

修士論文の和文要旨

研究科・専攻	大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻 博士前期課程		
氏名	梅本 悠河	学籍番号	2031022
論文題目	飛越結合の影響及び共振周波数のずれを考慮した マイクロストリップ線路型 BPF の高精度設計法に関する研究		
要旨	<p>マイクロストリップ線路構造を用いたバンドパスフィルタ(BPF)設計において、外部 Q 値、結合係数及び共振周波数について予め構造パラメータの変化を取得し、その値が BPF の特性関数をもとに算出した設計パラメータによく合うように構造を決定する従来の設計手法で設計した BPF は飛越結合の影響や共振周波数のずれにより、初期設計の段階で設計仕様を満足する特性が得られないことが多い。初期設計の調整には幾度ものシミュレーションが必要となる。人間が行う回路構造調整の作業量を削減するためにニューラルネットワークを用いた最適化が報告されているが、最適化の工程を経ずに初期設計段階で良好な特性を得るという報告例は筆者の調査の限りではない。初期設計において設計仕様を満足しない要因を分析すると、1 つ目の要因として、従来の BPF 設計法では BPF を構成する共振器の共振周波数を揃えるように設計を進めるが、飛越結合がある場合は共振周波数を敢えてずらす必要があること、2 つ目の要因として、共振器単体と BPF を構成した回路構造における共振器では共振周波数がずれること、3 つ目の要因として、損失により共振周波数がずれることがあるため、結果として設計仕様を満足しないことが分かってきた。</p> <p>これらの問題を解決するため、本研究においては初めに従来設計を行い、従来設計の問題点について確認する。次に飛越結合の影響を考慮した設計パラメータの計算及び回路構造化後の共振周波数を計算できる部分回路構造を提案し、提案した設計法を用いて設計した BPF が従来法に比べ高精度で設計仕様を満足する特性であることを示す。また、損失による共振周波数のシフト量について示し、それを考慮した設計を行う。</p> <p>以上の検討により、設計パラメータ及び共振周波数の計算回路構造を適用することで、飛越結合及び共振周波数のずれによる影響を考慮した BPF の高精度な設計が可能であることを示した。また、損失による共振周波数シフト量を予め考慮した設計を行うことで、初期設計段階で所望の遮断周波数を概ね満たす設計が可能であることを示した。</p>		

令和3年度 修士論文

飛越結合の影響及び共振周波数のずれを考
慮したマイクロストリップ線路型BPFの
高精度設計法に関する研究

学籍番号 2031022

氏名 梅本 悠河

情報・ネットワーク工学専攻
電子情報学プログラム

主任指導教員 小野 哲 准教授
指導教員 和田 光司 教授

提出日 令和4年1月28日

令和3年度 修士論文

飛越結合の影響及び共振周波数のずれを
考慮したマイクロストリップ線路型BPFの
高精度設計法に関する研究

学籍番号 2031022

氏名 梅本 悠河

情報・ネットワーク工学専攻
電子情報学プログラム

主任指導教員 小野 哲 准教授
指導教員 和田 光司 教授

提出日 令和4年1月28日

概要

【目的】

外部 Q 値 (Q_{ex}), 結合係数 (k), 共振周波数 (f_i) について予め構造パラメータの変化を取得し, その値がバンドパスフィルタ (BPF) の特性関数をもとに算出した設計パラメータによく合うように構造を決定する従来の設計手法 [3] で設計した BPF は飛越結合の影響や f_i のずれにより, 初期設計の段階で設計仕様を満足する特性が得られないことが多い. 初期設計の調整には幾度ものシミュレーションが必要となる. 人間が行う回路構造調整の作業量を削減するためにニューラルネットワークを用いた最適化 [1] の報告例はあるが, 最適化の工程を経ずに初期設計段階で良好な特性を得るといった報告例は筆者の調査の限りではない. 初期設計において設計仕様を満足しない要因を分析すると, 1 つ目の要因として, 従来の BPF 設計法では BPF を構成する共振器の f_i を揃えるように設計を進めるが, 飛越結合がある場合は f_i を敢えてずらす必要があること, 2 つ目の要因として共振器単体と BPF を構成した回路構造における共振器では f_i がずれることがあるため, 結果として設計仕様を満足しないことが分かってきた. この 2 点の問題を解決するために, 本研究では, まずは予め飛越結合の影響を考慮した設計パラメータの設定を行う. 飛越結合の影響により最適な f_i が共振器ごとに異なるが, 初期構造の決定段階から定量的に飛越結合の影響を考慮する場合に, その影響を部分電磁界モデルから抽出できないという問題に直面する. そのため, この問題についていくつかの部分電磁界モデルを提案し, その結果から BPF 構造内での f_i のずれを考慮する. 次に提案した設計法を用いて BPF の設計を行い設計法の有効性を確認する. また, 無損失で行われる設計に対し, 実際の損失がある回路では周波数特性が変化することがある. そのため, 損失による f_i のシフトについて検討し, シフト量を考慮した設計を行う.

【方法】

本研究においては初めに従来設計を行い, 従来設計の問題点について確認する. 次に飛越結合の影響を考慮した設計法について提案し, 提案した設計法を用いて

設計した BPF が従来法に比べ高精度で設計仕様に近い特性であることを示す。また、損失による共振周波数のシフトについて示し、それを考慮した設計を行う。なお計算には、電磁界シミュレータ Sonnet 15.52(Sonnet Software, Inc.) を用いた。

【研究成果】

飛越結合による影響を考慮した設計仕様を満足する設計パラメータの設定について示し、BPF の構成による f_i のずれを考慮した f_i の計算回路構造を提案した。これらの設計パラメータ及び f_i の計算回路構造を適用することで、飛越結合及び共振周波数のずれによる影響を考慮した BPF の高精度な設計が可能であることを示した。また、損失による共振周波数シフト量を予め考慮した設計を行うことで、初期設計段階で所望の遮断周波数を概ね満たす設計ができることを示した。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景	1
1.2	目的	2
1.3	先行技術	3
1.3.1	ニューラルネットワークを用いた最適化 [1]	3
1.3.2	結合行列の抽出を用いた BPF 設計 [2]	6
第 2 章	従来法による BPF 設計	9
2.1	共振周波数の計算	11
2.2	外部 Q 値の計算	12
2.3	結合係数の計算	12
2.4	従来法による設計	13
2.5	従来法の課題点	14
第 3 章	飛越結合の影響及び共振器周波数のずれを考慮した BPF 設計	17
3.1	飛越結合を考慮した設計パラメータの計算	17
3.2	設計値を実現する部分回路構造	22
3.3	飛越結合の計算回路構造	24
3.3.1	結合係数計算回路による飛越結合の計算	24
3.3.2	提案する入出力線路間結合計算回路による飛越結合の計算	25
3.4	外部 Q 値及び 1 段目共振器の計算回路構造	27
3.5	2 段目共振器の計算回路構造	29
3.6	BPF の新しい設計手法を用いた設計	30

第 4 章	損失による共振周波数の変化	34
4.1	表皮効果による共振周波数のずれ	34
4.1.1	表皮効果による共振周波数のずれの理論値計算	35
4.1.2	シミュレーションによる共振周波数のずれの計算	39
4.2	放射損失及び誘電体損失による共振周波数変化	41
4.3	2 段目共振周波数計算回路構造における共振周波数の変化	44
4.4	損失による共振周波数変化を考慮した BPF 設計	46
4.4.1	2 GHz の共振器における共振周波数のシフト	46
4.4.2	損失による共振周波数のシフトを考慮した設計	47
4.5	試作と測定	52
4.6	結合行列の抽出による比較	55
第 5 章	結論	58
	謝辞	59
	発表実績	62

目次

1.1	順モデルと逆モデルを併用した BPF の設計手順	4
1.2	5 段マイクロストリップパラレル結合 BPF	4
1.3	BPF の電磁界シミュレーション結果と理想特性の比較 (a) 初期値, (b) 最適化後	5
1.4	4 段ボックス型結合トポロジー	7
1.5	4 段ボックス型結合 BPF の提案構造	7
1.6	設計した 4 段ボックス型結合マイクロストリップ BPF	8
1.7	図 1.6 の周波数特性の電磁界シミュレーション結果と理論特性の比較	8
2.1	マイクロストリップ線路構造	9
2.2	3 段共振器直結型トポロジー	10
2.3	入出力疎結合による共振周波数計算回路構造	11
2.4	外部 Q 値計算回路構造	12
2.5	結合係数計算回路構造	13
2.6	従来設計法を用いて設計した回路構造	13
2.7	図 2.6 の電磁界シミュレーション結果	14
3.1	1, 3 段目共振器間に飛越結合が存在する 3 段共振器直結型トポロジー	17
3.2	M_{13} 及び M_{11}, M_{33} の関係	18
3.3	M_{13} 及び M_{22} の関係	19
3.4	M_{13} 及び M_{12}, M_{21} の関係	19
3.5	1, 3 段目共振器間に飛越結合が存在する場合の周波数特性	20
3.6	飛越結合に応じて変更した設計パラメータによる周波数特性	21
3.7	結合行列抽出値と部分回路構造の比較を行う BPF	22

3.8	図 3.7 の回路構造の周波数特性	23
3.9	結合係数の計算方法を適用した飛越結合量の計算回路構造	25
3.10	飛越結合量を計算する回路構造	26
3.11	飛越結合量を計算する回路構造の周波数特性	26
3.12	f_1 及び Q_{ex} の計算回路構造	28
3.13	図 3.12 の回路構造における群遅延特性	28
3.14	f_2 の計算回路構造	29
3.15	f_2 の計算回路構造の周波数特性	30
3.16	提案した設計法を用いて設計した回路構造	31
3.17	図 3.16 の電磁界シミュレーション結果	32
4.1	導体 Q 値の理論値 [7]	35
4.2	2GHz 共振器無負荷 Q 値計算回路	37
4.3	4GHz 共振器無負荷 Q 値計算回路	37
4.4	2 GHz 共振器周波数特性	38
4.5	4 GHz 共振器周波数特性	38
4.6	導体損失のみを考慮した場合の共振周波数計算回路構造	40
4.7	導体損失のみを考慮した場合の共振周波数	40
4.8	放射損失のみを考慮した場合の共振周波数	42
4.9	誘電体損失のみを考慮した場合の共振周波数	43
4.10	提案した 2 段目共振器の共振周波数計算回路構造	44
4.11	提案した回路構造における損失を考慮した場合及び損失がない場合 の共振周波数	45
4.12	2 GHz 帯の共振周波数のシフト	46
4.13	設計した BPF 回路構造	48
4.14	設計した BPF 回路の周波数特性	48
4.15	提案法で設計した損失を考慮した場合の BPF 周波数特性	49
4.16	従来法で設計した BPF の周波数特性	50
4.17	共振器の無負荷 Q 値を考慮した場合の周波数特性	51

4.18 試作した BPF	53
4.19 試作した BPF の周波数特性	54
4.20 図 4.19 の周波数特性における通過帯域の拡大図	54

表 目 次

2.1	設定基板諸元	9
2.2	設計仕様	10
2.3	共振器直結型トポロジーで実現する場合の設計パラメータ	10
3.1	従来設計法及び提案した設計法で設計した BPF 特性	32
4.1	MEGTRON7(N) の基板諸元	34
4.2	計算した Q 値と共振周波数のずれ	39
4.3	導体損失を考慮した場合の共振周波数シフト	41
4.4	放射損失を考慮した場合の共振周波数シフト	42
4.5	誘電体損失を考慮した場合の共振周波数シフト	43
4.6	2 段目共振器の共振周波数計算回路における共振周波数シフト	45
4.7	3 段共振器直結型トポロジーにおける各設計パラメータ	47
4.8	1, 3 段共振器間の飛越結合を考慮した各設計パラメータ	47
4.9	無損失で提案設計法を用いて設計した BPF 各特性	49
4.10	損失を考慮して計算した BPF 各設計特性	51
4.11	損失を考慮して計算した BPF 各設計特性	52

第1章 序論

1.1 背景

現在，無線通信システムは広く用いられており，それぞれの利用に合わせ，周波数が割り当てられている．無線通信を行う上で必要な周波数の信号のみを取り出す機能をもつバンドパスフィルタ (BPF) が用いられ，用途に合わせた BPF の設計が行われている．マイクロストリップ線路構造を用いた BPF 設計では，外部 Q 値 (Q_{ex})，結合係数 (k)，共振周波数 (f_i) について予め構造パラメータの変化を取得し，その値が BPF の特性関数をもとに算出した設計パラメータによく合うように構造を決定する従来の設計手法 [3] で設計した BPF は飛越結合の影響や f_i のずれにより，初期設計の段階で設計仕様を満足する特性が得られないことが多い．初期設計の調整には幾度ものシミュレーションが必要となる．人間が行う回路構造調整の作業量を削減するためにニューラルネットワークを用いた最適化 [1] が報告されているが，最適化の工程を経ずに初期設計段階で良好な特性を得るといふ報告例は筆者の調査の限りではない．初期設計段階で良好な特性を得るためには，飛越結合量を部分回路構造から計算すること及び共振周波数が回路構造化後に所望の値となるような共振器の共振周波数の計算が必要となる．しかし，飛越結合量を部分回路構造から計算する方法についてはあまり検討されていない．また，共振周波数の回路構造化後のずれも回路構造化後に調整することにより所望の共振周波数に合わせる方法がよく用いられている．結果として初期設計段階で良好な特性を得ることは非常に難しい．

1.2 目的

本研究においては初めに従来設計を行い，従来設計の問題点について確認する．次に飛越結合の影響を考慮した設計パラメータの計算及び回路構造化後の共振周波数を計算できる部分回路構造を提案し，提案した設計法を用いて設計した BPF が従来法に比べ高精度で設計仕様を満足する特性であることを示す．また，損失による共振周波数のシフトについて示し，それを考慮した設計を行う．なお計算には，電磁界シミュレータ Sonnet 15.52(Sonnet Software, Inc.) を用いた．

1.3 先行技術

現在、マイクロ波帯 BPF の設計では、人間が行う回路構造調整の作業量を削減するためにニューラルネットワークを用いた最適化 [1] を用いる手法や、結合行列抽出による BPF の調整法が提案されている。本節では上記の文献をそれぞれ示す。

1.3.1 ニューラルネットワークを用いた最適化 [1]

ニューラルネットワークを用いた BPF の設計手順を図 1.1 に示す。また、最適化を行う回路構造を図 1.2 に示す。図 1.2 に示した回路構造より、共振器間のギャップ、共振器長及び励振線の接続位置をパラメータとしてニューラルネットワークを用い設計を行う。ニューラルネットワークを用いて設計した BPF の電磁界シミュレーション結果と理想特性の比較を図 1.3 に示す。図 1.3 に示した初期値における周波数特性は、理想の周波数特性と比較すると反射零点がずれており、通過帯域内の反射損失も理想特性との差が大きく、崩れた特性となっていることが確認できる。また、最適化を行った後の周波数特性では理想周波数特性とほぼ一致しており、ニューラルネットワークを用いて設計を行うことで周波数特性を理想特性に最適化することができる。一度 BPF の設計を行った後の最適化としては非常に有効であるが、初期値における周波数特性は良好ではなく、また無損失での計算であり、シミュレーションによる検討のみで試作実験は行われていない。試作実験においても良好な特性を得るためには実際のフィルタ回路とシミュレーションモデルとの差を埋める必要がある。

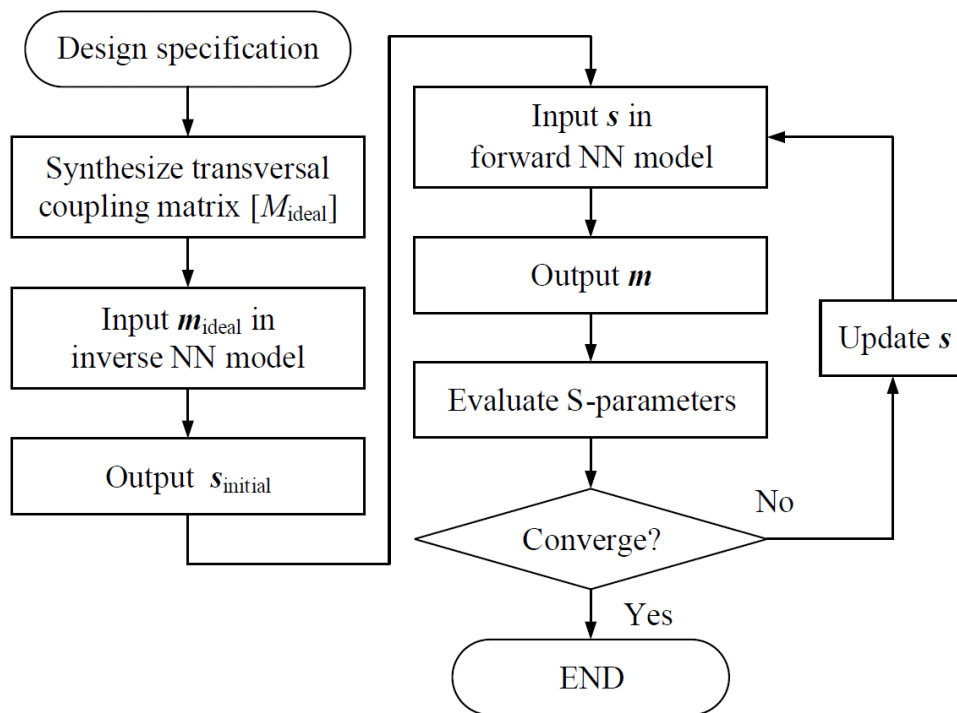


図 1.1: 順モデルと逆モデルを併用した BPF の設計手順

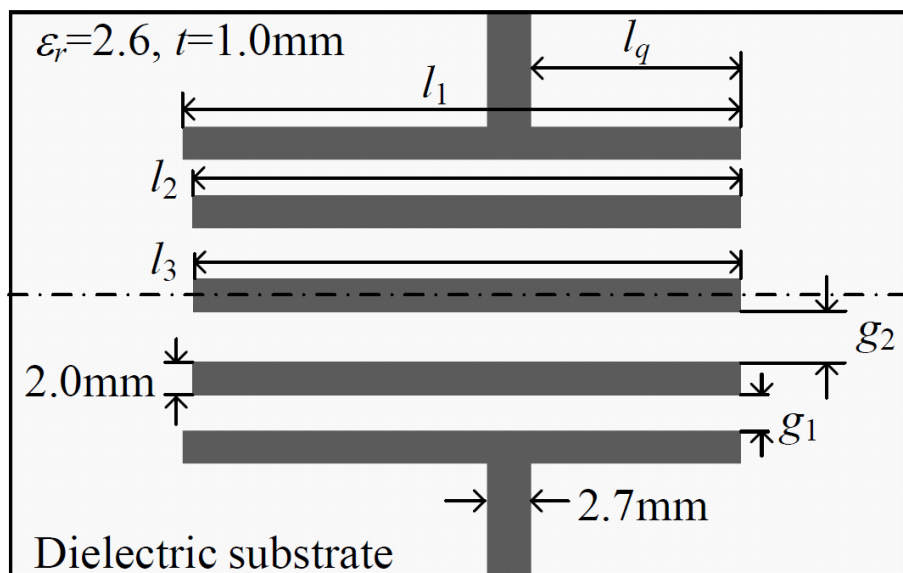
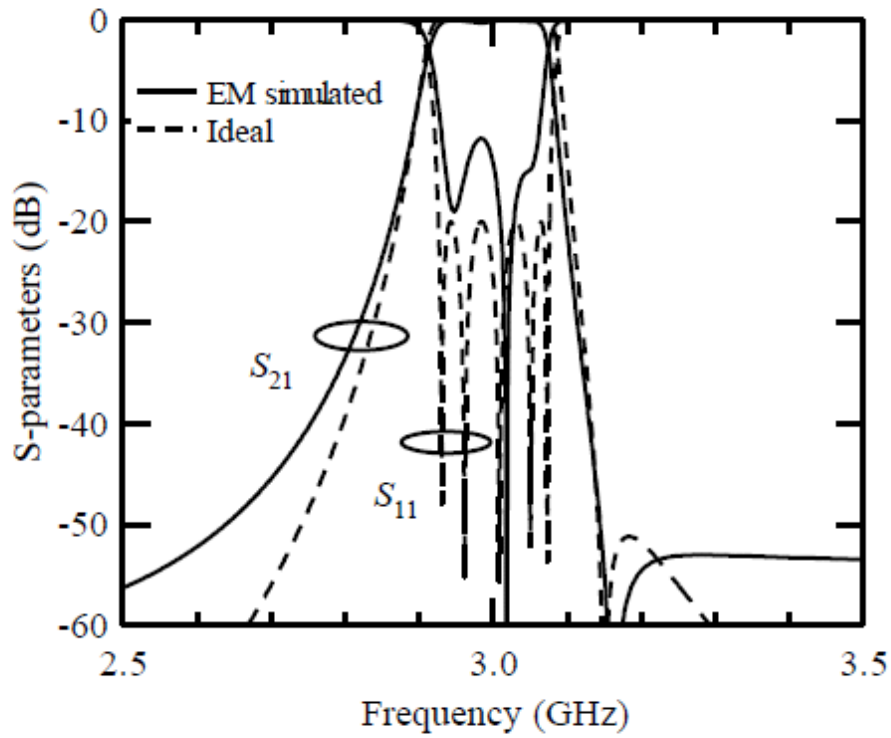
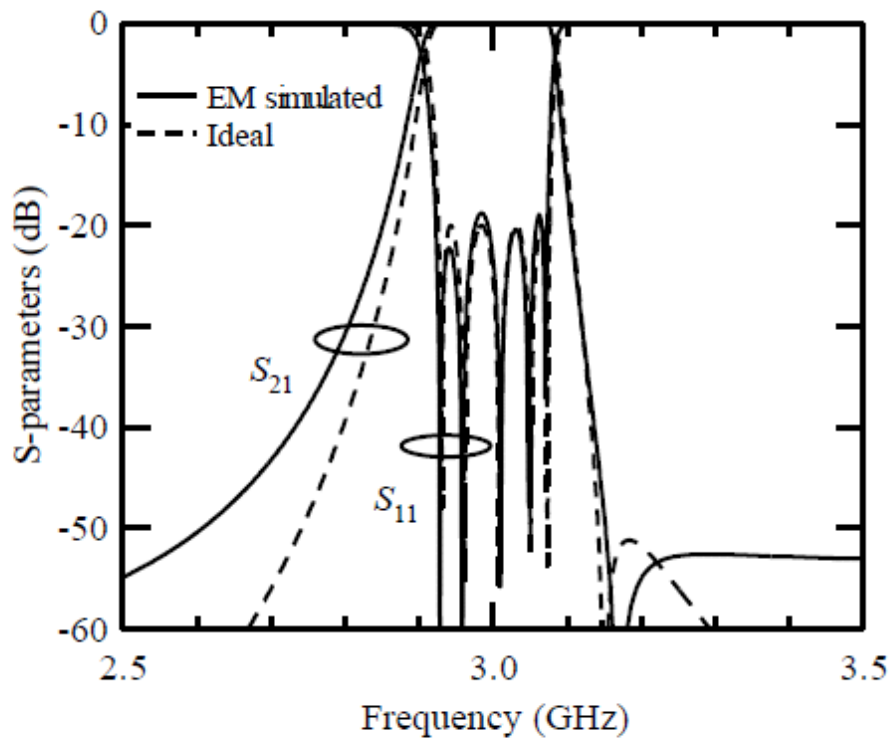


