

# 平面フィルタの小型化のための基礎と勘所 Fundamentals and Vital Points of Planar Filters in the Case of Miniaturization

和田 光司 小野 哲  
Koji Wada and Satoshi Ono

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

本講演では、著者らが平面伝送線路を用いた各種小型平面フィルタの設計、シミュレーション、試作等に携わってきた経験をふまえて、学生をはじめとする初学者向けに小型平面フィルタの設計および構造化等における基礎と勘所について紹介する。具体的には、分布定数線路、高周波プリント基板、共振器のQ値等について述べる。さらに共振器の小型化およびバンドパスフィルタへの応用等について述べる。

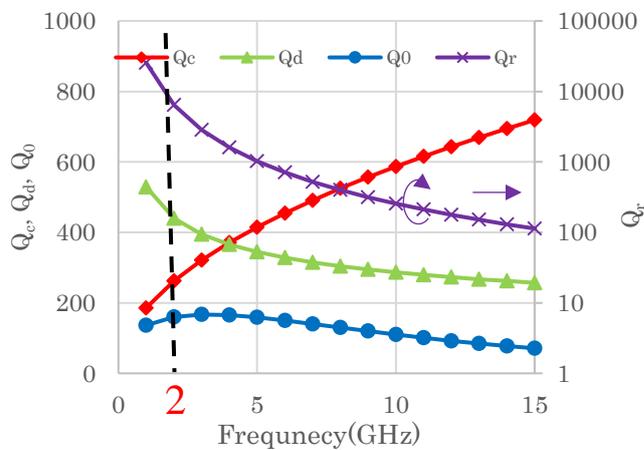


図 共振器の  $Q_0$ ,  $Q_c$ ,  $Q_d$  および  $Q_r$  の周波数特性の計算例

図 学生による小型 BPF の製作事例

## Abstract

In this tutorial lecture, fundamentals and vital points for design, simulation and experiment of planar filters are shown based on the experience engaged in realization of various miniaturized planar filters. Specifically, we describe about distributed transmission line, high frequency printed circuit board materials and various quality factors of microstrip line resonator. Miniaturized resonators and their applications to bandpass filters are also discussed.

## 1. はじめに

集中定数素子を用いた LC (インダクタとキャパシタ)共振回路や分布定数線路の理論については、大学 4 年次までの講義等で習うが、それらを用いたフィルタ等の応用回路の理論や構造化については研究室に配属されてから具体的に検討を進めることが多い。本講演では、著者らが小型平面フィルタの設計および実現に携わってきた経験から、高周波プリント基板を用いた小型バンドパスフィルタ (Bandpass Filter: BPF) を題材に学生をはじめとする初学者にフィルタの設計、構造化を行う上で学んで覚えてほしい基礎知識と勘所について紹介する。

## 2. 分布定数線路理論による共振器の特性計算

平面フィルタを設計する際、分布定数線路を用いた等価回路による計算を行うことが多い。一昔に比べ現在では回路シミュレータや電磁界シミュレータが手軽に利用できるようになった。フィルタに用いられる分布定数線路で構成された共振器については複雑な構造でなければ、回路シミュレータで計算できる。しかしながら、平面フィルタの等価回路を検討する上で分布定数線路を用いた 1 ポート回路の入力アドミタンス (もしくはインピーダンス) や 2 ポート回路の計算は、共振器や共振器間を構成するインバータ等の設計で必要になるので覚えておくと便利である。

たとえば、図 1 に示すような長さ  $l$  の有損失分布

定数線路の終端にインピーダンス  $Z_L$  の負荷で終端された1ポート回路を考える。図1に示した回路構成における入力アドミタンス  $Y_{in}$  は、双曲線関数を用いて式(1)と表すことができる。ただし、 $\alpha$ 、 $\beta$  および  $Z_0$  は減衰定数、位相定数および特性インピーダンスをそれぞれ表している。式(1)は分布定数線路において、その微小区間の長さにおける抵抗、インダクタおよびキャパシタを用いた等価回路表現しそれを基にした電圧と電流の関係式から導出することができる<sup>[1]</sup>。また、無損失線路 ( $\alpha=0$ ) の入力アドミタンスは式(1)を変形し三角関数を用いた式(2)で表すことができる。

