

マルチバンド帯域通過フィルタで学ぶ実践的マイクロ波フィルタの設計方法

Practical design methods of multi-band microwave bandpass filters

關谷 尚人[†]

Naoto SEKIYA[†]

[†] 山梨大学大学院総合研究部

概要

本基礎講座ではマイクロストリップライン構造を用いた帯域通過フィルタ (BPF) の設計に焦点を当て、特に共振器直結型フィルタの回路パラメータから電磁界シミュレータを用いてフィルタ構造の寸法を決定し、所望のフィルタ特性を実現する方法について解説する。初めに、様々な BPF を設計するために必要な共振器間の結合の種類や調整方法について紹介する。次に、複数の種類の結合と結合係数の調整方法を組み合わせて二つの帯域を持つデュアルバンド帯域通過フィルタの設計方法について紹介する。共振器直結型フィルタの回路パラメータの導出については過去の MWE で多くの先生方が紹介しており、それら先生方の文献と本基礎講座を組み合わせれば、BPF の設計理論から物理構造設計までの一連の BPF 設計が網羅できることから、本講座がフィルタ設計の理解を深める一助となれば幸いである。

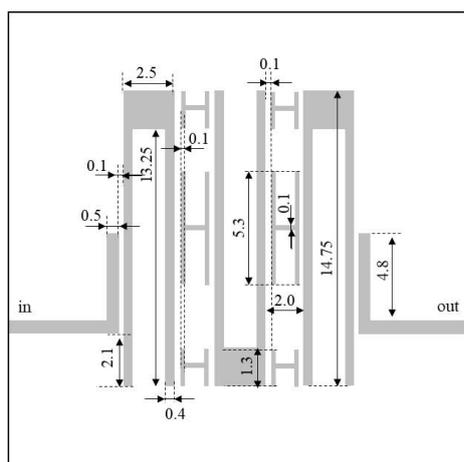


図 デュアルバンド帯域通過フィルタ

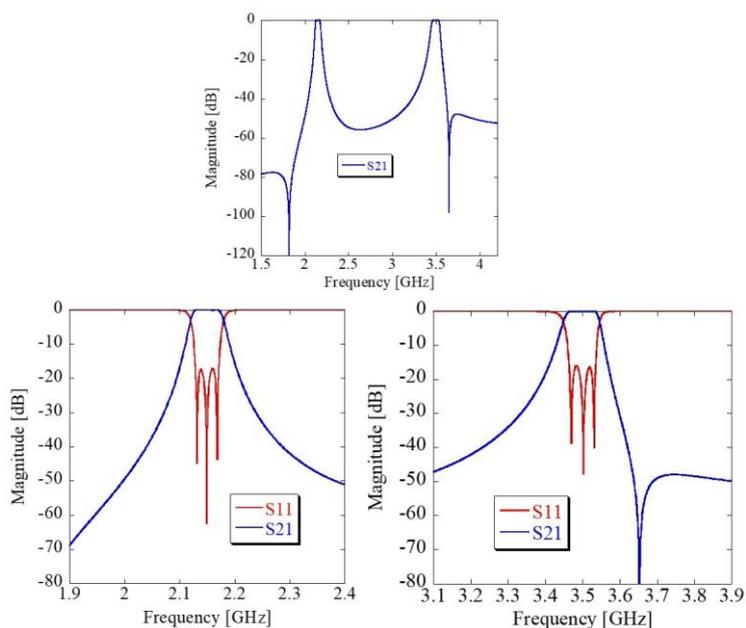


図 デュアルバンド帯域通過フィルタの周波数特性

Abstract

This tutorial lecture focuses on a design method of bandpass filter (BPF) using microstrip line structure. The method of physical dimension design of the BPF using an electromagnetic simulator from the circuit parameters of a direct-coupled filter is explained. First, various types of coupling between resonators and adjustment methods of coupling coefficient for various BPFs are described. Next, these described couplings and adjustment method are used to design a dual-band bandpass filter.

1. はじめに

スマートフォンやタブレットに代表される移動体通信は高速大容量，低遅延，他接続といった技術的特徴を持つ 5G のサービスが開始され，今後は AI (Artificial Intelligence) や IoT(Internet of Things) の技術によってさらに進化した 5G evolution 及び次世代である 6G へと発展していくことが期待されている。

マイクロ波フィルタは隣接する帯域からの不要な電波干渉を防ぎ，ますます発展する移動体通信により枯渇する周波数資源を有効利用するデバイスとしてほとんどの通信機器に利用され，様々なフィルタが開発されてきた．今後も移動体通信技術の発展に伴って新しいフィルタが開発されていくであろう。

マイクロ波フィルタの設計理論は過去の MWE や様々な教材で紹介されており[1-7]，特に，MWE の基礎講座の資料は非常によくまとまっているため，そちらを参考にいただき，本講座では限られた時間の中で，特に回路のパラメータから電磁界シミュレータを用いてフィルタ構造の寸法を決定し，所望のフィルタ特性を実現する方法に重点を置き解説する．ここでは主に帯域通過フィルタ (BPF) の設計方法に焦点を絞り解説する。

