# 平面フィルタの高周波化のための基礎と勘所 Fundamentals and Vital Points of Planar Filter in the Case of Higher Frequency

# 小野 哲 和田 光司 Satoshi Ono and Koji Wada

電気通信大学 大学院 情報理工学研究科 情報・ネットワーク工学専攻

### 和文概要

本基礎講座では、今後の動作周波数の高周波化を見据えて 20GHz 帯に焦点を当て、理論式および電磁界シミュレーションによる検証の両輪で、プリント基板を用いた平面バンドパスフィルタ(BPF)の設計の基礎と勘所について紹介する。フィルタの設計では、共振器の性能を示す無負荷Q値Qoが重要であり、20GHz 帯でのQoとその要素である、導体Q値、誘電体Q値、放射Q値の影響について説明する。放射損は数GHz 帯でのBPFの設計においては影響が小さかったが、20GHz 帯では大きな影響を及ぼすため、放射損の影響を抑えられる基板のパラメータについて説明する。この共振器を用いた3 段 BPF を設計について示し、プリント基板を用いた設計にて周波数特性に影響を及ぼすクロスカップリングについて結合行列を用いた検証結果についても紹介する。



# Abstract

In this tutorial lecture, required fundamentals and vital points for design and electro-magnetic (EM) simulation of planar bandpass filter (BPF) on 20GHz are shown. The effect of radiation loss is described using theoretical expressions and EM simulations. Also, the methods for suppression of radiation from some resonators are proposed. The 3-pole BPF using hairpin shaped half-wave resonators is designed and verified the effects of cross couplings using coupling matrix.

# 1.はじめに

無線通信システムの技術発展は目覚ましいものが あり, 無線で光通信並みの情報量を扱うことができ る時代が迫っている。大容量・高速無線通信の指標の 一つに周波数帯域幅の広帯域化があり,例えば比帯 域幅((周波数帯域幅/中心周波数)×100)を 1%とした 場合に中心周波数が 1GHz と 10GHz では 10 倍もの 帯域幅の違いがあり、動作周波数を高くすることが 広い帯域幅を確保するための一つの方法である。そ のため、今後の無線通信では動作周波数を高周波化 することは必至であり、例えば 5G(5th Generation)で は20GHz帯以上を対象として動作周波数を世界各国 で調整している[1]。十分に広い周波数帯域幅を確保す ることは、国内外の電波使用状況に加え、電波伝搬等 が制約条件となるため実際には容易なことではない。 周波数帯域の確保は技術だけでは解決できない問題 も多いが、確保された周波数資源を有効に使用する ためには、使用帯域を可能な限りフルバンドで確保 しながら、その他は全く使用しないといった、フィル タリング技術が活躍する。

本基礎講座では今後の動作周波数の高周波化を見 据えた上で20GHz帯に焦点を当て、理論式を用いた 検証と電磁界シミュレーションによる検証の両輪で、 プリント基板を用いた平面バンドパスフィルタ(以 下,BPF)の設計の基礎と勘所について紹介する。

# 2. 理論式を用いた共振器の無負荷 Q 値の検証

# 2.1 無負荷Q值Q0

式(1)は共振器の無負荷 Q 値 Q<sub>0</sub> と Q<sub>c</sub>, Q<sub>d</sub>, Q<sub>µ</sub>, Q<sub>r</sub> の関係を示しており, それぞれの逆数の和で表すこ とができる<sup>[2]</sup>。Q<sub>0</sub> は高いほど, 共振器の損失成分が 小さいことを示している。アプリケーションによっ ては必ずしも Q<sub>0</sub>が高いことが良いこととは限らない が, フィルタ全般については高い Q<sub>0</sub>を有する共振器 を用いることで, 低挿入損失かつ急峻な遮断特性を 有する高性能なフィルタが実現可能である。Q<sub>c</sub> は共 振器の導体損失に起因する導体 Q 値, Q<sub>d</sub> は誘電体損 失に起因する誘電体 Q 値, Q<sub>µ</sub> は磁性体損失に起因す る磁性体 Q 値, Q<sub>r</sub> は輻射(放射)損失に起因する放射 Q 値をそれぞれ示す。

$$\frac{1}{q_0} = \frac{1}{q_c} + \frac{1}{q_d} + \frac{1}{q_{\mu}} + \frac{1}{q_r}$$

式(1)は本検討のようなプリント基板を用いた共振器に限らず、導波管、誘電体共振器、同軸線路, LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics)基板等、あらゆる構造で成立する式である。今回の検討では磁 性体を用いていないため,Q<sub>μ</sub>を無限大とする。(**勘**所 1: 共振器の性能はQ<sub>0</sub>で決まるため,式(1)は覚えて おくことが必要である。)