図 1.2: 5 段マイクロストリップ平行結合 BPF



(a)



(b)

図 1.3: BPF の電磁界シミュレーション結果と理想特性の比較 (a) 初期値, (b) 最適化後

1.3.2 結合行列の抽出を用いた BPF 設計 [2]

図 1.4 に設計する BPF の結合トポロジーを示す。図 1.4 に示した 4 段ボックス型トポロジーは 4 つの共振器がそれぞれ結合しているトポロジーとなっている。また図 1.5 に 4 段ボックス型結合 BPF の提案構造を示す。本 BPF では 1 段目と 4 段目の共振器間に飛越結合を用いており、各共振器が少なくとも 2 つ以上の共振器と結合している。そのため、結合係数の設計において、従来の 2 つの共振器を電磁界結合させることで発生する共振ピーク周波数による評価方法のみで構造を決定するのは困難である。よって従来の結合係数の評価法で初期設計を行い、結合行列の抽出を行い結合係数を評価することで調整を行い設計する。設計した 4 段ボックス型結合マイクロストリップ BPF 及びその周波数特性を図 1.6 及び図 1.7 にそれぞれ示す。図 1.7 に示した周波数特性より理論特性に良好に一致した周波数特性が得られており、提案設計の有効性が示された。

結合行列の抽出により、BPF の電磁界結合を把握することができ、設計に有効であるが、飛越結合についても部分回路構造で評価することができれば、設計者の結合行列抽出にかかる労力及び設計にかかる時間を削減することができると考えられる。

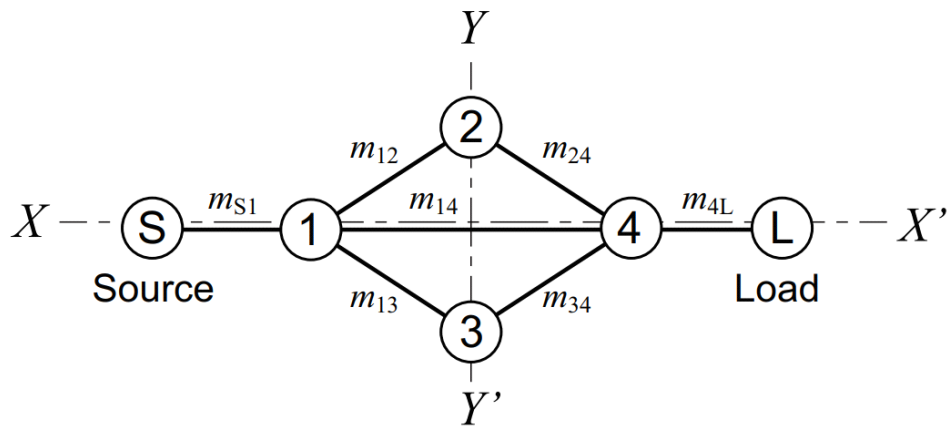


図 1.4: 4段ボックス型結合トポロジー

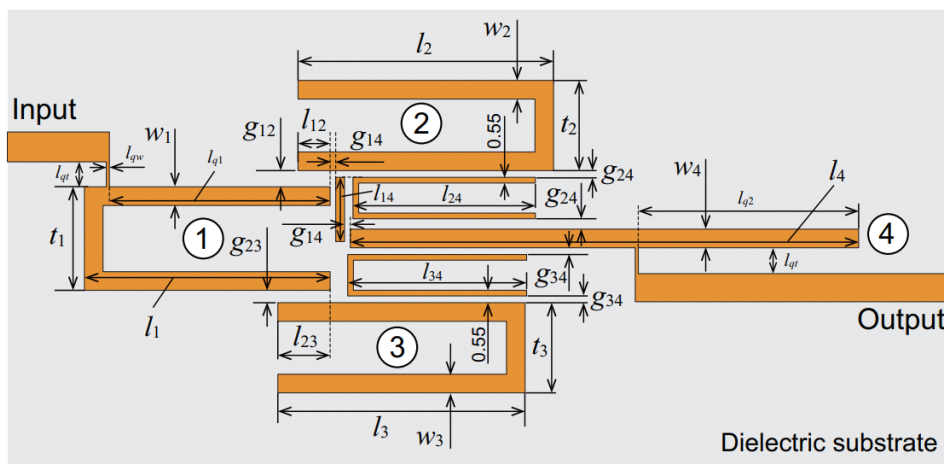


図 1.5: 4段ボックス型結合 BPF の提案構造

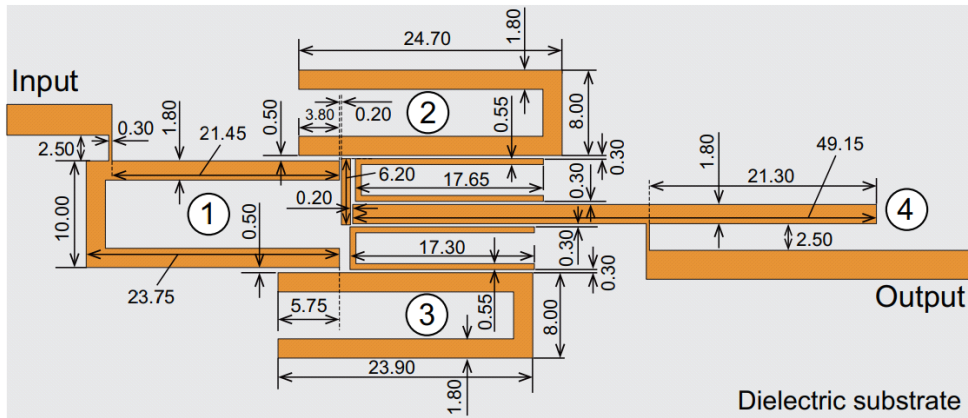


図 1.6: 設計した4段ボックス型結合マイクロストリップBPF

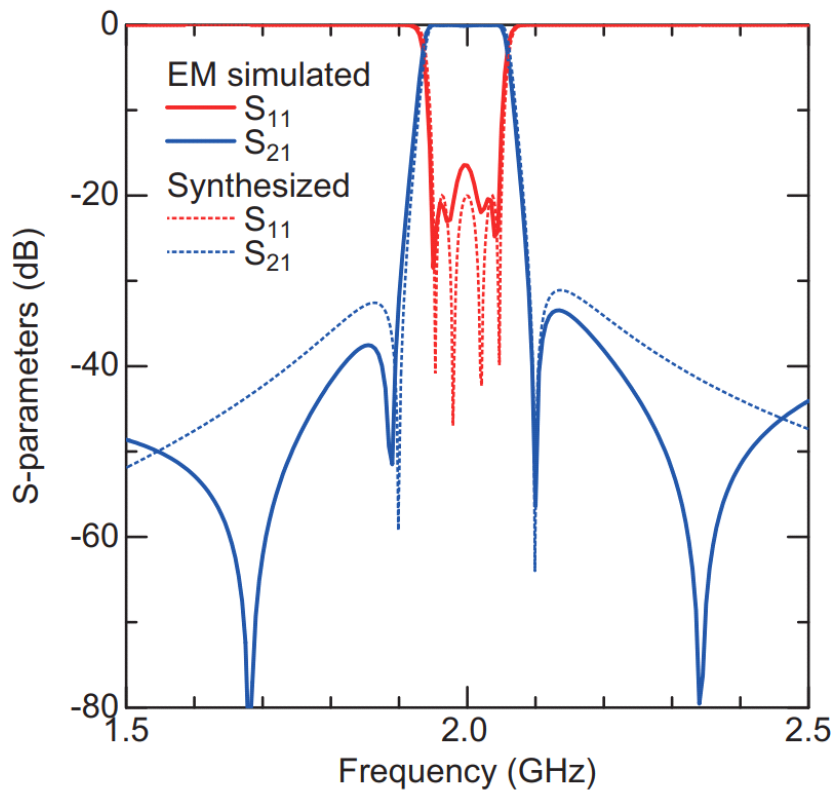


図 1.7: 図 1.6 の周波数特性の電磁界シミュレーション結果と理論特性の比較

第2章 従来法によるBPF設計

本章では、従来法によるBPFの設計を行い、設計の課題点について検討する。従来法はBPFの設計では一般的に用いられる、外部Q値、結合係数及び共振周波数について、部分回路構造から設計パラメータを計算し、その値がバンドパスフィルタ(BPF)の特性関数をもとに算出した設計パラメータによく合うように構造を決定するBPFの設計法とする。

無損失で電磁界シミュレーションを行い、設計する。設計に用いるマイクロストリップ線路構造を図2.1に示す。また、検討に用いた基板諸元を表2.1に示す。

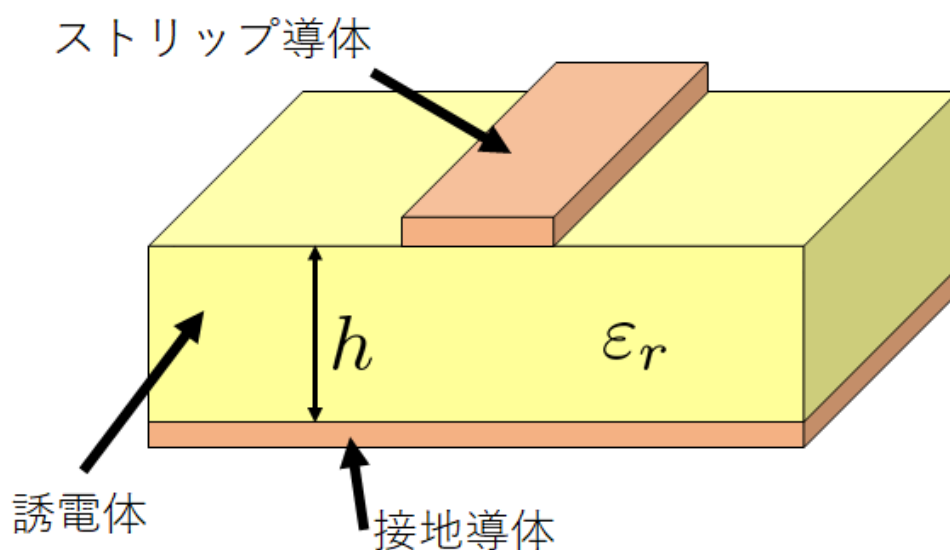


図 2.1: マイクロストリップ線路構造

表 2.1: 設定基板諸元

比誘電率 ϵ_r	3.2
誘電体厚 h	0.5 mm

無線通信に用いられるマイクロ波帯のBPFを想定し、決定した設計仕様を表 2.2 に示す。

表 2.2: 設計仕様

フィルタ特性	チェビシェフ特性
段数 n	3
中心周波数 f_0	2 GHz
通過帯域幅 BW	200 MHz
通過リプル幅	0.1 dB
帯域内反射極大値	-16.43 dB

回路トポロジーとして、共振器直結型トポロジーを用いることで表 2.2 に示した設計仕様の BPF を構成することができる。そのため、本章では共振器直結型トポロジーを目標に設計を行う。3 段共振器直結型トポロジーを図 2.2 に示す。

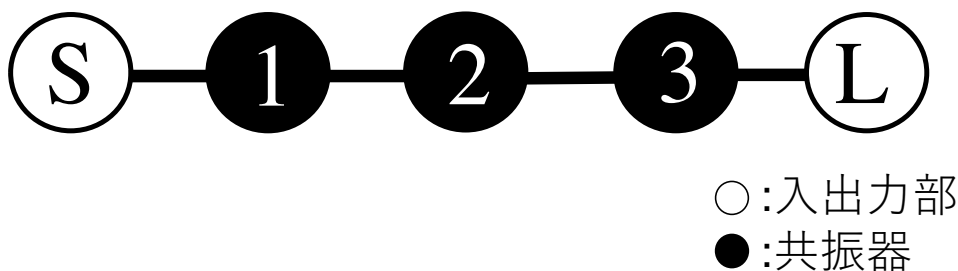


図 2.2: 3 段共振器直結型トポロジー

また、設計仕様から回路合成理論 [3] を用い、計算した共振周波数、外部 Q 値及び結合係数を表 2.3 に示す。

表 2.3: 共振器直結型トポロジーで実現する場合の設計パラメータ

f_1, f_3	2 GHz
f_2	2 GHz
Q_{ex}	10.32
k_{12}, k_{23}	0.9192

従来の設計法として BPF を初期設計する手順を以下に示す．なお式 (2.1) 及び式 (2.2) は後述する．

1. 入力および出力と共振器間の電磁界結合を弱く結合することを意味する疎結合をさせ，共振器の長さを調整し，共振周波数が BPF の中心周波数となるように決定する．
2. 共振器と入 (出) 力線路の構造で式 (2.1) を用いて外部 Q 値を満たすように決定する．
3. 1, 2(2, 3) 段目の構造において，式 (2.2) から計算し結合係数を満たすように決定する．
4. それぞれの決定した構造を組み合わせて回路構造を決定する．

以上の手順による設計を行う．

2.1 共振周波数の計算

共振器の共振周波数について，入出力線路と共振器間を疎結合させて通過特性のピークを共振周波数として計算する．共振周波数を計算する回路構造を図 2.3 に示す．

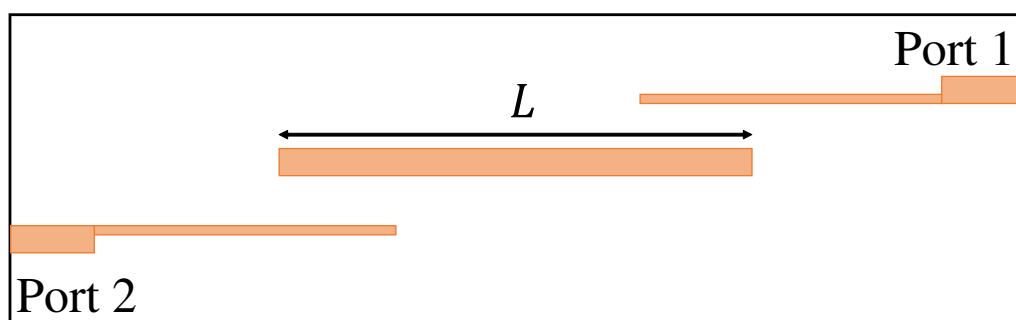


図 2.3: 入出力疎結合による共振周波数計算回路構造

共振器の長さを調整し所望の周波数で共振するように共振器構造を決定する． $L = 46.55$ mm の時 2GHz で共振することを確認した．よって共振器長を $L = 46.55$ mm

に決定した。

2.2 外部 Q 値の計算

入力線路と共振器の Q_{ex} を計算する方法として，出力線路を疎結合とし電力半値幅から計算する方法 [1] 及び反射群遅延特性から計算する方法 [5] が報告されている．ここでは，BPF の設計では一般的となっている電力半値幅から計算する方法を用いて回路構造を設計する．外部 Q 値を計算する回路構造を図 2.4 に示す．

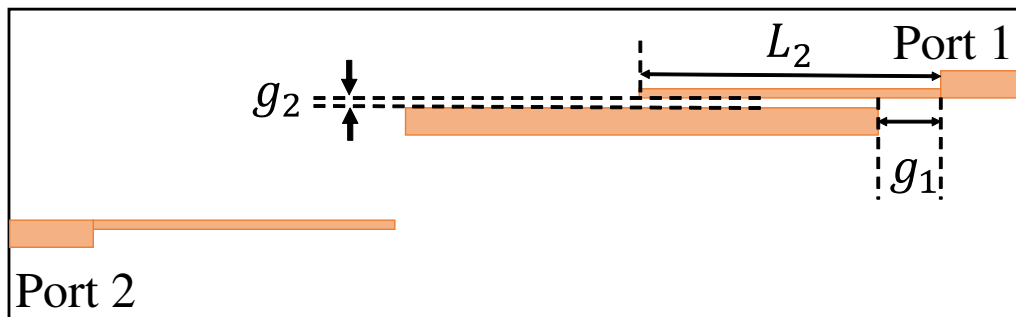


図 2.4: 外部 Q 値計算回路構造

ピーク周波数 f_0 及び電力半値幅 Δf を用いて， Q_{ex} は式 (2.1) を用いて計算することができる．

$$Q_{\text{ex}} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2.1)$$

入力線路と共振器の間隔を調整し，所望の外部 Q 値となるように共振器と入力線路間の間隔を決定する． $g_1 = 7.1 \text{ mm}$ ， $g_2 = 0.1 \text{ mm}$ ， $L_2 = 25 \text{ mm}$ の時 $Q_{\text{ex}} = 10.3$ となることを確認した．これにより，共振器と入力線路間の構造を決定した．

2.3 結合係数の計算

結合係数は 2 つの共振器を電磁界結合させ，それによりスプリットした 2 つの共振角周波数から計算する [1]．結合係数を計算する回路構造を図 2.5 に示す．

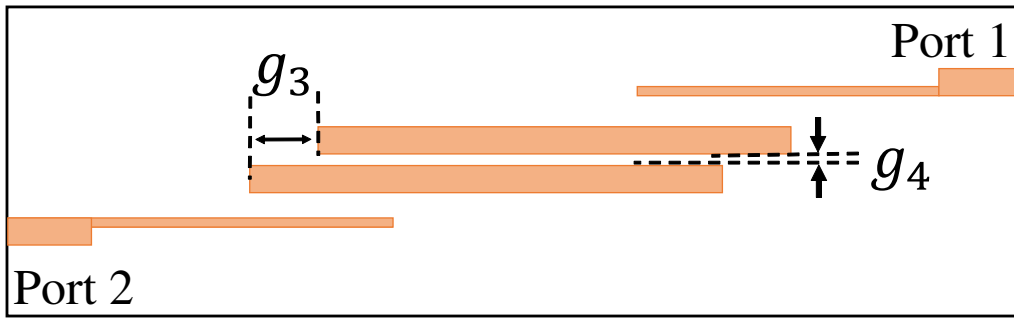


図 2.5: 結合係数計算回路構造

2つの共振器を結合させた場合の2つの共振ピークの角周波数 ω_1, ω_2 を用いて結合係数は式 (2.2) で計算することができる。

$$k = \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \quad (2.2)$$

$g_3 = 0.45 \text{ mm}$, $g_4 = 0.1 \text{ mm}$ の時 $k_{12} = k_{23} = 0.919$ となることを確認した。これにより、共振器間の構造を決定した。

