ein Irisfilter ist intuitiver - jede Hohlleiteriris ist eine senkrechte Wand, so dass zwei Iris-Blenden einen Resonanzhohlraum in einem Hohlleiterabschnitt bilden. Ein kleines Loch (Iris) in jeder Trennwand (Blende) sorgt für eine Kopplung aus dem Hohlraum, wobei die Kopplung durch die Größe des Lochs gegeben ist. Bei der Herstellung werden sehr dünne Schlitze in den Hohlleiter geschnitten und in jeden Schlitz eine Iris gelötet.

Hohlleiterresonatorfilter sind viel einfacher zu bauen - bohren Sie einfach ein Loch durch die Mitte der breiten Abmessung, stecken Sie einen Resonator (Röhrchen/Stempel) vollständig durch und verlöten Sie beide Enden. Das Design ist etwas komplizierter: Ein solcher Resonator ist eine Nebenschlussinduktivität im Hohlleiter, die sowohl als Hohlraumwand als auch als Impedanzwandler fungiert, der eine Kopplung der benachbarten Hohlleiterräume ermöglicht. Ein dickerer Resonator blockiert die Übertragung, sodass die Kopplung durch dickere Resonatoren verringert wird. Die schwierigste Berechnung ist der Abstand zwischen den Resonatoren für eine gewünschte Resonanzfrequenz, da der Durchmesser des Resonators auch die Resonanz beeinflusst. Das **WGFIL**-Programm leistet hier hervorragende Dienste. Ich habe mehrere Filter gebaut, die genau das erwartete Ergebnis erbringen. Einige davon sind in Abbildung 1 dargestellt. Diese sind in Tabelle 1 für diejenigen aufgeführt, die es vorziehen ein bewährtes Design nachzubauen.

Da ein Hohlleiterfilter nicht schwer zu bauen ist, und die Ergebnisse vorhersagbar sind, besteht die Versuchung, ein wirklich leistungsstarkes Filter mit mehreren Abschnitten zu entwerfen. Das Filter mag leicht zu bauen sein, aber es ist wirklich schwierig abzustimmen - wir müssen einige Abstimmungsmöglichkeiten vorsehen, um Konstruktionstoleranzen auszugleichen. Ein mehrteiliges Filter hat eine extrem gute Sperrbereich-Unterdrückung. Ein verstimmtes Filter hat KEINEN Durchlassbereich - wenn nichts Erkennbares durchkommt, ist es nahezu unmöglich, eine Abstimmung durchzuführen. Ich habe ein schönes 6-teiliges Filter für 24 GHz, das ich selbst mit einem speziellen Vector Network Analyzer (VNA) nie richtig abstimmen konnte.

Es wurden einige sehr gute Hohlleiter-Resonator-Bilder veröffentlicht - ich kann Filter von N6GN für 10 GHz⁴ und 5,76 GHz⁵ empfehlen. Dies sind dreiteilige gut funktionierende Filter (Vierresonatorfilter), die mit einem einigermaßen gut ausgestatteten Mikrowellenfundus gebaut und abgestimmt werden können. Abbildung 2 zeigt das Verhalten von zwei 10-GHz-Filtern, die in meinem Keller gebaut und abgestimmt wurden. Alle gezeigten Daten wurden mit einem guten Rohde & Schwarz **ZVA** VNA (www.rohde-schwarz.com) gemessen, der zur VHF / UHF-Konferenz im Jahr 2008 zu Ostern von Greg, WA1VUG, zur Verfügung gestellt wurde.

Die einfach zu bauenden Hohlleiter-Resonatorfilter werden aus Hohlleitern sowie Resonatoren aus Messing- oder Kupfer-Rohren, die in einigen Baumärkten und Hobbygeschäften oder online unter <http://www.smallparts.com> erhältlich sind, gefertigt. Die Röhrchen sind in Schritten von 1/32 Zoll (0,794 mm) Durchmesser erhältlich, sodass nur wenige der kleinsten Größen für die höheren Mikrowellenbänder geeignet sind, insbesondere 10 GHz und 24 GHz. Dies schränkt das Filterdesign stark auf sehr wenige Bandbreiten ein, insbesondere für Filter mit mehreren Resonanzräumen, die mehrere unterschiedliche Resonatordurchmesser erfordern.

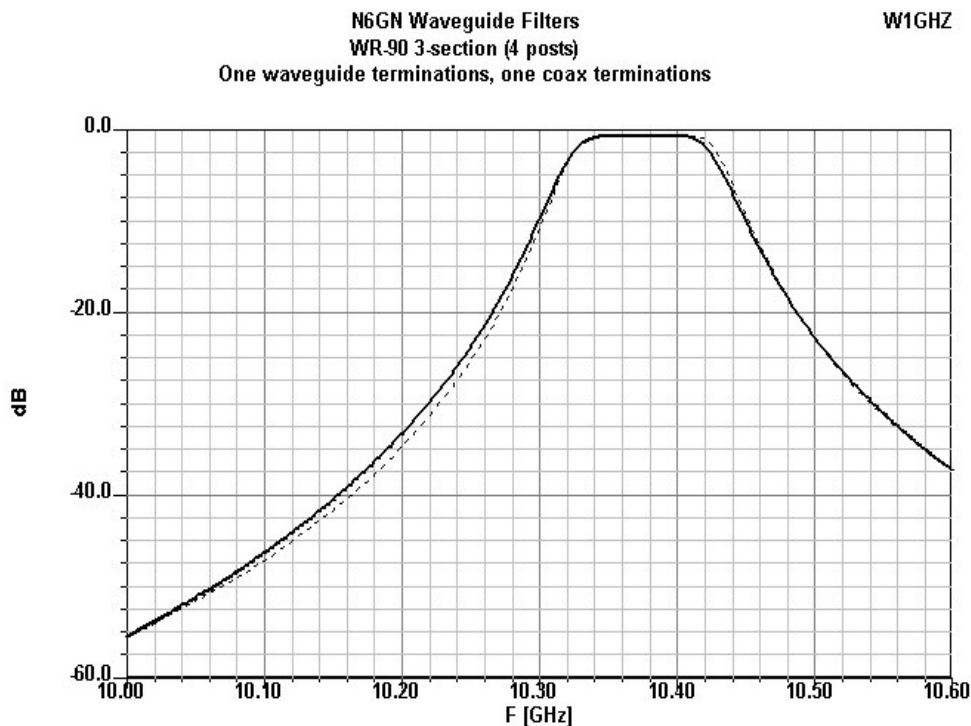


Bild 2

Einfache doppelt abgestimmte Filter

Während ich mit **WGFIL** spielte, um ein besseres Filter zu finden, kam mir der Gedanke, dass Amateure keine mehrteiligen Filter mit steilen Flanken benötigen. Unsere Hauptanforderung besteht darin, LO-Frequenzen und unerwünschte Mischprodukte zu unterdrücken. Die beliebteste ZF-Frequenz ist 144 MHz, daher benötigt ein verwendbares Filter möglicherweise eine Unterdrückung von 30 dB bei einer Frequenz von 144 MHz von der Betriebsfrequenz entfernt, wie in Abbildung 2 dargestellt. Ein symmetrischer Mischer bietet eine zusätzliche Unterdrückung, die Spiegelfrequenz wird zweimal so weit entfernt weiter unten sein

Diese Anforderung scheint nicht allzu schwierig zu sein. Vielleicht wäre etwas so Einfaches wie ein doppelt abgestimmtes Filter ausreichend. Es könnte sich um ein schmalbandiges high-Q Filter handeln, da der Hohlleiter eine geringe Dämpfung hat und ein doppelt abgestimmtes Filter nur zwei identische Abstimmungseinstellungen aufweist. Einige Testläufe mit **WGFIL** für Filter mit zwei Abschnitten (drei Resonatoren) deuteten darauf hin, dass mit dem verfügbaren Hobby-Messing mehrere Möglichkeiten bestehen. Abbildung 3 ist eine Skizze, die die Einfachheit dieser Filter zeigt. Diese Skizze zeigt auch die Übergänge vom Hohlleiter zum Koaxanschluß.

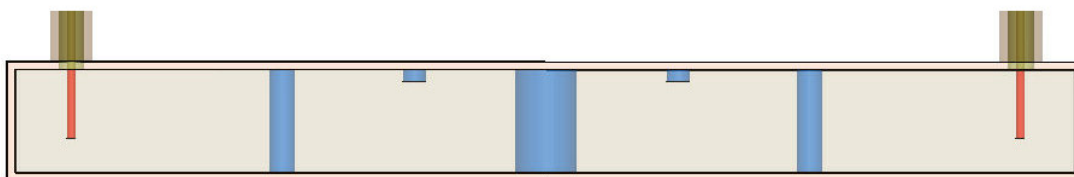


Bild 3 - Entwurf des 3 - Resonatoren Hohlleiter – Filters

Ich habe ein bisschen mit Ansoft⁶ **HFSS** Software simuliert und dann ein paar Filter für 5760 und 10368 MHz gebaut. Diese funktionierten so gut, dass ich einige andere Hohlleitergrößen und Frequenzbereiche ausprobierte. Die gemessenen Ergebnisse sind in Abbildung 4 für 10368 MHz mit Filtern sowohl im WR-90 als auch im WR-75 Hohlleiter mit unterschiedlichen Bandbreiten dargestellt. Alle bieten eine angemessene LO-Unterdrückung für eine 144-MHz-ZF bei 10368 MHz mit einer Dämpfung von etwa 0,7 dB bei der Betriebsfrequenz. Die schmäleren beiden, WR75-20 mit 20 MHz Bandbreite und WR90-30 mit 30 MHz Bandbreite, zeigen eine sogenannte kritische Kopplung. Der letztere ist auf einen Scheitelwert abgestimmt, und ist dabei steilflankiger, als wenn er mittig abgestimmt wäre. Wir werden später sehen, wie ein Filterentwurf für die Flachkopplung angepasst wird

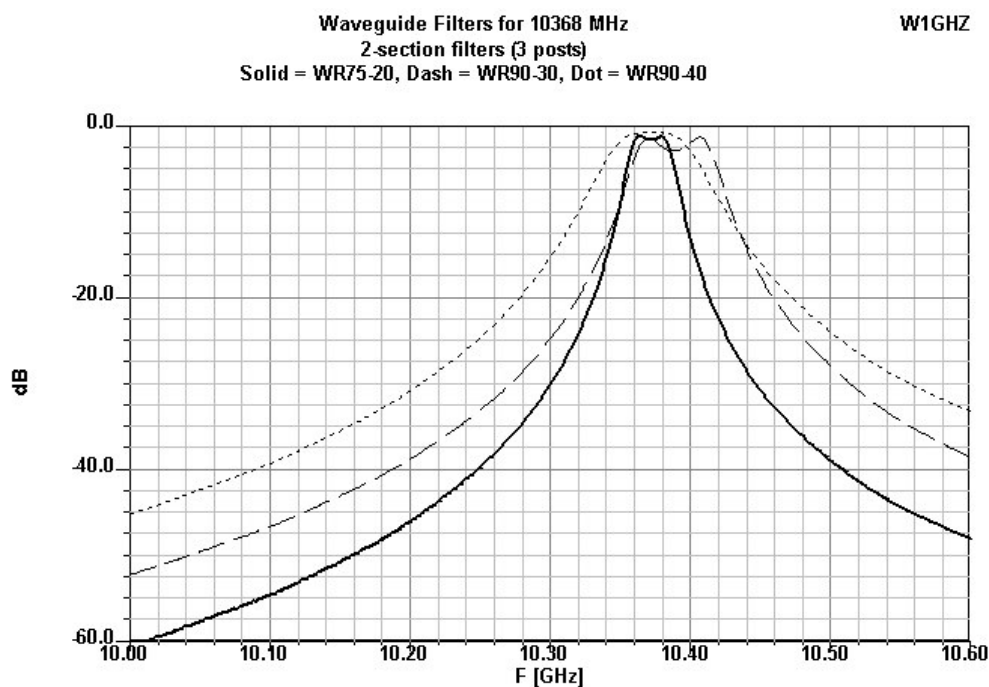


Bild 4

In Abbildung 5 sind Filter für 5760 MHz in zwei verschiedenen Hohlleitern, WR-137 und WR-159, mit unterschiedlichen Bandbreiten dargestellt. Beide bieten eine LO-Dämpfung von mindestens 35 dB für eine 144-MHz-ZF bei 5760 MHz mit einem Verlust von etwa 0,5 dB bei der Betriebsfrequenz. Die Version im WR-159 Hohlleiter hat eine leicht kritische Kopplung und ist auf einen der Scheitelwerte abgestimmt, anstatt mittig.

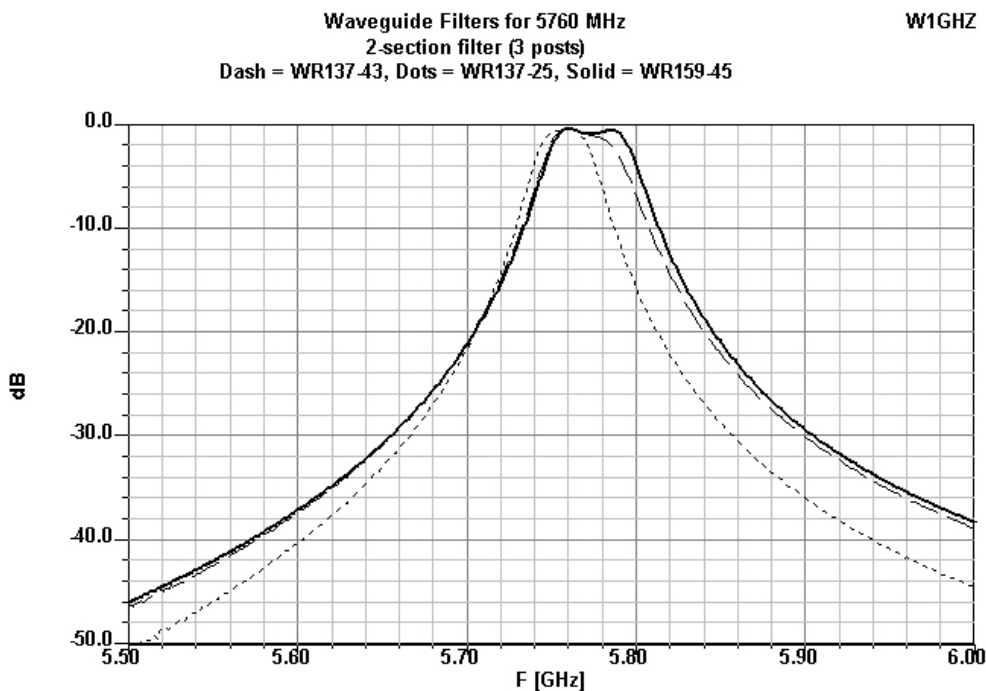


Bild 5

Hohlleiterfilter für 3456 MHz sind relativ groß, funktionieren jedoch hervorragend (siehe Abbildung 6). Der Verlust dieser Filter beträgt weniger als 1/4 dB bei einer flachen Welligkeit, und die LO-Unterdrückung für eine 144-MHz-ZF beträgt mehr als 30 dB.