### 2.2 平面フィルタに用いる伝送線路構造

フィルタ及びその他の高周波回路において,可能 な限り低損失で信号を伝搬させるために,伝送線路 構造の選定と設計が重要となる。図1にBPFの設計 でよく用いられるマイクロストリップライン(以下, MSL)構造の模式図を示す。



MSL 構造とは種々ある平面回路構造の一種で, 誘 電体材料を導体で挟んだ構造である。図 1 に示すよ うに, 誘電体基板上面が導体の信号線, 下面は全面が 導体(ベタ)のグラウンド(以下, GND)面となっている。 この他の構造として, 図 2 のような構造がある。



同平面に信号線と GND 面があり,一層で線路構造 が形成可能な Coplanar waveguide(以下, CPW)構造(図 2(a)), CPW 構造にベタ GND を追加した Grounded CPW(以下, G-CPW)構造(図 2(b)), 同軸ケーブルを押 しつぶしたような形状である Stripline 構造(図 2(c)), ベタ GND がない MSL 構造をひっくり返し,空気層 を介してベタ GND 面を設けた Inverted MSL 構造(図 2(d)), MSL 構造のベタ GND 面を,空気層を介して 設ける Suspended line 構造(図 2(e)), プリント基板に 周期的に Via を打ち込んで導波管モードで信号を伝 播する, SIW(Substrate Integrated Waveguide)構造(図 2(f))等,様々な構造がある<sup>[3]</sup>。回路の仕様や性能,使 用周波数,全体構造の制限等を考慮して,設計者が選 定する必要がある。

例えば, CPW 構造や G-CPW 構造は MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)<sup>[4]</sup>等でもよく 採用されている構造であり, TEG(Test Element Group) のような小さな半導体デバイスは同平面にゲート, ソース,ドレイン、または、ベース,コレクタ、エミ ッタが配置される場合が多く,測定に同軸コネクタ が使いづらい。このような場合にプローバー<sup>[5]</sup>を用い るが、プローバーの先端は GND-Signal-GND(GSG)と なっていることが多いため、平面回路側も GSG、す なわち CPW および G-CPW 構造とする必要がある。 C帯(4~8GHz), X帯(8~12GHz), またはそれよりも高 い周波数帯での MMIC では MSL 構造と G-CPW 構造 等を混在した回路となっている例<sup>[4]</sup>や、MMIC とプリ ント基板間にインターポーザ基板を介して,材料,構 造が異なっていても特性インピーダンスのずれや損 失を最小限とするための構造とされていること<sup>60</sup>が 見受けられる。また, CPW 構造は高い周波数帯にて, 導体損と放射損の低減が期待でき,今回検討する MSL 構造と同様に、CPW 構造を用いた共振器、その 共振器を用いた応用回路の今後更なる研究の進展が 期待される。

本検討では基板厚等のパラメータにも依存するが, 特性インピーダンスの実現幅,チップ素子や集中定 数素子等の実装性,他の高周波コンポーネンツとの 接続性の良さ等,MSL構造は実績が高く,利点が多 いため,MSL構造を選択して設計を進める。(勘所 2: MSL構造だけでなく,その他の構造やそれらの構造 の使われ方,特徴がわかると,使用周波数,コスト等 を考慮した回路設計の提案が可能である。)

# <u>2.3 MSL 構造を想定した λ/2 共振器の Q<sub>0</sub>の計算</u>

本節では $Q_0$ ならびに $Q_c$ ,  $Q_d$ ,  $Q_r^{[2]}$ の理論式を用いた検証について示す。 $Q_0$ の理論式を用いた検証は設計初期段階で性能の見通しをつけることができ、フ

ィルタ設計に限らず,共振器を用いる高周波回路設計に有用である。式(2),式(3),式(4)にQ<sub>c</sub>,Q<sub>d</sub>,Q<sub>r</sub>の式をそれぞれ示す。式(5)はQ<sub>r</sub>を算出するための輻射(放射)定数であり,開放端の場合に式(5)を用いる。それぞれの式のパラメータについては表1に示す。

$$F_i = \frac{8}{3\varepsilon_{r,w}} \tag{5}$$

表 1 式(6)~(8)の記号

Α	文献[2]の P.278 を参照	h	基板厚
$Z_c^a$	真空を媒質としたときの特性インピーダンス	f	周波数
R <sub>s,r</sub>	動を1としたときの金属 の抵抗	λο	自由空間波長
<i>ɛ</i> r'	基板の比誘電率	W	線路幅
$tan \delta_{\epsilon}$	誘電正接	Zc	線路の特性インピーダ ンス
$\mu_0$	真空における透磁率	<i>E</i> 0	真空における誘電率
$\mathcal{E}_{\mathrm{r,W}}$	実効比誘電率	Fi	輻射(放射)定数