2. フィルタの設計

図 1 に共振器直結型 BPF の等価回路を示す．共振器直結型 BPF の設計は共振周波数 f_0 ，結合係数 K_{ij} (共振器間の結合の強さ)，外部 Q 値 Q_e (給電回路と初段と最終段の共振器との結合) の 3 つパラメータで規定される．これら 3 つのパラメータを満たす物理寸法を電磁界シミュレータで求めることで BPF が設計できる．チェビシェフ型フィルタであれば，設計条件である，段数，中心周波数，帯域幅，帯域内のリップル幅を決めることで，設計条件を満たす結合係数と外部 Q 値が計算できる．導出過程の詳細は過去の基礎講座の資料に記載されている[1-6]．

本講座ではマイクロストリップラインフィルタに焦点を絞って解説する．他の平面構造は文献[5]で紹介されている．3，4 節で行う電磁界シミュレーションには使用する基板と導体のパラメータが必要である．実際にフィルタを作製する場合には使用する基板や導体に合わせたパラメータを入力し設計する必要があるが，ここでは，理解しやすいように誘電体損失と導体損失は無視し，基板厚と誘電率はそれぞれ 0.5 mm と 9.9 とした．設計には電磁界解析ソフトウェア SONNET を使用した．SONNET は無料版もあり，本稿で紹介する 4 節までのフィルタは無料版で十分設計できる[8]．

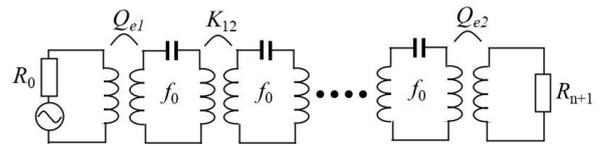


図 1 共振器直結型 BPF の等価回路

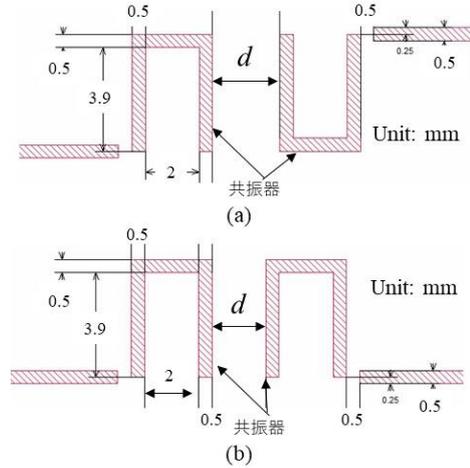


図 2 (a)インターディジタル結合及び(b)コムライン結合

3. 結合の種類

共振器間の結合は帯域幅を決めるパラメータとして非常に重要である．広帯域の帯域幅を得るためには結合係数を大きくする必要があり，逆に狭帯域の帯域幅を経るためには結合係数を小さくする必要がある．共振器間の結合係数は共振器間距離を変えることで調整することができるが，例えば，狭帯域の BPF を設計するために，もともと共振器間の結合が強い共振器を用いて共振器間距離だけで調整すると共振器間距離を広くとる必要があり，フィルタ全体のサイズが大きくなってしまふ．また，隣接する共振器以外の共振器との不要な結合が生じ，設計仕様を満たす BPF の設計が難しくなる．そのため，狭帯域 BPF を設計する場合は共振器間の結合が小さい共振器を選択する必要があり，また，共振器の並べ方によっても共振器間の結合を調整する必要がある．ここでは，共振器間の結合を調整する共振器の並べ方や共振器形状について紹介する．

3.1 コムライン結合とインターディジタル結合

共振器間の結合は図 2 に示すように共振器の向きによってインターディジタル結合 (図 2(a)) とコムライン結合 (図 2(b)) に分類される．今回使用する共振器は半波長で共振し，共振器中央部で電流が最大となるため，共振器中央部に磁界結合成分 K_m が集中し，共振器開放端は電圧が最大となり，電界結合成分 K_e が分布する．インターディジタル結合 (K_i) とコムライン結合 (K_c) は以下のように表される．

$$K_I = K_m + K_e \quad (1)$$

$$K_C = K_m - K_e \quad (2)$$

図 2 を一見すると共振器の向きが異なるが共振器間距離が同じであれば得られる結合係数は同じだと思える。しかし、実際には共振器の向きによって式 (1), (2) に示すように得られる結合係数は異なる。そのことを確かめるために図 2(a), (b) に示すインターデジタル結合とコムライン結合の共振器間距離に対する結合係数を計算する。結合係数は以下の式で計算できる。

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (3)$$

S_{21} の二つの共振ピークのうち、低周波側を f_1 とし高周波側を f_2 とする (参考図: 図 4)。インターデジタル結合とコムライン結合の共振器間距離 d に対する結合係数を図 3 に示す。インターデジタル結合は磁界結合成分と電界結合成分の和であるため、共振器間の距離が近づくにつれて増加する。磁界結合成分は遠方にまで分布するが電界結合成分は共振器周辺に集中するため、共振器間距離が近づくことで磁界結合成分の増加に加えて電界結合成分も加わることで、結合係数の増加量が増える。一方、コムライン結合は磁界結合成分と電界結合成分の差であるため、共振器間距離が近づくにつれて結合係数が 0 となり、その後、また増加する。結合係数が 0 となるのは共振器間距離が近づくにつれて電界結合成分が増加し、磁界結合成分と電界結合成分が等しくなったときである。また、ここを境に結合係数は電界結合成分がメインとなる。磁界結合成分と電界結合成分のどちらが支配的であるかは S_{21} の位相から判別できる[7]。図 4 にコムライン結合の共振器間距離が 0.25 mm と 1.0 mm の時の電磁界シミュレーション結果を示す。図 4(a) に示すように位相が下に凸のとき電界結合を示し、図 4(b) に示すように位相が上に凸のとき磁界結合を示す。この結果からも結合係数が 0 を境に結合状態が変わっていることを確かめられる。