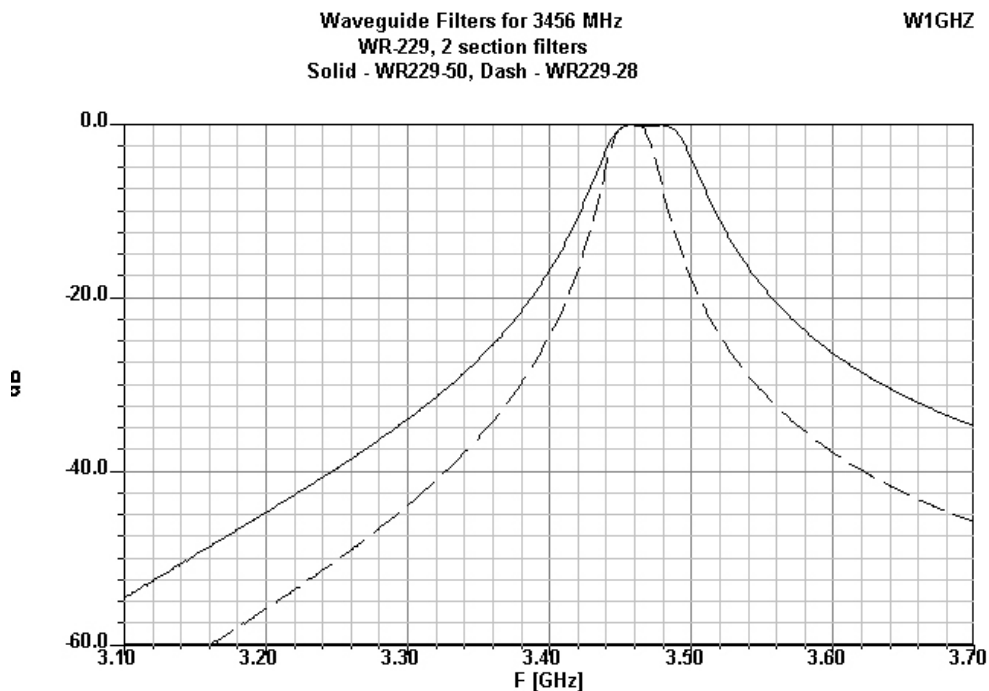


Bild 6

Alle diese zweiteiligen Filter konnten leicht mit einfachen Testgeräten abgestimmt werden, da es nur zwei Abstimmuschrauben gibt, die identische Einstellungen haben sollten. Außerdem wurden die Abmessungen so gewählt, dass das Abstimmen nur ein geringes Eindrehen der Abstimmuschrauben erfordert.

Überkritisch gekoppelte Filter

Die meisten dieser Filter reagieren auf einen schönen flachen Durchlassbereich mit ziemlich vernünftigen Flanken - ein ideales Filter mit geringster Welligkeit oder Butterworth-Charakteristik. Einige von ihnen zeigen jedoch eine Delle in der Mitte. Diese sind etwas schwieriger abzustimmen, da der Höcker ausgewählt werden muss, der die beste LO-Unterdrückung ergibt, und entsprechend angepasst werden muss. Die Rückflusdämpfung (Anpassung) reagiert besonders empfindlich bei überkritischer Kopplung; In Abbildung 7 ist die Anpassung (VSWR) bei den Höckerfrequenzen sehr gut, dazwischen jedoch nicht so gut. Bei idealer Kopplung wäre die Anpassung über das gesamte Nutzband gut. Die **WGFIL**-Berechnungen sind ziemlich genau, aber nicht perfekt, insbesondere für größere Resonator Durchmesser. Deshalb wird im **WGFIL** eine Warnung ausgegeben, wenn die Resonatoren größer als $\frac{1}{4}$ der Wellenleiterbreite sind. Infolgedessen erhalten wir nicht immer eine perfekte Kopplung, insbesondere wenn wir den Durchmesser auf 1/32 Zoll (0,794 mm) abrunden.

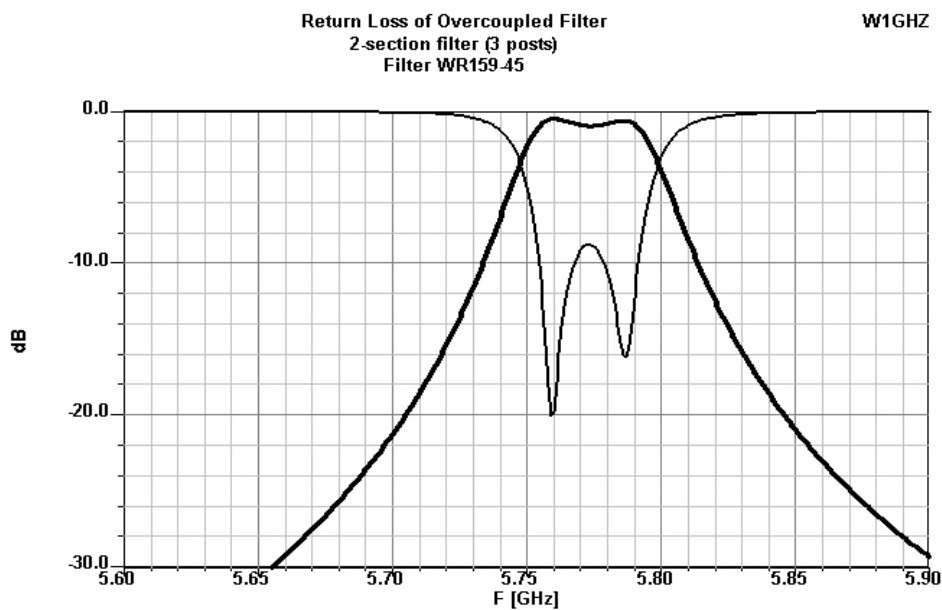


Bild 7

Ich wollte unbedingt ein reproduzierbares 24-GHz-Filter herstellen, da mir bis dahin keine Beispiele bekannt waren. Probeläufe mit **WGFIL** waren nicht so vielversprechend, da nur zwei oder drei Größen von Röhrcchen klein genug sind und ich nur eine vielversprechende Kombination gefunden habe. Ich habe überlegt, AWG-Drahtgrößen zu verwenden - Kupferdraht ist leicht verfügbar -, aber die Durchmesser stimmten nicht. Einige kommerzielle Filter verwenden mehrere dünne Stempel anstelle eines dickeren, aber einige Nachforschungen haben auch keine einfachen Antworten ergeben wie diese Stempel zu verwenden sind.

Ich erinnerte mich, dass einige kommerzielle Filter neben jedem Stempel eine zusätzliche Schraube haben; variiert es die Kopplung? Ich ging zurück zu **HFSS**, um es herauszufinden. Was ich entdeckte, war, dass die zusätzliche Schraube die Kopplung erhöht, wodurch der Stempel „dünner“ wird. Das war es! Ich fand auch heraus, dass die Kopplungsschraube weit eingedreht werden muss, fast bis zur Hälfte der Hohlleiterhöhe, um einen signifikanten Effekt zu erzielen, so dass kleine Einstellungen einfach sein sollten. Ich habe zwei weitere 10-GHz-Filter im WR-75-Hohlleiter mit etwas zu dicken Mittelstempeln entworfen und gebaut, um die Kopplungsschraube auszuprobieren. Die Kopplungsschraube sollte den effektiven Durchmesser des Mittelstempels verringern, um die Kopplung an die gewünschte Welligkeit anzupassen. Es hat perfekt funktioniert, wie in Abbildung 8 gezeigt. Beide Filter sind auf eine geringe Welligkeit und die Betriebsfrequenz eingestellt. Das breitere mit 42 MHz Bandbreite hat eine geringe Dämpfung von etwa 0,75 dB. Das schmale mit einer Bandbreite von 20 MHz hat eine höhere Dämpfung von etwa 2 dB, ist jedoch steil genug, um eine LO-Unterdrückung von etwa 20 dB für eine 30-MHz-ZF bei 10368 MHz zur Verfügung zu stellen. Es ist nicht überraschend, dass das steilere Filter mehr Verluste aufweist, da für die schmalere Bandbreite eine höhere Güte **Q** benötigt wird.

Waveguide Filters with coupling screws
 WR-75, 2 section filters (3 posts)
 Solid - WR75-20c, Dash - WR75-42c

W1GHZ

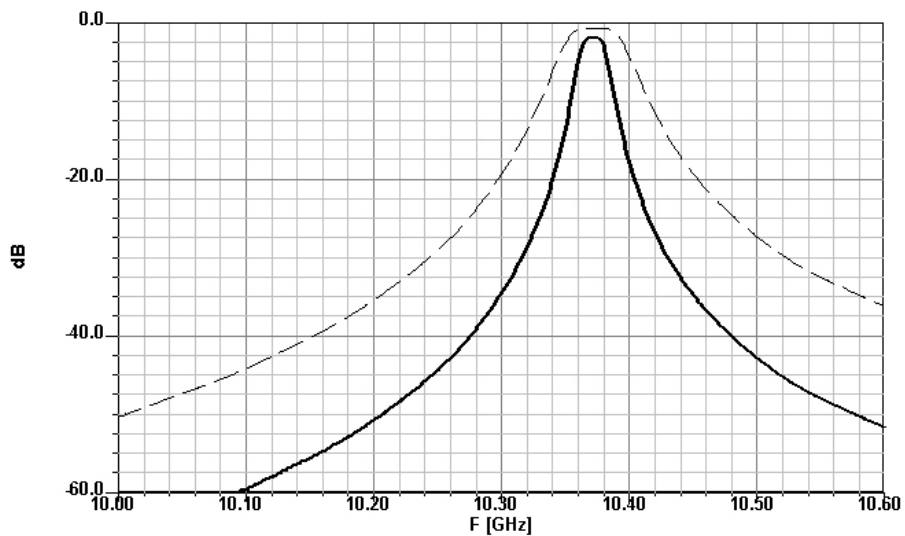


Bild 8

Die Koppelschraube befindet sich neben dem Mittelstempel auf halbem Weg zwischen Stempel und Seitenwand des Hohlleiters. Würde man eine (abstimmbare) Koppelschraube neben die anderen Stempel setzen, wäre die Abstimmung nicht mehr so einfach. Bei den einfachen 3-Stempel-Filtern ist dies unnötig, zudem verursacht jede Schraube einen kleinen zusätzlichen Verlust / Dämpfung.

Dann machte ich zwei Filter für 24 GHz aus WR-42-Hohlleitern. Eines war die beste Kombination der verfügbaren Stempeldurchmesser die ich fand, während das andere einen übergroßen Mittelstempel mit Koppelschraube hat. Die Ergebnisse sind in Abbildung 9 dargestellt. Beide Filter sind steil genug, um eine 144-MHz-ZF bei 24 GHz zu erreichen. Das eine mit der Koppelschraube hat eine schöne flache Kurve, während das andere leicht kritisch gekoppelt ist und eine etwas größere Bandbreite als erwartet hat. Jedes hat einen Verlust von etwa 2,5 dB - nicht schlecht für ein steiles 24 GHz-Filter. Diese Filter wurden nur auf 24,192 GHz abgestimmt, da ich keinen Wobbler für 24 GHz habe. Die dargestellten Daten wurden mit dem VNA ohne erneute Abstimmung gemessen. Bild 10 zeigt ein Foto der 24-GHz-Filter.

WR-42 Waveguide Filter for 24 GHz

W1GHZ

Dash = WR42-140, Solid = WR42-70c with coupling screw
 includes coax adapters with 0.3 dB loss

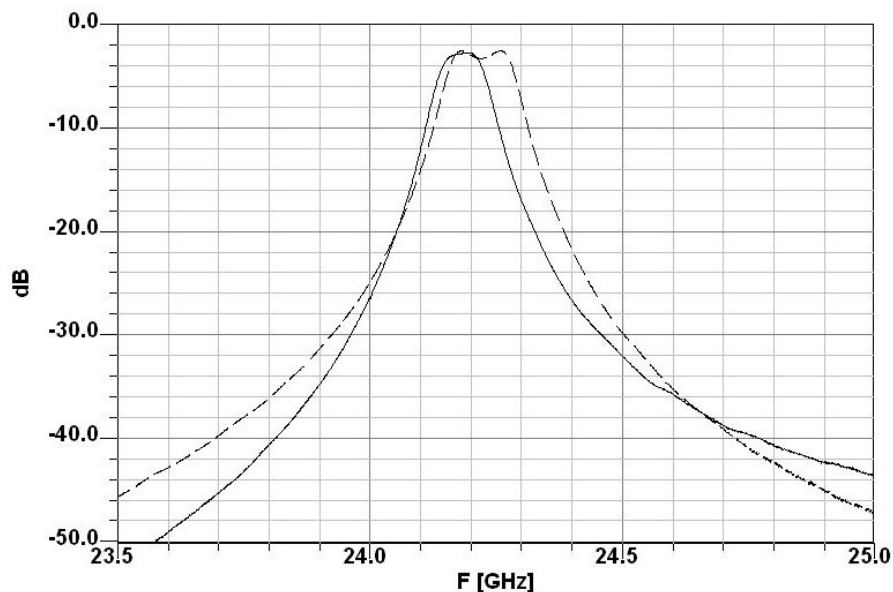


Bild 9

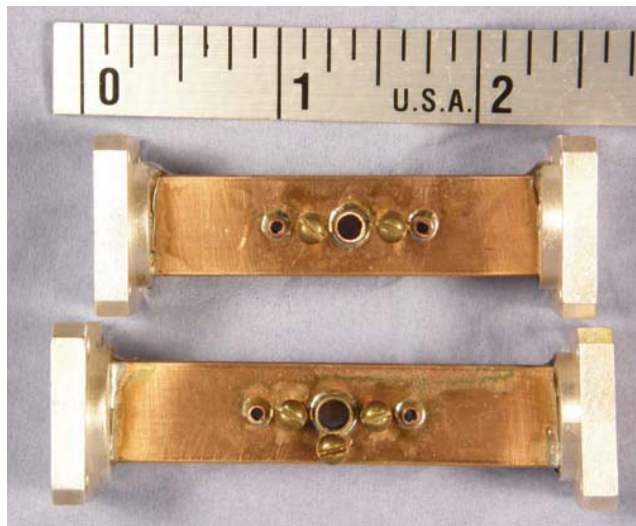


Bild 10 – WR- 42 Hohlleiterfilter für 24 GHz

Das Einstellen dieser Filter wird jetzt sehr einfach. Beginnend mit allen Schrauben vom Ansatz werden die beiden Abstimmerschrauben langsam gleichzeitig eingedreht (drehen Sie zuerst die eine und dann die andere um den gleichen Betrag), bis eine Ausgangsleistung gefunden wird. Dann stimmen Sie den Ausgang auf maximalen Pegel. Da das Filter ohne Koppelschraube unterkritisch gekoppelt ist, gibt es nur einen einzigen Scheitelwert. Setzen Sie als nächstes die mittlere Koppelschraube ein. Die Ausgangsleistung steigt langsam an und beginnt dann abzunehmen, wenn das Filter mit einem Einbruch in der Mitte überkritisch gekoppelt wird. Wenn Sie die Schraube auf den Scheitelwert zurückdrehen, erhalten Sie die gewünschte flache Kurve. Eine letzte Trimmung wird wahrscheinlich keine große Änderung ergeben.