分布定数線路を用いたフィルタでは、 $\lambda/2$  共振器や $\lambda/4$  共振器を用いることが多い。それぞれの共振器は、分布定数線路の終端を開放した長さ $\lambda/2$  の1ポート線路、終端を短絡した長さ $\lambda/4$  の1ポート線路で構成できる。たとえば、無損失線路を考えるとそれらの入力サセプタンス  $B_{in}$  は式(3)および式(4)でそれぞれ表すことができる。たとえば、共振器長を周波数 2GHz で $\lambda/2$  とした先端開放 $\lambda/2$  共振器と線路長を 2GHz で $\lambda/4$  とした先端短絡 $\lambda/4$  共振器の周波数に対する入力サセプタンスの変化を図3に示す。この特性については、回路シミュレータでも計算できるが、ここでは表計算ソフトのExcelで計算した結果を図3に示す。図3に示した結果より、 $\lambda/2$  共振器において、入力サセプタンスが設定した 2GHz とその正の整数倍の周波数において 0 となり、 $\lambda/4$  共振器では入力サセプタンスが設定した 2GHz とその奇数倍の周波数で 0 となっていることが確認できる。これらの共振器をBPFに適用すると、上記で述べた特性の影響によりフィルタ特性において中心周波数以外の周波数で高調波共振応答が出現することになる。

**(勘所1：分布定数線路理論により共振器の特性傾向を確認することができる。)**

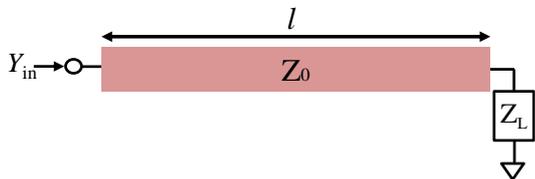


図1 分布定数線路

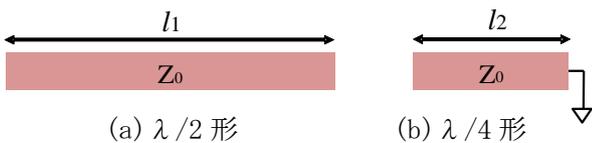


図2  $\lambda/2$  共振器と  $\lambda/4$  共振器

$$Y_{in} = \frac{Z_0 + Z_L \tanh\{(\alpha + j\beta)l\}}{Z_L Z_0 + Z_0^2 \tanh\{(\alpha + j\beta)l\}} \quad \text{式(1)}$$

$$Y_{in} = jB_{in} = \frac{Z_0 + jZ_L \tan\beta l}{Z_L Z_0 + jZ_0^2 \tan\beta l} \quad \text{式(2)}$$