最後にインターデジタル結合とコムライン結合の大きさを比較するとインターデジタル結合の方が大きな結合係数を得られることがわかる。共振器間距離が離れるとインターデジタル結合とコムライン結合がほぼ等しくなるのは、電界結合成分がほぼなくなり、磁界結合成分のみで結合しているためである。

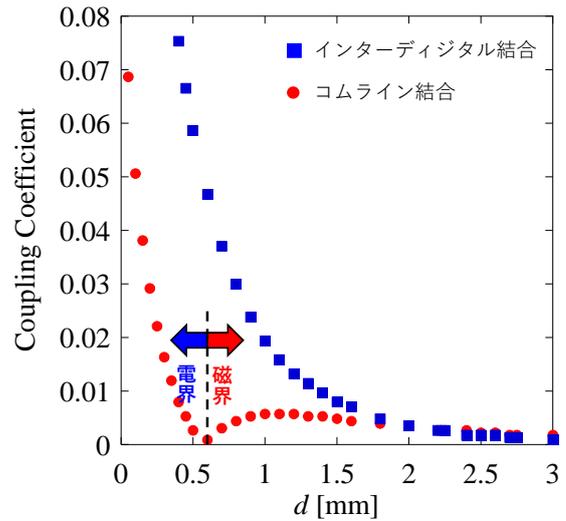


図 3 インターデジタル結合とコムライン結合の結合係数

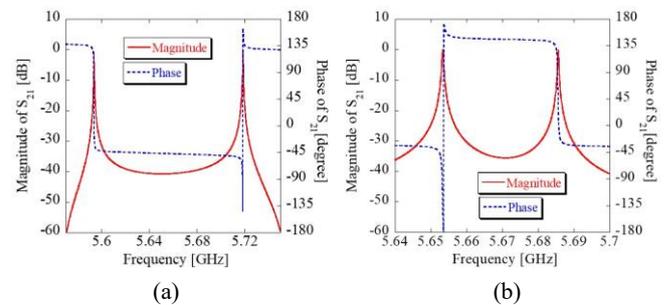


図 4 共振器間距離が(a)0.25 mm と(b)1.0 mm の時の周波数特性と位相

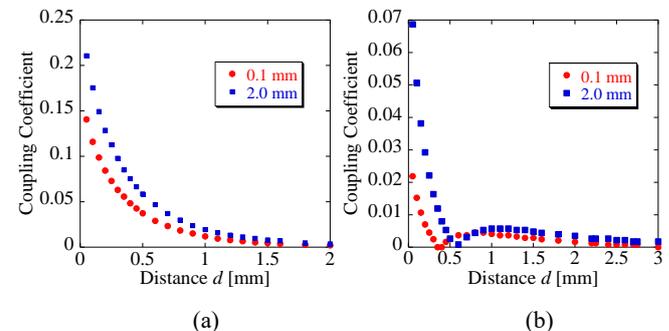


図 5 隣接する線間距離による(a)インターデジタル結合と(b)コムライン結合の結合係数

3.2 共振器の線間距離による結合係数の違い

ここでは図 2(a), (b) に示す共振器の隣り合う線路間の距離によって結合係数がどのように変化するか検討する。図 5 に隣り合う線路間距離が 0.1 mm と 2.0 mm の時のインターデジタル結合とコムライン結合の結合係数を示す。図 5 よりインターデジタル結合とコムライン結合のどちらに対しても線路間距離が小さいほうが、結合係数が小さくなることがわかる。この理由は隣り合う線路に流れる電流の向

きが逆であるため、線路間距離が小さいほうが共振器周辺に分布する磁界結合成分が打ち消され、共振器間の結合係数が小さくなるためである。

以上の結果から、例えば狭帯域フィルタを設計する場合はコムライン結合の共振器配置を選び、線路間距離が小さい共振器を選ぶことで、共振器間の結合係数が他の共振器配置と共振器構造と比較して非常に小さくなるため、所望の結合係数を満たす共振器間距離を狭くすることができる。また、共振器の線路間距離も小さいことから共振器サイズも小さくすることができるため、小型な狭帯域フィルタを設計できる。

一方、広帯域フィルタを設計する場合はインターデジタル結合の共振器配置を選び、線路間距離が広い共振器を選べばよい。

3.3 導波路による結合係数の調整

結合係数の調整は一般的に共振器間距離を変えることで調整するが、導波路を共振器間に付加することでも調整することができる。例えば、図 6 に示すようにストレートラインの半波長共振器間に H 型の導波路を入れて結合を調整することができる。ここで非常に興味深いのは導波路を配置する場所によって結合係数の変化量が異なることである。図 6 は導波路を共振器開放端からもう一方の開放端まで移動させたときの導波路がないときの結合係数 k_0 に対する変化の割合を示している。図 6 に示すように、共振器開放端付近に導波路がある場合は導波路がない場合の結合係数より小さくなり、一方共振器の中心付近では導波路がない場合と導波路がある場合でほぼ