2.4 従来法による設計

従来設計法により計算した回路構造を組み合わせ設計した BPF の回路構造及び周波数特性を図 2.6 及び図 2.7 にそれぞれ示す。

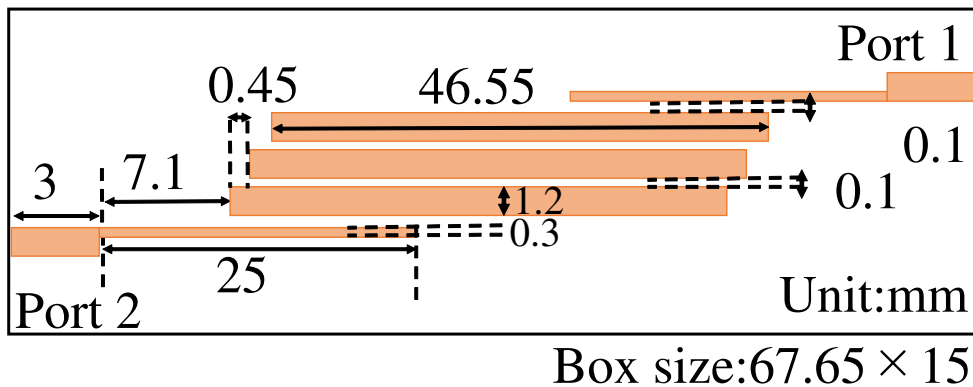


図 2.6: 従来設計法を用いて設計した回路構造

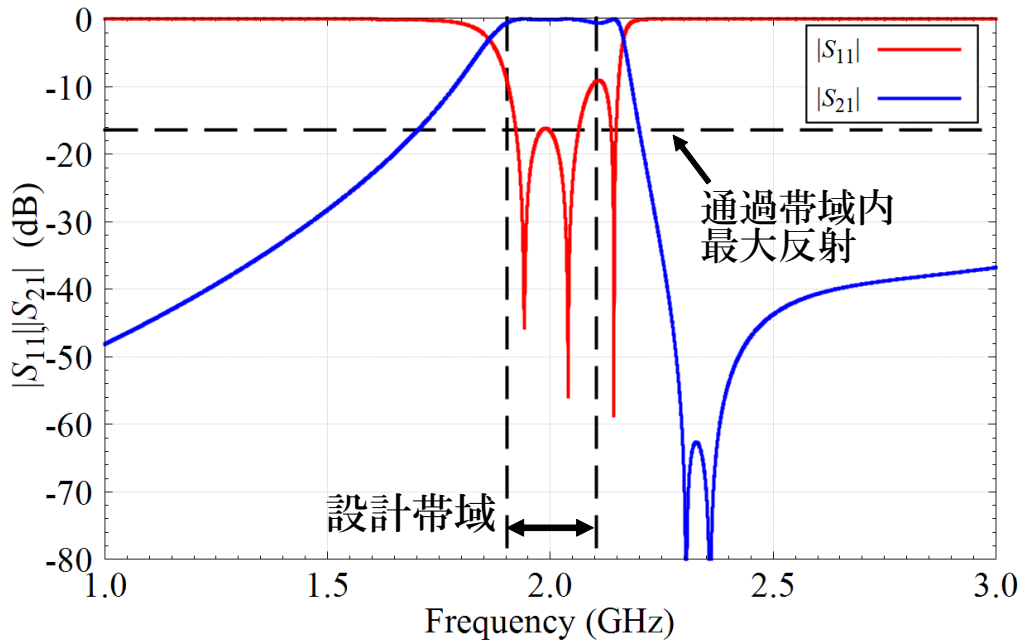


図 2.7: 図 2.6 の電磁界シミュレーション結果

図 2.7 に示した周波数特性より，計算回路構造において設計パラメータを満たしたにもかかわらず，設計目標の遮断周波数及び通過帯域内の最大反射損失を満たす特性とならないことがわかる．

2.5 従来法の課題点

目標の周波数特性とならない原因を分析するため，図 2.7 の周波数特性から従来設計法で設計した BPF の結合行列の抽出 [10] を行う．ここで，結合行列を用いる際に定義される原型ローパスフィルタ (LPF) 及び原型 LPF 角周波数 (Ω) について示す [8]．原型 LPF は規格化遮断角周波数 Ω_c を 1 rad/s に，電源のコンダクタンスが 1 S となるように規格化された LPF である．また， Ω の定義式を式 (2.3) に示す．ただし， FBW, ω 及び ω_0 はそれぞれ BPF の比帯域幅，角周波数及び共振角周波数である．

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.3)$$

中心周波数 2 GHz, BPF を比帯域幅 0.1 で規格化した Ω 領域における結合行列を式 (2.4) に示す [8].

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.945 & 0.107 & 0.035 & M_{SL} \\ 0.945 & -0.277 & 0.903 & 0.396 & 0.035 \\ 0.107 & 0.903 & -0.601 & 0.903 & 0.107 \\ 0.035 & 0.396 & 0.903 & -0.277 & 0.945 \\ M_{SL} & 0.035 & 0.107 & 0.945 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$M_{SL} = -1.65 \times 10^{-5} \Omega - 0.00683 \quad (2.5)$$

式 (2.4) に示した結合行列より, 3 段共振器直結型トポロジーで設定している結合以外にも飛越結合が存在していることがわかる. 結合行列においては値が大きいほど結合が強いことを意味しており, 式 (2.4) に示した結合行列では 1, 3 段目の共振器間に結合量が最も大きい 0.396 の飛越結合が確認できる.

Ω 領域における結合行列の各要素 M_{ij} と f_i , Q_{ex} 及び k の関係を式 (2.6), 式 (2.7) 及び式 (2.8) に示す. ただし, f_0 , k_{mn} 及び FBW はそれぞれ中心周波数, m, n 段目の共振器間の結合係数及び比帯域幅である.

$$f_i = \frac{-M_{ii} \times FBW \times f_0 + \sqrt{(M_{ii} \times FBW \times f_0)^2 + 4f_0^2}}{2} \quad (2.6)$$

$$Q_{ex} = \frac{1}{FBW \times M_{Si}^2} = \frac{1}{FBW \times M_{iL}^2} \quad (2.7)$$

$$k_{mn} = FBW \times M_{mn} \quad (2.8)$$

式 (2.4) に示した結合行列に対して, 式 (2.6) から式 (2.8) に示した関係式を用いて計算し, 対応する入出力部と共振器の結合成分の要素を外部 Q 値, 共振器と共振器の結合成分の要素を結合係数, 対角成分を対応する共振器の共振周波数とした行列を式 (2.9) に示す.

$$\begin{matrix} & S & 1 & 2 & 3 & L \\ \begin{matrix} S \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ L \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 11.19 & 866.7 & 8183 & M_{SL} \\ 11.19 & 2.028 & 0.09028 & 0.0396 & 8183 \\ 866.7 & 0.09028 & 2.061 & 0.09028 & 866.7 \\ 8183 & 0.0396 & 0.09028 & 2.028 & 11.19 \\ M_{SL} & 8183 & 866.7 & 11.19 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (2.9)$$

共振器の共振周波数の計算回路構造による計算値では 2.000 GHz であったが、回路構造設計後の共振器の共振周波数では、1, 3 段目の共振周波数で 2.028 GHz、2 段目の共振周波数で 2.061 GHz となっている。このことから疎結合による共振周波数の計算値と回路構造化後の共振周波数では差があることがわかる。最も大きい結合量の飛越結合である 1, 3 段目の共振器間の結合係数は 0.0396 であり、メイン結合である 1, 2 段目の共振器間の結合係数の 44 % ほどの強い飛越結合であることがわかる。これらの結果より、初期設計段階で周波数特性を満足する回路構造を設計するためには、1 つ目に飛越結合を考慮した設計パラメータを決定する必要がある。2 つ目に BPF 構成後の回路構造における共振周波数を精度よく計算できる部分回路構造が必要となる。

第3章 飛越結合の影響及び共振器周波数のずれを考慮したBPF設計

本章では，2章で示した従来設計の課題点について検討し，飛越結合を評価する部分回路構造及び回路構造化後の共振周波数を計算する部分回路構造を提案し，BPFの設計を行う。

3.1 飛越結合を考慮した設計パラメータの計算

2章で3段BPFを設計した場合に飛越結合が最も大きい1，3段目の共振器間に飛越結合が存在する場合について考える．1，3段目の共振器間に正の飛越結合が存在する結合トポロジーを図3.1に示す。

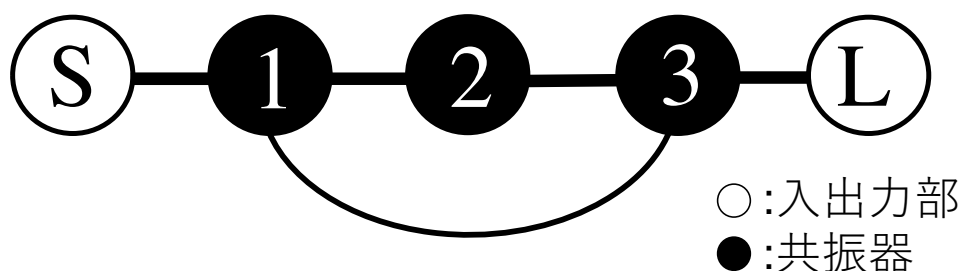


図 3.1: 1，3段目共振器間に飛越結合が存在する3段共振器直結型トポロジー

遮断周波数及びリプル幅が設定値となるように1，2，3段目の Ω 領域における共振周波数及び1段目及び2段目の共振器間の結合量を最適化により求めた。 Ω で規格化した周波数特性領域で計算しているため，任意の中心周波数及び比帯域

幅の BPF に変換し，各結合量及び共振周波数を計算できる利点がある．得られた飛越結合量と 1, 2, 3 段目の Ω 領域における共振周波数の関係及び飛越結合量と Ω 領域における結合量との関係を図 3.2, 図 3.3 及び図 3.4 にそれぞれ示す．なお M_{ij} は Ω 領域における結合行列の要素であり， M_{ii} は原型角周波数で規格化した共振周波数， M_{Si} 及び M_{iL} は規格化した入力部または出力部と i 番目の共振器間の結合量， M_{ij} は i 番目の共振器及び j 番目の共振器間の規格化した結合量である [8]．

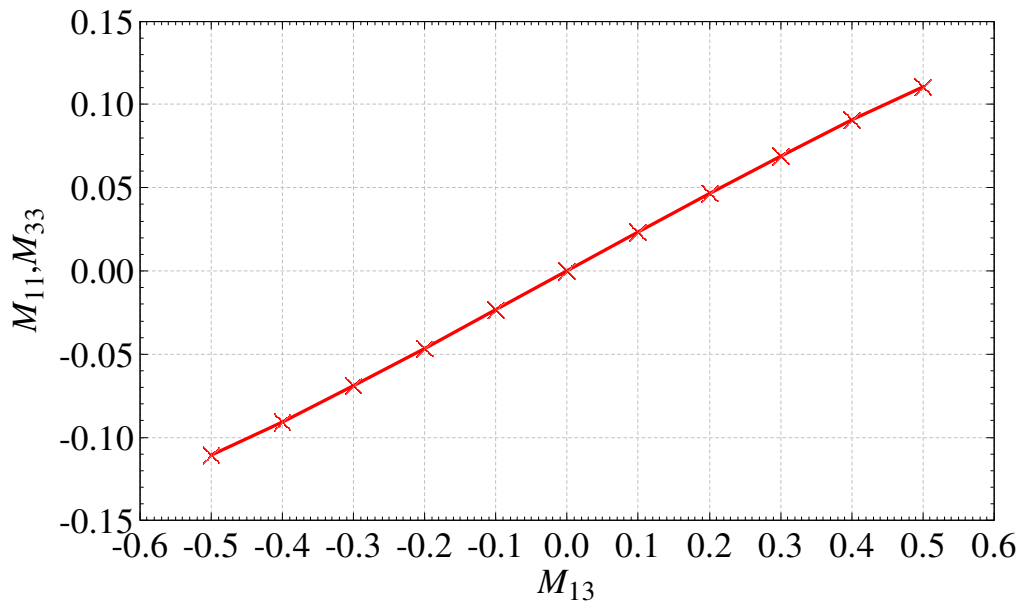


図 3.2: M_{13} 及び M_{11}, M_{33} の関係

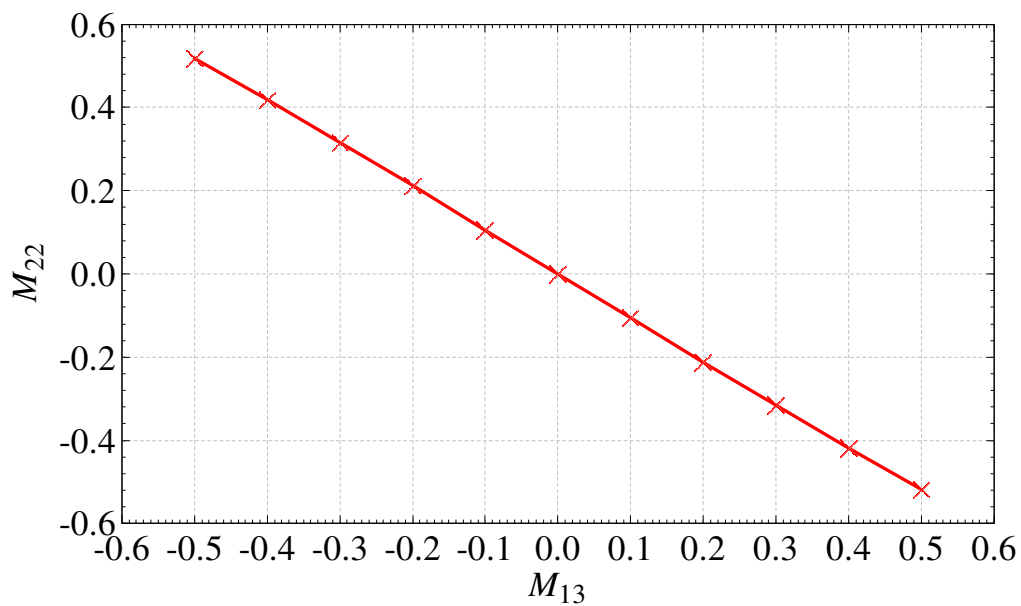


図 3.3: M_{13} 及び M_{22} の関係

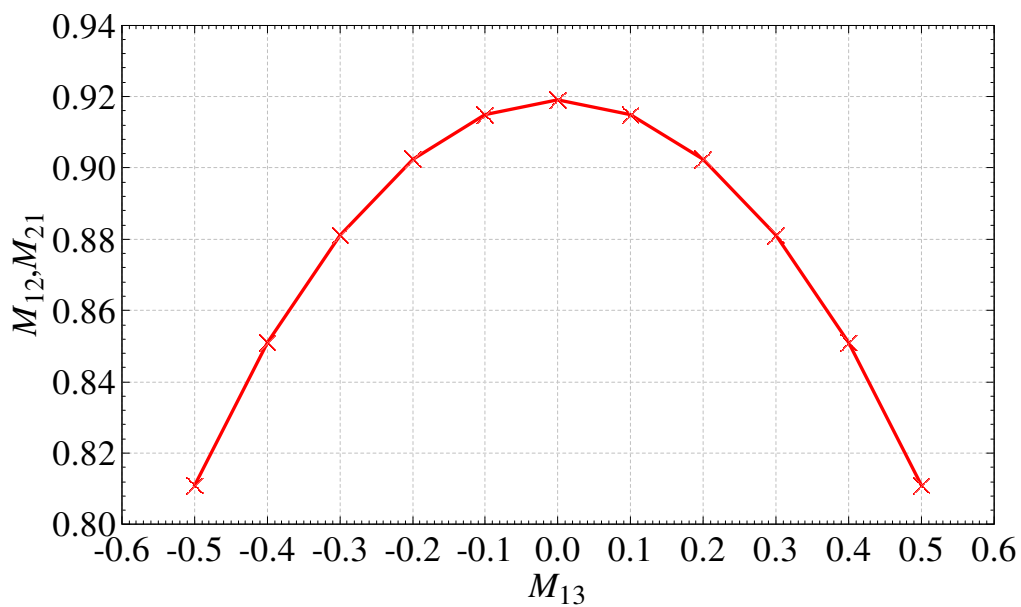


図 3.4: M_{13} 及び M_{12} , M_{21} の関係

M_{11}, M_{33}, M_{22} 及び M_{12} について得られた近似式を式 (3.1), 式 (3.2) 及び式 (3.3) にそれぞれ示す.

$$M_{11}, M_{33} = 0.2253 \times M_{13} \quad (3.1)$$

$$M_{22} = -1.0436 \times M_{13} \quad (3.2)$$

$$M_{12} = -0.4323 \times M_{13}^2 + 0.9196 \quad (3.3)$$

Ω 領域における結合行列の各要素 M_{ij} と f_i , Q_{ex} 及び k の関係を式 (3.4), 式 (3.5) 及び式 (3.6) に示す. ただし, f_0, k_{mn} 及び FBW はそれぞれ中心周波数, m, n 段目の共振器間の結合係数及び比帯域幅である.

$$f_i = \frac{-M_{ii} \times FBW \times f_0 + \sqrt{(M_{ii} \times FBW \times f_0)^2 + 4f_0^2}}{2} \quad (3.4)$$

$$Q_{ex} = \frac{1}{FBW \times M_{Si}^2} = \frac{1}{FBW \times M_{iL}^2} \quad (3.5)$$

$$k_{mn} = FBW \times M_{mn} \quad (3.6)$$

図 3.1 の回路トポロジーにおいて, 例として追加の飛越結合の結合量を 0.3 とした BPF の周波数特性を図 3.5 に示す.

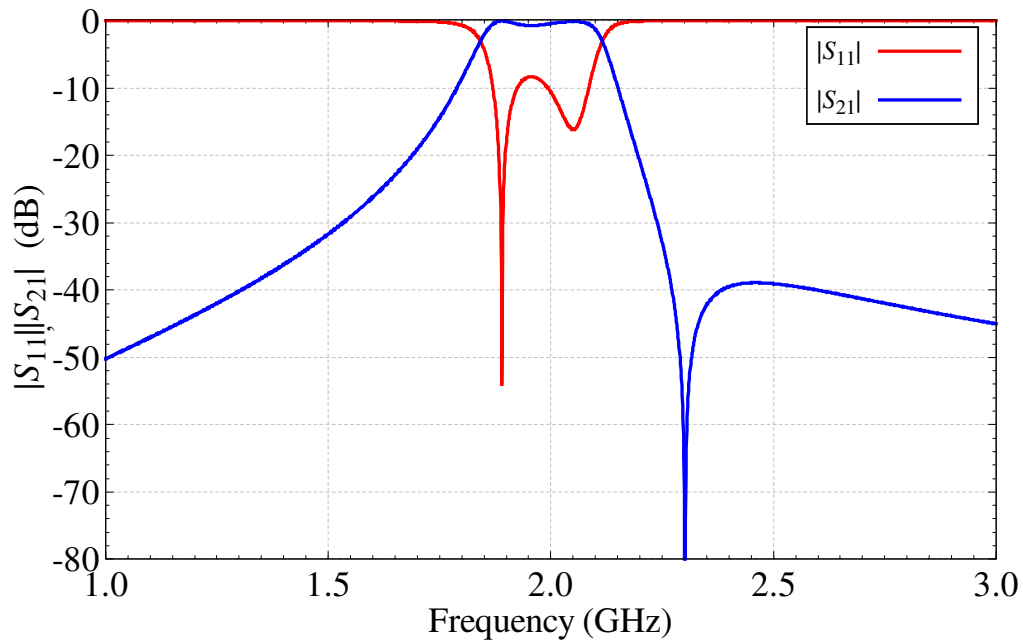


図 3.5: 1, 3 段目共振器間に飛越結合が存在する場合の周波数特性

図 3.5 に示した飛越結合が存在する BPF の周波数特性より, 1, 3 段目の共振器間の飛越結合の影響により中心周波数がシフトし, 通過帯域内のリプルが一定でなく, 同時に, 反射零点が 3 段 BPF にもかかわらず, 2 つのみの周波数特性となることがわかる. このことから飛越結合が加わることにより, 3 段共振器直結型トポロジーの飛越結合を考慮しない設計パラメータでは目標の周波数特性が得られないことがわかる. 例として飛越結合量が 0.3 の場合に目標のリプル幅及び遮断周波数を実現する f_1 , Q_{ex} 及び k を計算する. 式 (3.1) から式 (3.6) を用いて計算した値は $f_1, f_3 = 1.993 \text{ GHz}$, $f_2 = 2.032 \text{ GHz}$, $Q_{\text{ex}} = 10.32$, $k_{12} = 0.08807$ となった. 計算した設計パラメータより, 1, 3 段目の共振器間に 0.3 の飛越結合がある場合には f_1 を中心周波数より低く, f_2 を高くする必要があることがわかる. 飛越結合から計算した設計パラメータを実現した場合の周波数特性を図 3.6 に示す.