図 3 に式(1)~式(4)を用いて計算した,  $Q_0$ ,  $Q_c$ ,  $Q_d$ ,  $Q_r$ の周波数依存性を示す。これらの関係を算出する 際には一例として,高周波回路設計でよく用いられ る,MEGTRON6( $\epsilon_r$ =3.64, h=0.5 mm, t=18  $\mu$ m, 共振 器として線路幅が 1.05mm(特性インピーダンス 50ohm)の両端開放形  $\lambda$ /2 共振器)<sup>(7)</sup>を想定した。図 3 に示した結果より,上記材料を想定した場合には 20GHz 帯では  $Q_0$ =47 となる。また, $Q_c$ > $Q_d$ > $Q_r$ の関係 となり,放射損が  $Q_0$ に対して最も大きな影響を及ぼ すことがわかる。それぞれの損失の内訳について図 4 に示す。図 4 に示した結果より, 20GHz 帯では放 射損がおよそ 7 割を占めることがわかる。





図 4 20GHz での各損失の割合

放射損を抑圧するためにはフィルタを金属で囲う ことが有効であるが、応用上、金属で囲われたディス クリート部品として使用する場合だけとは限らない。 モジュール等のボード設計の一部として BPF を設計 する場合もあるため、金属キャビティで囲わない場 合でも高い  $Q_0$ が得られる構造とする必要がある。共 振器構造の工夫により、放射損を抑圧する試みが文 献[8]にて報告されており、 $\lambda/2$ 共振器を折り曲げた、 ヘアピン形状とすることで放射損を低減できること が示されている。この文献は 1970 年代のものである が、古い文献を検索することで解決の糸口となるこ とがある。また、文献[2]では磁流および変位電流の 考え方から放射について考察しており、電磁気学的 な考え方がより重要である。

 $Q_0$ に対する影響として、 $Q_d$ も大きくなっているた め、次章では高周波ガラスエポキシ基板よりも低い tan $\delta_\epsilon$ である、PTFE(Polytetrafluoroethylene: 四フッ化 エチレン樹脂)基板<sup>[9]</sup>を想定した、ヘアピン形  $\lambda/2$  共 振器の設計について検討する。(勘所 3: 式を用いた 概略設計で、電磁界シミュレーションを行わなくて もおおよその見通しがつくこと、形状変化に対する 各Q値の変化がよくわかる。)

# 3. PTFE 基板を用いた $\lambda/2$ ヘアピン共振器

3.1 金属キャビティの影響について

2.3 節にて、フィルタを金属キャビティで囲うこと で放射を抑圧できることを述べたが、動作周波数が 高くなると単に金属で囲うだけでも問題が生じてく る。図 5 にサイズ感としてイメージしやすい、1 cm<sup>3</sup> の金属キャビティのシミュレーションモデルを示す。 このモデルは金属キャビティの中の誘電体基板上に 線路を配置し、側壁側にポート1と2を設定したモ デルである。このモデルの電磁界シミュレーション 結果を図 6 に示す。電磁界シミュレータとして、 Sonnetを用いており、この後の検討でも同様である。 図 6 に示した結果より、今回のフィルタの動作周波 数である、20GHz にかなり近い周波数で共振器ピー クが確認できる。このピークの原因は金属キャビティが導波管として動作しているためである。この共振ピークは電界、磁界の定在波の数により決まる、 TM および TE モード共振と呼ばれる<sup>[10]</sup>。これらのモードの周波数は式(6)から予測可能である。式(6)で想定されているキャビティの模式図を図7に示す。式(6)にて、c<sub>0</sub>は光速、m,n,kはX,Y,Z軸それぞれの方向の定在波の数を示し、a,b,cはX,Y,Z軸方向の辺の長さを示す。

$$f_{mnk} = c_0 \sqrt{(\frac{m}{2a})^2 + (\frac{n}{2b})^2 + (\frac{k}{2c})^2} \qquad \vec{\mathbf{x}}(6)$$



図 5 1cm<sup>3</sup>の金属キャビティの電磁界シミュレー ションモデル



図 6 図 7 の電磁界シミュレーション結果



### 図 7 式(6)で想定しているキャビティの模式図

式(6)から予測されるモードの周波数を表 2 に示 す。電磁界シミュレータによっては TM および TE モ ードの詳細がわかるため、今回はこの情報について も併せて表 2 に示している。