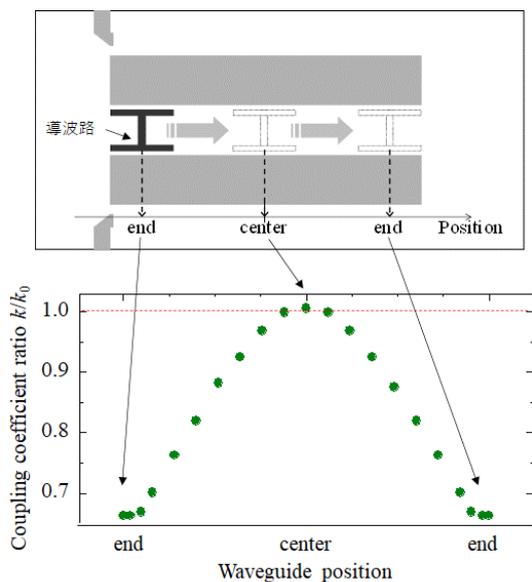


図 6 導波路の位置と結合係数の関係

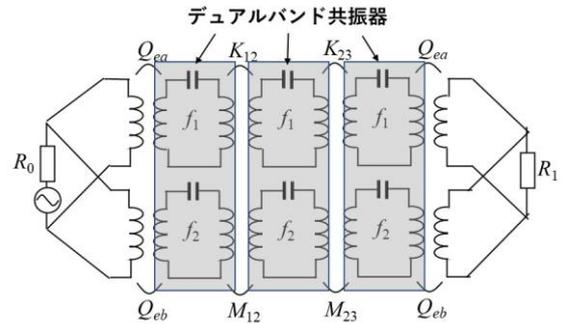


図 7 DB-BPF の等価回路

変わらないことを示している。導波路を共振器間に入れると共振器間の結合係数を増加させるように思えるが、この場合は減少させる方向に働く。その理由はコムライン結合の結合係数は式(2)で示されるためである。導波路を共振器開放端付近に配置した場合、共振器間の電界結合成分が強められるため、全体の結合係数は減少する。一方、共振器中心付近は磁界結合成分が最大となり、電界結合成分は 0 となる。図 6 のグラフを見ると、共振器中心付近の結合係数は導波路がないときの結合係数とほぼ一致しているため、導波路は結合係数に影響を与えていないことがわかる。つまり、磁界結合成分には導波路は影響しないことがわかる。インターデジタル結合については次節のデュアルバンド帯域通過フィルタの設計のなかで触れている。

4. デュアルバンド帯域通過フィルタの設計

図 7 にデュアルバンド共振器を用いた 3 段デュアルバンド帯域通過フィルタ (DB-BPF) の等価回路を示す。基本的には二つの共振器直結型 BPF を並列に接続した回路構成となっているが、二つの帯域の共振器を一つのデュアルバンド共振器で共通化することでフィルタ全体のサイズを小型化できるメリットを有する。デュアルバンド共振器を使うことで設計が複雑化するようと思われるが、基本的には二つの共振器直結型 BPF をそれぞれの帯域で設計することには変わらない。つまり、共振周波数、結合係数、外部 Q 値を二つの帯域で独立または個別に調整できれば設計できる。

4.1 デュアルバンド共振器

図 8 にデュアルバンド共振器であるスタブ装荷ヘアピン共振器を示す。この共振器は図 8 に示すようにヘアピン共振器にスタブを付加した構成となっている。この共振器はストレートライン半波長共振器 (偶モード) と 1/4 波長共振器 (奇モード) から構成される。電流分布をみると偶モード共振器では共

共振器中心部で電流が最大となる半波長共振器として動作しているのを確認でき、奇モードは電流分布から半波長ヘアピン共振器として動作しているように捉えることもできるが実際には 1/4 波長共振器として動作する。このとき、奇モードはヘアピン共振器の折り曲げ部分を短絡しているように見えるため、スタブ部分には電流が流れず、スタブ部分を無視することができる。