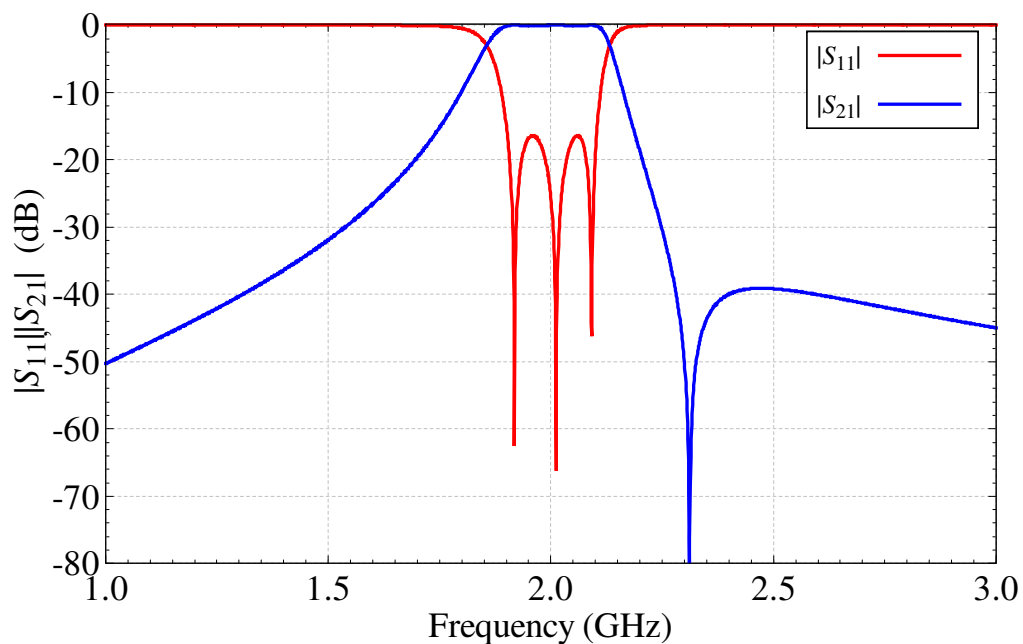


図 3.6: 飛越結合に応じて変更した設計パラメータによる周波数特性

図 3.6 に示した周波数特性は目標のリプル幅及び遮断周波数を満たしている. 飛越結合量を用いて図 3.2, 図 3.3 及び図 3.4 から設計パラメータを決定することで飛越結合が存在する場合にも目標の遮断周波数とリプル幅を実現する周波数特性

が得られる。

3.2 設計値を実現する部分回路構造

BPF 構成後の回路パラメータを精度よく計算することができる部分回路構造について考える。周波数特性が目標から大きくずれていると評価しづらいと考え、図 2.6 の BPF の中心周波数を調整した回路構造及びその周波数特性を図 3.7 及び図 3.8 にそれぞれ示す。

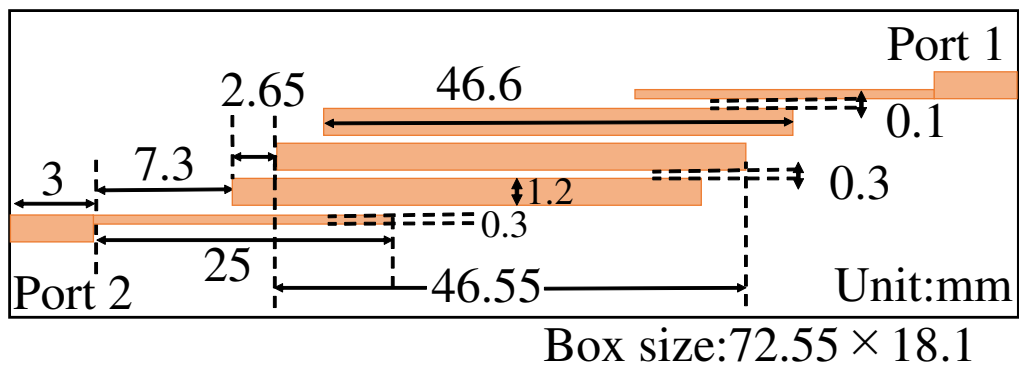


図 3.7: 結合行列抽出値と部分回路構造の比較を行う BPF

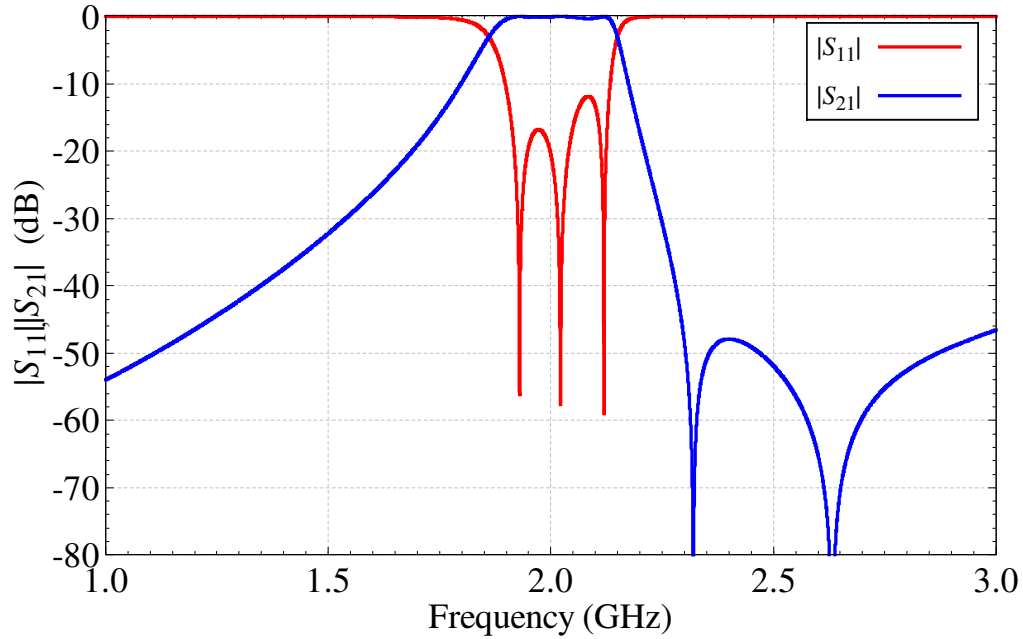


図 3.8: 図 3.7 の回路構造の周波数特性

中心周波数 2 GHz, 比帯域幅 0.1 で規格化した原型 LPF 角周波数 (Ω) 領域における BPF の結合行列を式 (3.7) に示す.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.9690 & -0.01820 & 0.01188 & M_{SL} \\ 0.9690 & 0.0204 & 0.8369 & 0.4453 & 0.01188 \\ -0.01820 & 0.8369 & -0.6863 & 0.8369 & -0.01820 \\ 0.01188 & 0.4453 & 0.8369 & 0.0204 & 0.9690 \\ M_{SL} & 0.01188 & -0.01820 & 0.9690 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$M_{SL} = -1.94 \times 10^{-5} \Omega - 0.00362 \quad (3.8)$$

式 (3.7) に示した結合行列に対して, 対応する入出力部と共振器の結合成分の要素を外部 Q 値, 共振器と共振器の結合成分の要素を結合係数, 対角成分を対応する共振器の共振周波数とした行列を式 (3.9) に示す.

$$\begin{matrix}
& S & 1 & 2 & 3 & L \\
S & \left(\begin{array}{ccccc}
0 & 10.65 & 30184 & 70833 & M_{SL} \\
10.65 & 1.998 & 0.08369 & 0.04453 & 70833 \\
30184 & 0.08369 & 2.070 & 0.08369 & 30184 \\
70833 & 0.04453 & 0.08369 & 1.998 & 10.65 \\
M_{SL} & 70833 & 30184 & 10.65 & 0
\end{array} \right) & & & & \\
1 & & & & & \\
2 & & & & & \\
3 & & & & & \\
L & & & & &
\end{matrix} \quad (3.9)$$

図 3.7 に示した回路において、抽出された f_i , Q_{ex} , k_{12} 及び k_{13} はそれぞれ, $f_1, f_3 = 1.998 \text{ GHz}$, $f_2 = 2.070 \text{ GHz}$, $Q_{\text{ex}} = 10.65$, $k_{12} = 0.08369$, $k_{13} = 0.04453$ となった. この回路構造について部分回路構造で計算した Q_{ex} , k , f_i と抽出値を比較して部分回路構造の評価を行う.

3.3 飛越結合の計算回路構造

飛越結合量による影響を考慮して設計するためには予め構造内で発生している飛越結合量を見積もる必要がある. そのため, 飛越結合を計算することができる部分回路構造について検討した.

3.3.1 結合係数計算回路による飛越結合の計算

共振器同士の結合を計算するためには結合係数の計算回路がよく用いられる. まず, 結合係数計算回路による飛越結合の計算を行う. 図 3.7 に示した BPF の 1, 3 段目共振器と給電線のみを配置し, 1, 3 段目の 2 つの共振器の結合を計算する. 計算する回路構造を図 3.9 に示す.

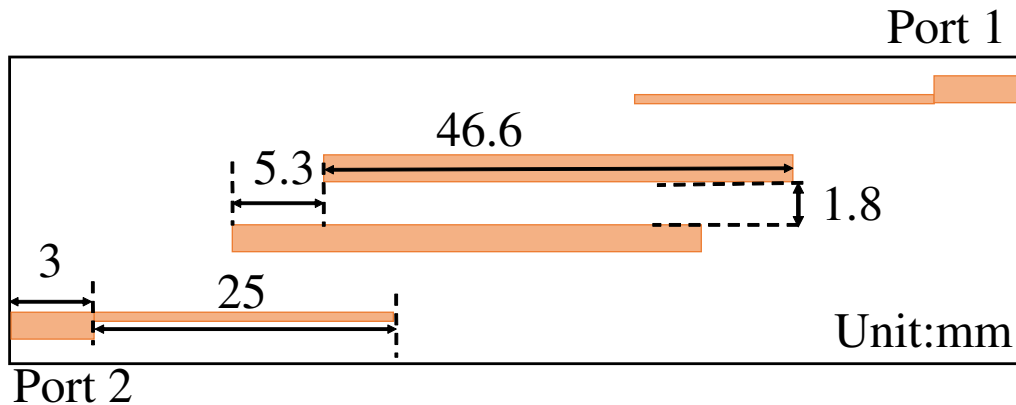


図 3.9: 結合係数の計算方法を適用した飛越結合量の計算回路構造

構造から飛越結合を計算するためには共振器同士の結合であるため、 k と同様に式(2.2)を用いる。2つの共振器を結合させた場合の2つの共振角周波数 ω_1, ω_2 を用いて k は式(2.2)で計算することができる。図3.9の回路構造の周波数特性から式(2.2)を用いて計算した k は0.02803となった。図2.6に示したBPFの周波数特性から結合行列を抽出し得られた1, 3段目の共振器間の結合量は0.04453であった。この結果から、1, 3段目の共振器間の結合量を図3.9の回路構造から式(2.2)を用いて計算した結果結合量はBPFを構成した場合の結合量に対して37%の結合量の差があることがわかった。そのため、結合係数として1, 3段目の共振器間の飛越結合量を計算した結果は回路構造を構成した場合の飛越結合量と大きく差があり、飛越結合量を計算するのに適していない。そのため、飛越結合量を計算できる回路構造について検討する必要がある。

3.3.2 提案する入出力線路間結合計算回路による飛越結合の計算

BPFを構成した場合の1, 3段目の飛越結合量が正しく見積もれる電磁界モデルについていくつか試行した。1, 3段目の線路長, 共振器の間隔を保ったまま, 共振器を入出力線路と見立てた回路を提案し有効であった。その構造を図3.10に示す。

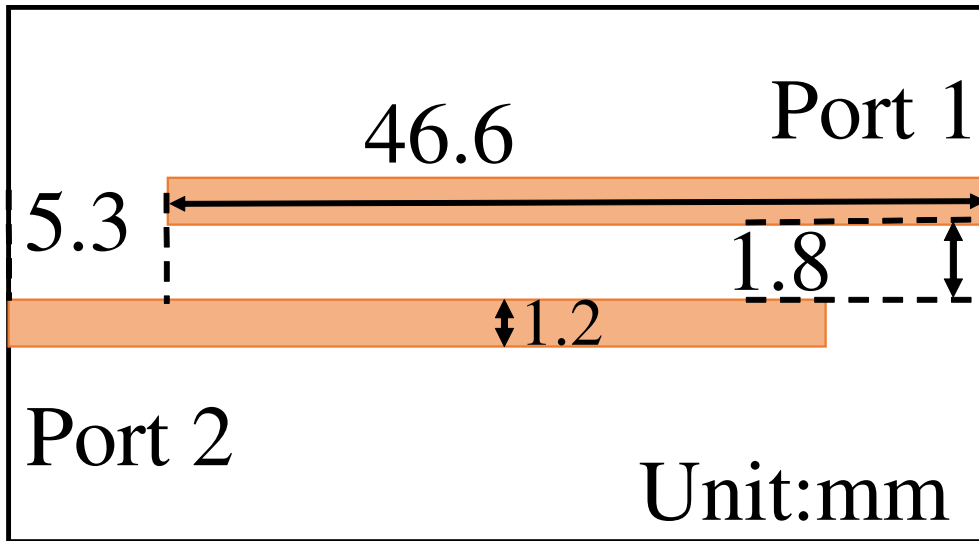


図 3.10: 飛越結合量を計算する回路構造

図 3.10 の回路構造における周波数特性を図 3.11 に示す.

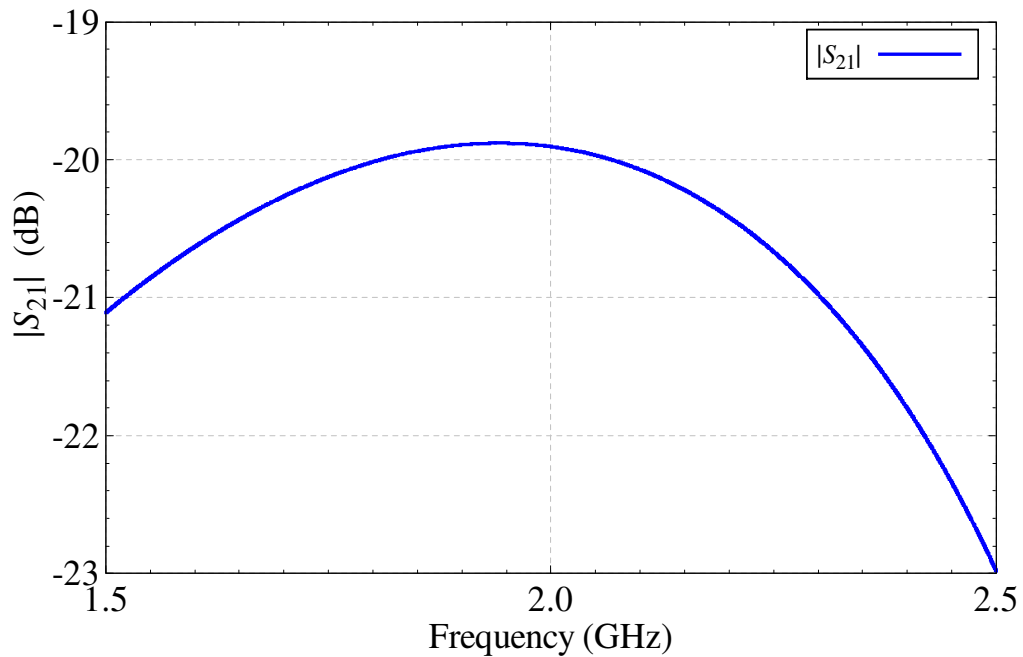


図 3.11: 飛越結合量を計算する回路構造の周波数特性

図 3.10 の電磁界シミュレーションモデルは 1 番目と 3 番目の共振器の端部に入

出力ポートを付けた結合線路のようなモデルとなっている。ポートを付けたことにより共振器として動作しないため、線路間の電磁界結合量を算出する際に Q_{ex} や k を算出する式が使用できない。そこで、入出力間の電磁界結合量を算出する式を用いることで線路間の電磁界結合量を計算した。図 3.10 に示した回路構造における周波数特性から入出力直接結合量は式 (3.10) と表される [1]。

$$m_{SL} = \pm \frac{1 - \sqrt{1 - |S_{21}|^2}}{|S_{21}|} \quad (3.10)$$

図 3.10 に示した回路構造において式 (3.10) を用いて計算した BPF の中心周波数における結合量は 0.04386 となった。BPF を構成した場合の結合量に対して 1.5% の結合量の差であり、2 つの共振器を結合させた場合よりも飛越結合の計算については BPF を構成した場合の結合量に近い値を得ることができる。図 3.10 のようなモデルで、式 (3.10) を使うことで精度よく共振器 1, 3 の飛越結合が計算ができる原理については今後詳細な検証が必要であるが、少なくとも図 3.10 のモデルとすることで、1, 3 段目の共振器間の飛越結合が適正に計算できることがわかった。

3.4 外部 Q 値及び 1 段目共振器の計算回路構造

f_i を計算する方法として共振器を入出力線路と疎結合させ、通過特性から計算する方法がよく用いられる。図 3.7 の回路構造の共振器について入出力線路と疎結合させることで計算した f_i は 1, 3 段目の共振器で 1.997 GHz, 2 段目の共振器で 1.999 GHz である。周波数特性から抽出された f_i は 1, 3 段目の共振器で 2.001 GHz, 2 段目の共振器で 2.069 GHz である。よって従来の疎結合による計算では回路構造化した場合の f_i とは異なることがわかり、現状ではその現象を説明するモデルがない。そのため、入出力線路に近い 1, 3 段目の共振器については群遅延特性 [5] から f_i を計算する。1, 3 段目の共振器の f_i を決定し、外部 Q 値を計算する回路構造を図 3.12 に示す。また、図 3.12 の回路構造の群遅延特性を図 3.13 に示す。