$$B_{in} = \frac{\tan\beta l_1}{Z_0} \quad \text{式(3)}$$

$$B_{in} = -\frac{\cot\beta l_2}{Z_0} \quad \text{式(4)}$$

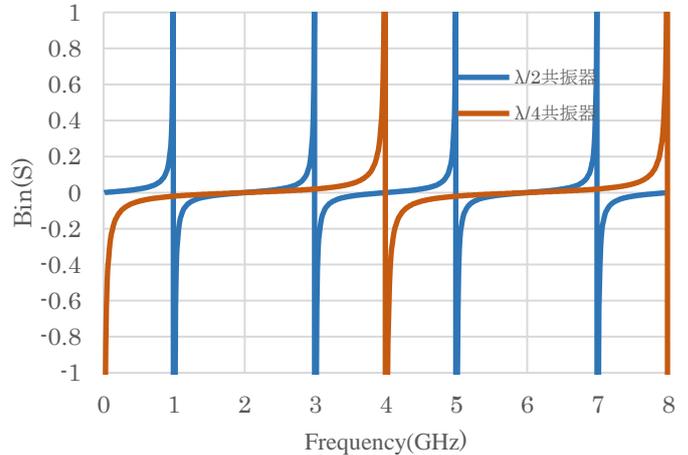


図3  $\lambda/2 \cdot \lambda/4$  共振器の入力サセプタンス特性

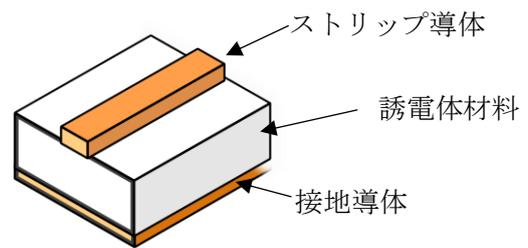


図4 MSL 構造

図2に示した分布定数線路共振器を平面伝送線路を用いて構造化するときに必要な平面伝送線路の特性インピーダンス、実効比誘電率と構造パラメータの関係について考察する。ここでは、平面フィルタの実現によく用いられる図4に示すようなマイクロストリップ線路(Microstrip line: MSL)を例に挙げ話を進める。式(1)~式(4)は自由空間波長を基にした線路長により計算されているが、構造化を進める際には先ず用いる高周波プリント基板と線路構造を決定し、線路の物理長を決定する必要がある。さらにMSLにおける実効比誘電率と特性インピーダンスも求める必要がある。MSLの特性インピーダンスおよび実効比誘電率は、回路シミュレータ付属の計算ツールやフリーソフト等で計算できるが、過去にSchneiderらにより実験式や経験式等を踏まえた理論式が提案されており、それを用いて計算することもできる。式(5)および式(6)を基にした線路の特性インピーダンスを式(7)に示す<sup>[1]</sup>。また、式(5)~式(7)で使用している記号の意味を表1に示す。

$$W_0 = W + \frac{t}{\pi} \ln \left[ \frac{4e}{\left\{ \left( \frac{t}{h} \right)^2 + \frac{1}{\pi^2 \left( \frac{W}{t} + 1.1 \right)^2} \right\}^2} \right] \quad \text{式(5)}$$

$$\epsilon_w = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{10h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad \text{式(6)}$$

$$Z_0 = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_w}} \ln \left[ 1 + \frac{4h}{W_0} \left\{ \frac{8h}{W_0} + \sqrt{\left( \frac{8h}{W_0} \right)^2 + \pi^2} \right\} \right] \quad \text{式(7)}$$

表 1 式(5)~(7)における記号の意味

W	線路幅	h	基板厚
t	導体厚	$\epsilon_w$	実効比誘電率
e	ネイピア数	$Z_0$	特性インピーダンス
$W_0$	線路幅とエッジ効果による等価線路幅	$\epsilon_r$	基板に用いる誘電体の比誘電率

一例として高周波プリント基板にパナソニック株式会社 MEGTRON6 基板の使用を想定し  $\epsilon_r=3.64$ ,  $h=0.5 \text{ mm}$  および  $t=18 \mu\text{m}$  とし,  $W=1.05 \text{ mm}$  としたときの  $\epsilon_w$  および  $Z_0$  をそれぞれ算出すると, それぞれ  $\epsilon_w=2.86$  および  $Z_0=50.1 \Omega$  となる。また MSL 構造を電磁界シミュレータ Sonnet で解析した結果,  $Z_0$  は 2GHz で  $50.8 \Omega$  となり式(7)による計算結果とほぼ一致していることが確認できる。このことから,電磁界シミュレータにより厳密に計算することは重要であるが,設計値としてある程度の目安をつけるには理論式を用いて計算するのも方法の一つであることが確認できる。また,理論式を注意深く確認することにより MSL の構造パラメータ,材料定数と特性インピーダンス,実効比誘電率の関係を知らることができるので構造化の際のパラメータ調整等に役立つ。