図 9 (偶モード), 図 10 (奇モード) にスタブ装荷

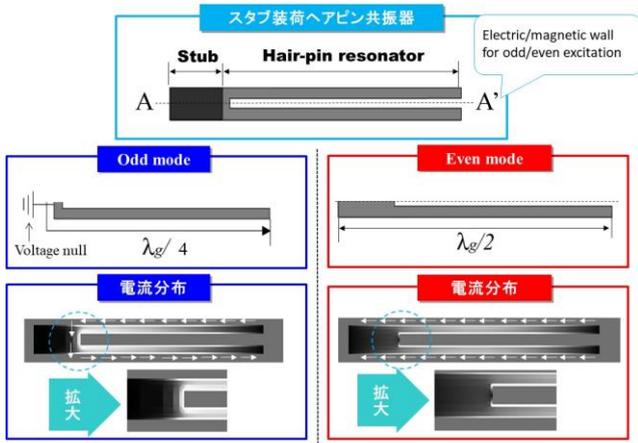


図 8 スタブ装荷ヘアピン共振器の構造と電流分布

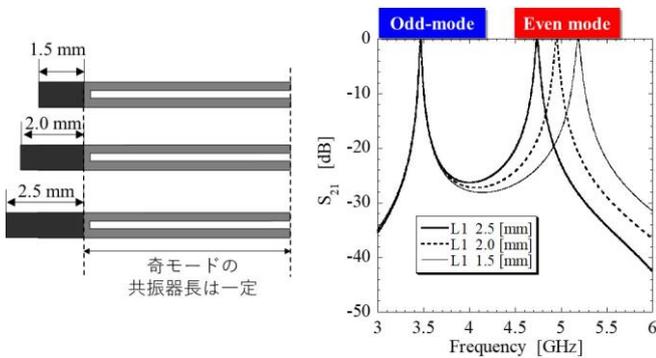


図 9 偶モードの共振周波数調整

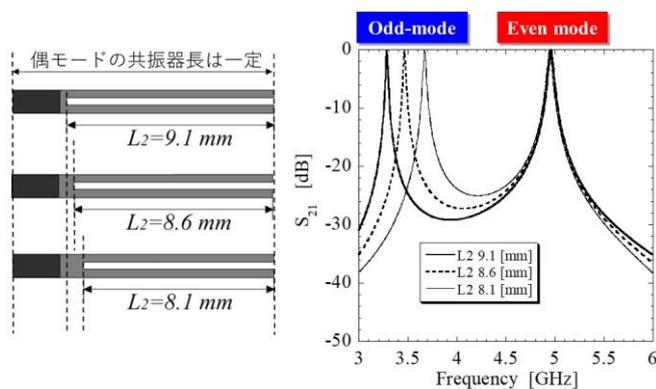


図 10 奇モードの共振周波数調整方法

ヘアピン共振器の共振周波数の独立調整方法を示す。偶モードの共振周波数 (5.0 GHz) はスタブ部分の長さを変えることで偶モードだけ共振周波数を調整することができる。これはスタブ部分が奇モードに影響を与えないためである。一方、奇モードの共振周波数 (3.5 GHz) は図 10 に示すようにヘアピン共振器の折り曲げ部分の長さを調整することで奇モードだけの共振周波数を調整することができる。こうすることで、偶モード共振器の共振器長が変化しないため、偶モードの共振周波数は変化しない。

4.2 結合係数の調整方法

設計する DB-BPF の設計条件は中心周波数を 2.15GHz (帯域①) と 3.5 GHz (帯域②) とし、二つの帯域で比帯域幅 (2%) 及び等リップル (0.1 dB) は同じとする。この時、設計パラメータである結合係数 (0.018) と外部 Q 値 (51) は両帯域で等しい。

図 11 に設計したスタブ装荷ヘアピン共振器を用いた共振器間距離 d に対する奇モードと偶モードの結合係数を示す。設計条件の結合係数は二つの帯域で同じ 0.018 であり、共振器間距離を変えただけでは同時に二つの帯域で同じ結合係数を得ることができない。例えば共振器間距離を 2.0 mm に設定した場合、奇モードの結合係数は増加させ、偶モードの結合係数は減少させる必要がある。また、この作業は二つの帯域で独立または個別に行えなければ二つの帯域で所望の結合係数を同時に満たすことができない。ここで、偶モードはコムライン結合となっており、奇モードはインターディジタル結合となっている。共振器間距離を固定して結合係数を調整する方法は前節で示したように導波路を使うことで可能である。偶モードに影響を与えずに奇モードの結合係数だけを増加させるには偶モード共振器の中心に導波路を配置することで可能となる。一方、奇モードに影響