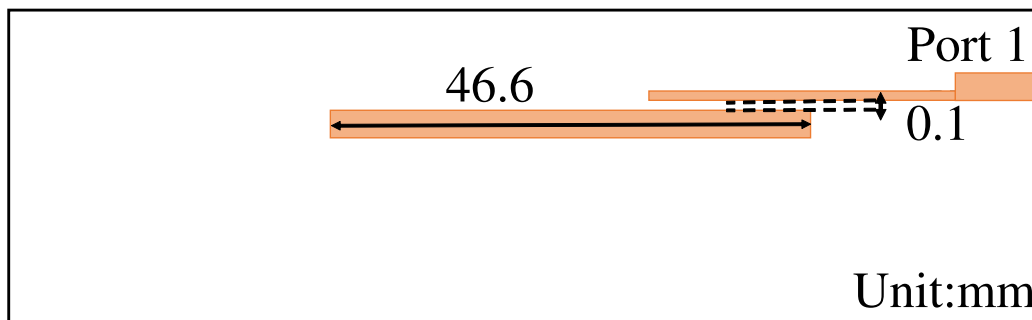


図 3.12: f_1 及び Q_{ex} の計算回路構造

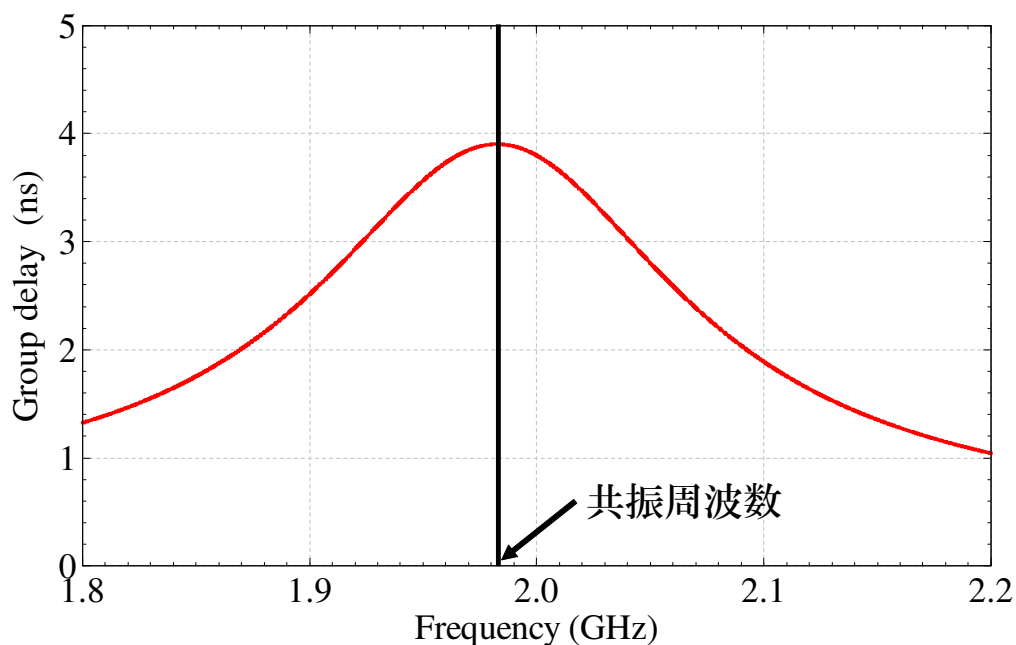


図 3.13: 図 3.12 の回路構造における群遅延特性

外部 Q 値の計算式を式 (3.11) に示す [5]. ただし, ω 及び T はそれぞれ共振角周波数及び群遅延である.

$$Q_{\text{ex}} = \frac{\omega T}{4} \quad (3.11)$$

図 3.13 に示した群遅延特性には入力線路を伝送することによる群遅延が含まれている. そのため, 入力線路のみの構造で反射群遅延を計算し, 差引くことにより

入力線路のディエンベディングを行う。また、 f_1 について、入出力線路との結合によっても電磁界が変化し f_1 が変化するため、図 3.12 に示したように給電線と 1 段目の共振器間の結合を群遅延特性 [5] によって計算しつつ、BPF を構成した場合の構造に近づけた状態で図 3.13 のように目標となる f_1 で群遅延特性の極大値となるように共振器長を決定する。

3.5 2 段目共振器の計算回路構造

f_2 を計算する回路構造を図 3.14 に示す。

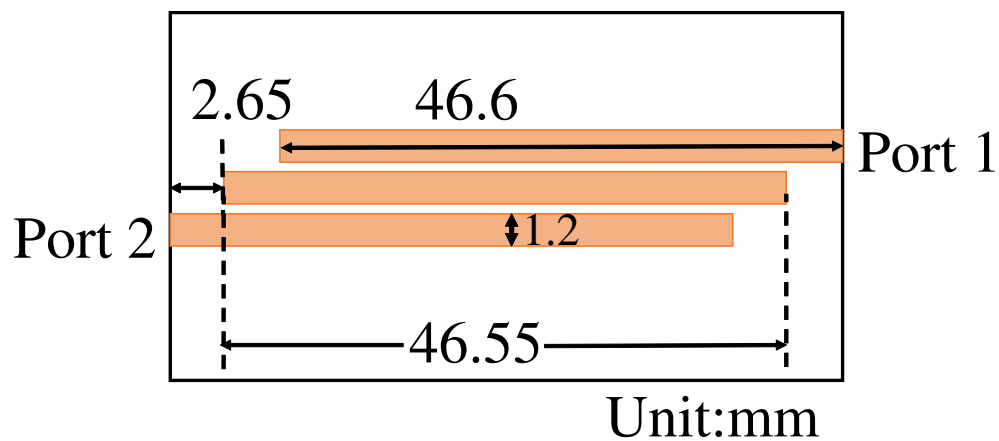


図 3.14: f_2 の計算回路構造

図 3.14 は図 3.7 をもとに図 3.10 の回路構造に 2 段目の共振器を追加したモデルとなる。また図 3.14 の回路構造の周波数特性を図 3.15 に示す。

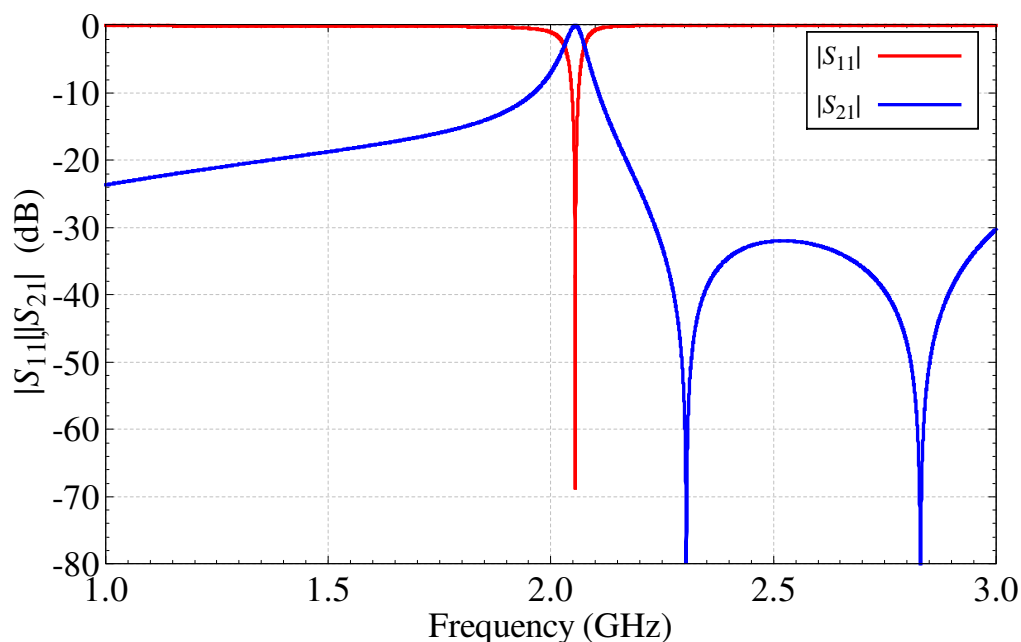


図 3.15: f_2 の計算回路構造の周波数特性

図 3.15 の周波数特性より、 $f_2=2.056$ GHz となり、抽出値の 2.070 GHz に対し、14 MHz のずれであり、疎結合で計算した場合の 71 MHz のずれである。疎結合としたモデルでは高域側に共振周波数がずれることを確認できなかったが、本モデルではその現象を確認することができた。よって図 3.14 の回路構造を用いて計算することで f_2 をより適正に計算できる。

3.6 BPF の新しい設計手法を用いた設計

3.1 節に示した飛越結合による設計パラメータの設定及び 3.2 節から 3.5 節に示した設計値を満たす回路構造の設計法を用いた設計手順を以下に示す。

1. 1, 2 段目間の結合量を満たす共振器の配置を決定する。
2. 決定した配置から 1, 3 段目間の結合量を計算する。
3. 飛越結合量から決定した設計値を用いて f_1 及び群遅延特性から計算し Q_{ex} を満たす構造を決定する。

4. f_2 及び k_{12} を満たす構造を決定する.
5. 決定したそれぞれの構造を組み合わせて回路構造を決定する.

設計仕様は2章と同様とした. k が設計値となるように1, 2段目及び2, 3段目の共振器の配置を決定し, 決定した構造から1, 3段目の共振器の端部にポートを設定し, 入出力線路として入出力間結合を計算した. 飛越結合量が0.2773と計算されたので, 式(3.1)から式(3.6)を用いて設計パラメータを計算すると $f_1 = f_3 = 1.994$ GHz, $f_2 = 2.029$ GHz, $Q_{\text{ex}} = 10.31$, $k_{12} = k_{23} = 0.08864$ となった. この設計パラメータを満たす回路構造を3.2節から3.5節で示した方法を用いて設計を行った. 提案した設計法を用いて設計したBPFの回路構造及び周波数特性を図3.16及び図3.17にそれぞれ示す.

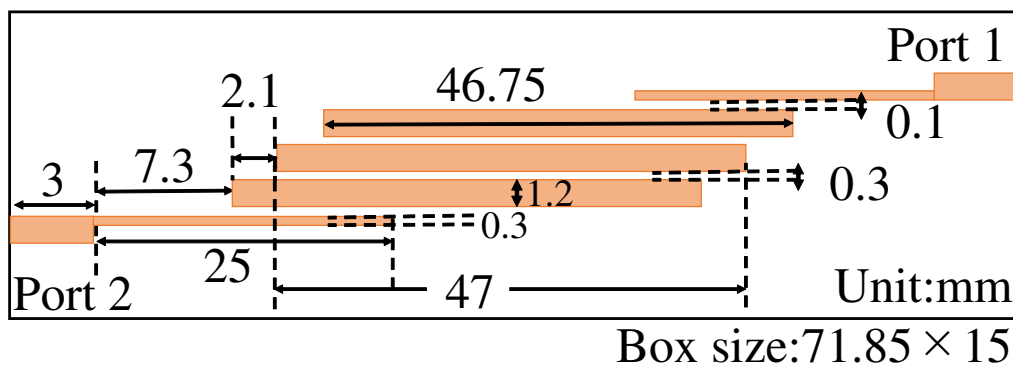


図 3.16: 提案した設計法を用いて設計した回路構造

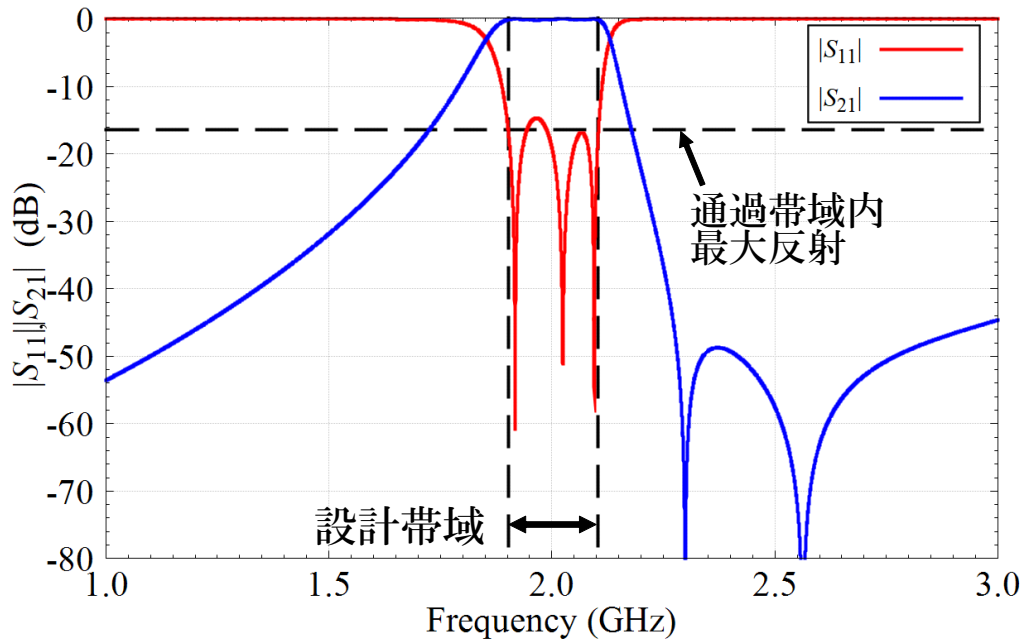


図 3.17: 図 3.16 の電磁界シミュレーション結果

2章で示した従来の設計法を用いて設計した BPF の回路構造及び周波数特性は図 2.6 及び図 2.7 のものとなる。また、従来の設計法及び提案した設計法それぞれで設計した BPF の遮断周波数、帯域幅及び帯域内反射極大値についてまとめ、表 3.1 に示す。

表 3.1: 従来設計法及び提案した設計法で設計した BPF 特性

	遮断周波数 (GHz)		帯域幅 (MHz)	反射極大値 (dB)	
	低域側	高域側		低域側	高域側
設計目標	1.902	2.103	200	-16.43	-16.43
従来法	1.923	2.148	225	-16.47	-9.162
提案法	1.902	2.105	203	-14.71	-16.83

図 3.17 に示した周波数特性より、設計目標の反射極大値及び帯域幅を概ね満足しており、表 3.1 に示したように設計目標との誤差は遮断周波数で 3 MHz 以内、反射極大値では 2 dB 以内と高精度な設計ができた。中心周波数 2 GHz, 比帯域幅 0.1 で規格化した原型 LPF 角周波数 (Ω) 領域における BPF の結合行列を式 (3.12) に

示す.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.9687 & 0.04041 & 0.01523 & M_{SL} \\ 0.9687 & -0.01023 & 0.8756 & 0.3483 & 0.01523 \\ 0.04041 & 0.8756 & -0.30500 & 0.8756 & 0.04041 \\ 0.01523 & 0.3483 & 0.8756 & -0.01023 & 0.9687 \\ M_{SL} & 0.01523 & 0.04041 & 0.9687 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$M_{SL} = -4.1 \times 10^{-5} \Omega - 0.00368 \quad (3.13)$$

式 (3.12) に示した結合行列に対して，対応する入出力部と共振器の結合成分の要素を外部 Q 値，共振器と共振器の結合成分の要素を結合係数，対角成分を対応する共振器の共振周波数とした行列を式 (3.14) に示す.

$$\begin{matrix} & S & 1 & 2 & 3 & L \\ \begin{matrix} S \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ L \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0 & 10.66 & 6123 & 43087 & M_{SL} \\ 10.66 & 2.001 & 0.08756 & 0.03483 & 43087 \\ 6123 & 0.08756 & 2.031 & 0.08756 & 6123 \\ 43087 & 0.03483 & 0.08756 & 2.001 & 10.66 \\ M_{SL} & 43087 & 6123 & 10.66 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad (3.14)$$

式 (3.14) に示した抽出結果より，遮断周波数及び反射極大値が完全に一致しない原因としては，主要な 1, 3 段目の共振器間の結合に対して弱い入出力線路間結合及び入出力，2 段目の共振器間の結合が存在しており，その影響が考えられる.

第4章 損失による共振周波数の変化

本章では無損失で設計を行う回路構造に対し、損失を考慮して計算した場合の共振周波数の変化について検討する。また損失による共振周波数の変化を考慮した設計を行い、従来設計による回路構造の周波数特性と比較を行う。

Panasonic 社の MEGTRON7(N) [4] の使用を想定した。基板諸元を 4.1 に示す。

表 4.1: MEGTRON7(N) の基板諸元

比誘電率 ϵ_r	3.2
誘電体厚 h	0.5 mm
誘電正接 $\tan \delta$	0.0015
導体厚 t	18 μm
導電率 (銅) σ	$5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$

表 4.1 に示した基板諸元を設定した場合を損失ありの場合として計算を行う。

4.1 表皮効果による共振周波数のずれ

表皮効果による電力損失により共振器の共振周波数が変化する [6]。一般的に表皮効果による損失は共振器の導体の損失に含まれる。導体損失に起因する導体 Q 値を用いて共振器の共振周波数のずれは式 (4.1) と表される。共振周波数のずれ、共振器の共振周波数及び導体 Q 値をそれぞれ Δf , f 及び Q_c とする。

$$\Delta f = \frac{f}{2Q_c} \quad (4.1)$$

導体 Q 値に反比例して共振周波数のずれは大きくなる。つまり導体による損失が大きければ大きいほど共振周波数のずれも大きくなる。

4.1.1 表皮効果による共振周波数のずれの理論値計算

Q値に関する文献 [7] を参考に，導体 Q 値の理論値を用いて計算した場合の周波数シフトについて検討する．導体 Q 値の理論式を式 4.2 に示す．ただし Z_0, h, A, R_s 及び λ_g はそれぞれ，特性インピーダンス，基板厚，減衰乗数定数及び管内波長である．また式 (4.2) から計算された導体 Q 値の周波数特性を図 4.1 に示す．

$$Q_c = \frac{8.68\pi Z_0 h}{AR_s \lambda_g} \quad (4.2)$$

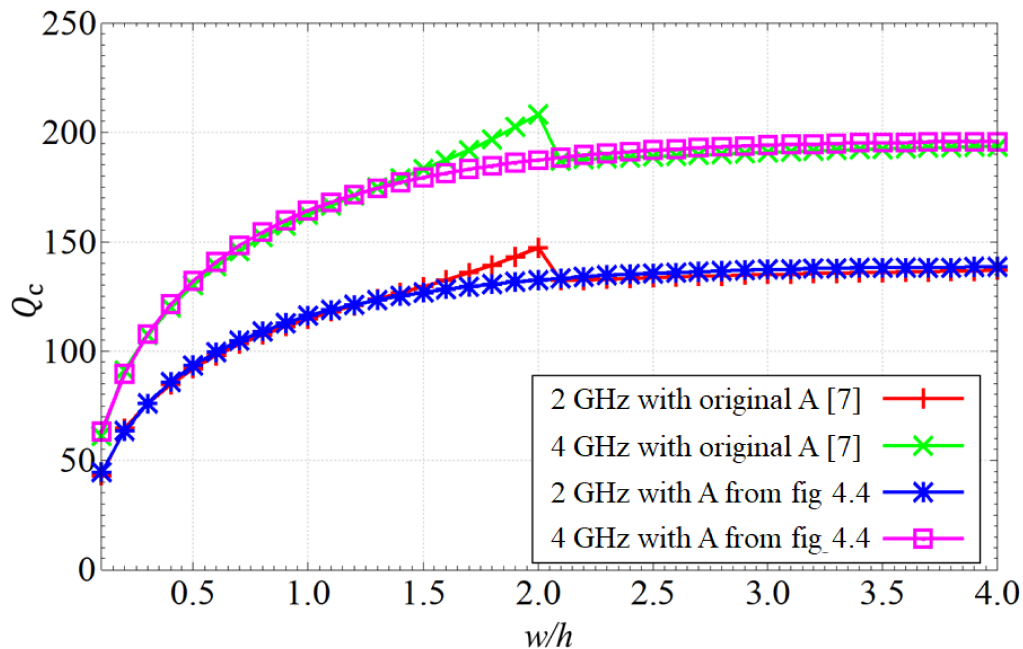


図 4.1: 導体 Q 値の理論値 [7]

これまで検討してきた 2 GHz 帯 BPF において基板厚 $h = 0.5$ mm，導体幅 $w = 1.2$ mm の時 $w/h = 2.4$ となり，図 4.1 より，導体 Q 値は 134 となる．式 (4.1) より 2 GHz で共振する導体 Q 値が 134 の時の共振周波数のずれは式 (4.3) で表される．

$$\Delta f|_{2\text{GHz}} = \frac{f}{2Q_c} = \frac{2000}{2 \times 134} = 7.46\text{MHz} \quad (4.3)$$

同様に 4GHz 帯において図 4.1 より導体 Q 値は 187 となる．式 (4.1) より 4GHz で共振する共振器の共振周波数のずれは式 (4.4) で表される．

$$\Delta f|_{4\text{GHz}} = \frac{f}{2Q_c} = \frac{4000}{2 \times 187} = 10.7\text{MHz} \quad (4.4)$$

式 (4.3) 及び式 4.4 より，2GHz 帯における周波数シフトより，4GHz 帯における共振周波数シフトが大きくなる．

次に電磁界シミュレータで計算した無負荷 Q 値から理論式を用いて計算した誘電体 Q 値及び放射 Q 値を引いて計算した導体 Q 値を用いて共振周波数のずれを計算する．無負荷 Q 値，誘電体 Q 値，放射 Q 値の関係を式 (4.5) に示す．

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (4.5)$$

式 (4.5) を導体 Q 値について解いた式を式 (4.6) に示す．

$$Q_c = \frac{1}{\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_d} - \frac{1}{Q_r}} \quad (4.6)$$

誘電体 Q 値の計算式を式 (4.7) に示す．ただし w は線路幅とする．

$$Q_d = \frac{\varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1)(1 + \frac{10h}{w})^{-\frac{1}{2}}}{\varepsilon_r \tan \delta (1 + (1 + \frac{10h}{w})^{-\frac{1}{2}})} \quad (4.7)$$