**(勘所 2 : MSL において特性インピーダンスおよび実効比誘電率の式から構造パラメータ, 材料定数との関係を知ることができる。)**

### 3. 高周波プリント基板の選定

平面フィルタの実現には, 高周波プリント基板を材料として用いる。2 章の検討ではパナソニック株式会社 MEGTRON6 (熱硬化樹脂/ガラスクロス:R-5775N)の諸元を一例として用いたが, MEGTRON6 基板以外にもたとえば Rogers Corporation RT/Duroid 5880(Poly-Tetra-Fluoro-Ethylene:PTFE),Rogers Corporation RO4305B (熱硬化樹脂/セラミック), RO3003(PTFE/セラミック), パナソニック株式会社 MEGTRON7 (熱硬化樹脂/ガラスクロス/R-5785(N)), MEGTRON 7(R-5785N)をはじめ色々な基板が使われている<sup>[2]</sup>。基板の選定については, 研究室で日々使用してきたものであったり, 学術論文でよく見かける基板名だったから使ってみたという話をよく耳にする。検討の初段階としてはそれで十分であるが,シミュレーション,試作実験等を重ねると基板材料の材料定数等がフィルタ特性の損失に影響することが見えてくるので, 必要に応じて用いる基板の再選定を行うことでフィルタ特性改善につながる場合もある。

具体的な基板の選定については, 先ずは基板名とその材料定数 (比誘電率, 誘電正接  $\tan\delta$ , 導体厚, 誘電体厚) を調査することになるが, 基板の材料定数がカタログ上同じであっても, 会社によって基板に用いられている材料の特性は異なるので実際に実験等で基板材料を評価する必要がある。また, 研究室では多種の基板の購入は管理等の面で難しいので, 基板の購入を前提に会社に問い合わせサンプル提供をお願いし特性評価してから基板を購入するのも一つである。

基板材料において, たとえばガラスクロスとレジンの割合, レジンの厚さ, ガラスクロスの密度等で特性が変化する。基板購入の際は用いられている誘電体材料においてガラスクロスとレジンの量による誘電体材料も指定できる場合がある。導体として用いられる銅箔についても圧延銅箔と電界銅箔を選択できる場合がある。銅箔については誘電体材料との接着面に数  $\mu\text{m}$  程度の凹凸を付けている。高周波数帯では導体面と誘電体材料との界面の面粗さが損失に影響を及ぼすので銅箔の選定は重要である。ただし面粗さをできるだけ少なくすることで損失は減る傾向となるが, 逆にピール強度 (基板の導体パターンを引き剥がす単位面積あたりの力) が下がる。よって回路パターンの線路幅が極端に狭いファンパターンの場合, 基板加工機などで製作する場合, ピンセット等で銅箔を剥がして試作する場合などその仕様や製作環境に応じてピール強度も基板選定の際に考慮に入れる必要がある。

基板に用いる誘電体の材料の配合によっては, 平面フィルタを構成する上で回路パターン形状により誘電体材料の持つ異方性の影響を受けやすい場合がある。よって, 誘電体材料の垂直方向と面方向の比誘電率や誘電正接が大きくことなる場合は注意が必要である。また, 基板は通常的环境下に放置すると, 大気中の水分を吸湿し特性に影響する場合があるので研究室等における基板の管理には注意を払う必要がある。

基板に用いる誘電体の材料の配合によっては, 平面フィルタを構成する上で回路パターン形状により誘電体材料の持つ異方性の影響を受けやすい場合がある。よって, 誘電体材料の垂直方向と面方向の比誘電率や誘電正接が大きくことなる場合は注意が必要である。また, 基板は通常的环境下に放置すると, 大気中の水分を吸湿し特性に影響する場合があるので研究室等における基板の管理には注意を払う必要がある。