Der Abstimmungsverlauf ist in Abbildung 11 mit einer Simulation des WR75-42c-Filters dargestellt. Die Kurve rechts zeigt die Kurve ohne Schrauben. Das Filter arbeitet auf einer höheren Frequenz. Allein die Stimmschrauben bewegen die Kurve auf die gewünschte Frequenz und ergeben die Kurve mit der Bezeichnung „NO-Koppelschraube“. Dann wird die Koppelschraube eingesetzt. Bei einer Tiefe von 0,100 Zoll (2,54 mm) flacht die Kurve ab und der Verlust wird verringert. Das weitere Eindrehen der Schraube führt zu einer überkritisch gekoppelten Kurve, zuerst mit einem leichten Abfall der Betriebsfrequenz und dann mit einem großen Einbruch, wenn das Eindrehen fortgesetzt wird. Die meisten von uns würden aufhören, sobald der Ausgangspegel zu sinken beginnt.

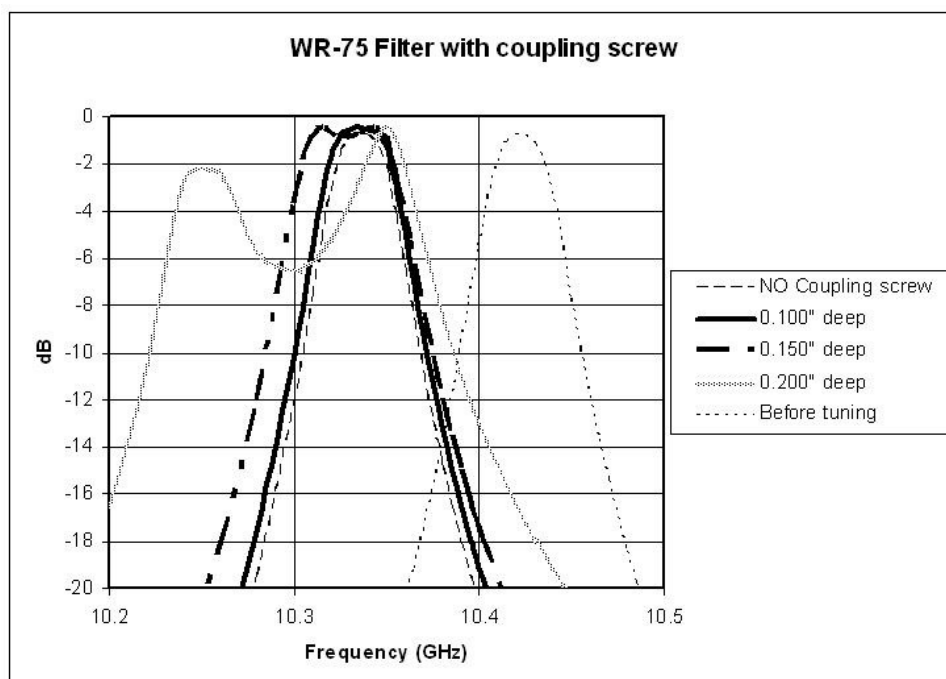


Bild 11

Einige Filter der Bilder 4 und 5 sowie eines der 24-GHz-Filter zeigen eine überkritisch gekoppelte Kurve. Diese Konstruktionen könnten verbessert werden, indem der Mittelstempel um 1/32 Zoll (0,794 mm) dicker gemacht und eine Koppelschraube neben dem Mittelstempel hinzugefügt wird. Damit könnte man dann eine geringere Welligkeit erreichen.

Abschluss

In einem Hohlleitersystem benötigen diese Filter nur Hohlleiterflansche zum Verbinden. Die meisten Systeme für 10 GHz und darunter verwenden jedoch halbstarres Koaxialkabel (Semirigid-Kabel) für Verbindungen, sodass ein Koax-Hohlleiter-Übergang erforderlich ist. Die kompaktesten und bequemsten Übergänge sind in die Filter integriert, je einer an jedem Ende. Ich verwende die in **QEX**⁷ veröffentlichten Abmessungen, wobei der Abstand des Buchseninnenleiters mindestens eine Hohlleiterbreite vom Endstempel beträgt. Eine passende Schraube wird weder benötigt noch gewünscht. Wenn die Abmessungen korrekt sind, ist die Anpassung sehr gut. Natürlich kann eine schlecht angepasste Komponente an einem Filter die Durchlasskurve negativ beeinflussen, aber der Ort, an dem dies korrigiert werden kann, befindet sich nicht im Filter.

Einen guten Vergleich findet man in der in Abbildung 2 gezeigten Filterkurven. Eine Kurve beschreibt integrierte Koaxialübergänge, während die andere Hohlleiterflansche zeigt, hier wurde mit externen Übergängen gemessen. Der geringe Leistungsunterschied ist eher auf Konstruktionstoleranzen und Abstimmungsunterschiede zurückzuführen.

Konstruktion

Diese Filter sind einfach aufzubauen - die Stempel, Abstimmerschrauben und Koaxialverbinder sind alle entlang der Mittelachse der Breitseite des Hohlleiters angeordnet. Das Wichtige ist, dass die Stempel genau in der Mitte zentriert sind und dass die Löcher genau passen, sodass eine minimale Menge Lot erforderlich ist, um eine gute Verbindung herzustellen.

Die höchste Frequenz für jeden Resonator wird durch den Abstand zwischen den Stempeln festgelegt - eine Abstimmerschraube kann nur die Frequenz senken. Die von **WGFIL** berechneten Abstände gelten für keine Abstimmerschraube. Abstände sollten daher etwas verringert werden um die Resonanzfrequenz zu erhöhen und eine kleine Abstimmung zu ermöglichen. Ich schätze, dass ich ein Loch innerhalb von 10 mils (0,25 mm) platzieren und bohren kann, daher reduziere ich den Abstand um 10 bis 15 mils (0,25 bis 0,38 mm). Passen Sie die Toleranzen dementsprechend an. Mit einer geringen Änderung ist ein Eindrehen der Stimmerschraube mit wenigen Umdrehungen erforderlich. Ein noch kleinerer Abstand erfordert ein stärkeres Eindrehen, erhöht die Verluste und die Abstimmung wird kritischer.

Ich messe und markiere die Mittellinien- und Lochpositionen mit einem billigen Messschieber, wobei ich die Spitzen zum Markieren verwende (dies ist krimineller Missbrauch eines Qualitätswerkzeugs). Dann werden die Löcher mit einem Körner markiert und mit einem kleinen Bohrer gebohrt. Zum Bohren der Löcher ist eine Bohrmaschine unerlässlich. Für genaue, runde Löcher, die exakt für die Stempel passen, sind Qualitätsbohrer erforderlich. Für größere Löcher sind Stufenbohrer gut geeignet. Ein kleines Loch, das durch beide Seiten des Hohlleiters gebohrt wird, ermöglicht größere Löcher von gegenüberliegenden Seiten.

Die Schraubenlöcher werden mit einem Gewindebohrer geschnitten. Dann werden die Grate im Hohlleiter mit einer feinen Feile entfernt. Die Außenseite des Hohlleiters und die Stempel werden mit feinem Sandpapier bearbeitet und poliert.

Wenn die Stempel fest sitzen sollen, muss ein Ende leicht abgeschrägt sein, um sie kräftig hineinzudrücken. Wenn sie so locker sitzen, dass sie herauszufallen können, funktioniert das Filter wahrscheinlich auch, hat aber möglicherweise einen höheren Verlust. Dann wird Flussmittel um die Enden jedes Stempels gestrichen, wo sie aus dem Hohlleiter herausragen. Schließlich wird ein einzelner Ring aus dünnem Lot um jedes Ende der Stempel gewickelt und in das Flussmittel gedrückt, um es an Ort und Stelle zu halten.

Enden

Wenn das Filter einen integrierten Übergang von Hohlleiter zu Koax enthält, müssen die Enden mit einem Abschluss versehen werden. Ich verwende Messingblech, das etwas größer als die Außenabmessungen des

Hohlleiters ist, damit es etwas übersteht. Ich bestreiche die rechteckig gefeilten Enden des Hohlleiters mit Löffflussmittel, setze sie dann auf und klemme sie fest. Schrott- oder Keramikfliesenreste isolieren die Halte-Klemmen von den Endplatten. Schließlich wickle ich einen Lötdraht um den Hohlleiter und drücke ihn in das Flussmittel, um ihn an Ort und Stelle zu halten.

Die Vorbereitung für Hohlleiterflansche ist ähnlich.

Löten

Zum Löten mit Weichlot bevorzuge ich eine Heißluftpistole gegenüber einer Lötlampe oder einem Gasbrenner. Eine Heißluftpistole, wie sie zum Abbeizen von Farbe verwendet wird, hat keine Flamme und wird nicht so heiß, sodass das Metall weniger oxidiert. Ich habe gute Ergebnisse erzielt, indem ich die Filterbaugruppe auf einer Heizplatte nahezu auf Löttemperatur vorgewärmt und dann die Heißluftpistole auf jeden zu lötenden Bereich angesetzt habe. Einige Sekunden nachdem die heiße Luft auf die Stelle trifft, schmilzt das Lot um die Verbindung und fließt in den Zwischenraum hinein. Sobald das Lot in die gesamte Fuge geflossen ist, fahren Sie mit der nächsten Verbindung fort. Wenn alle Fugen zugeflossen sind, legen Sie zum Abkühlen die Baugruppe vorsichtig auf einen Schamottstein oder eine andere hitzebeständige Oberfläche.

Zusammenfassung

Die hier beschriebenen Filter sollen ein gutes Ergebnis bei minimaler Komplexität bieten und sind einfach zu entwerfen und abzustimmen. Diese Hohlleiterfilter bieten eine gute Funktion, erfordern jedoch etwas Geschick in der Metallbearbeitung. Einige bewährte Designs sind tabellarisch aufgeführt, und die **WGFIL**-Software reicht aus, um benutzerdefinierte Filter zu entwerfen.

Alle hier beschriebenen Filter sind für eine „ausreichend gute“ Leistung bei einem bestimmten Mikrowellenamateurfunkband ausgelegt. Gut genug bedeutet, dass häufig verwendete LO-Frequenzen und unerwünschte Mischprodukte um mindestens 20 dB und in den meisten Fällen um mehr als 30 dB unterdrückt werden. Dies sollte ausreichen, um ein sauberes Signal abzustrahlen und unerwünschte Mischprodukte (= Spurii) zu unterdrücken.

3 - Stempel Hohlleiter Filter

Tabelle 1

W1GHZ 2008

<u>Material</u>	<u>Frequenz</u> MHz	<u>Bandbreite</u> MHz	<u>Endstempel</u> Ø mm	<u>Mittelstempel</u> Ø mm	<u>Abstand</u> mm	<u>Daten</u>
WR-75	10368	20	3,175	6.350	24,130	WR75-3-20
WR-90	10368	30	4,78	7.95	21,80	WR90-3-30
WR-90	10368	40	3,96	7,95	21,08	WR90-3-40
WR-137	5760	25	4,78	10,31	41,15	WR137-3-25
		43	3,96	9,53	40,64	WR137-3-43
WR-159	5760	45	6,35	12,70	37,59	WR159-3-45
WR-187	3456	7	6,35	11,13	76,2	(nicht gebaut)
WR-229	3456	50	4,78	12,70	63,50	WR229-3-50
		28	6,35	15,88	64,52	WR229-3-28
WR-42	24192	140	2,39	3,96	9,14	WR42-3-140

Mit Koppel-Schraube

WR-75	10368	20	3,18	7,14	24,64	WR75-3c-20
WR-75	10368	42	2,39	6,35	23,88	WR75-3c-42
WR-42c	24192	70	2,39	4,78	9,53	WR42-3c-70c

Referenzen

1. G. F. Craven & C. K. Mok, "The Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, March 1971, pp. 295-308.
2. Ralph Levy, "Theory of Direct-Coupled-Cavity Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, June 1967, pp. 340-348.
3. Dennis G. Sweeney, WA4LPR, "Design and Construction of Waveguide Bandpass Filters," *Proceedings of Microwave Update '89*, ARRL, 1989, pp. 124-132. The WGFIL program may be downloaded from www.w1ghz.org/filter/WGFIL.COM
4. Glenn Elmore, N6GN, "A Simple and Effective Filter for the 10-GHz Band," *QEX*, July 1987, pp. 3-5.
5. Paul Wade, N1BWT, "A Dual Mixer for 5760 MHz with Filter and Amplifier," *QEX*, August 1995, pp. 9-13. available at www.w1ghz.org/10g/QEX_articles.htm
6. www.ansoft.com
7. Paul Wade, W1GHZ, "Rectangular Waveguide to Coax Transition Design," *QEX*, November 2006, pp. 10-17. available at www.w1ghz.org/10g/QEX_articles.htm

Teil 2 - Hohlleiterfilter in kleinster Bauweise

Paul Wade W1GHZ © 2008
w1ghz@arrl.net

Die einzige Amateurveröffentlichung von Hohlleiterfiltern in kleinster Bauweise stammt meines Wissens von Reed Fisher, W2CQH, aus dem Jahr 1993¹. Ich habe das Schriftstück beim ersten Erscheinen bemerkt, erinnerte mich aber, dass ich dachte, es kann kein gutes Filter sein, da diese Bauweise große Verluste hat.