半波長両端開放共振器の放射 Q 値の計算式を式 (4.8) に示す [6]．また，先端開放係数 F1 を式 (4.9) に示す．

$$Q_r = \frac{Z_0}{2\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} F1 (\frac{h}{\lambda_0})^2} \quad (4.8)$$

$$F1 = \frac{8}{3\varepsilon_{r,\text{eff}}|_{f=0}} \quad (4.9)$$

2GHz，4GHz で共振する共振器の無負荷 Q 値を計算する回路構造を図 4.2，図 4.3 にそれぞれ示す．なお，共振器から壁までの距離を $\lambda/4$ 以上となるようにし，入出力線路端部を参照面として校正し計算した．

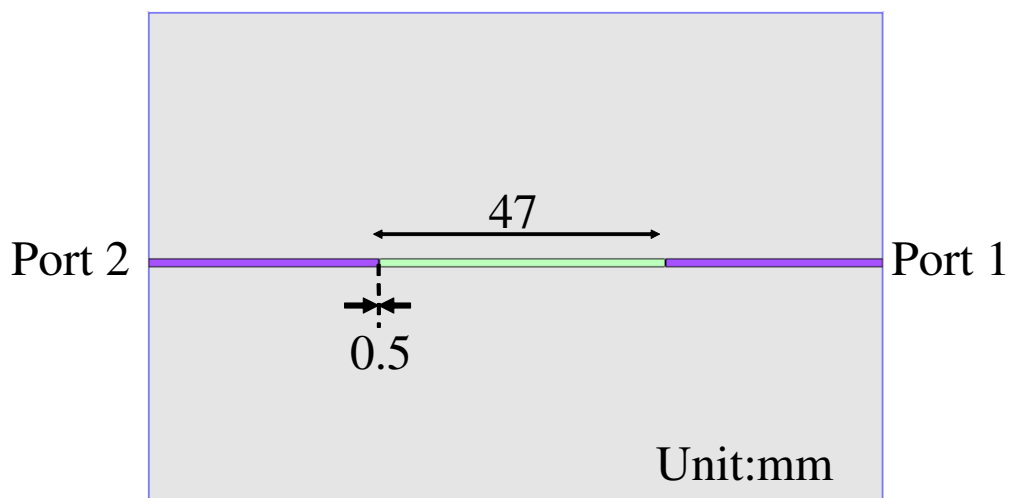


図 4.2: 2GHz 共振器無負荷 Q 値計算回路

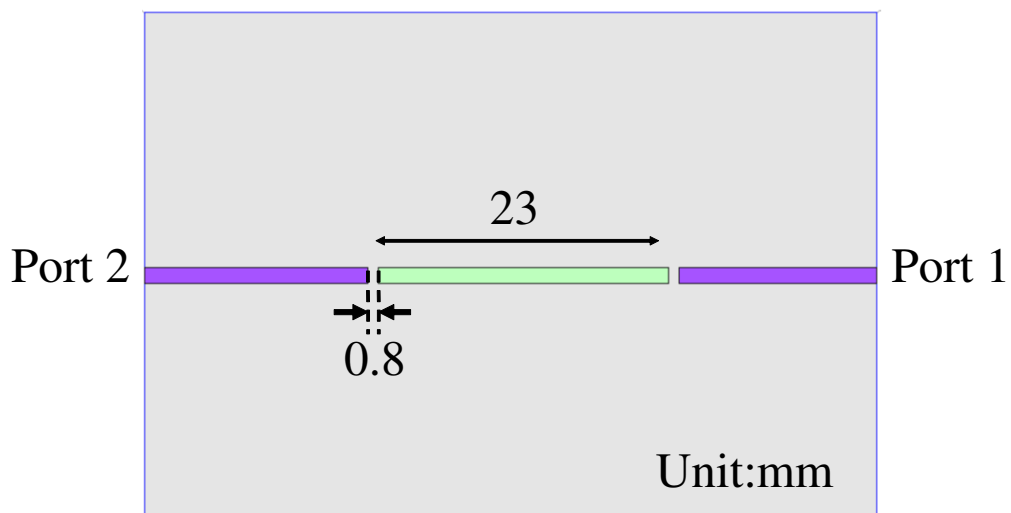


図 4.3: 4GHz 共振器無負荷 Q 値計算回路

図 4.2 及び図 4.3 の周波数特性を図 4.4 及び図 4.5 に示す。

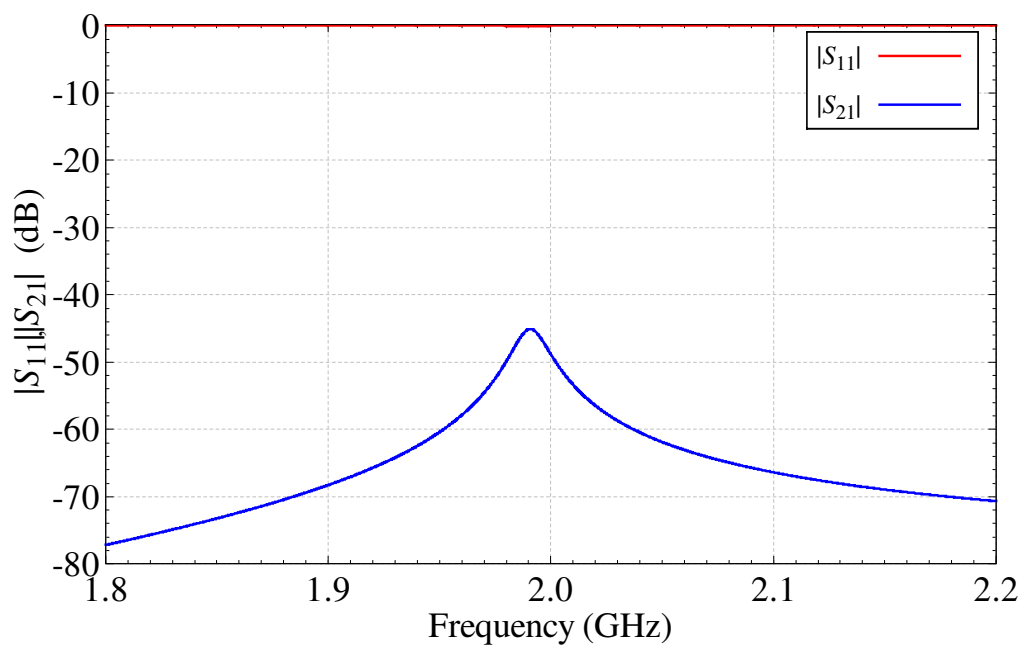


図 4.4: 2 GHz 共振器周波数特性

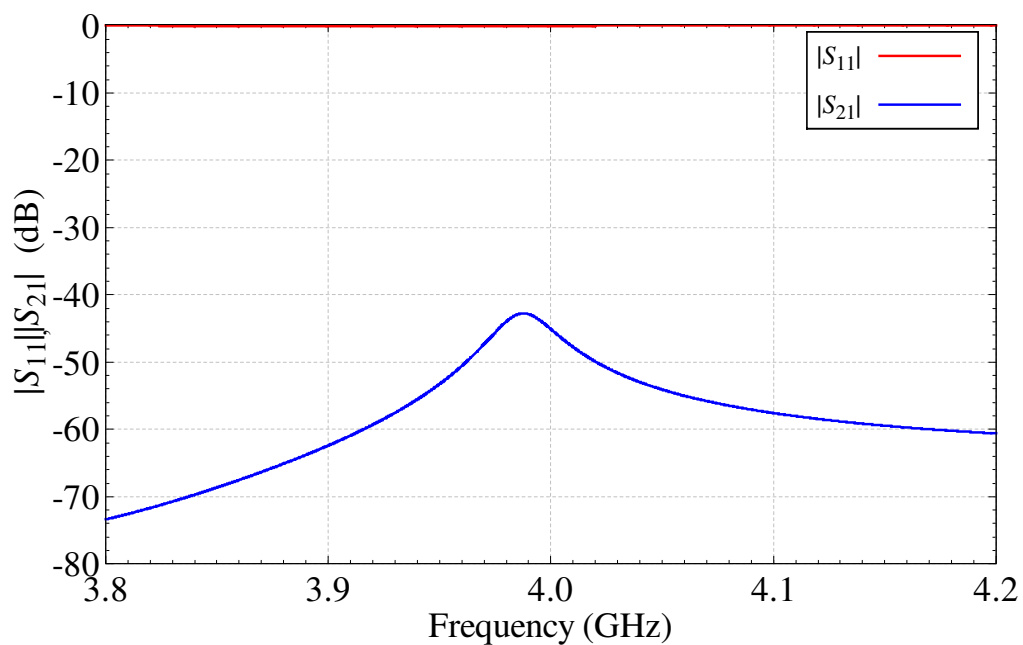


図 4.5: 4 GHz 共振器周波数特性

無負荷 Q 値を計算するために用いた式を式 (4.10) に示す。ただし, f_0 , $f_2 - f_1$

及び IL はそれぞれ、共振周波数、電力半値幅及び共振周波数における挿入損失である。

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \frac{1}{1 - 10^{-\frac{IL}{20}}} \quad (4.10)$$

図 4.4 及び図 4.5 に示した周波数特性及び式 (4.10) より、2 GHz 及び 4 GHz の共振器の無負荷 Q 値はそれぞれ 144.8 及び 130.2 となる。式 (4.7) から式 (4.9) に示した理論式より、誘電体 Q 値及び放射 Q 値を計算し、式 (4.6) の関係式を用いて導体 Q 値を計算し、式 (4.3) を用いて計算した表皮効果による共振器の共振周波数のずれをまとめ、表 4.2 に示す。

表 4.2: 計算した Q 値と共振周波数のずれ

	Q_0	Q_d	Q_r	Q_c	$\Delta f(\text{GHz})$
2 GHz	130.2	747.7	3931.4	164.2	0.0061
4 GHz	144.8	747.7	986.4	219.5	0.0091

式 (4.3) 及び式 4.4 から計算した場合と同様に表 4.2 より、2 GHz の共振器より 4 GHz の共振器の周波数シフトが大きくなる。2つの方法による計算より、表皮効果による共振周波数のずれは 2 GHz の共振器で約 6 MHz から 7 MHz、4 GHz の共振器で約 9 MHz から 10 MHz となる。

4.1.2 シミュレーションによる共振周波数のずれの計算

理論値による共振周波数のずれをシミュレーションで計算した値と比較を行う。共振周波数を計算する回路構造を図 4.6 に示す。

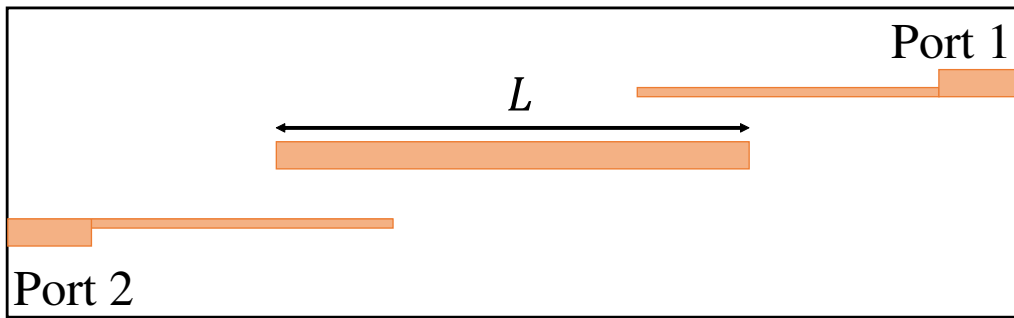


図 4.6: 導体損失のみを考慮した場合の共振周波数計算回路構造

導体損失のみを考慮して計算した共振周波数を図 4.8 に示す。

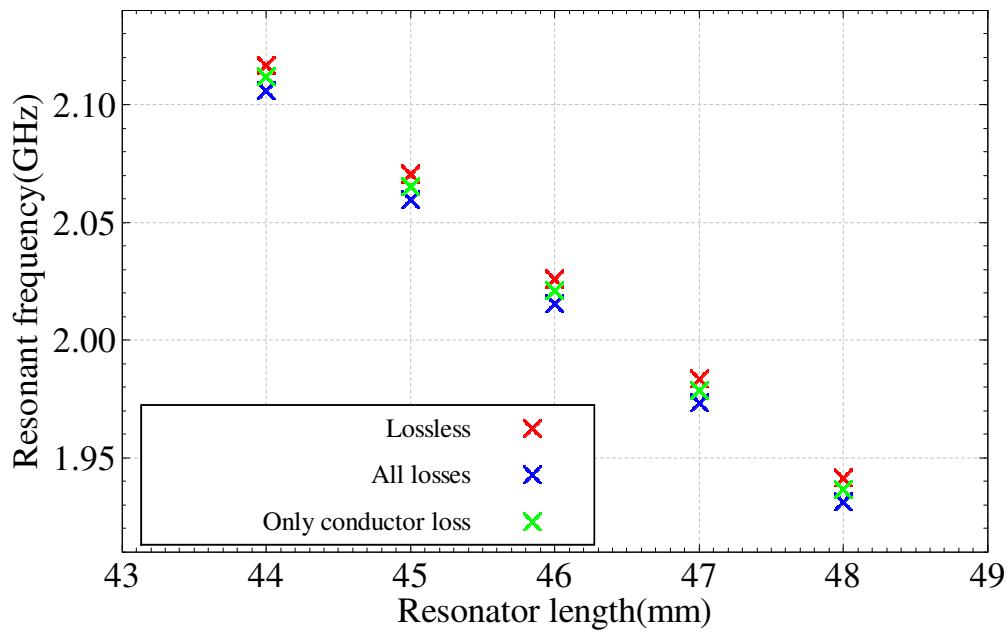


図 4.7: 導体損失のみを考慮した場合の共振周波数

また、図 4.7 に示した導体損失を考慮した場合の共振周波数をまとめ表 4.3 に示す。

表 4.3: 導体損失を考慮した場合の共振周波数シフト

共振器長 (mm)	損失なし		全ての損失あり		導体損失のみ	
	(GHz)	(GHz)	シフト (MHz)	(GHz)	シフト (MHz)	
44	2.117	2.106	10.8	2.112	5.7	
45	2.071	2.060	10.7	2.065	5.6	
46	2.026	2.016	10.5	2.021	5.5	
47	1.984	1.973	10.4	1.979	5.4	
48	1.941	1.931	10.2	1.937	5.3	

図 4.7 及び表 4.3 に示した導体損失のみを考慮して計算した 2 GHz 帯の共振器の共振周波数のシフトは約 5 MHz から 6 MHz となっており、4.1.1 節に示した理論値による共振周波数のずれ約 6 MHz から 7 MHz となっている。よって、導体 Q 値から表皮効果による共振周波数のずれが計算でき、シミュレーションの結果と概ね一致することが示せた。一方で全ての損失を考慮して計算した共振周波数のシフトは約 10 MHz となっており、導体損失以外にも損失で共振周波数がシフトする要因があると考えられる。

4.2 放射損失及び誘電体損失による共振周波数変化

放射損失及び誘電体損失を設定した場合の共振周波数変化について電磁界シミュレーションを行い検討した。同様に図 4.6 の回路構造を用い、放射損失を設定するため、基板上部を開放として設定し計算を行った。

放射損失のみを考慮した場合の共振周波数を図 4.8 に示す。

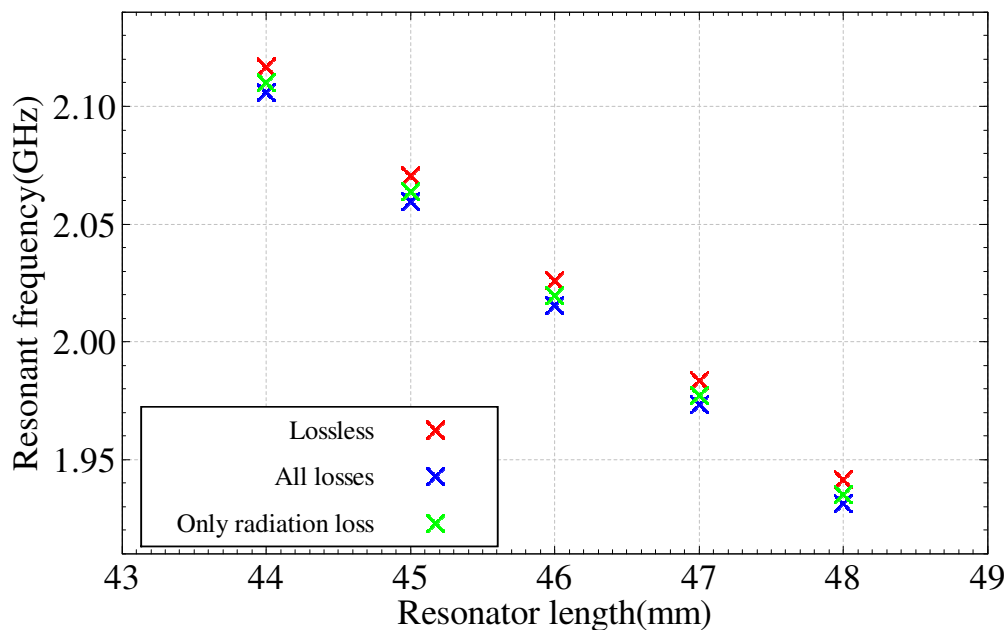


図 4.8: 放射損失のみを考慮した場合の共振周波数

また、図 4.7 に示した導体損失を考慮した場合の共振周波数をまとめ表 4.3 に示す。

表 4.4: 放射損失を考慮した場合の共振周波数シフト

共振器長 (mm)	損失なし (GHz)	全ての損失あり (GHz)	シフト (MHz)	放射損失のみ (GHz)	シフト (MHz)
44	2.117	2.106	10.8	2.110	6.6
45	2.071	2.060	10.7	2.064	6.6
46	2.026	2.016	10.5	2.020	6.5
47	1.984	1.973	10.4	1.977	6.4
48	1.941	1.931	10.2	1.935	6.2

2GHz 帯の共振器の放射損失による共振周波数のシフトは約 6 MHz から 7 MHz となった。放射損失を設定するため上部を開放することにより、マイクロストリップ線路の実効比誘電率が小さくなることで共振周波数が低域側にシフトしていると考えられる。

誘電体損失のみを考慮した場合の共振周波数を図 4.9 に示す。

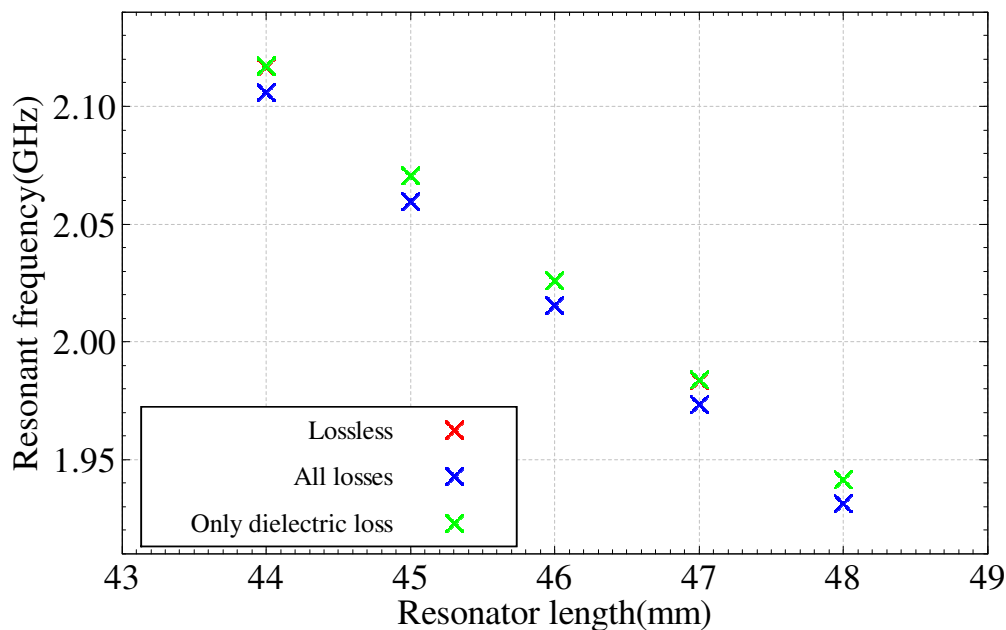


図 4.9: 誘電体損失のみを考慮した場合の共振周波数

また、図 4.9 に示した誘電体損失を考慮した場合の共振周波数をまとめ表 4.5 に示す。

表 4.5: 誘電体損失を考慮した場合の共振周波数シフト

共振器長 (mm)	損失なし (GHz)	全ての損失あり		誘電体損失のみ	
		(GHz)	シフト (MHz)	(GHz)	シフト (MHz)
44	2.117	2.106	10.8	2.1171	0.0
45	2.071	2.060	10.7	2.0706	0.0
46	2.026	2.016	10.5	2.0261	0.0
47	1.984	1.973	10.4	1.9838	0.0
48	1.941	1.931	10.2	1.9414	0.0