式(6)による計	電磁界シミュレーシ				
	ョン結果	見 しょうしょう わらう わらう しょうしん しょうしん しょうしん わらう しょうしん しょうしょう しょう しょうしん しょう しょうしん しょうしん しょうしん しょうしん しょうしん しょうしょう しょうしん しょうしょ しょうしん しょう			
f <sub>011</sub> =f <sub>101</sub> (GHz)	20.71	$TE_{011}(GHz) =$	20.68		
		$TE_{101}(GHz)$			
f <sub>110</sub> (GHz)	21.21	TM <sub>110</sub> (GHz)	20.71		
f <sub>111</sub> (GHz)	25.58	TM <sub>111</sub> (GHz)	22.90		
		TE <sub>111</sub> (GHz)	25.53		

表 2 1cm<sup>3</sup>の金属キャビティのモード周波数

この結果より、式(6)を用いることで少なくとも共 振ピークが発生する周波数は十分に予測可能である ことがわかる。TM および TE モードの影響をなくす ためには、fmnk を動作周波数帯よりも高くすること、 すなわち、キャビティサイズを小さくすることが必 要であり、パターンの小型化は必須技術に成りうる。 表 2 で示した TM および TE モードの電磁界分布を 視覚的に確認したい場合は、3 次元電磁界シミュレー ションを使用すると確認することができる。

例えば、TM および TE モードの周波数を今回のフ ィルタの動作周波数の 2 倍程度(40GHz 程度)とする 場合には式(6)を使うと、a=b=c=5.2mm としなければ ならないことがわかる。(勘所 4:金属キャビティを 使う際には基板面積および厚みや空気層の厚みに注 意が必要である。式(6)を使って TM および TE モー ドが発生する周波数も予測可能である。)

# <u>3.2</u> PTFE 基板を想定した λ/2 共振器の理論式を用 いた設計

図 8 に PTFE 基板の基板厚と λ/2 共振器の線路幅 を変更したときの理論式から算出したQ<sub>0</sub>のコンター 図を示す。理論式の検討では折り曲げを検討せず,直 線形  $\lambda/2$  共振器とした。 基板は RT/Duroid<sup>R</sup> 5880(Er@10GHz=2.2, tan & @10GHz = 0.0009)を参照し た<sup>[9]</sup>。式(2)~式(4)を用いて Q<sub>c</sub>, Q<sub>d</sub>, Q<sub>r</sub>をそれぞれ計 算し,式(1)にて Q<sub>0</sub>に換算した結果である。図 8 に 示した結果より、線路幅を 0.2mm、基板厚 0.2mm と したときに Q<sub>0</sub>=174.2 と最大となることがわかった。 数 GHz 帯では共振器設計の際に Qr の影響が小さか ったため、 $Q_c \ge Q_d$ のみのトレードオフにより  $Q_0$ が 決定されていたが、20GHz 以上では Qc, Qd, Qrのト レードオフを考慮する必要がある。(勘所 5: 周波数 が高くなると、共振器からの放射の影響を強く意識 することが必要である。理論式を用いた検証により, 想定している基板材料の良さを引き出せるような共 振器設計が可能である。)



# 図 8 PTFE 基板の基板厚と λ/2 共振器の線路幅 を変更したときの Q<sub>0</sub>

### 3.3 金属キャビティの有無による Q<sub>0</sub>の違い

図 9, 図 10 に金属キャビティで囲われた場合,お よび囲われていない場合を想定した λ/2 ヘアピン共 振器の電磁界シミュレーションモデルをそれぞれ示 す。図 9, 図 10 にて, 共振器の導体, GND 面導体 は銅を, tanδ<sub>ε</sub>は PTFE 基板のパラメータをそれぞれ 用いており、損失の原因となるパラメータはすべて 考慮されている。また、図 10 は天井の導体を退いて 開空間(自由空間)とし, 側壁の金属の影響が見えない ようにするために, 共振器と壁までの距離を 5mm(λ<sub>2</sub>/2 程度)と十分に離している。図 11 に図 9, 図 10 の電磁界シミュレーション結果を示す。図 11 に示した結果と式(7)から Q<sub>0</sub>を算出する。式(7)にて 共振周波数を f<sub>0</sub> とし, f<sub>0</sub> での S<sub>21</sub>の値から 3dB 下が った周波数を $f_L$ ,  $f_H(f_L < f_H)$ とする。この式を用いる際 には共振点でのS21を-40dB以下とする必要がある[11]。 図 11 に示した結果にて,金属キャビティ無しの場合 には S21 特性が全体的に上がってしまうため, 金属キ ャビティがある場合と比較すると、Q<sub>0</sub>に誤差を多く 含む可能性があるが、式(7)を用いて計算している。

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_H - f_L} (f_0 \mathcal{CO} | \mathbf{S}_{21} | \leq -40 \text{dB}) \qquad \vec{\mathfrak{K}}(7)$$