Vor kurzem habe ich nach Referenzen für Hohlleiterfilter gesucht und bin auf mehrere für evaneszente Modenfilter (bedämpfte Moden im Hohlleiter ist die Ausbreitung von HF im Hohlleiter, in diesem Falle weit unter der Hohlleiter-Grenzfrequenz) gestoßen. Anscheinend funktionieren sie tatsächlich und bieten ein gutes Ergebnis in einer kompakten Einheit. Was ich nicht bemerkt hatte ist, dass sich Resonanzstrukturen viel anders verhalten als nichtresonante Hohlleiter. Nachdem ich einige Unterlagen durchgesehen hatte, nahm ich mir Reeds Schriftstück vor, um nach nutzbaren Abmessungen zu suchen.

Mit einigen Beispielen von Reed habe ich eine Simulation mit der Ansoft **HFSS**-elektromagnetic-Software² durchgeführt und die Abmessungen so lange geändert, bis ein sichtbares Filterergebnis auftrat. Dann war es an der Zeit, eines herzustellen. Der Aufbau ist wirklich einfach - zwei SMA-Buchsen mit einer oder zwei Schrauben dazwischen, wie in Abbildung 1 skizziert, alle auf der Mittellinie der breiten Seite des Hohlleiters. Die kritischen Abmessungen sind die Abstände zwischen den Schrauben (rot) der mittleren Länge und von den Schrauben zu den Steckverbindern (blau) der Steckerlänge. Der Mittelstift der SMA-Buchse ist mit der gegenüberliegenden Wand des Hohlleiters verbunden.

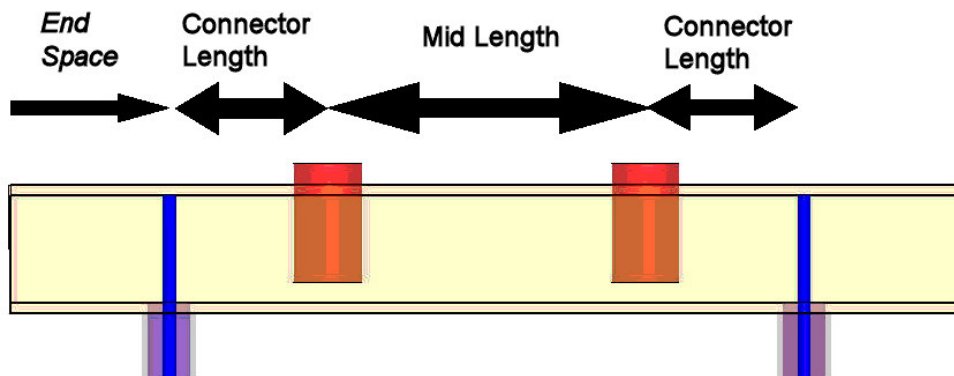


Abbildung 1 - Skizze des Hohlleiterfilters im Evaneszenz-Mode

Das erste Filter, das ich gebaut habe, war ein WR-90-Hohlleiter für 3456 MHz. Die Grenzfrequenz für WR-90 liegt bei etwa 6,5 GHz, diese liegt also weit unter dem Grenzwert - bei dieser Frequenz sollte nichts durch den Hohlleiter gelangen. Das Filter funktioniert jedoch ziemlich gut - die Durchlasskurve ist in Abbildung 2 dargestellt - ein ziemlich schmales Filter mit weniger als 2 dB Verlust.

Die Konstruktion ist außerordentlich einfach: Bohren Sie Löcher für die Steckverbinder und die Schrauben. Setzen Sie die Steckverbinder ein und löten Sie die Buchsenstifte an die gegenüberliegende Wand. Nun drehen Sie die Schrauben ein und stimmen damit die Buchsenstifte ab. Da sich die Energie in dem bedämpften Mode nicht ohne Resonanzen bewegt, können die Enden offen bleiben - ich war erstaunt, dass ich meinen Finger in das Ende stecken konnte, ohne eine Wirkung zu bemerken! Die Länge des Endraums in Abbildung 1 sollte mehr als die Hälfte der Hohlleiterbreite betragen - ich verwende normalerweise etwa 20 mm.

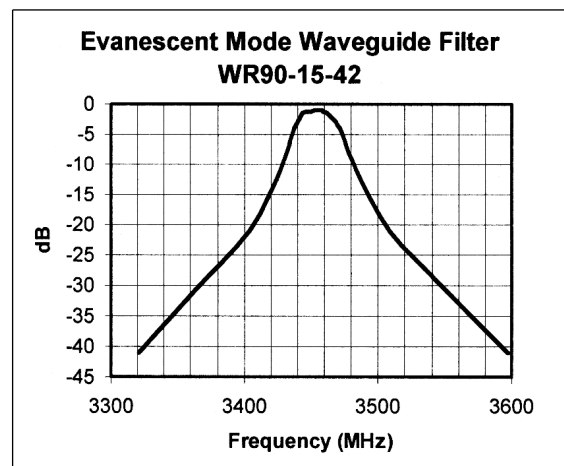


Abbildung 3 zeigt ein Foto am Ende des fertigen Filters, das die beiden am Hohlleiter befestigten Schrauben zeigt. Diese Schrauben sind Abstimmkondensatoren, daher habe ich ein paar 1/4" - 28 Messingschrauben (\varnothing 6,35 x 0,9 mm) verwendet, die ich in der Bastelkiste hatte, wobei die Enden auf einer Drehmaschine flach abgedreht wurden. Das flache Ende könnte die Abstimmung feinfühlicher machen - es war selbst mit der Feingewindeschraube noch ziemlich empfindlich. Ich habe auch gelernt, dass es keine gute Idee ist, den Schraubenkopf auf die gleiche Seite wie die der SMA-Buchsen zu legen - es bleibt nicht viel Platz zum Arbeiten. In späteren Versionen befinden sich die Schrauben auf der gegenüberliegenden Seite, wie in Abbildung 1 dargestellt.

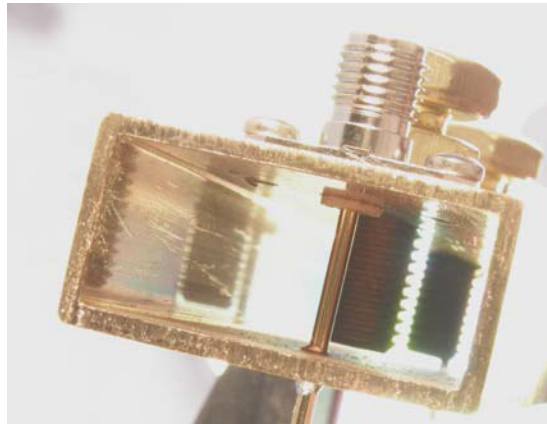


Bild 3 Innenansicht des Filters

Evanescent-mode Waveguide

Evanescent Mode - Filter - Theorie

Wie funktionieren diese Filter? Grundsätzlich wirkt ein Abschnitt des Hohlleiters im evaneszenten Mode, der weit unter dem Grenzwert liegt, als Spule. Wir fügen einen Kondensator hinzu, um einen Resonanzkreis herzustellen.

Das einfache Ersatzschaltbild einer kurzen Länge eines Hohlleiters im evaneszenten Mode zeigt

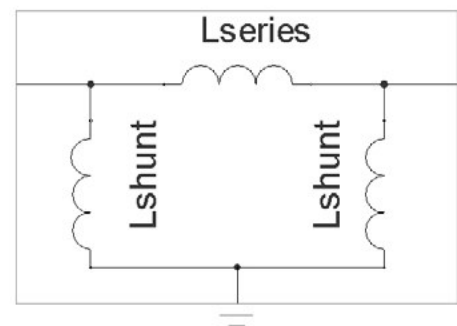


Abbildung 4

Abbildung 4, eine Reiheninduktivität mit einer Nebenschlussinduktivität an jedem Ende. Wenn wir an jedem Ende Anschlüsse und eine Schraube in der Mitte anbringen, wie in Abbildung 5 dargestellt, bildet dies den in Abbildung 6 schematisch dargestellten Einzelresonator.

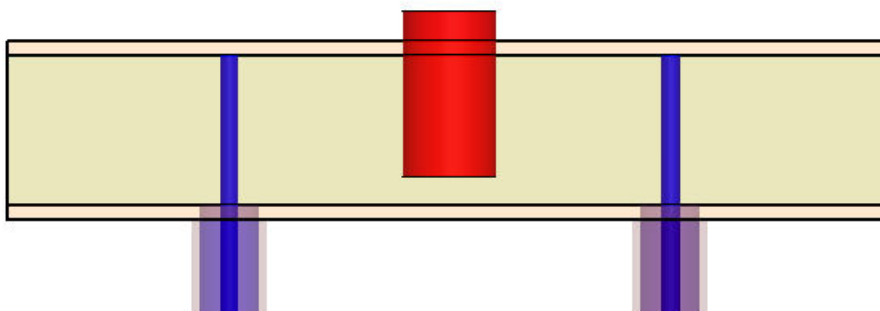


Bild 5

Der Abstimmkondensator schwingt mit den beiden L-shunts (Nebenschlussinduktivitäten) auf jeder Seite mit, und die L-series (Reiheninduktivität) koppeln HF in die SMA-Stifte. Um die belastete Güte Q_L des Resonators einzustellen, erhöht man die L-series durch Vergrößern des Abstands, das reduziert die Kopplung und damit auch die Belastung der 50 Ohm Quelle und 50 Ohm Last, so dass die Güte Q_L höher sein wird.

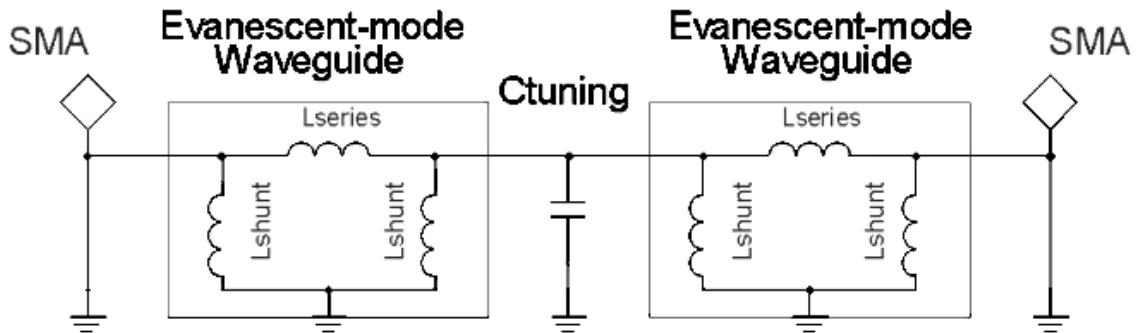


Bild 6

Die Induktivitäten werden aus der Hohlleiterlänge, von der SMA-Buchse zum Abstimmkondensator (*Anschlusslänge* in Abbildung 1, Mitte zu Mitte) und der Grenzwellenlänge berechnet. Die Grenzfrequenz eines rechteckigen Hohlleiters ergibt sich, wenn die Breite des Leiters eine halbe Wellenlänge beträgt. Für WR-90 beträgt die Breite 0,9 Zoll = 22,86 mm, sodass die Grenzwellenlänge λ_c 45,72 mm ist. Somit beträgt die Grenzfrequenz $300 / 45,72 = 6,56$ GHz.

Craven & Mok³ zeigen ein Diagramm einer unbelasteten Güte Q für den WR-90-Hohlleiter. Die theoretische Güte Q ist höher als 10.000 bei 10 GHz in einem sich normal ausbreitenden TE₁₀-Mode, aber etwas niedriger für den TE₁₀-Evaneszenz-Mode. Sie beträgt vielleicht 6.000 knapp unter der Grenzfrequenz und fällt bei 1 GHz auf etwa 1.000. Dies ist immer noch eine ausreichende Güte Q , um den zu kleinen Hohlleiter immer noch als ein verlustfreies Übertragungsmedium zu betrachten, was wiederum die Berechnungen vereinfacht.

Für einen verlustfreien TE₁₀-Evaneszenzmodus wird die charakteristische Impedanz X_0 aus der Grenzwellenlänge und der Hohlleiterbreite a und Höhe b berechnet². λ ist die Wellenlänge des freien Raums:

$$X_0 = \frac{b}{a} \times \frac{120\pi}{\sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}}$$

Und die Ausbreitungskonstante γ :

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}$$

Für einen Hohlleiter mit der Länge ℓ , werden dann die Reaktanzen (Scheinwiderstand) der Induktivitäten berechnet:

$$\text{Für } L_{\text{series}}, X_L = jX_0 \sinh \gamma \ell \cong \frac{jX_0}{2} e^{\gamma \ell}$$

$$\text{Und } L_{\text{shunt}}, X_L = jX_0 \coth \frac{\gamma \ell}{2} \cong \frac{jX_0}{2}$$

Wo **sinh** und **coth** der hyperbolische Sinus bzw. der Kotangens sind.