図 4.9 及び表 4.5 に示した誘電体損失を考慮した場合の共振周波数シフトより、誘電体損失を設定したことによって共振周波数は変化しないことがわかった。全ての損失を考慮した場合の共振周波数のシフトは約 10 MHz から 11 MHz であり、誘電体損失のみを考慮した場合の共振周波数のシフトと放射損失のみを考慮した場合の共振周波数のシフトの和は約 11 MHz から 12 MHz である。よって、損失を

考慮した場合の共振周波数のシフトは主に表皮効果による共振周波数のシフトと放射損失による共振周波数のシフトが原因であると考えられる。

4.3 2段目共振周波数計算回路構造における共振周波数の変化

2段目の共振器の共振周波数を計算するために提案した回路構造においても同様に損失を考慮した場合の共振周波数のシフトについて検討する。2段目共振器の共振周波数計算回路構造を図4.10に示す。

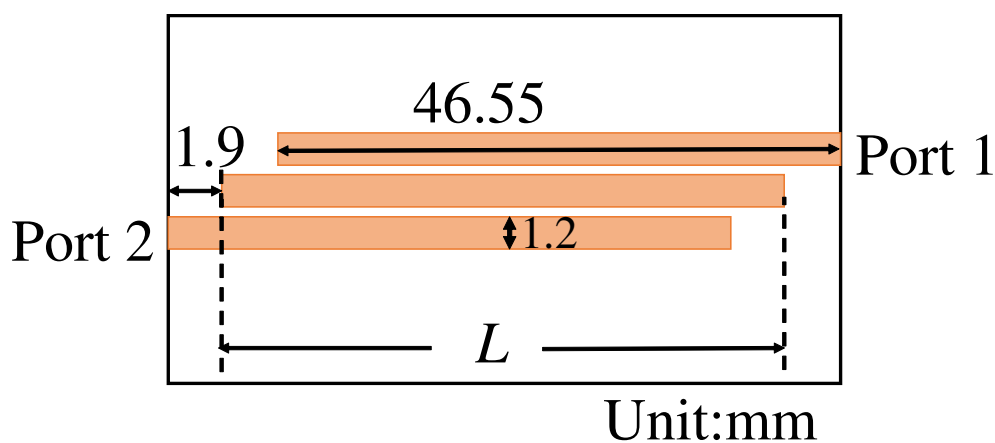


図 4.10: 提案した 2 段目共振器の共振周波数計算回路構造

図 4.10 に示した提案構造回路における損失なしの場合及び入出力線路の導体を完全導体としその他損失を考慮した場合の共振周波数を図 4.11 に示す。

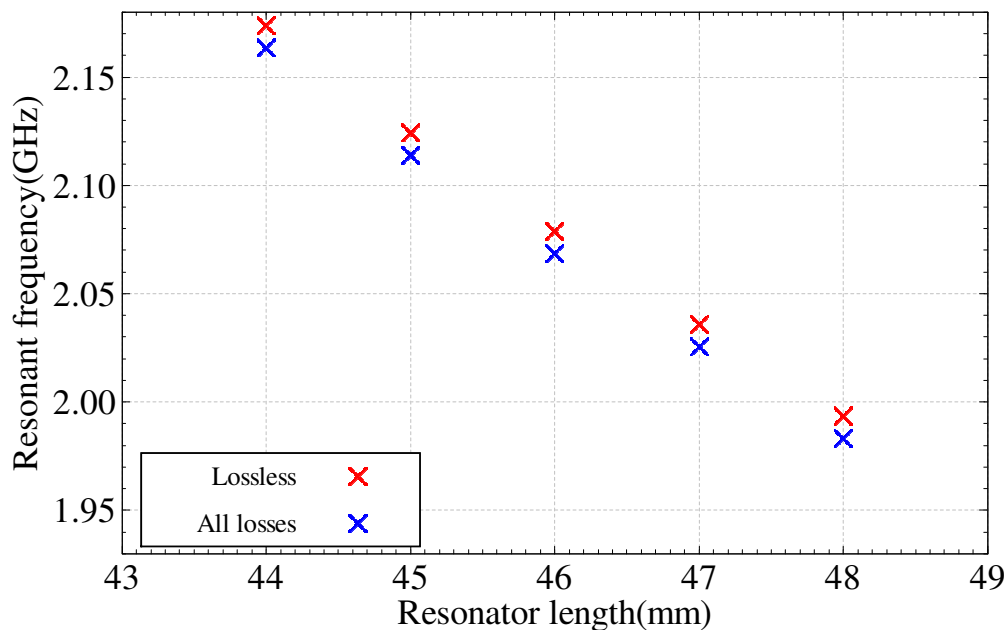


図 4.11: 提案した回路構造における損失を考慮した場合及び損失がない場合の共振周波数

また、図 4.11 に示した損失を考慮した場合の共振周波数をまとめ表 4.3 に示す。

表 4.6: 2 段目共振器の共振周波数計算回路における共振周波数シフト

共振器長 (mm)	損失なし (GHz)	全ての損失あり (GHz)	シフト (MHz)
44	2.1739	2.1636	10.3
45	2.1243	2.1141	10.2
46	2.0791	2.0688	10.3
47	2.0357	2.0255	10.2
48	1.9934	1.9833	10.1

図 4.11 及び表 4.3 に示した 2 段目の共振周波数計算回路構造における損失を考慮した場合の周波数シフトより、2 GHz 帯において約 10 MHz の共振周波数シフトとなる。入出力を疎結合として計算した共振周波数シフトは約 10 MHz から約 11 MHz であり、提案した 2 段目の共振周波数計算回路構造における共振周波数の計算においても概ね同程度の共振周波数シフトとなる。

4.4 損失による共振周波数変化を考慮した BPF 設計

4.1 節から 4.3 節で損失を設定することにより共振周波数がシフトすることを示した。本節では、予め損失による共振周波数シフトを見込み設計を行う。

4.4.1 2 GHz の共振器における共振周波数のシフト

まず、2 GHz の共振器の共振周波数シフトを計算する。2 GHz 帯における損失を考慮して計算した共振周波数と無損失による計算と損失を考慮して計算した共振周波数の差について、計算値をプロットし、計算値を一次近似した結果を図 4.12 に示す。

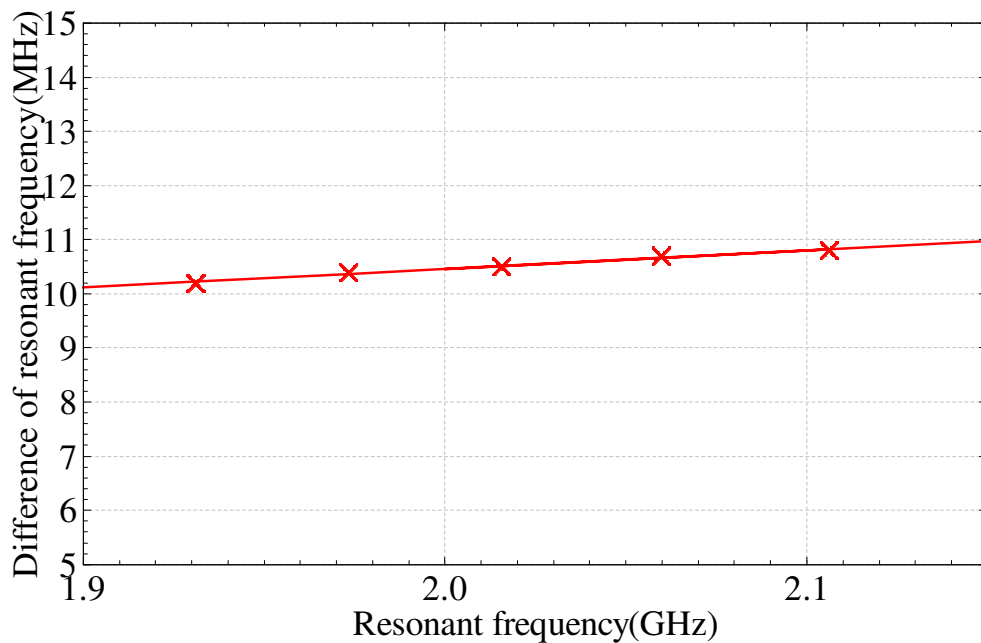


図 4.12: 2 GHz 帯の共振周波数のシフト

得られた近似式を式 (4.11) に示す。ただし、 f は損失を考慮した場合の共振周波数、 Δf を無損失と損失を考慮した場合の共振周波数の差である。

$$\Delta f = 3.4331f + 3.5947 \quad (4.11)$$

式 (4.11) に示した近似式において、2 GHz における共振周波数の差は 10.46 MHz となった。設計では試作の加工精度による制約を考え、小数第一位を四捨五入し、2 GHz 帯において共振周波数は 10 MHz 低域側にシフトすると考え設計を行う。

4.4.2 損失による共振周波数のシフトを考慮した設計

設計仕様は、損失を考慮した共振周波数のシフト後に中心周波数 2 GHz, FBW 0.1 となるようにする。そのため損失による共振周波数のシフトを考慮した無損失の計算における設計仕様として、中心周波数を 2.010 GHz, FBW 0.1 とする。計算した 3 段直結型トポロジーにおける各設計パラメータを表 4.7 に示す。

表 4.7: 3 段共振器直結型トポロジーにおける各設計パラメータ

$f_{1,2,3}$	2.010 GHz
Q_{ex}	10.32
k_{12}	0.09192

表 4.7 に示した共振周波数及び結合係数から 3 段共振器の構造を決定し、1, 3 段目の共振器間の結合を入出力間結合として計算を行った。計算された飛越結合量は $k_{13}=0.05071$ となった。飛越結合量から計算した各設計パラメータを表 4.8 に示す。

表 4.8: 1, 3 段共振器間の飛越結合を考慮した各設計パラメータ

$f_{1,3}$	1.999 GHz
f_2	2.064 GHz
Q_{ex}	10.32
k_{12}	0.08084

各設計パラメータとなるように提案した計算回路構造を用いて設計した回路構造を図 4.13 に示す。

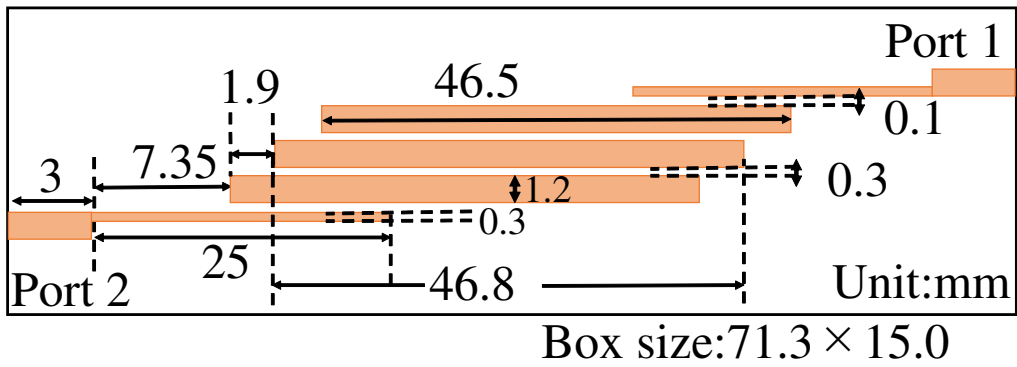


図 4.13: 設計した BPF 回路構造

図 4.13 に示した BPF から計算した周波数特性を図 4.14 に示す。

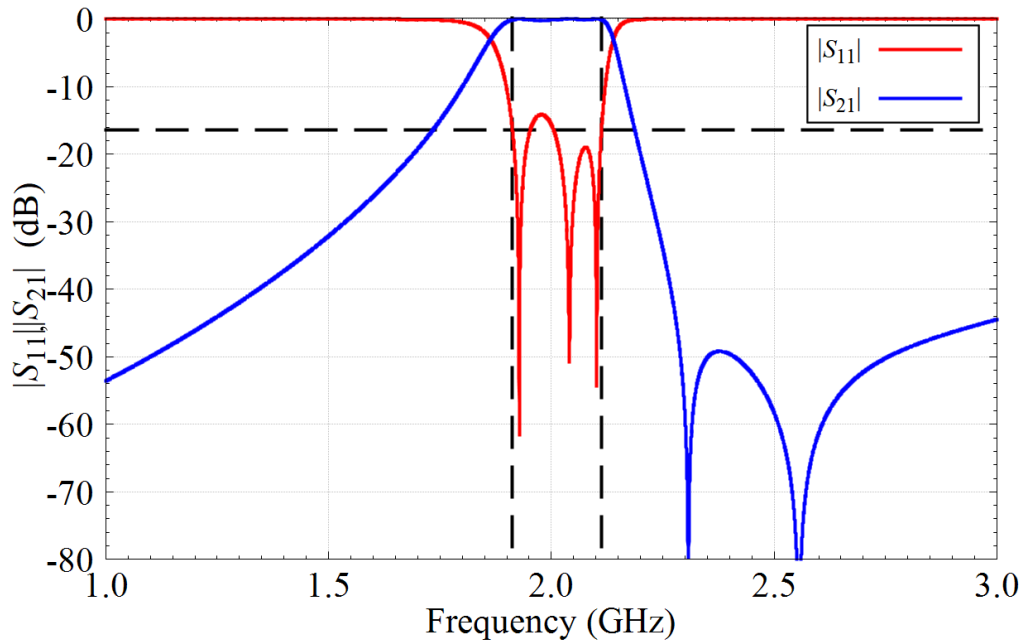


図 4.14: 設計した BPF 回路の周波数特性

各特性についてまとめ表 4.9 に示す。

表 4.9: 無損失で提案設計法を用いて設計した BPF 各特性

	遮断周波数 (GHz)		帯域幅 (MHz)	反射極大値 (dB)	
	低域側	高域側		低域側	高域側
設計目標	1.912	2.113	201	-16.43	-16.43
提案法	1.913	2.113	200	-14.13	-18.99

図 4.13 及び表 4.9 に示した設計した BPF の周波数特性より、遮断周波数のずれは 1 MHz 以内と良好な特性となっていることがわかる。

損失を考慮して計算した場合の周波数特性を図 4.15 に示す。

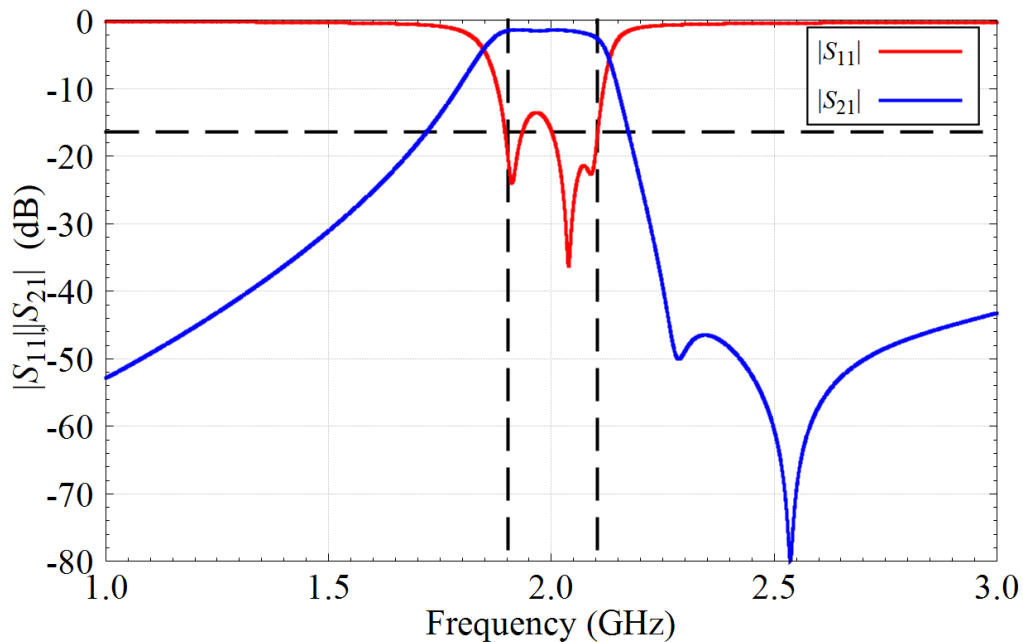


図 4.15: 提案法で設計した損失を考慮した場合の BPF 周波数特性

損失を考慮したことにより周波数特性が低域側にシフトしていることが確認できる。またおおよそ目標の遮断周波数と一致している。

比較のため、従来法で無損失による計算を用い、中心周波数 2 GHz で設計した BPF に、損失を設定し計算した、周波数特性を図 4.16 に示す。

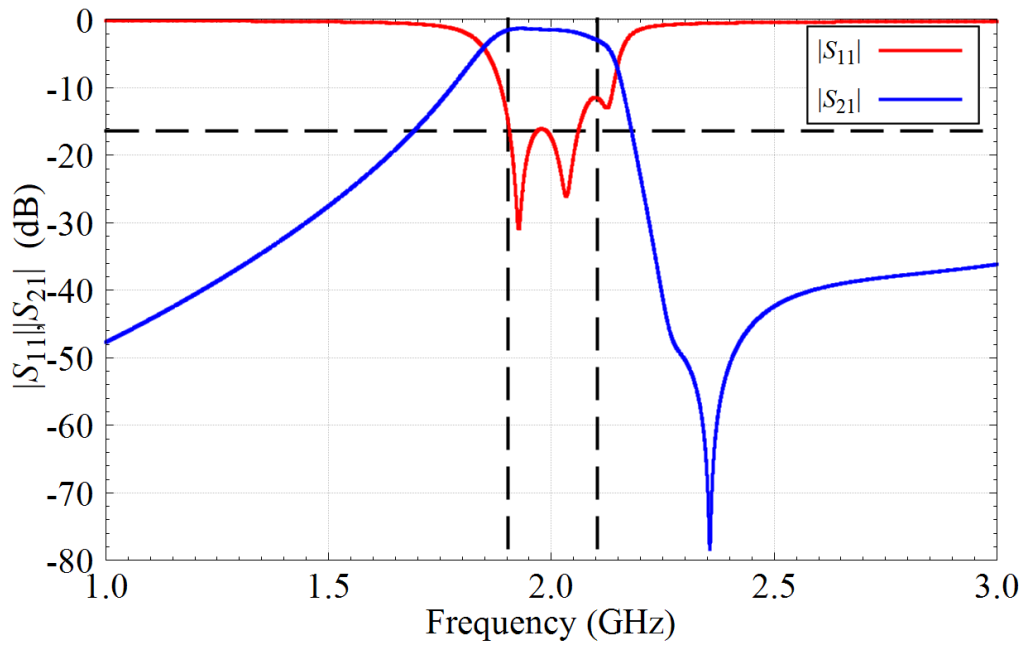


図 4.16: 従来法で設計した BPF の周波数特性

図 4.16 に示した周波数特性より，低域側はおおよそ目標の遮断周波数となっているが，高域側の遮断周波数が大きく高域側にずれている．また通過帯域内で高域側の通過が小さくなっていることがわかる．損失を考慮した場合の目標の周波数特性として，3 段全ての共振器の無負荷 Q 値を 130 と設定し結合行列から計算した周波数特性を図 4.17 に示す．

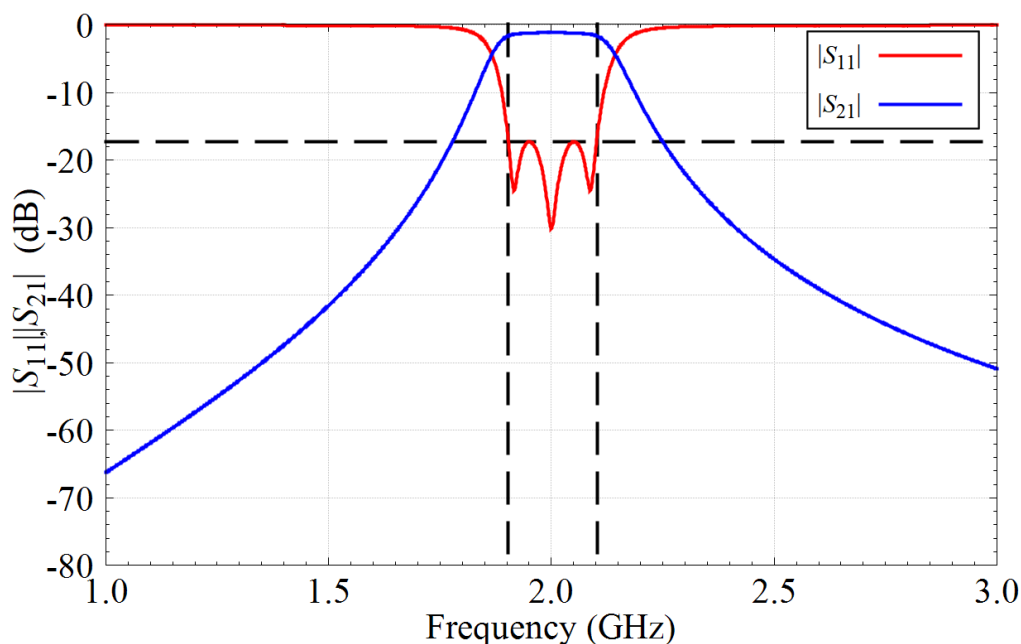


図 4.17: 共振器の無負荷 Q 値を考慮した場合の周波数特性

無損失における遮断周波数 1.902 GHz, 2.103 GHz として図 4.17 における各特性を表 4.10 に示す。

表 4.10: 損失を考慮して計算した BPF 各設計特性

最小挿入損失 (dB)	1.06
低域側遮断周波数における S21(dB)	-1.62
高域側遮断周波数における S21(dB)	-1.62
通過帯域内反射極大値 (dB)	-17.2