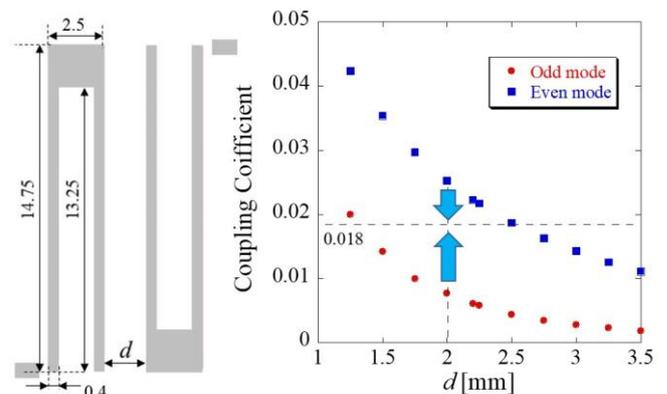


図 11 共振器間距離 d に対する偶モードと奇モードの結合係数の変化

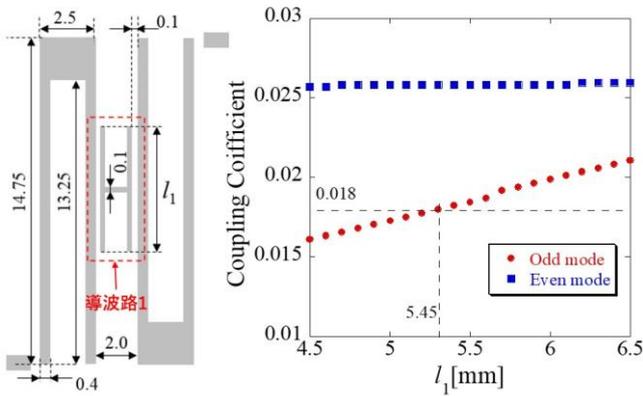


図 12 導波路 1 の長さ l_1 に対する偶モードと奇モードの結合係数の変化

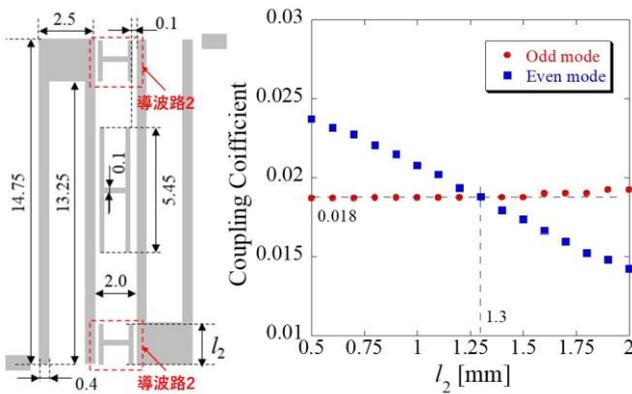


図 13 導波路 2 の長さ l_2 に対する偶モードと奇モードの結合係数の変化

を与えずに偶モードの結合係数だけを調整するには、スタブ部分に導波路を配置すればよい。図 12 にスタブ装荷へアピン共振器の中央に導波路 1 を配置し、導波路 1 の長さ l_1 を変えた時の結合係数の変化を示す。図 12 に示すように、奇モードの結合係数は導波路長が増加するにしたがって増加しているのがわかる。一方、偶モードの結合係数はほぼ一定値を示している。導波路長が 5.45 mm の時、奇モードは所望の結合係数を満たした。

次に偶モードの結合係数の調整を行う。図 13 に導波路 2 の長さ l_2 を変えた時の結合係数の変化を示す。奇モードはスタブを無視できることから、奇モードの結合係数は変化せず、偶モードの結合係数だけが減少する。導波路長が 1.3 mm 時に偶モード及び奇モードどちらも同時に所望の結合係数を満たした。

4.3 外部 Q 値の調整方法

ここで紹介する外部 Q 値の調整方法は共振周波数や結合係数のように二つのモードで独立または個別に調整できないため、次に説明する 2 段階の手順を

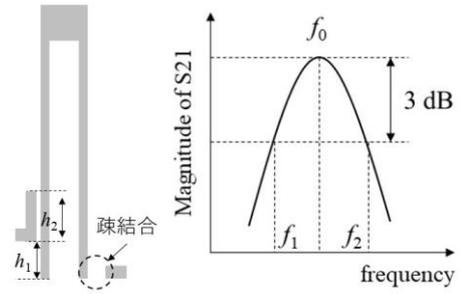


図 14 外部 Q 値の計算方法

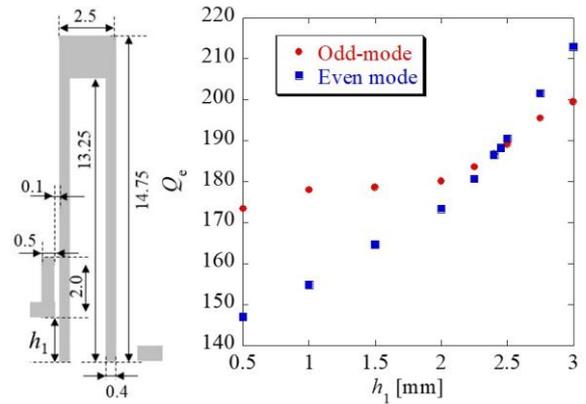


図 15 給電線位置 h_1 に対する偶モードと奇モードの結合係数の変化

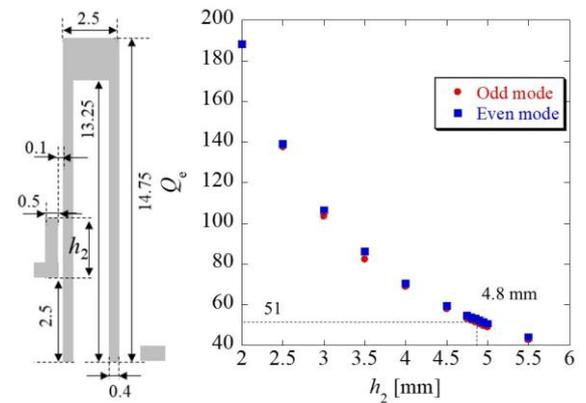


図 16 給電線長 h_2 に対する偶モードと奇モードの結合係数の変化

を経て所望の外部 Q 値を満たすように調整する。ここで紹介する方法以外にもより良い調整方法があると思われるので、読者の皆様にはぜひ新しい調整方法を見つけていただきたい。

外部 Q 値の計算は図 14 に示すように給電線の位置 (h_1) や長さ (h_2) を変えて得られる S_{21} の共振特性を利用して以下の式 (4) を用いて計算する [7]。

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (4)$$

手順①では二つのモードで所望の外部 Q 値が等しいため、図 15 に示すように給電線の位置 (h_1) を変えて二つのモードの外部 Q 値が等しくなる h_1 を探す。図 15 より、 h_1 が 2.5 mm の時に二つのモードの外部 Q 値が一致する。