 $Q_c を求める際には図 9 と同形状で天井, 側壁を無$  $損失とし, <math>tan\delta_{\epsilon}$ もゼロとする。また、 $Q_d$ を求める際 には  $tan\delta_{\epsilon}$ のみ値を設定し, 天井, 側壁, 共振器導体, GND 面導体を無損失とする。これらの結果から, 式 (7)を用いることで  $Q_c$ ,  $Q_d$ を求めることができる。 $Q_r$ は式(1)を用いて,  $Q_0$ から  $Q_c$ ,  $Q_d$ の成分を差し引くこ とで算出する。図 11 に示した, 金属キャビティがな い場合の結果より得られる  $Q_0$ から,  $Q_c$ ,  $Q_d$ の成分を 取り除くことで、金属キャビティない場合の  $Q_r$ を算 出することできる。表 3 に  $Q_0$ ,  $Q_c$ ,  $Q_d$ ,  $Q_r$ の結果に ついてまとめる。 $Q_c$ ,  $Q_d$ は金属キャビティの有無に より大きく変化しないため、どちらも同じ値を用い ている。金属キャビティの有無により Q<sub>0</sub>は変化して いるが、キャビティがない状態でも Q<sub>0</sub>が 200 以上を 有する共振器が設計できた。(勘所 6:金属キャビテ ィがある場合,ない場合の Q<sub>0</sub>を把握し、どちらの状 況でも Q<sub>0</sub> が高く,Q<sub>0</sub>の変化が少ない共振器形状の 選定や設計が必要である。)



図 9 金属キャビティで囲った場合の電磁界シミ ュレーションモデル



図 10 金属キャビティで囲われていない場合の 電磁界シミュレーションモデル



図 11 図 9, 図 10の電磁界シミュレーション比 較結果

表 3 Q<sub>0</sub>, Q<sub>c</sub>, Q<sub>d</sub>, Q<sub>r</sub>の比較

	図 9	図 10		
(金属	キャビティあり)	(金属キャビティなし)		
$Q_0$	261.2	Q <sub>0</sub> 202.3		
Qc	344.1	Q <sub>c</sub> 344.1		
$Q_d$	1570	$Q_d$	1570	
Qr	3494	Qr	714.5	

# 4.フィルタ設計理論

4.1 フィルタ設計理論

フィルタ設計理論は 1980 年代に確立されており、 ほとんどのフィルタ設計のベースに、この理論が用 いられている。多くの研究は主に、この理論に基づい た等価回路変換された構成、実現される構造設計に 新しさがある。ローパスフィルタ(以下, LPF)特性の 通過帯域,阻止帯域の電力特性を関数近似して,それ をプロトタイプ LPF に数学的手法を用いて変換する。 近似関数の種類としては, Butterworth-Wagner 特性, Chebyshev 特性, 楕円関数型特性等がある。プロトタ イプ LPF に変換後は、使用実周波数での LPF、ハイ パスフィルタ(以下, HPF), BPF, バンドリジェクシ ョンフィルタ(BRF)特性が得られる電気回路に周波 数変化を行い、さらに実現構造を意識した回路変換 を行うことで構造化しやすい等価回路を合成する。 フィルタ設計によく用いられる等価回路モデルは, 共振器間をJまたはKインバータで接続する等価回 路モデルや共振器直結型等価回路モデルがある。こ れらのモデルは電磁界シミュレーションを用いた設 計との親和性がよく,周波数特性から回路パラメー タが抽出可能である。等価回路モデルにおける共振 器のスロープパラメータ[12]およびインバータの周波 数特性と, 電磁界モデルから計算されるスロープパ ラメータおよびインバータの周波数特性とを一致さ せるように設計することでフィルタ構造が設計可能 である。これらの詳細については最近の MWE のワ ークショップダイジェストを参照されたい<sup>[13-18]</sup>。(勘 所 7: フィルタ設計理論には高周波回路設計の大事 な要素がたくさん詰まっており、設計の流れを体得 する事でフィルタに限らず、他の高周波回路の研究・ 開発に大いに役立つ。)