Die Näherungen auf der rechten Seite stammen von W2CQH. Er verwendet sie für eine weitere Annäherung, um die belastete Güte Q_L zu bestimmen:

$$Q_L \approx \frac{R_0}{X_0} e^{\gamma \ell}, \text{ wobei } R_0 = 50 \text{ Ohm f\u00fcr einen Koax-Abschluss.}$$

Alle diese N\u00e4herungen weisen einige Fehler auf, und diese Fehler addieren sich, so dass das gesch\u00e4tzte Q_L niedriger ist, als die ermittelten Werte aus Simulation und Messung. Die Diskrepanz hat den Faktor zwei, was dazu f\u00fchren kann, dass Filter viel sch\u00e4rfer oder verlustreicher als erwartet sind. Au\u00dferdem haben die zur Herstellung von Niederfrequenzfiltern verwendeten Johanson-Trimmerkondensatoren nicht ann\u00e4hernd ein so hohes Q wie der Hohlleiter, so dass der Verlust der Niederfrequenzfilter h\u00f6her ist.

Ein weiterer Faktor ist die Induktivit\u00e4t des SMA-Verbindungsstifts - die Induktivit\u00e4t erzeugt einen zus\u00e4tzlichen Impedanztransformator, der die Belastung weiter verringert und das belastete Q erh\u00f6ht.

Bei Hohlleiter-Stift-Filtern haben wir festgestellt, dass ein doppelt abgestimmtes Filter f\u00fcr viele Anwendungen ausreichend ist. F\u00fcr ein doppelt abgestimmtes Filter ben\u00f6tigen wir nicht nur die Wellenleiterl\u00e4nge im evaneszenten Modus an jedem Ende, sondern auch eine zus\u00e4tzliche L\u00e4nge in der Mitte mit einer L_{series} , die f\u00fcr die mittlere L\u00e4nge in Abbildung 1 berechnet wurde. Die beiden Kondensatoren liefern die gew\u00fcnschte Kopplung zwischen den beiden abgestimmten Resonatoren. Das doppelt abgestimmte Filter ist in Abbildung 7 schematisch dargestellt und in Abbildung 1 skizziert. Die beiden Anschlussl\u00e4ngen sollten identisch sein, aber die mittlere L\u00e4nge ist l\u00e4nger - eine Verl\u00e4ngerung erh\u00f6ht die Kopplung.

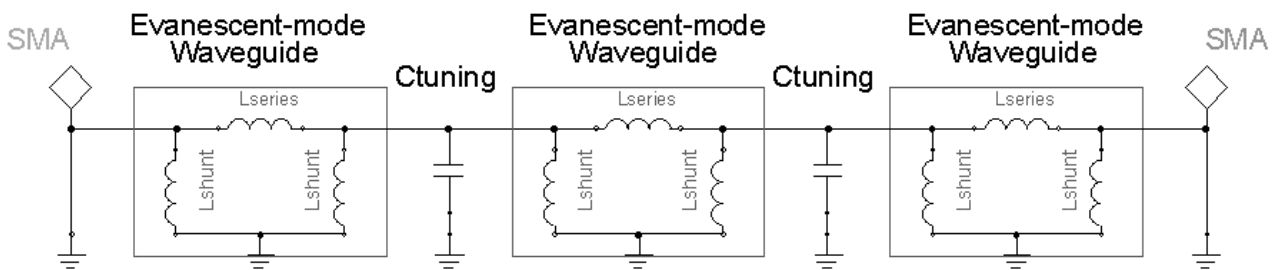


Bild 7

Das Ergebnis aller N\u00e4herungen und Fehler ist, dass wir die Parameter mit diesen Gleichungen nicht genau genug berechnen k\u00f6nnen, um weder ein einfaches Filter, noch ein doppelt abgestimmtes Filter zu entwerfen. Snyder⁴ hat mehr Gleichungen, aber ich hatte keine Chance, sie zu bewerten. Stattdessen habe ich auf die professionelle elektromagnetische 3D-Software Ansoft **HFSS** zur\u00fcckgegriffen, um verschiedene Versuchsdimensionen zu analysieren und dann einige der vielversprechenden zu bauen. Selbst dann haben einige der Filter eine gemessene Bandbreite, die etwas geringer ist als vorhergesagt.

Mehr Beispiele

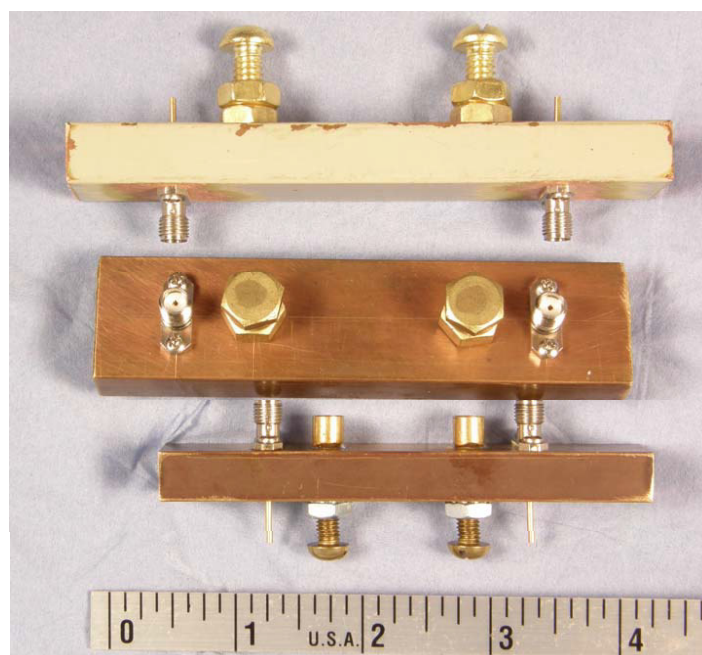


Bild 8

Ich habe eine Reihe erfolgreicher Evanescent-Mode-Filter in allen Größen des X-Band-Wellenleiters WR-90, WR-75 und WR-62 für Frequenzen von 5,76 GHz bis unter 1 GHz hergestellt. Bild. 8 ist ein Foto von mehreren Filtern; Die geringen Außenmaße dieser Filter sollten ins Auge fallen. Der begrenzende Faktor für niedrige Frequenzen ist die Abstimmkapazität - eine einfache Schraube liefert nur einen Bruchteil eines Picofarad, und selbst die Johanson-Trimmerkondensatoren sind auf etwa 10 pf begrenzt. Für 2,3 und 3,4 GHz habe ich die Schraubenkapazität erhöht, indem ich ein Stück Rohr mit einem Durchmesser von ¼ Zoll (6,350 mm) an die gegenüberliegende Wand gelötet habe, sodass die Schraube im Rohr einen konzentrischen Kondensator bildet. Dies ist in Abbildung 9 skizziert und wird im untersten Filter in Abbildung 8 verwendet.

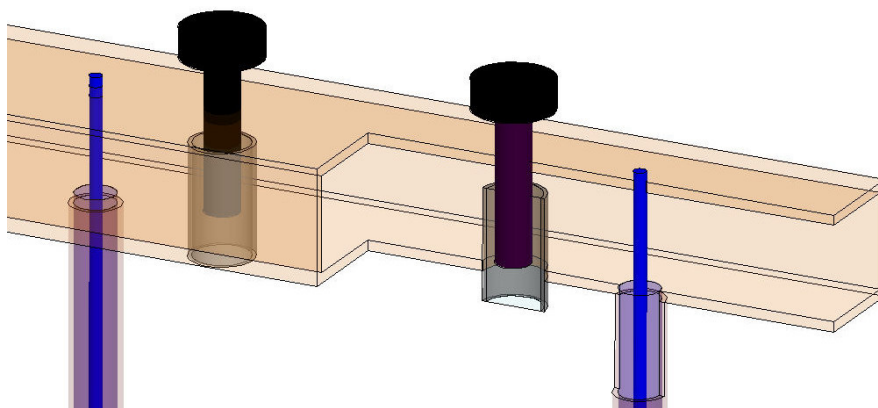
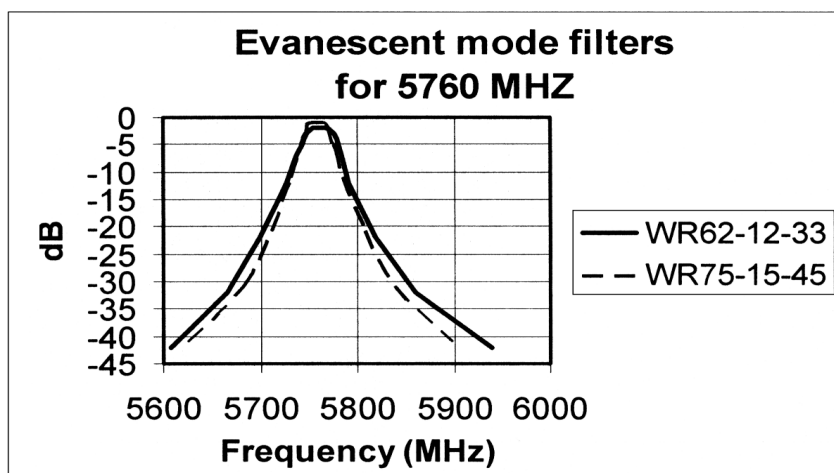


Bild 9 - Konzentrischer Kondensator mit Innenschrauben

Die Filter haben einen schmalen Durchlassbereich mit relativ geringem Verlust und einen breiten Sperrbereich - es gibt keine signifikanten Spuri unterhalb der Grenzfrequenz für den Hohlleiter. Oberhalb der Grenzfrequenz kann eine normale Ausbreitung im Hohlleiter stattfinden und das Filter ist weniger effektiv. Somit könnte ein WR-90-Filter für 5760 MHz einen zusätzlichen Durchlassbereich ab etwa 6,5 GHz haben, so dass es nicht sehr effektiv wäre. Andererseits würde ein WR-62-Filter unter etwa 10 GHz keine signifikanten Spuri haben, so dass es ein effektives Oberwellenfilter sowie ein Bandpassfilter für 2304 oder 3456 MHz sein kann. Es gibt viele überschüssige WR-62-Hohlleiter, die für den 10,368-GHz-Betrieb nicht sehr gut sind, da sie sehr nahe am Sperrbereich liegen, aber für diese Filter nützlich sind.



Die Leistung der 5760 – Mhz - Filter ist in Abbildung 10, links dargestellt – diese sind ziemlich schmalbandig, der Verlust liegt noch unter 2 dB.

Bild 10

Für 3456 MHz sind die Daten in Abbildung 11 dargestellt, ebenfalls ziemlich schmal mit einem Verlust unter 2 dB.

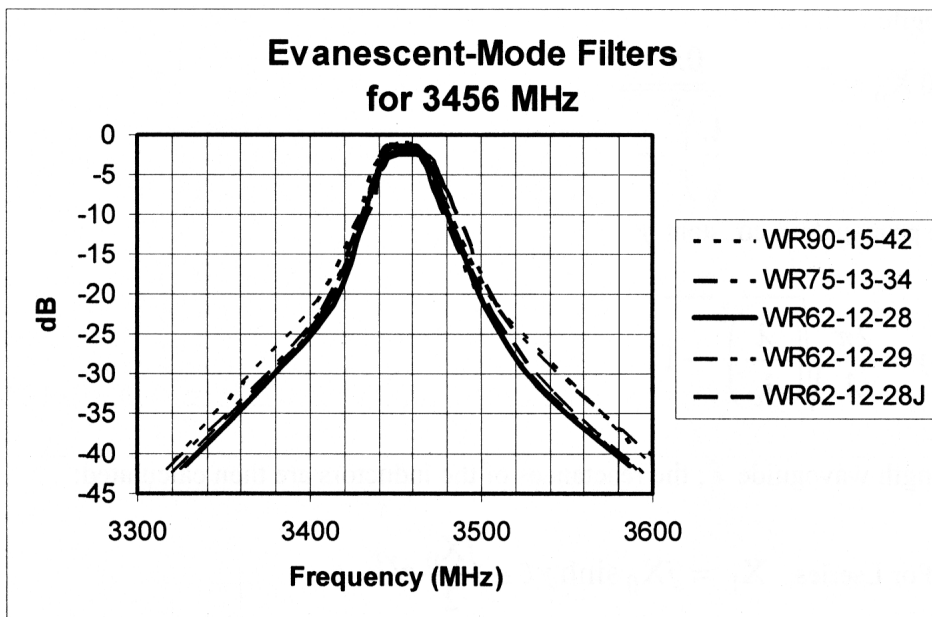


Bild 11

Die Filter für 2304 MHz sind klein und haben die gleiche Größe wie 3456 MHz - in einigen Fällen das gleiche Filter mit weiter innen liegenden Schrauben -, aber sie weisen immer noch gute Werte auf (siehe Abbildung 12). Die Filter mit konzentrischen Schrauben weisen Verluste unter 2 dB auf, während das WR-62-Filter mit Johanson-Trimmern bei 2304 MHz einen Verlust von etwa 2,5 dB aufweist.

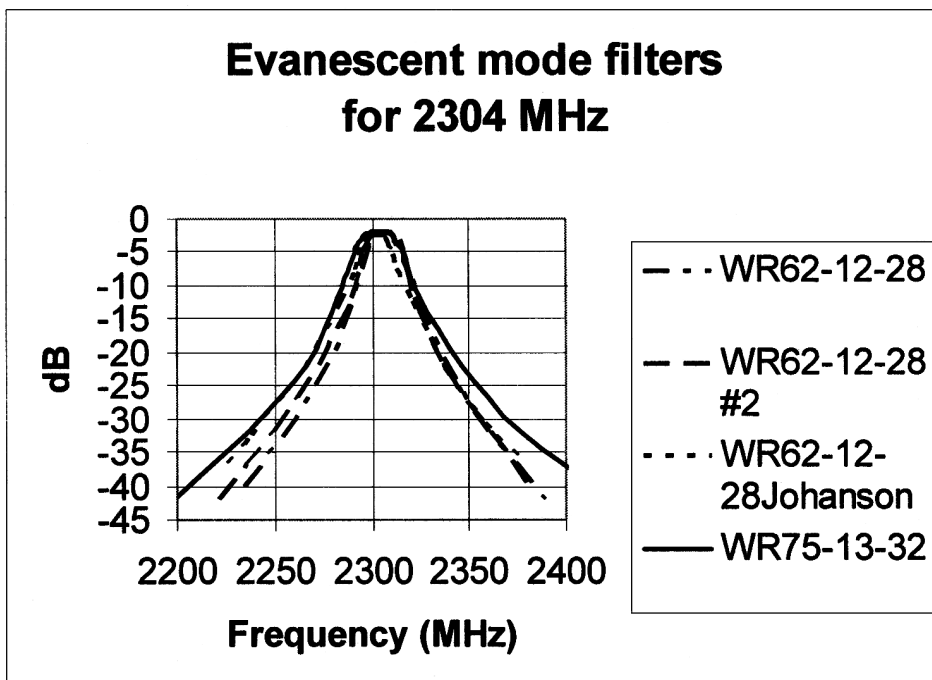


Bild 12

Mit der höheren Kapazität der Johanson-Trimmer wird das untere Ende des Abstimmereichs erweitert. Ein WR-90-Filter mit großen Johanson-Trimmern, Modell 5502, stimmt von etwa 2 GHz bis 580 MHz ab. Bild 13 ist ein Foto des Filters. WR-62-Filter mit den gängigeren Johanson-Modellen 2954 und 5202 stimmen von 3456 MHz bis etwa 980 MHz ab. Ich habe einige von ihnen zum Vergleich auf 1152 MHz eingestellt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 14 dargestellt. Der Verlust steigt mit abnehmender Frequenz. Ich weiß nicht, ob dies auf ein niedrigeres Q des Hohlleiters im evaneszenten Modus, oder auf die Trimmerkondensatoren, zurückzuführen ist, oder beides. Die Daten dieses auf 902 MHz eingestellten Filters sind in Abbildung 15 dargestellt.