手順②では給電線長 h_2 の長さを増やしていくと図 16 に示すように、二つのモードで外部 Q 値が同じ変化量で同時に減少する。最終的には h_2 が 4.8 mm のときに所望の外部 Q 値を二つのモードで同時に満たすことができる。

4.4 フィルタの周波数特性

各帯域で所望の結合係数、外部 Q 値が得られる物理寸法が決定したため、それらをもとに得られた 3 段 DB-BPF を図 17 に示す。最終的には所望の設計条件を満たすように共振周波数、結合係数、外部 Q 値の微調整が必要である。微調整を行った後の最終的なフィルタの寸法は図 17 のようになった。図 18 に 3 段 DB-BPF の周波数特性を示す。図 18 に示すように二つの帯域を持つ DB-BPF が良好に設計できていることがわかる。また、図 19 に示すように、各帯域

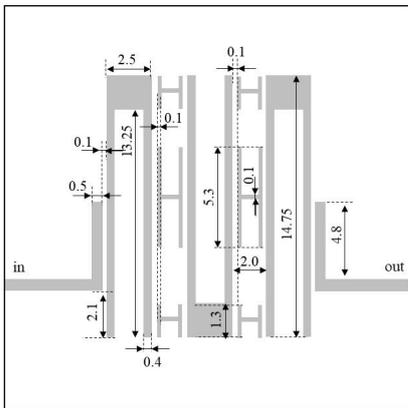


図 17 設計した 3 段 DB-BPF

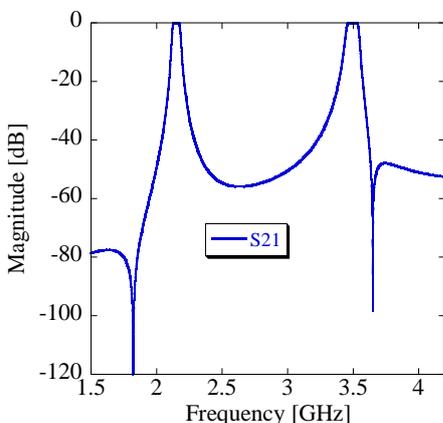


図 18 3 段 DB-BPF の広帯域特性

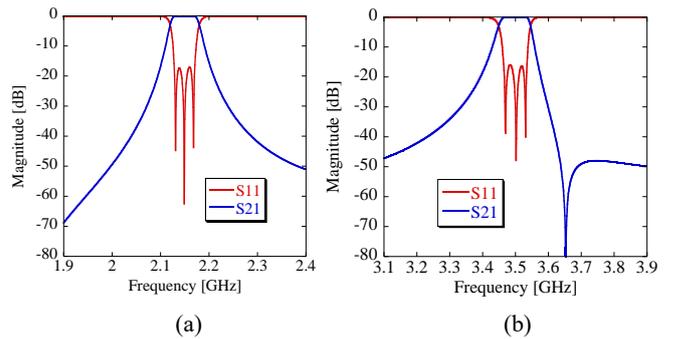


図 19 3 段 DB-BPF の(a)2.15 GHz 帯及び(b) 3.5 GHz 帯の周波数特性

で中心周波数、帯域幅、リップルともに表 1 の設計条件を満たしていることが確認できる。

5. 超伝導デュアルバンド帯域通過フィルタの設計、作製、評価

ここまでで紹介した DB-BPF の設計方法を使って超伝導 6 段 DB-BPF を設計し、実際に作製した結果を紹介する。設計条件は帯域①と帯域②の中心周波数を 2.15 GHz と 3.5 GHz とし、帯域①、②ともに同じ帯域幅 (2%) と等リップル (0.05 dB) とする。この時、帯域①、②の結合係数と外部 Q 値は等しくなる。各帯域の結合係数は $K_{12} = K_{56} = 0.0182$ 、 $K_{23} = K_{45} = 0.0127$ 、 $K_{34} = 0.0127$ となり外部 Q 値は 51 となる。基板にはサファイア (基板厚 0.5 mm) を用いた。基板の比誘電率は 9.9 とし、誘電体損失 ($\tan\delta$) は 5.0×10^{-7} とした。導体には超伝導体 ($\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_y$) を用いた。設計した超伝導 6 段 DB-BPF の概略図を図 20 に示す。基本的な共振器の形状は前節で紹介したものと同じであるが、設計時の共振周波数の微調整とフィルタ作製後の共振周波数の微調整を容易にするために構造を工夫してある。フィルタ作製後の共振周波数調整方法については文献[9]で紹介している。設計の詳細及び寸法は文献[10]で確認できる。フィルタの作製にはフォトリソグラフィ及びイオンリングを用いた。

作製したフィルタはネットワークアナライザを用いて周波数特性を測定した。作製した超伝導 6 段 DB-BPF の写真及び測定した広帯域の周波数特性を図 21 に示し、各帯域の周波数特性を図 22 に示す。図 21 より測定した広帯域特性はほぼシミュレーション結果と一致した。しかし、図 22 に示すように各帯域の測定結果はシミュレーション結果と比較すると、帯域幅や中心周波数がシミュレーション結果よりずれていることがわかる。この理由は実験に使った基板の比誘電率とシミュレーションに使った基板の比誘電率が異なっていたことが要因だと考えられる。