### <u>4.2</u> 外部Q值

外部Q値は入出力と共振器間の電磁界結合の度合いを示すものである。図12のような電磁界シミュレーションモデルの結果である、図13から式(8)を用いることで計算する。式(8)において、共振周波数を $f_0$ とし、 $f_0$ での $S_{21}$ の値から3dB下がった周波数を $f_L$ 、

f<sub>H</sub>(f<sub>L</sub><f<sub>H</sub>)とする。図 14,図 15 に給電線と共振器間距 離の変化に対する外部Q値,および給電線長の変化 に対する外部Q値の関係をそれぞれ示す。今回はギ ャップ結合と呼ばれる,給電線と共振器間にギャッ プを設けた結合構造としている。給電線と共振器間 距離が大きくなるとQeは大きく(電磁界結合が弱く) なり,給電線長が伸長することでQeは小さく(電磁界 結合が強く)なることがわかる。(勘所8:タップ結合 <sup>[12]</sup>と呼ばれる,給電線と共振器間を線路で接続する 結合手法もあり,サイズや性能に応じて使い分ける 必要がある。)



図 12 外部 Q 値を計算する際の電磁界シミュレー ションモデル











図 15 入力部給電線長と外部 Q 値の関係

4.3 結合係数

結合係数は共振器間の電磁界結合の度合いを示す ものであり、式(9)を用いることで計算する。式(9)に て各共振周波数を $f_{p1}$ ,  $f_{p2}(f_{p1} < f_{p2})$ とし,  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$ の間隔 が広い場合, 共振器間の結合が強いことを意味して いる。図 16 に結合構造の一例として、4 種類の共振 器結合構造を示し,図 17 に共振器間距離と結合係数 の関係をそれぞれ示す。また,図 18 に Type1 の電磁 界シミュレーション結果を示す。図 18 に示した結果 より、 $S_{21}$ の位相から磁界および電界結合が支配的で あるかの判別が可能であり、fpl にて位相がプラスか らマイナスへ, fp2 にてマイナスからプラスに変化し ているため、この場合は電界結合が支配的であると 判別できる。その反対は磁界結合が支配的であると 判別する。5章で紹介する結合行列では、磁界結合を プラスとし、電界結合をマイナスとして考慮する。 (勘所 9: 結合構造の種類の充実により、様々な仕様 や制約条件に応じたフィルタの設計が可能である。 さらに、電界または磁界結合の判別も重要である。)





図 17 図 16の各構造の共振器間距離に対する結 合係数の関係



図 18 Type1 の電磁界シミュレーション結果(共振 器間距離が 0.06mm の結果)

# 5. 結合行列を用いた BPF の設計

# 5.1 結合行列

結合行列の行列要素は共振周波数,外部Q値,隣 り合う給電線および共振器間の電磁界結合成分を示 すメインカップリング,隣接しない構造間で生じる クロスカップリングを規格化した値であるため,結 合行列での計算結果がそのまま電磁界シミュレーシ ョンを用いた構造設計に反映させることが可能であ る。図19に3段BPFの共振器直結型等価回路を示 す。



# 図 19 共振器直結型等価回路(3 段 BPF の例)

MSL 構造を用いたフィルタ設計ではクロスカップ リングが生じやすいため、共振器の特徴を理解して 設計初期段階から、この影響を考慮することが必要

な場合がある。また,積極的にクロスカップリングを 利用して減衰極を制御する設計手法においては、外 部Q値,メインカップリングを算出する段階で,ク ロスカップリングの成分も算出しておく必要がある。 これらのような場合には結合行列が強力な設計ツー ルとなる。クロスカップリングを考慮した等価回路 モデルでの検証も可能であるが、インピーダンスや インダクタンス、キャパシタンスの情報を共振周波 数,外部0値,メインカップリング,クロスカップ リングに変換するプロセスが必要となるため、やや 複雑な計算フローとなる。また,結合行列では,共振 器のOoがわかっているとフィルタの損失についても 設計初期段階で見積もれるだけでなく、共振器の Oo が不均一の場合にもフィルタの損失を見積もること が可能である。結合行列の詳細は、[17]、[19]、[20]を 参照されたい。本稿では規格化結合行列の要素と,外 部 Q 値, 結合係数の関係についてのみ, 式(10), 式 (11)にそれぞれ示す。(勘所 10: 結合行列が使えると, 回路シミュレータ等は用いずに理想的な周波数特性 を算出できる。無極型や有極型フィルタの設計を統 一的に扱えるだけでなく、クロスカップリングや Q の影響についても設計の初期段階で考慮が可能であ る。)

$$Q_e = \frac{1}{m_{S,iFBW}}$$
 (i=1, 2, ....N)  $\ddagger$  (10)