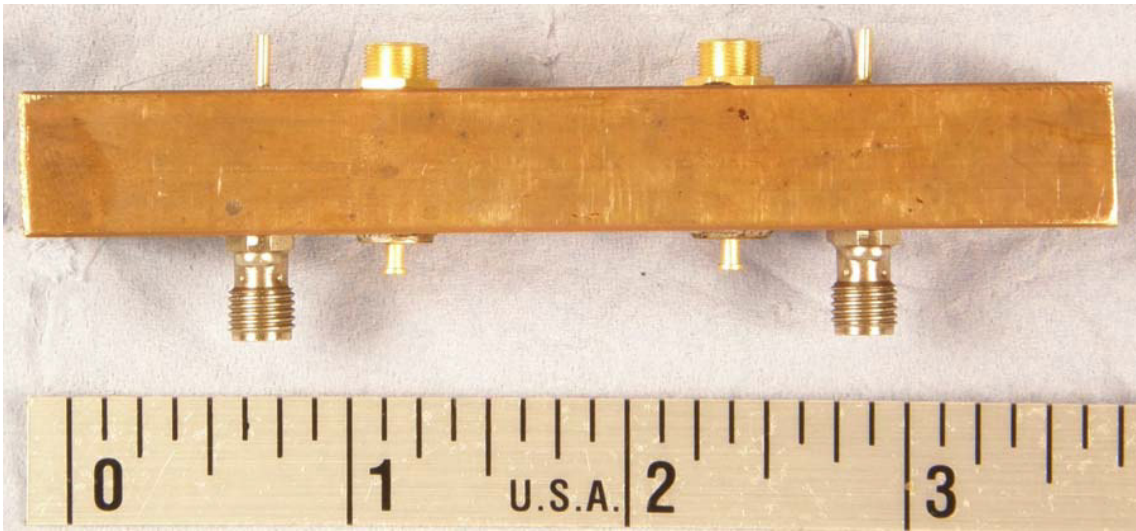


Bild 13 - Evanescent Mode Filter mit Johanson Kondensatoren

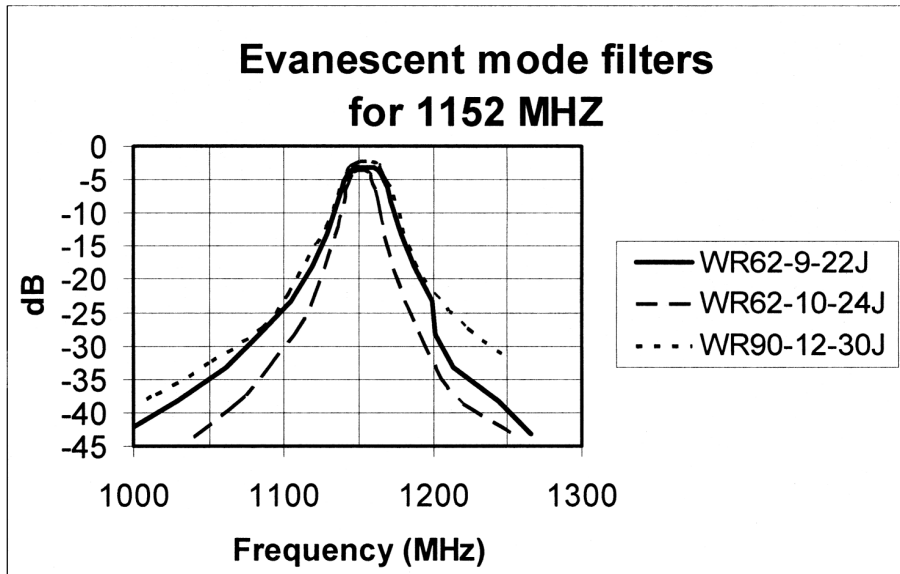


Bild 14

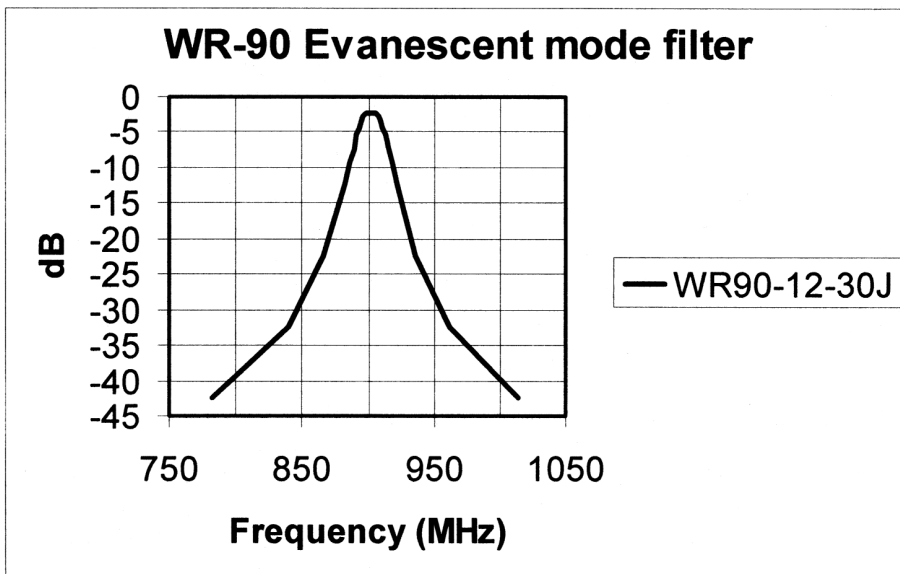


Bild 15

Eine Zusammenfassung der Abmessungen für alle erfolgreichen Filter wird in Tabelle 1 gezeigt.

Das Einstellen der Filter kann schwierig sein, es sei denn, es steht ein Wobbler zur Verfügung, da diese Filter über einen weiten Bereich abstimmbare sind. Wenn nur Festfrequenztests möglich sind, müssen beide Schrauben langsam aufeinander abgestimmt werden, bis ein gewisser Ausgangspegel festgestellt wird. Dann ist es einfach eine Frage der Abstimmung auf maximale Leistung und minimales VSWR. Die meisten von Ihnen werden mit den Schrauben abstimmen, die ziemlich weit in die Führung eingeführt sind, so dass es möglicherweise einfacher ist, mit den fast kurzgeschlossenen Schrauben zu beginnen und sie langsam herauszudrehen.

Die gezeigten Daten sind auf Amateurfunk-Bänder abgestimmt, aber mehrere der Filter können auf mehr als ein Band abgestimmt werden. Offensichtlich können sie auf jede Frequenz dazwischen und mehr eingestellt werden. Daher sollten die in Tabelle 1 angegebenen Beispiele die meisten Anforderungen erfüllen.

Zusammenfassung

Hohlleiterfilter im Evanescent-Mode haben sehr gute Daten, ein kompaktes Gehäuse und sind für mehrere der unteren Mikrowellenbänder einfach zu bauen. Da wir keine Entwurfsformeln ausgearbeitet haben, ist eine Maßtabelle für eine Reihe von funktionierenden Filtern enthalten. Diese Beispiele verwenden kleine Längen eines der üblichen X-Band-Hohlleiters, einschließlich WR-62, der ansonsten von begrenztem Nutzen ist.

Evanescente Mode Hohlleiter- Filter

W1GHZ 2008

Tafel 1

<u>Material</u>	<u>Band</u> MHz	<u>Verbinder</u> <u>Länge</u> mm	<u>Mittlere</u> <u>Länge</u> mm	<u>Abstimm</u> <u>Schraube</u> USA	<u>Bandbreiten</u> (gemessen) MHz
<u>WR-62 Hohlleiter</u>					
WR62-12-33	5760	12	33	#10	36 - 37
WR62-12-28	3456	12	28	conc #10	32
WR62-12-28	2304	12	28	conc #10	18,5
WR62-12-28J	2304	12	28	Johanson	18
WR62-12-28J	1296	12	28	Johanson	10
WR62-12-29	2304	12	29	conc #10	20
WR62-10-24	1152	10	24	Johanson	20
WR62-9-22	1152	9	22	Johanson	30
<u>WR-75 Hohlleiter</u>					
WR75-15-45	5760	15	45	"1/4-28"	29
WR75-13-34	3456	13	34	conc #10	37
WR75-13-32	2304	13	32	conc #10	25
<u>WR-90 Hohlleiter</u>					
WR90-12-30J	1200	12	30	Johanson	29
WR90-12-30J	1152	12	30	Johanson	28
WR90-12-30J	903	12	30	Johanson	22
WR90-12-30J	581	12	30	Johanson	15
WR90-14-35	2304	14	35	conc #10	(nicht gebaut)
WR90-15-42	3456	15	42	"1/4-28"	33,5

Hinweis: Endraum normalerweise 20 mm

Referenzen

1. Reed Fisher, W2CQH, "Evanescent Mode Waveguide Filters," *Proceedings of Microwave Update '93*, ARRL, 1993, pp. 10-16
2. www.ansoft.com
3. G. F. Craven & C. K. Mok, "The Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, March 1971, pp. 295-308.
4. Richard Snyder, "New Application of Evanescent Mode Waveguide to Filter Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, December 1977, pp. 1013-1021.

Anhang - Filtertour

Paul Wade W1GHZ ©2008
w1ghz@arrl.net

Machen wir eine kurze Tour durch die Filter und überspringen die tiefe Mathematik. Bevor wir jedoch über Filter sprechen können, müssen wir mit Resonatoren beginnen, den Bausteinen für Filter. Übliche Resonatoren lassen sich als LC-Schaltungen, Übertragungsleitungsabschnitte und Hohlleiterräume sowie Quarzkristalle darstellen. Es gibt auch mechanische Resonatoren, die leichter zu verstehen sind als die unsichtbaren Arbeitsweisen eines elektrischen Resonators.

Zupfen Sie eine Gitarrensaite oder tippen Sie auf einen hängenden Topfdeckel. Einige Sekunden lang ertönt ein hörbarer Ton. Der mechanische Resonator wurde mit mechanischer Energie angeregt; Die Energie wird als Resonanz gespeichert und langsam als Schall freigesetzt. Gute Resonatoren erzeugen einen reinen Ton für längere Zeit.

Ein weiteres Beispiel für einen mechanischen Resonator ist ein Pendel. Ein gutes Pendel schwingt sehr lange mit einer konstanten Periode, die durch seine Länge bestimmt wird. Die Amplitude des Schwungs nimmt aufgrund von Reibung und Luftwiderstand langsam ab, aber die Periode ändert sich nicht - die Frequenz ist konstant (die Frequenz ist indirekt proportional zur Periode). Die gespeicherte Energie wird sehr langsam abgebaut. In elektrischer Hinsicht ist ein Pendel ein Resonator mit hohem **Q**: die Güte **Q** ist definiert als das Verhältnis von gespeicherter Energie zu verbrauchter Energie

Um etwas Nützliches zu erzeugen, muss einem Resonator etwas Energie entzogen werden. Die Gitarrensaite erzeugt Klang, um Musik zu machen, während ein Pendel mit einem Uhrwerk gekoppelt sein kann, um die Zeit zu bestimmen. Wenn Energie entzogen wird, wird die Schwingung bedämpft - **Q** wurde reduziert.

Wenn wir dem Resonator so schnell Energie hinzufügen, wie er sie verliert und abführt, kann er unbegrenzt weiterbetrieben werden. Wir könnten jedes Mal, wenn er einen Abwärtsschwung startet, sanft auf das Pendel blasen, aber wir müssen es richtig anstellen - Energie mit der falschen Frequenz kann kontraproduktiv sein. Natürlich könnten wir ein mechanisches oder elektrisches Signal verwenden, um die Energiezufuhr zu messen - ich habe eine Uhr, deren Pendel acht Tage lang läuft, indem nur eine Feder aufgezogen wird und der Mechanismus für jeden Tick ein winziges Stück Energie daraus ziehen kann.

Das elektrische Äquivalent des Taktmechanismus wird als Rückkopplung bezeichnet, bei der einem Resonator Energie zugeführt wird, das ergibt wiederum einen Oszillator.

Microwellen - Resonatoren

Typische Mikrowellenresonatoren sind Abschnitte einer Übertragungsleitung: ungerade Vielfache einer elektrischen Viertelwellenlänge, die an einem Ende kurzgeschlossen und am anderen offen sind, oder Vielfache einer elektrischen Halbwellenlänge, die entweder an beiden Enden kurzgeschlossen oder an beiden Enden offen sind. Die Übertragungsleitung kann coaxial, mit einem Innen- und Außenleiter verschiedener Formen, oder einem Hohlleiter bestehen. Diese Übertragungsleitungsstrukturen werden oft als Hohlräume bezeichnet. Planare Strukturen auf Dielektrika werden ebenfalls verwendet. Die Formen müssen nicht regelmäßig oder symmetrisch sein, aber ungerade Formen erschweren die Berechnungen.