多くの場合、一回の作製でシミュレーション結果と測定結果を一致させ、確実に設計条件を満たすフィルタを実現するのは難しい。そのため、実際に使用する基板の比誘電率、基板厚など設計と測定でずれが生じるパラメータについてはあらかじめ確認しておくことが、仕様を満たすフィルタを実現するためには重要である。また、実際に作製する場合には加工精度によってもシミュレーション結果と測定結果にずれが生じるため、加工精度も考慮した設計が重要である。

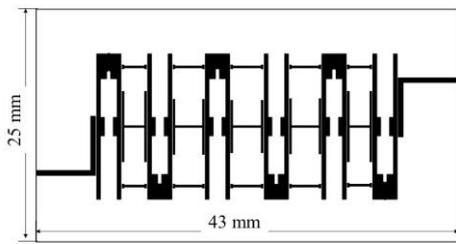


図 20 超伝導 6 段 DB-BPF の概略図

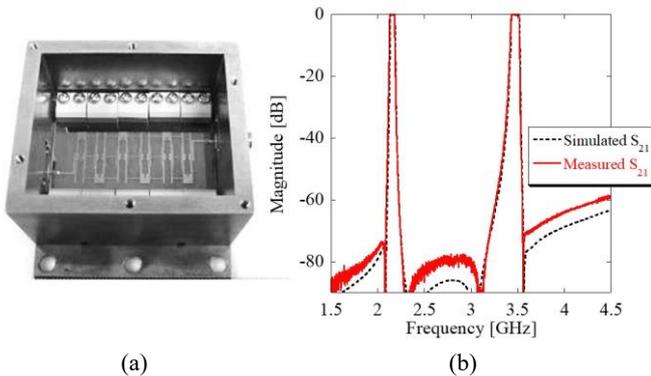


図 21 超伝導 6 段 DB-BPF の(a)写真と(b)周波数特性

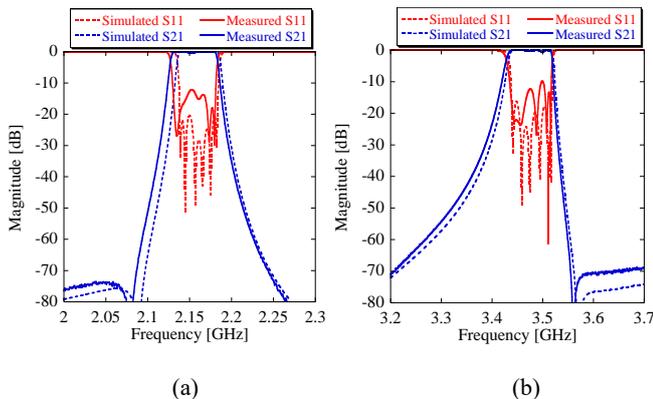


図 22 超伝導 6 段 DB-BPF の(a)2.15 GHz 帯及び(b)3.5 GHz 帯の周波数特性

6. まとめ

本講座では、共振器間の結合の種類や結合係数の調整法について紹介し、それら技術を使ったデュアルバンド帯域通過フィルタの設計方法について紹介した。本講座では電磁界シミュレータを用いたフィルタの物理寸法の決定方法について主に述べた。本講座では触れていない物理寸法を得るための回路パラメータは設計理論からの導出が必要であり、それら理解もフィルタ設計には重要である。これまでの MWE で紹介されてきた設計理論と今回紹介したフィルタの物理寸法の決定プロセスを組み合わせることでフィルタ設計の理解を深めていただければ幸いである。

謝辞 フィルタの設計に協力いただいた山梨大学湯山義崇氏に感謝いたします。

文 献

- [1] 馬哲旺, “マイクロ波フィルタの設計の基礎と実践,” MWE2012 ワークショップダイジェスト, 2012.
- [2] 石崎俊雄, “学生にもわかるマイクロ波フィルタ基礎理論のやさしい習得法,” MWE2013 ワークショップダイジェスト, 2013.
- [3] 平塚敏明, “実際の応用例に学ぶマイクロ波フィルタの基本設計,” MWE2013 ワークショップダイジェスト, 2013.
- [4] 大平昌敬, “ワイヤレス新時代におけるマイクロ波フィルタの理論・解析・設計入門,” MWE2015 ワークショップダイジェスト, 2015.
- [5] 和田光司, 小野哲, “平面フィルタの小型化のための基礎と勘所,” MWE 2017 ワークショップダイジェスト, 2017.
- [6] 古神義則, “フィルタの基礎設計 -共振器直結型フィルタの設計-,” MWE 2019 ワークショップダイジェスト, 2019.
- [7] J. -S. Hong and M. J. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications,” John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [8] ソネット技研, <https://www.sonnet.site/free/>, 2021年9月3日最終閲覧.
- [9] N. Sekiya, T. Unno, “Independently tunable HTS dual-band bandpass filter using dielectric rods,” IEEE Trans. Appl. Supercond. vol. 28, 1500105, 2018-6
- [10] N. Sekiya, “Design of high-order HTS dual-band bandpass filters with receiver subsystem for future mobile communication systems,” Physica C, vol. 527, pp. 91-97, 2016.

著者紹介

關谷 尚人 山梨大学大学院総合研究部 准教授,
nsekiya@yamanashi.ac.jp