$$k_{ij} = m_{ij} \cdot FBW$$
 (i, j=1, 2, ...N)  $\vec{x}(11)$ 

# <u>5.2</u> 結合行列を用いた3段 BPF の設計

表 4に BPF の設計仕様を示す。今回はフィルタの 段数を3段とする。この仕様を満足するように結合 行列のパラメータを決定したときの規格化行列、ま た,あまり一般的ではないが,規格化行列の素子値を 共振周波数,外部Q値,結合係数に変換したときの 行列について表 5,表 6にそれぞれ示す。本節では 無極型の Chebyshev 関数特性の BPF とする。また、 結合トポロジーと呼ばれる図が結合状態の理解に役 立つため,図 20 に示す。図 20 において、黒丸は共 振器, 白丸は入出力ポートをそれぞれ示す。表 5 の 規格化結合行列と式(12)~式(14)を用いると、結合行 列から S パラメータを算出することができる。算出 した S パラメータの周波数特性を図 21 に示す。 Q0=200 を想定しているため、挿入損失が 1.82dB と なっている。式(14)の[m], [U], [q]は(N+2)×(N+2)行 列(N はフィルタの段数)を示し、[m]は規格化結合行 列, [U]は[U]ss=[U]LL=0 となる単位行列, [q]は [q]ss=[q]LL=1 以外はゼロとなる行列をそれぞれ示す。 また,式(15)のΩは規格化周波数を示しており,式 (15)で示される。式(15)の FBW は比帯域幅, f<sub>0</sub>は BPF の中心周波数をそれぞれ示している。(勘所 11: 行列 演算が可能な計算ソフトで比較的簡単に計算ツール の自作が可能である。)

式(12)
式(13)
式(14)

表 4 BPF の設計仕様

中心周波数(GHz)	20
通過帯域幅(GHz)	1
比帯域幅(%)	1
挿入損失	5dB 以下
带域内反射特性	10dB 以上
遮断特性	-10dB以下
	(@f<16GHz, f>24GHz)

表 5 規格化結合行列

	S	1	2	3	L
S	0	0.86	0	0	0
1	0.86	0	0.70	0	0
2	0	0.70	0	0.70	0
3	0	0	0.70	0	0.86
L	0	0	0	0.86	0

表 6 共振周波数,外部Q値,結合係数に変換し た結合行列

	S	1	2	3	L
S	0	27.04	$\infty$	$\infty$	0
1	27.04	20GHz	0.0350	0	$\infty$
2	$\infty$	0.0350	20GHz	0.0350	$\infty$
3	$\infty$	0	0.0350	20GHz	27.04
L	0	$\infty$	$\infty$	27.04	0

-1 -2 -3 -(L)(s)-

図 20 表 5,表 6の結合トポロジー



図 21 表 5 から算出した S<sub>11</sub>, S<sub>21</sub>特性(Q<sub>0</sub>=200)

# 6. 電磁界シミュレータを用いた3段 BPF の構造設計

構造設計前の注意点として,所望の外部Q値,結 合係数が得られる構造の寸法が,試作プロセスの最 小ライン&スペースのデザインルールを満足してい るかという点である。設計のみを追及したために試 作が不可能となり,後戻りが生じることがよくある。 プリント基板の加工方法については,ウェットエッ チング加工,ドリルを用いた加工機によるものがあ る。どちらの加工も大量に作製した際の安定した実 現寸法は,最小ライン&スペースW/S=100µm/100µm 程度であるため,この寸法を意識する必要がある。試 作プロセス一般として見た場合には薄膜プロセスが あり,ライン&スペースがµm オーダー以下の加工も 可能な場合があり,設計した BPF の作製プロセスを 事前に確認する必要がある。

4.2 節, 4.3 節で求めた外部 O 値, 結合係数の関係 から BPF の構造を決定する。図 22 および図 23 に 3 段 BPF の電磁界シミュレーションモデルとその電磁 界シミュレーション結果をそれぞれ示す。コネクタ やコネクタと線路の接合部の影響など、試作を考慮 した場合に反射特性が劣化する可能性があるため, 図 21 と比較して S<sub>11</sub>特性が十分小さくなるように構 造設計を行っている。図 23 に示した結果より, 21GHz 付近に S<sub>21</sub> 特性の落ち込みがあることがわか る。これは共振器間のクロスカップリングの影響で ある。この影響について結合行列を用いた検証結果 について,表7,図24,図25にそれぞれ示す。電 磁界シミュレーション結果と同じような特性が得ら れる結合行列を抽出すると、表7の結果が得られ、 結合トポロジーに表すと図 24 のようになる。図 24 に示した結果から MSL 構造を用いた場合, すべての 電磁界結合の影響が見られることがわかる。図 25 に 示した結果より、通過域よりも高周波側での特性が 再現されていない部分もあるが遮断特性の傾きはほ ぼ再現されていることがわかる。(勘所 12: 試作の制 約条件のもとで設計を進めることが重要である。結 合行列はパラメータ抽出方法を的確にできれば、設 計だけでなく、診断、最適化ツールとしても活用が 可能である。)