Unabhängig von der Konfiguration entspricht ein einzelner Resonator einer parallelen **LC**-Schaltung (aus historischen Gründen oft als Tankkreis bezeichnet) wie in Abbildung 1. Bei der Frequenz, bei der die Reaktanz des Kondensators X_C der Reaktanz des Induktors X_L entspricht ist der Stromkreis resonant und „klingelt“ bei dieser Frequenz, wenn er durch einen Impuls angeregt wird.

Resonator with tapped inductor

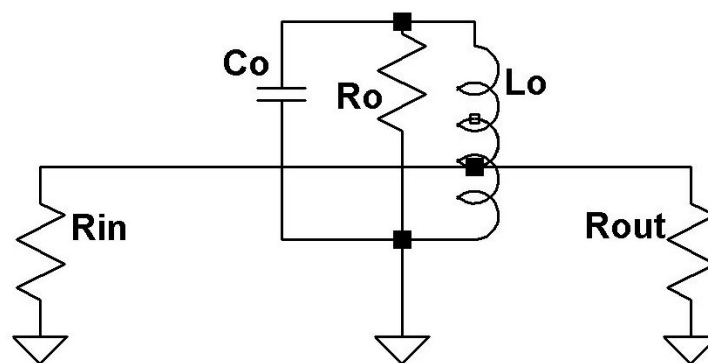


Bild 1

Jeder echte Resonator hat einen Eigenverlust, der als R_o in der Schaltung angezeigt wird. Dieser Verlust bestimmt das tatsächliche Q oder unbelastete Q des Resonators: $Q_U = R_o/X$. Da die Reaktanzen gleich sind, kann für beide X verwendet werden.

Wenn der Resonator an einen Stromkreis angeschlossen ist, erscheint der von dem Stromkreis hinzugefügte Widerstand parallel zum wirklichen R_o , sodass das gesamte R niedriger als R_o sein muss, wodurch das Q um das belastete Q_L reduziert wird. Nehmen wir zum Beispiel an, wir stellen die Verbindung her, indem wir $1/4$ der Windungen von unten auf die Spule tippen. Wir erinnern uns vielleicht, dass das Impedanzverhältnis das Quadrat des Spulenwindungsverhältnisses ist; Das Windungsverhältnis beträgt 4, das Impedanzverhältnis also 16. Wenn wir einen 50-Ohm-Stromkreis an den Resonator anschließen, beträgt der zusätzliche Widerstand $16 \times 50 = 800$ Ohm. Wenn das intrinsische R_o 10.000 Ohm wäre, wäre das resultierende R 740 Ohm. Für eine willkürlich gewählte Reaktanz $X = 200$ Ohm ist $Q_U = 10000/200 = 500$, während der belastete $Q_L = 740/200 = 3,7$ eine signifikante Verringerung darstellt.

Selektivität

Die Selektivität eines Resonators wird durch seine belastete Güte Q_L bestimmt. Die 3-dB-Bandbreite, die Differenz der Pegel zwischen den Frequenzen, bei denen der Pegel um 3 dB reduziert wird, beträgt einfach

$$BW_3 = \frac{\text{Frequency}}{Q_L}$$

Abbildung 2 macht den Effekt deutlich: Resonatoren mit niedrigem Q_L sind nicht sehr selektiv, während Resonatoren mit hohem Q_L ziemlich schmalbandig sind. Die Mittenfrequenz liegt bei 1 GHz, machen Sie es einfach für jede Frequenz skalierbar - zum Beispiel ist die Antwort bei 0,8-facher gewünschter Frequenz genau die bei 0,8 GHz gezeigte.

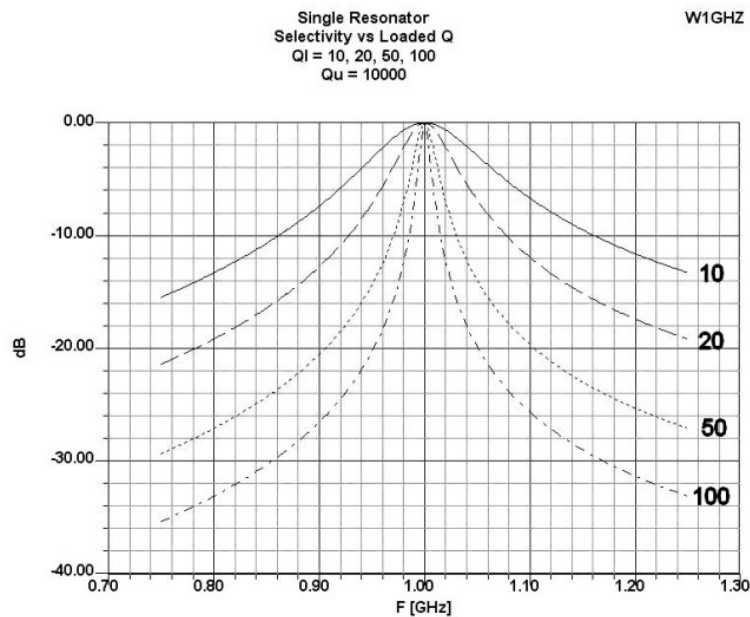


Bild 2

Warum nicht einfach Resonatoren mit hoher Güte verwenden? Wenn das unbelastete Q_U nicht viel höher als Q_L ist, sind die Verluste hoch, da R_o ein wesentlicher Teil der Schaltung wäre. Einige Beispiele sind in Abbildung 3 für ein $Q_L = 100$ dargestellt, sodass die Bandbreite nur 1% der Betriebsfrequenz beträgt.

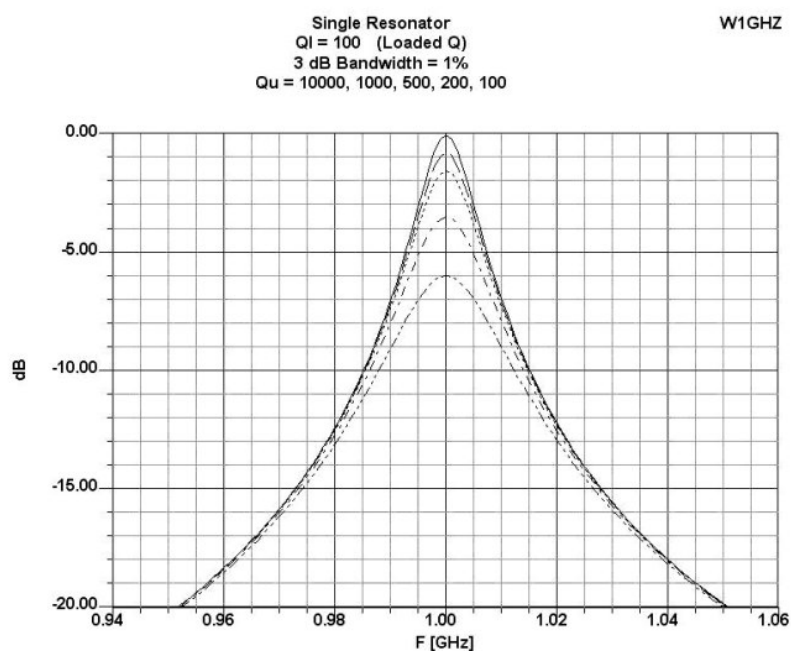
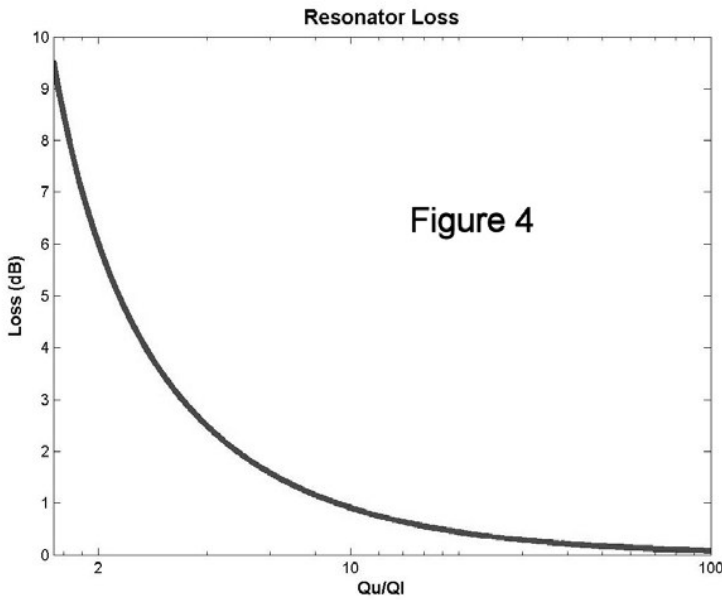


Bild 3

Der Verlust steigt schnell an, wenn Q_U abnimmt. Der Verlust kann berechnet werden¹:

$$\text{Einfügungsverlust} = 20 \log \left(\frac{Q_U}{Q_U - Q_L} \right) \text{ dB}$$

Abbildung 4 zeigt diese Beziehung grafisch: Wenn das Verhältnis von Q_U zu Q_L etwa 10 beträgt, hat der Verlust etwa 1 dB. Der Verlust ist bei höheren Verhältnissen geringer, aber der Verlust steigt bei niedrigeren Verhältnissen schnell an: Wenn $Q_L = Q_U$, beträgt der Verlust 6 dB. Der Versuch, ein schmales Filter mit Resonatoren mit niedrigem Q_U herzustellen, führt dazu, dass der größte Teil der Leistung das Filter erwärmt.



Bei niedrigeren Frequenzen kann ein unbelastetes Q_U durch Erhöhen der physikalischen Größe verbessert werden, wie es bei den großen Viertelwellen- "Hohlräumen", für Repeater-Duplexer gemacht wird. Bei Mikrowellenfrequenzen werden jedoch zusätzliche unerwünschte Resonanzen im Hohlleiter erzeugt, wenn große Dimensionen einen wesentlichen Teil einer Wellenlänge ausmachen.

Mehrere Resonatoren

Als Faustregel gilt, dass ein einzelner Kondensator oder eine Spule in einer Schaltung eine Flanke von 6 dB / Oktave erzeugt. Ein einfacher Resonator mit einem **C** und einem **L** sollte mit 12 dB / Oktave dämpfen, wobei eine Oktave die Frequenz relativ zur Bandbreite verdoppelt bzw. halbiert. Um eine steilere Flanke zu erzielen und eine bessere Sperrbereichsunterdrückung zu erzielen, sind daher zusätzliche Resonatoren erforderlich

Das einfache Verbinden von Resonatoren führt zu Wechselwirkungen, die die Reaktion verzerren. Eine traditionelle Technik, die auf TRF-Empfänger vor der Überlagerung zurückgeht, besteht darin, Resonatoren mittels Verstärkern zu trennen, um die Wechselwirkung zwischen den Resonatoren zu begrenzen. Bei den niedrigeren Mikrowellenfrequenzen, bei denen MMIC-Verstärker eine günstige Verstärkung bieten, verwenden wir häufig zwei oder drei einfache "Pipe-Cap" -Resonatoren, die durch MMIC-Verstärker getrennt sind. Diese Kombination kann eine ausreichende Selektivität für eine gute LO- und Bildunterdrückung bieten. Die Resonatoren können synchron mit der gleichen Frequenz für die engste Bandbreite abgestimmt werden. Alternativ können sie für ein breiteres Durchlassband auf leicht unterschiedliche Frequenzen versetzt abgestimmt werden, während sie dennoch eine steile Flanke bieten.

Moderne Filterdesign-Techniken verwenden mehrere Resonatoren oder Abschnitte, die miteinander gekoppelt sind, um die Wechselwirkungen zu steuern und eine gewünschte Reaktion zu erzielen. Durch Variieren der Kopplung zwischen Resonatoren kann die Reaktion gesteuert werden. Eine einfache doppelt abgestimmte Schaltung in Abbildung 5,

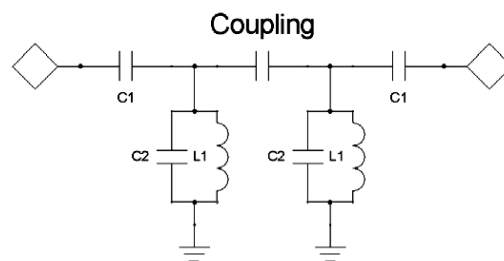


Bild 4

mit zwei gekoppelten Resonatoren ist ein gutes Beispiel. Bild. 6 zeigt den Effekt der Kopplung: Die optimale Kopplung erzielt eine flache Welligkeit; Eine kritische Kopplung erhöht die Bandbreite, erzeugt jedoch eine gewisse Welligkeit im Durchlassbereich, während eine unterkritische Kopplung die Bandbreite auf Kosten eines erhöhten Verlusts verringert. Beachten Sie, dass alle Flanken außerhalb des Durchlassbereichs mit derselben Steigung abfallen - nur zusätzliche Resonatoren bewirken steilere Flanken.

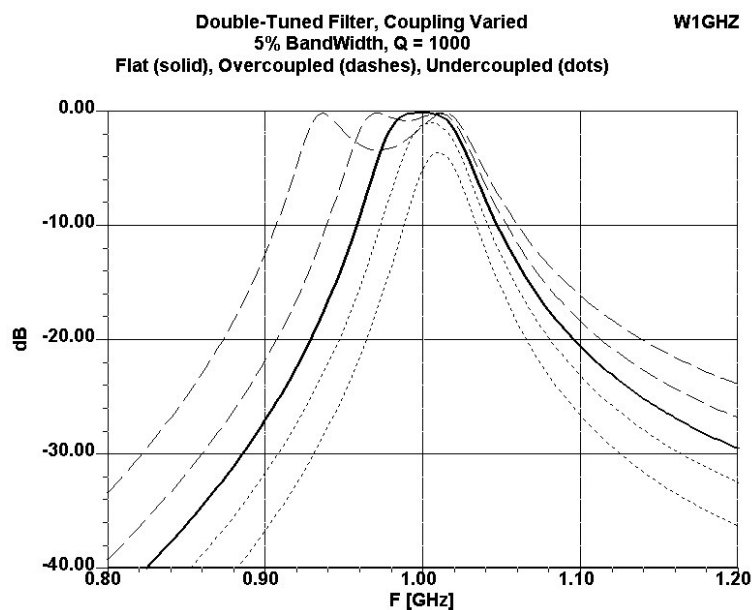


Bild 5

Die Kopplung zwischen Resonatoren kann kapazitiv sein, wie in Abbildung 5 gezeigt, oder induktiv oder magnetisch ohne physikalische Verbindung. Die Eingangs- und Ausgangsanschlüsse können auch kapazitiv sein, wie gezeigt, induktiv, entweder auf die Spulen wie in Bild 1 abgegriffen oder als separate Wicklung.