**(勘所 3 : 高周波プリント基板の基板名と材料定数を調査し基板に用いられている材料や特徴についてできる限りの情報を集め, さらに使用用途, 製作環境等を考慮に入れた上で基板を選定する。)**

#### 4. 共振器の $Q_0$

図4に示したMSLを用いた共振器で構成したBPFの通過帯域での損失を軽減させる方法の一つにMSL共振器の無負荷Q値  $Q_0$  を高くすることが挙げられる。 $Q_0$  と共振器の導体損失に起因する導体Q値  $Q_c$ 、誘電体損失に起因する誘電体Q値  $Q_d$ 、放射損失に起因する放射Q値  $Q_r$  の関係は式(8)で表される。ここでは文献[1]を参考にMSLを用いた両端開放形  $\lambda/2$  共振器のQ値について、MSLにおける  $Q_c$ 、 $Q_d$  および  $Q_r$  を基に考察する。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad \text{式(8)}$$

$Q_c$  は式(9)と図5に示したグラフの関係から算出することができる。表2に式(9)の記号の意味について示す。図5に示したグラフは  $t/h=0.005, 0.01, 0.02$  のみの記載であるが、Pucelらにより算出方法が示されている。実際にこの方法を使用する場合はグラフ上に近似線を引くことで傾向の目安をつけることができる。

$$Q_c = \frac{8.68\pi}{A} \frac{Z_c^2}{8.29 \times 10^{-3} R_{s,r} \sqrt{f}} \frac{h}{\lambda_0} \quad \text{式(9)}$$

表2 式(9)における記号の意味

A	図5の関係から導出	h	基板厚(単位:m)
$Z_c^a$	真空を媒質としたときの特性インピーダンス	f	周波数(単位:GHz)
$R_{s,r}$	銅を1としたときの金属の抵抗	$\lambda_0$	自由空間波長(単位 m)

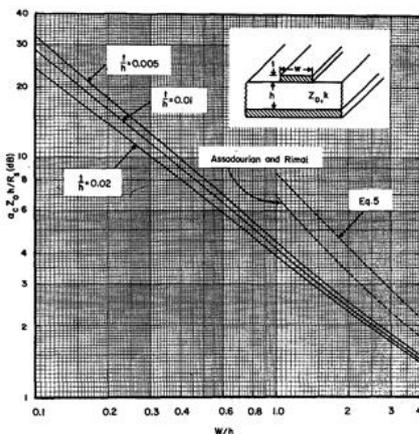


図5 W/hとAの関係(文献[1]より引用)

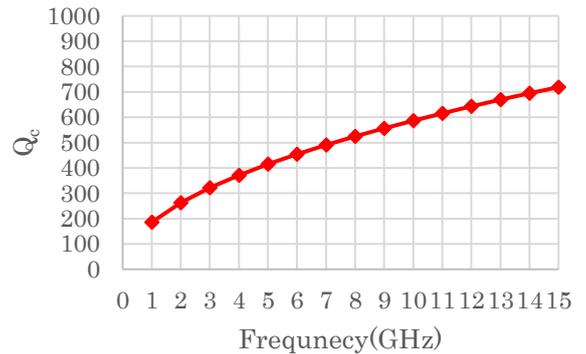


図6 周波数と  $Q_c$  の関係

たとえば、MEGTRON6基板を想定し、 $W=1.05\text{mm}$ 、 $R_{s,r}=1$ (導体は銅を想定)とした場合の  $Q_c$  の周波数特性を図6に示す。図6に示した特性より周波数が高くなるにつれ  $Q_c$  が高くなることが確認できる。この検討では導体と誘電体境界の表面粗さの影響は考慮されていないが、表面粗さを表皮深さ程度まで滑らかにしたとしても、 $Q_c$  は劣化することが理論的にわかっており、実際の  $Q_c$  は低く見積もる方がよいと考えられている。

MSLにおける誘電体損に起因するQ値  $Q_d$  は、基板のデータシートから誘電正接  $\tan \delta$  の逆数をとることで概算できる。これは導体がついていない誘電体材料単体のQであり、ここでは  $Q_d$  と区別して  $Q_\epsilon$  とする。MSLは誘電体材料に導体による回路パターンを配置し構成することからMSLにおいて誘電体損に起因するQを議論する場合には式(10)で  $Q_d$  を計算する必要がある。表3に式(10)の記号の意味について示す。