図 22 ヘアピン形 \/2 共振器を用いた 3 段 BPF の 電磁界シミュレーションモデル



図 23 図 22の電磁界シミュレーション結果

表 7 図 23 から抽出した規格化結合行列

	S	1	2	3	L
S	0	0.97	0.0303	0.0054	0.007
1	0.97	0.07	0.75	-0.01	0.0054
2	0.0303	0.75	0.16	0.75	0.0303
3	0.0054	-0.01	0.75	0.07	0.97
L	0.007	0.0054	0.0303	0.97	0



図 24 表 7 の結合トポロジー



### 7.まとめ

20GHz 帯平面 BPF 設計についての基礎と勘所について紹介した。20GHz における共振器の性能は、Qrの影響を大きく受けるため、放射の影響を抑圧するために基板選定や共振器構造の工夫が重要となることを示した。また、ヘアピン形 λ/2 共振器を用いたBPFの設計とクロスカップリングの影響について、結合行列を用いた設計および検証手法についても紹介した。K帯(18~26GHz)、Ka帯(26~40GHz)、またそれ以上の周波数帯でのBPFの設計・試作により、個々人でより多くの勘所を発見され、高周波フィルタの研究・開発の難しさ、奥深さ、楽しさを発見する動機

として、本基礎講座の内容が一助となれば幸いであ る。

#### 文 献

- 新 博行, "WRC-19 における高周波数帯(24.25-86GHz)での携帯電話周波数の確保に向けて、" ITU ジャーナル Vol. 46, pp.21-25, No. 6 June 2016.
- [2] 小西良弘, "実用マイクロ波技術講座 -理論と実際-第 1巻,"株式会社ケイラボラトリー, pp.119-160, 2001.
- [3] 森栄二, "RF デザイン・シリーズ マイクロウェーブ技 術入門講座[基礎編],"CQ 出版株式会社, pp. 14-15, 2003.
- [4] 相川正義,大平孝,徳満恒雄,広田哲夫,村口正弘,"モノリシックマイクロ波集積回路(MMIC),"社団法人 電子情報通信学会,pp.224-246,(1997).
- [5] カスケード・マイクロテック株式会社, "RF 測定ガイド," CMJ-ON-001Rev. 204, 2010.
- [6] W.-C. Lee, B.-W. Min, J. C. Kim, and J.-M. Yook, "Siliconcore Coaxial Through Silicon Via for Low-loss RF Siinterposer," IEEE MICROWAVE AND COMPONENTS LETTERS, Vol. 27, No. 5, pp.428-430, 2017.
- [7] METRON6 IPC 規格データ (R-5775(~50GHz)), https://industrial.panasonic.com/jp/products/electronicmaterials/circuit-board-materials/megtron/megtron6.
- [8] R. J. Roberts and B. Easter, "Microstrip resonators having reduced radiation loss," Electronics Letters, Vol. 7, Issue: 8, pp. 191-192, April 1971.
- [9] ROGERS CORPORATION RT/Duroid<sup>R</sup> 5870/5880 Data sheet.
- [10] 小暮裕明,小暮芳江,"直感でマスター!電子回路設計 シリーズ すぐに役立つ 電磁気学の基本,"株式会社誠 文堂新光社, pp.174-179,2008.
- [11] 小西良弘, "実用マイクロ波技術講座 –理論と実際-第 5巻,"株式会社ケイラボラトリー, pp.121-123, 2002.
- [12] 牧本三夫, 佐川守一, 松尾道明, 和田光司, "マイクロ波 伝送線路共振器の構成と応用," 森北出版株式会社, pp. 28-30, pp. 187-193, 2014.
- [13] 馬哲旺, "マイクロ波フィルタの設計の基礎と実践," MWE 2012 ワークショップダイジェスト, 2012.
- [14] 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," MWE 2013 ワークショップダイ ジェスト, 2013.
- [15] 平塚敏朗, "実際の応用例に学ぶマイクロ波フィルタの 基本設計," MWE 2013 ワークショップダイジェスト, 2013.
- [16] 野本俊裕,"マイクロ波フィルタ設計の基礎と関連技術," MWE 2014 ワークショップダイジェスト, 2014.
- [17] 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," MWE 2015 ワークショ ップダイジェスト, 2015.
- [18] 河口民雄, "フィルタ設計入門," MWE 2016 ワークシ ョップダイジェスト, 2016.
- [19] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong, "RF and Microwave Coupled-Line Circuits Second Edition," ARTECH HOUSE, pp.307-370, 2007.
- [20] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, "MICROWAVE FILTERS FOR COMMUNICATION SYSTEM: FUNDAMENTALS, DESIGN, AND APPLICATIONS, "WILEY-INTERSCIENCE, pp.279-317, 2007.