Durch Hinzufügen zusätzlicher Resonatorabschnitte werden die Filterflanken viel steiler, wie in Abbildung 7 dargestellt. Ein Filter kann für eine schmale oder große Bandbreite mit steilen Flanken wie gewünscht ausgelegt sein. Die Abmessungen und Toleranzen werden jedoch kritischer, und das Einstellen des Filters kann viel schwieriger sein. Ich habe einen Sechsfach-Resonator-Filter, der im Computerdesign gut aussieht, sich aber als unmöglich abstimmbare erwiesen hat.

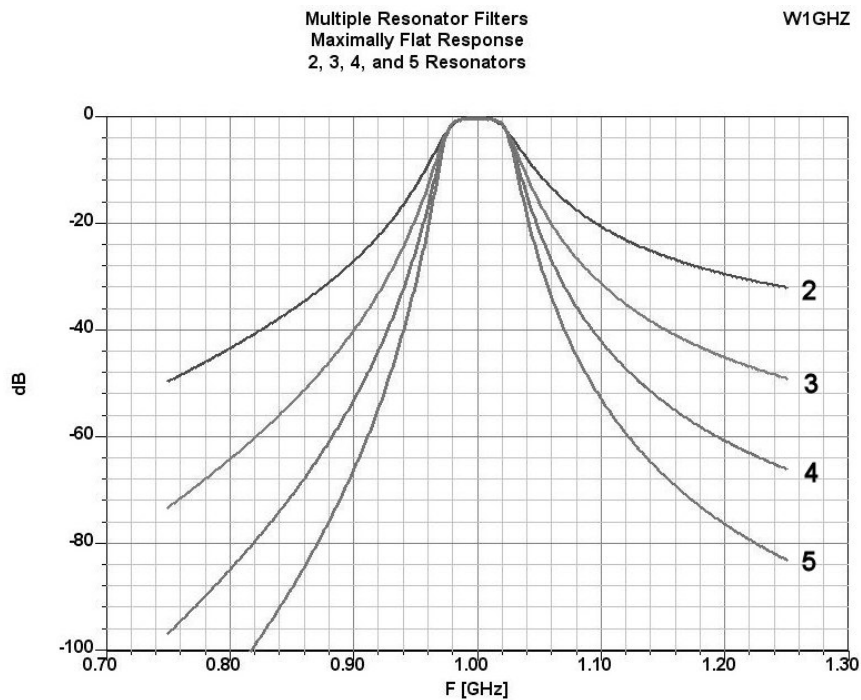


Bild 6

Viele kommerzielle Anwendungen stellen strenge Filteranforderungen, um Kanäle zu trennen oder benachbarte Bänder zu blockieren. Diese erfordern möglicherweise ein breites Durchlassband mit geringem Einfügungsverlust, steilen Flanken, die schnell abfallen, und hoher Sperrbandunterdrückung. Abbildung 8 veranschaulicht diese Begriffe. Dieses Filter hat einen Verlust von nahezu null dB über ein breites Durchlassband und eine Sperrbandunterdrückung von mehr als 100 dB - ein gutes Filter kann besser sein, als wir messen können.

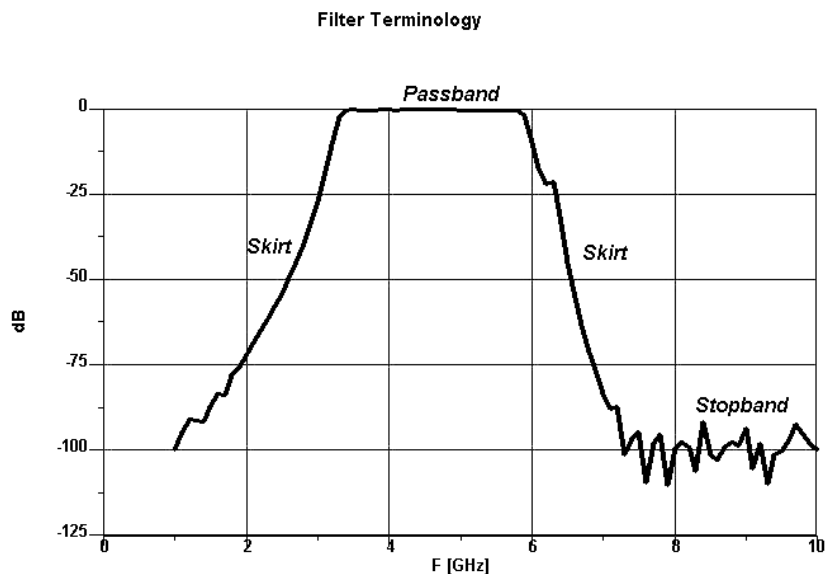


Bild 7

Um diese Anforderungen zu erfüllen, wurden fortschrittliche Filterdesign-Techniken entwickelt. Zum Beispiel hat ein Chebyshev-Filter (Чебышёв - manchmal auch Chebychev, Chebyshev, Tchebycheff oder Tschebyscheff² geschrieben) steilere Flanken auf Kosten einer gewissen Welligkeit des Durchlassbandverlusts; Die zulässige Welligkeit ist Teil des Entwurfsverfahrens. In Abbildung 9 wird ein Chebyshev-Filter mit fünf Abschnitten mit dem Design von Maximally-Flat oder Butterworth aus Abbildung 7 verglichen. Fortgeschrittenere Filterdesign-Techniken wie Cauer-, Elliptic-Function- und Cross-Coupled-Filter bieten eine hohe Leistung auf Kosten von mehr komplexen Entwurfsverfahren und Schwierigkeiten bei der Abstimmung. Heute erleichtert die Filterdesign-Software die Aufgabe. Traditionell wurden die Entwurfsparameter in Büchern^{4,5,6} tabellarisch aufgeführt. In beiden Fällen ist noch etwas Technik erforderlich, um einen praktischen Filter zu entwerfen, der gebaut werden kann.

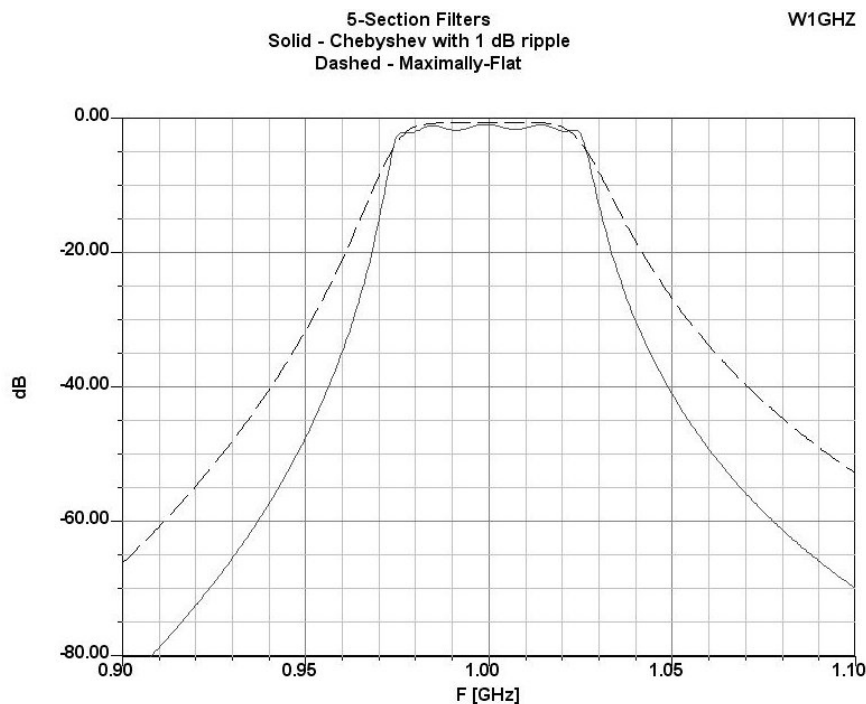


Bild 8

Amateure benötigen selten ein so ausgefallenes Filter, mit Ausnahme der Kristallfilter in unseren Transceivern. Der meiste Mikrowellenbetrieb liegt in der Nähe einer Standard-Ruffrequenz. Daher ist lediglich ein Filter erforderlich, der die Ruffrequenz durchläuft und das Konvertierungsbild und etwaige LO-Leckagen aus dem Mischer zurückweist. Für die übliche 144-MHz-ZF beträgt das Verhältnis von LO-Frequenz zu HF-Frequenz 0,89 bei 1296 MHz und 0,937 bei 2304 MHz. Diese Verhältnisse können in Abbildung 7 auf 0,89 GHz und 0,937 GHz skaliert werden. Für eine LO-Unterdrückung von mindestens 20 dB ist ein Filter mit zwei Abschnitten für 1296 MHz ausreichend, während ein Filter mit drei Abschnitten für 2304 MHz erforderlich sein kann. Für höhere Bänder benötigen wir entweder ein schärferes Filter oder eine höhere ZF-Frequenz wie 432 MHz.

Ein scharfes Filter kann entweder sehr schmal sein oder mehr Abschnitte haben. Wie schmal ein Filter sein kann, hängt von mehreren Faktoren ab. Das erste ist das unbelastete Q , Q_0 der Resonatoren - wir können kein schmales Filter mit hohem Q mit Resonatoren mit niedrigem Q herstellen. Eine praktischere Grenze, ob wir ein schmales Filter abstimmen können und es über Temperatur und Vibration abstimmen lassen, insbesondere für den Rover-Betrieb. Die Alternative, weitere Abschnitte hinzuzufügen, hat ebenfalls Probleme. Im Gegensatz zu den idealen Filtern in Abbildung 7 fügt jeder Abschnitt zusätzlichen Verlust hinzu, so dass der Filterverlust proportional zur Anzahl der Abschnitte ist. Filter mit mehr als 3 oder 4 Abschnitten sind ohne hochentwickelte Testgeräte nur sehr schwer richtig einzustellen.

Bei Resonatoren mit hohem Q , wie sie in Hohlleiterfiltern zu finden sind, sollte ein schmaler doppelt abgestimmter Schaltkreis oder ein zweiteiliges Filter für viele Amateuranwendungen zufriedenstellend arbeiten. Aus Abbildung 6 ist ersichtlich, dass die Trennschärfe nicht durch die Kopplung beeinflusst wird. Daher sind Filter mit geringster Welligkeit oder Butterworth-Eigenschaften eine gute Wahl. Die Bandbreite eines zweiteiligen Butterworth-Filters beträgt das $\sqrt{2}$ - oder 1,414-fache der Bandbreite jedes einzelnen Resonators. Um das gewünschte Q_0 , das geladene Q jedes Resonators, zu finden, berechnen wir einfach

$$Q_0 = \frac{\text{Frequency}}{BW_3} \times \sqrt{2} .$$

Für Schaltungen mit diskreten **L** und **C** lassen sich die Kopplungskomponenten leicht berechnen⁷. Für direkt gekoppelte Resonatoren wie die in Hohlleiterfiltern müssen wir uns jedoch auf Tabellen⁶ oder Programme wie **WGFIL**⁸ verlassen. Noch wichtiger ist, dass wir den Verlust anhand von Abbildung 4 abschätzen können, wenn wir eine Vorstellung vom unbelasteten **Q**, **Q_U** der Resonatoren haben

Es stehen verschiedene Arten von Filterkonstruktionen mit Vor- und Nachteilen zur Verfügung. Hohlleiterfilter können einen extrem hohen **Q**-Wert haben, so dass schmale Filter mit sehr geringem Verlust möglich sind. Bei niedrigeren Frequenzen werden sie jedoch sehr groß. Filter mit gedruckter Schaltung haben Resonatoren mit niedrigem **Q**, sind jedoch billig und wiederholbar und erfordern keine Abstimmung. Daher können sie bei niedrigeren Frequenzen bevorzugt werden, bei denen die Verstärkung billig ist. Andere mögliche Optionen sind Helix-, Interdigital⁹- und Compline-Filter, die jeweils unterschiedliche Kompromisse hinsichtlich Verlust, Größe und Schwierigkeit bei Design und Konstruktion bieten. Es ist eine Frage der Auswahl eines geeigneten Filters für jede Anwendung.

Referenzen

1. Harlan H. Howe, *Stripline Circuit Design*, Artech, 1974, p. 215.
2. http://en.wikipedia.org/wiki/Pafnuty_Chebyshev
3. http://en.wikipedia.org/wiki/Chebyshev_filter
4. Anatol I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, Wiley-Interscience, 2005.
5. Philip R. Geffe, *Simplified Modern Filter Design*, Rider, 1964.
6. G. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1964.
7. Wes Hayward, W7ZOI, Rick Campbell, KK7B, & Bob Larkin, W7PUA, "Experimental Methods in RF Design, ARRL, 2003, p. 3.14.
8. Dennis G. Sweeney, WA4LPR, "Design and Construction of Waveguide Bandpass Filters," Proceedings of Microwave Update '89, ARRL, 1989, pp. 124-132. The **WGFIL** program may be downloaded from www.w1ghz.org/filter/WGFIL.COM
9. Paul Wade, W1GHZ, "Waveguide Interdigital Filters," **QEX**, January 1999, p. 3. available at www.w1ghz.org/10g/QEX_articles.htm

Begriffserklärung für Laien: Was sind **Moden**?

Moden ist ein feststehender Begriff: Er bezeichnet verschiedene Ausbreitungswege der Elektromagnetischen Wellen im Hohlleiter, wobei beide Sichten - Magnet-Feld und E-Feld - zusammen betrachtet werden.

Diese Moden sind einfach nur die Betrachtung der Ausbreitungsmöglichkeiten im E- oder H-Feld, hier speziell im Hohlleiter ... in der Luft ist es genau so ... es gibt E-Feld Antennen und H-Feld Antennen, also Antennen die das elektrische-Feld Nutzen (Dipol) und welche die das magnetische Feld nutzen (Schlitzantennen).

Dank an DL1MFK, für die Begriffserklärung an Bastler, um ihnen die Theorie etwas näherzubringen.
Deutsche Übersetzung aus dem englischen Original: OE7PKI - Peter