磁性体についても  $\tan \delta$  が議論されるため、ここでは区別のため誘電体材料の誘電正接は  $\tan \delta_\epsilon$  とする。 $\tan \delta_\epsilon$  の周波数特性は、材料測定より得るのが本来は望ましいが、会社から提供されているデータシートから周波数に対する特性傾向を類推することもできる。図7に  $\tan \delta_\epsilon$  の周波数依存性を示す。図7に示した特性より、 $\tan \delta_\epsilon$  は周波数に対して増加傾向であり、周波数の累乗関数で近似できるが、基板厚によって特性傾向が異なる場合があり、実際に用いる基板の基板厚のデータを用いてその都度検証する必要がある。

$$Q_d = \frac{\epsilon_r' + 1 + (\epsilon_r' - 1) \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}}{\epsilon_r' \tan \delta_\epsilon \left\{1 + \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}\right\}} \quad \text{式(10)}$$

表 3 式(10)の記号の意味

$\epsilon_r'$	基板の比誘電率	$W$	線路幅(単位は m)
$h$	基板厚(単位は m)	$\tan\delta_\epsilon$	誘電体の誘電正接

たとえば、パナソニック株式会社 MEGTRON6 基板を想定し、周波数と  $Q_d$  および  $Q_\epsilon$  の関係を図 8 に示す。図 8 に示した特性より、 $Q_d$ 、 $Q_\epsilon$  は周波数に対して減少傾向を示すことがわかる。今回示した結果では  $Q_d$  と  $Q_\epsilon$  の差が小さかったが、 $W$  が広い場合、または  $h$  が薄い場合には差がでるため注意が必要である。

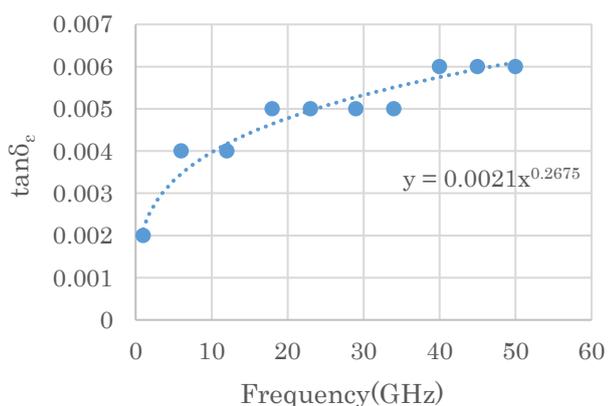


図 7 MEGTRON6 基板の  $\tan \delta_\epsilon$  の周波数特性 (web ページのデータシート<sup>[5]</sup>を参照し作成した。)

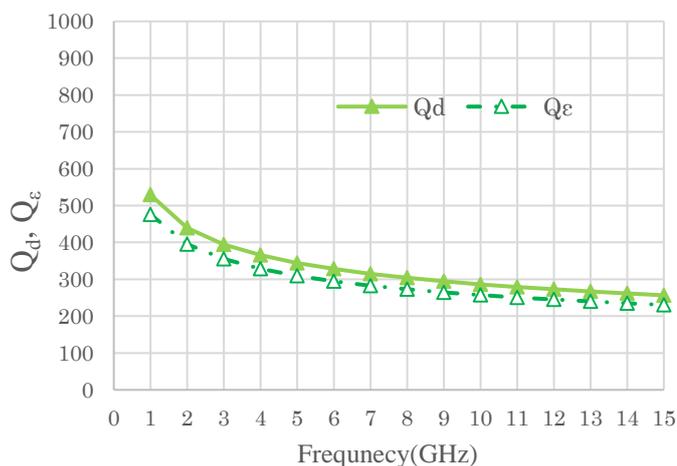


図 8 周波数と  $Q_d$ 、 $Q_\epsilon$  の関係

共振器からの放射に起因する  $Q_r$  は式(11)で示される。放射定数  $F_i$  は共振器形状によって決定され今回想定している共振器は両端開放形であるため、式(12)に示す放射定数を考える。式(12)を式(11)に代入することで  $Q_r$  が算出できる。表 4 に式(11)および式(12)の記号の説明を示す。ただし、共振器の配置条件は基板