提案法で設計した結果及び従来法で設計した回路構造について、損失を考慮した場合の各特性についてまとめ表 4.11 に示す。ただし、損失により通過特性のリップルから遮断周波数を計算することは難しいため、通過帯域内の反射極大値が理想特性の反射極大値-17.2 dB となる周波数を遮断周波数とする。従来法で設計した BPF の周波数特性では通過帯域内の高域側で反射特性が大きく-17.2 dB とならないため高域側の反射極大値となる周波数を遮断周波数とする。

表 4.11: 損失を考慮して計算した BPF 各設計特性

	遮断周波数 (GHz)		帯域幅 (MHz)	帯域内反射極大値 (dB)	
	低域側	高域側		低域側	高域側
設計目標	1.902	2.103	200	-17.20	-17.20
従来法	1.908	2.135	227	-16.10	-11.45
提案法	1.898	2.103	204	-13.55	-21.41

表 4.11 に示した損失を考慮した場合の BPF の各特性より，従来法では低域側遮断周波数が約 6 MHz 高く，高域側の遮断周波数が約 22 MHz 高くなっており帯域幅も 27 MHz 広がっているが，提案法では低域側の遮断周波数が約 4 MHz 低く，高域側の遮断周波数は目標値となっており，遮断周波数及び帯域幅については提案法で良好な特性が得られていると考えられる．また，従来法 BPF の目標の遮断周波数における通過特性は低域側及び高域側でそれぞれ -1.484 dB 及び -2.975 dB となっており，差が 1.491 dB である．対して提案法 BPF の目標の遮断周波数における通過特性は低域側及び高域側でそれぞれ -1.401 dB 及び -2.560 dB であり，差が 1.159 dB となっている．よって，従来法に対して提案法では通過帯域内の $|S_{21}|$ のスロープが緩やかであり，目標の平坦である周波数特性に近いことがわかる．これらの結果より，損失による共振周波数のシフトを予め考慮して設計することで，初期設計段階で目標の遮断周波数を良好に満たす BPF を設計が可能であることを示した．一方で損失により反射極大値の理想特性からのずれは大きくなっており，通過帯域内の通過特性にもスロープが出来ていることが確認できる．これらは損失による共振周波数のシフト以外にも損失による結合の変化等の要因があると考えられる．

4.5 試作と測定

図 4.13 に示した回路構造からシミュレーションにより設計した BPF を試作及び測定する．回路基板として Panasonic 株式会社の MEGTRON7(N)(0.5mm) を使用した．回路の試作には，基板加工機の FP-21T Precision(ミツツ株式会社) を用い，

測定にはベクトルネットワークアナライザの ZVB20(Rohde & Schwarz GmbH & Co.KG) を用いた. 図 4.18 に試作した回路を示す.

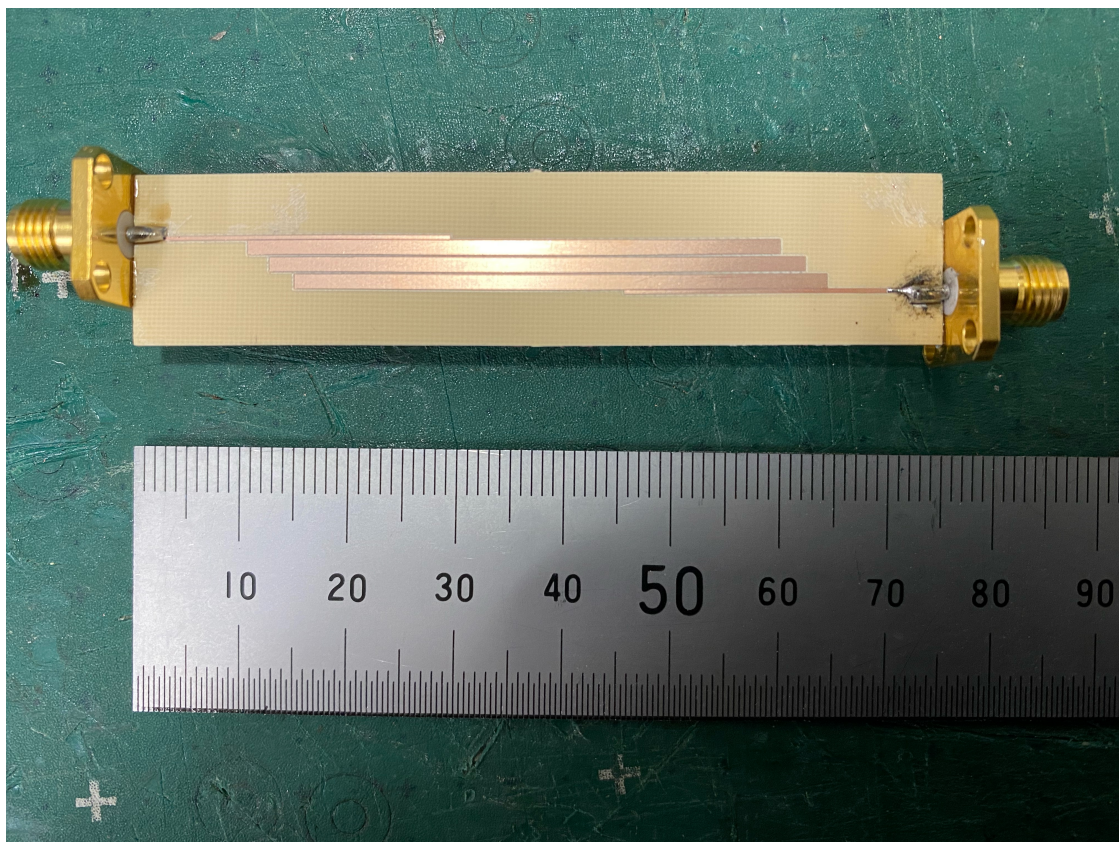


図 4.18: 試作した BPF

図 4.18 に示した回路を測定し, 得られた周波数特性を図 4.19 に示す. また図 4.19 の周波数特性における通過帯域の拡大図を図 4.20 に示す.

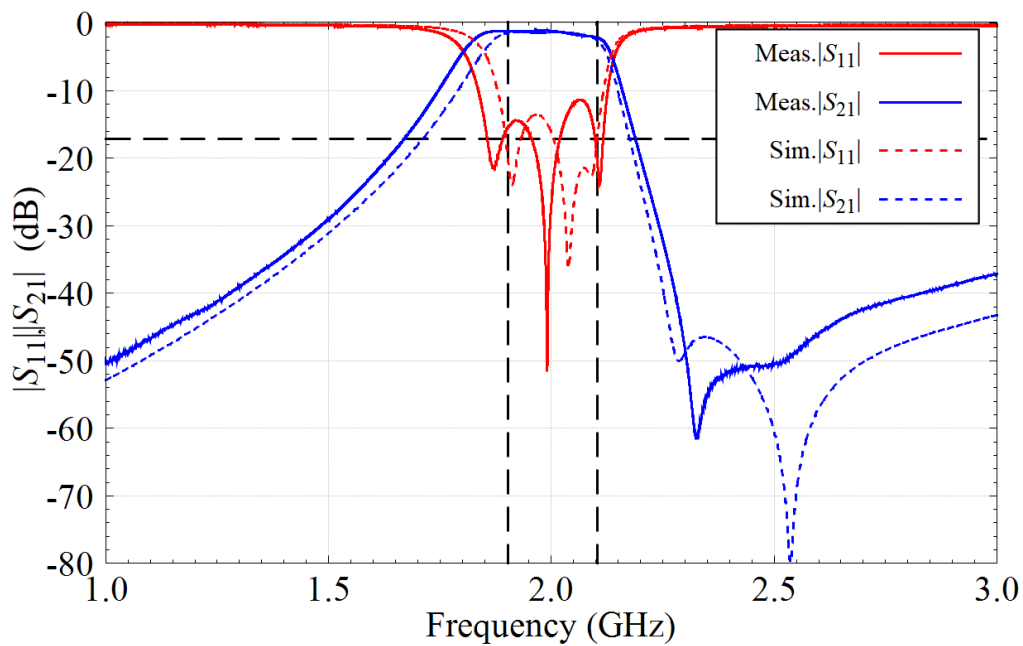


図 4.19: 試作した BPF の周波数特性

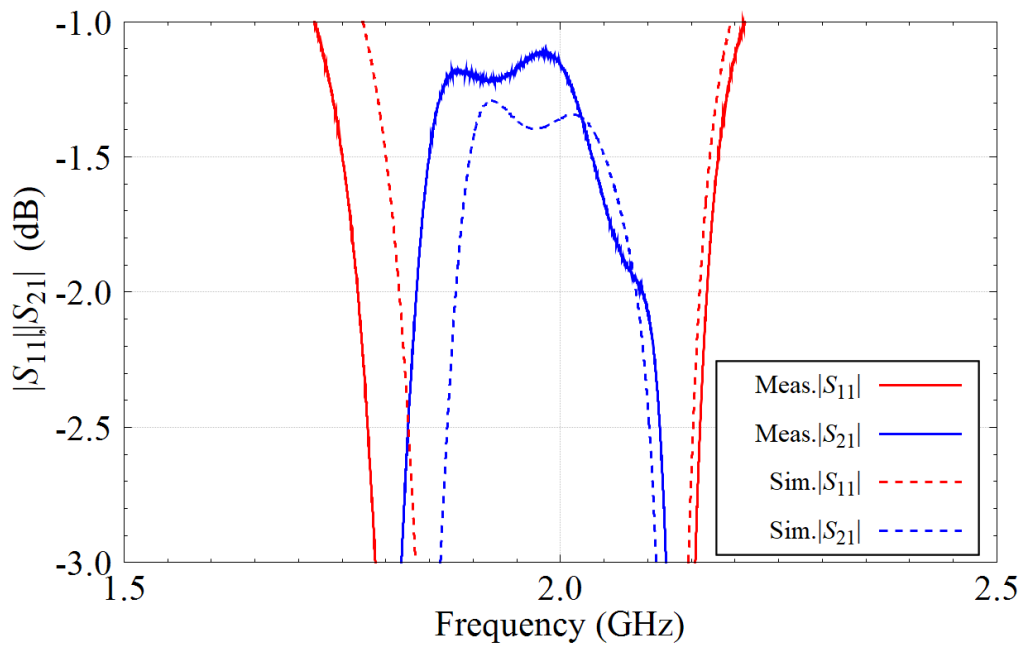


図 4.20: 図 4.19 の周波数特性における通過帯域の拡大図

図 4.19 に示した測定結果より、概ね BPF の概形は得られていることがわかつ

た。シミュレーション結果に対して帯域幅が広がっており、高域側の反射極大値が大きくなっていることが確認できる。周波数特性がシミュレーションと差異がある理由としてシミュレーションでは考慮していないコネクタによる影響や実際の回路における誘電率とシミュレーションにおける誘電率の差異が考えられる。

4.6 結合行列の抽出による比較

結合行列の抽出から回路構造後のそれぞれの設計パラメータを確認する。

図 4.13 に示した提案法で設計した無損失の BPF の結合行列について、対応する入出力部と共振器の結合成分の要素を外部 Q 値，共振器と共振器の結合成分の要素を結合係数，対角成分を対応する共振器の共振周波数とした行列を式 (4.12) に示す。

$$\begin{array}{c}
 S \\
 1 \\
 2 \\
 3 \\
 L
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 S \\
 1 \\
 2 \\
 3 \\
 L
 \end{array}
 \begin{pmatrix}
 0 & 10.37 & 21259 & 19116 & M_{SL} \\
 10.37 & 2.007 & 0.085 & 0.4075 & 19116 \\
 21259 & 0.085 & 2.047 & 0.085 & 21259 \\
 19116 & 0.4075 & 0.085 & 2.007 & 10.37 \\
 M_{SL} & 19116 & 21259 & 10.37 & 0
 \end{pmatrix}
 \quad (4.12)$$

$$M_{SL} = 0.003394 \quad (4.13)$$

図 4.13 に示した提案法で設計した BPF の損失を考慮した場合の結合行列について、同様に対応する入出力部と共振器の結合成分の要素を外部 Q 値，共振器と共振器の結合成分の要素を結合係数，対角成分を対応する共振器の共振周波数とした行列を式 (4.14) に示す。

$$\begin{array}{c}
S \\
1 \\
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
S \\
1 \\
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
1 \\
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
L \\
\end{array}
\begin{array}{c}
M_{SL} \\
67580 \\
16070 \\
10.35 \\
0
\end{array}
\right) \quad (4.14)$$

$$M_{SL} = 8.9785 \times 10^{-8} \quad (4.15)$$

また共振器の無負荷 Q 値はそれぞれ $Q_{0,1} = Q_{0,3} = 110$ 及び $Q_{0,2} = 97$ である。

図 4.13 に示した提案法で設計した回路構造を試作した場合の BPF の結合行列について、同様に対応する入出力部と共振器の結合成分の要素を外部 Q 値，共振器と共振器の結合成分の要素を結合係数，対角成分を対応する共振器の共振周波数とした行列を式 (4.14) に示す。

$$\begin{array}{c}
S \\
1 \\
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
S \\
1 \\
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
1 \\
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
2 \\
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
3 \\
L
\end{array}
\begin{array}{c}
L \\
\end{array}
\begin{array}{c}
M_{SL} \\
5149839 \\
7772 \\
9.564 \\
0
\end{array}
\right) \quad (4.16)$$

$$M_{SL} = 0.00673 \quad (4.17)$$

また共振器の無負荷 Q 値はそれぞれ $Q_{0,1} = 95$ ， $Q_{0,2} = 97$ 及び $Q_{0,3} = 104$ である。

式 (4.12) 及び式 (4.14) に示した各設計パラメータより，シミュレーションにおける無損失の場合と損失ありの場合を比較すると，1，3 段目の共振器の共振周波数は約 8 MHz 低域にシフトし，2 段目の共振器の共振周波数は約 13 MHz 低域にシフトしていることがわかる。また結合量についても，1，3 段目の共振器間の結

合係数で約 0.009 変化しており，外部 Q 値も約 0.002 と変化していることがわかる．更に高精度に設計を行うためには，損失による結合量の変化も考慮する必要があると考えられる．式 (4.14) 及び式 (4.16) に示した各設計パラメータより，シミュレーション結果と試作結果の結合行列を比較すると，共振周波数が低域にシフトしていることがわかる．共振周波数が低域側にシフトしたことにより試作した BPF の周波数特性では低域側に周波数特性がシフトしたと考えられる．また，メイン結合である入力と 1 段目の共振器の外部 Q 値及び 1, 2 段目の共振器間の結合が強くなっていることがわかる．結合が強まったことにより，帯域幅が広がったと考えられる．共振器の無負荷 Q 値については入出力線路の損失が各共振器の損失に含まれて計算されていることにより，シミュレーションの計算値よりも低くなっていると考えられる．また Q_c については銅箔と誘電体界面の表皮粗さによる損失も加わったことによりシミュレーションの計算値より低下していると考えられ，更なる高精度化に向けて考慮する必要がある．

第5章 結論

本論文では、マイクロストリップ線路構造のBPF設計において、飛越結合による影響を考慮した設計仕様を満足する設計パラメータの設定について示し、BPFの構成による共振器の共振周波数のずれを考慮した共振周波数の計算回路構造を提案した。これらの設計パラメータ及び共振周波数の計算回路構造を適用することで、飛越結合による影響を考慮したBPFの高精度な設計が可能であることを示した。

また、損失による共振周波数シフトを考慮した設計を行い、遮断周波数が概ね設計仕様通りとなる設計が可能であることを示した。第2章では、従来の設計法によるBPF設計を行い、抽出された結合行列から、飛越結合による影響及び回路構造化後の共振周波数のずれによって所望の周波数特性を得ることが出来ないことを示した。第3章では、従来の設計の課題点である飛越結合を予め考慮した設計として、飛越結合量に応じた設計パラメータの設定を示した。また回路構造化後の共振器の共振周波数を計算する部分回路構造を新たに提案した。これらの手法を用いてBPFを設計し、初期設計段階で高精度なBPF設計が可能であることを示した。第4章では、損失を入れて計算した場合における無損失で計算した場合に対する共振周波数シフトについて検討した。また予め共振周波数シフト量を考慮した設計を行うことで、初期設計段階で所望の遮断周波数を概ね満たす設計ができることを示した。

以上の検討により、提案した設計法を用いて、初期設計段階で良好な特性を得られることを示した。今後の課題として、損失による結合の変化について検討し、その変化を考慮した設計が挙げられる。

謝辞

本研究を行うにあたり，ご指導頂いた小野先生に心より感謝申し上げます．特に結合行列抽出についてお力添えいただき，また，この一年間は様々な制限の中で研究室全体の活動にご尽力頂いたことに大変感謝しております．和田先生には，お忙しい中，輪講や研究資料の添削を通じてご意見ご指導いただきましたこと心より感謝申し上げます．また，事務書類や連絡等のお世話をしていただいた夏山様に感謝申し上げます．そして，共に研究に取り組んだ研究室の同期の皆様，研究資料の添削やアドバイスを頂いた先輩の皆様，研究室活動に協力していただいた後輩の皆様心より感謝申し上げます．和田・小野研究室の皆様のおかげで多忙な研究室生活を頑張ることができたと思います．ありがとうございました．

なお，本研究の一部は東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し，Keysight Technologies, Inc. の協力で行われたものである．

参考文献

- [1] 山下 青, 大平 昌敬, 馬 哲旺, 王 小龍, “固有モードに基づく順・逆モデルのニューラルネットワークを用いたマイクロストリップ BPF の自動設計,” 信学技報, MW2017- 80,pp.69-74, September 2017.
- [2] 大野美帆, 大平昌敬, 馬 哲旺, “半波長共振器の電界分布の偶奇対称性を利用したボックス型結合マイクロストリップ BPF の設計,” 信学技報, MW2020-34,pp.107-110, July 2020.
- [3] J.-S. Hong and M. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications (Second Ed.),” Wiley, pp.46-231, 2011.
- [4] Panasonic, “超低伝送損失・高耐熱多層基板材料 MEGTRON7 - Panasonic,” <https://industrial.panasonic.com/jp/products/pt/megtron/megtron7> 2021/11/10 閲覧
- [5] John B. Ness, “A Unified Approach to the Design, Measurement, and Tuning of Coupled-Resonator Filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 46, No. 4, pp.343-351, April 1998.
- [6] 小西良弘, “実用マイクロ波技術講座 理論と実際 第5巻,” CQ 出版株式会社, pp. 280-283, 2008.
- [7] 高橋徹, “両端開放型マイクロストリップ線路共振器を用いたストリップ導体の実効導電率の導出手法と表面粗さに関する研究,” 電気通信大学修士論文, pp. 26-30, 2021.

- [8] R.J. Cameron, C.M. Kudsia, and R.R. Masour, “Microwave Filters for Communication Systems: Fundamental Design, and Applications,” Wiley, 2007.
- [9] 小林禧夫, 鈴木康夫, 古神義則, “マイクロ波誘電体フィルタ,” 電子情報通信学会, pp.67-86, 2007.
- [10] R.J. Cameron, “Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol.51, No.1, pp.1-10, Jan. 2003.

発表実績

- [1] 梅本 悠河, 小野 哲, 和田 光司, “飛越結合の影響及び共振周波数のずれを考慮したマイクロストリップ BPF の高精度設計法に関する検討,” 信学技報, Vol. 121, No. 303, MW2021-95, pp. 61-66, 2021 年 12 月.