の面積方向、また、基板上面の空気層厚は無窮大である。

$$Q_r = \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0} F_i \left(\frac{h}{\lambda_0}\right)^2}} \quad \text{式(11)}$$

$$F_i = \frac{8}{3\epsilon_{r,w}} \quad \text{式(12)}$$

表 4 式(11)および式(12)の記号の意味

$Z_0$	特性インピーダンス	$h$	基板厚
$\mu_0$	真空中の透磁率	$\lambda_0$	自由空間波長
$\epsilon_0$	真空中の誘電率	$\epsilon_{r,w}$	実効比誘電率
$F_i$	放射(放射)定数		

MEGTRON6 基板を想定した場合の  $Q_r$  の周波数依存性について図 9 に示す。図 9 に示した特性より、 $Q_r$  は周波数に対して著しく減少することがわかる。2GHz 帯におけるフィルタ設計では、遮断域での減衰量が高い場合や共振器間の弱い電磁界結合を考慮しない限り、放射をあまり意識しないことが多いが、周波数が高くなると放射に対して強く意識する必要がある。

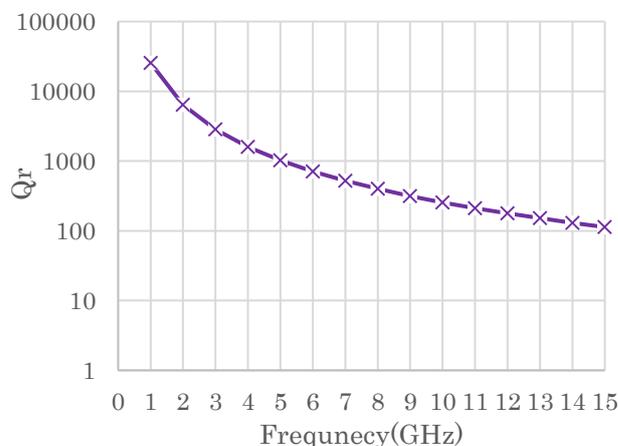


図 9 周波数と  $Q_r$  の関係

式(9)、式(10)および式(11)で計算したそれぞれの結果を式(1)に代入し  $Q_0$  の周波数特性を求めた結果を図 10 に示す。図 10 に示した結果より、今回想定した MEGTRON6 基板を想定した場合 2GHz で  $Q_0=165$  となる。電磁界シミュレーション結果との比較のために、図 11 に示すような電磁界シミュレーションのための回路構造を作成した。図 11 に示した構造では側面の金属シールドの影響を無視するために、共振器と側壁間の距離は  $\lambda/4$  以上としている。図 11 に示した共振器の  $Q_0$  を図 12 に示した共振特性から算出す

ると  $Q_0=163$  となり、若干の差はあるが、理論式と電磁界シミュレーションによる解析結果がおおむね一致していることが確認できる。

計算方法として図 12 に示した特性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  $f_L$ ,  $f_H$  ( $f_L < f_H$ ) とし式(13)を用いて計算する。式(13)を用いる際には  $f_0$  での  $S_{21}$  を約-40dB 以下とする必要がある。この式を用いる際に 2GHz での導体損、誘電体損および放射損の割合について図 13 に示す。図 13 に示した結果より、MEGTRON6 基板を想定した場合 2GHz では導体損の割合がほぼ 7 割を占め、導体損の割合が支配的であることが確認できる。図 13 に示した結果より 2GHz では今回検討した設定条件においては、 $Q_r$  が大きな値となり、結果として、 $Q_c$  と  $Q_d$  のバランスにより共振器の  $Q_0$  がほぼ決定されることが確認できる。これらの特性傾向は周波数によって、さらには基板の種類によって変化するので注意する必要がある。

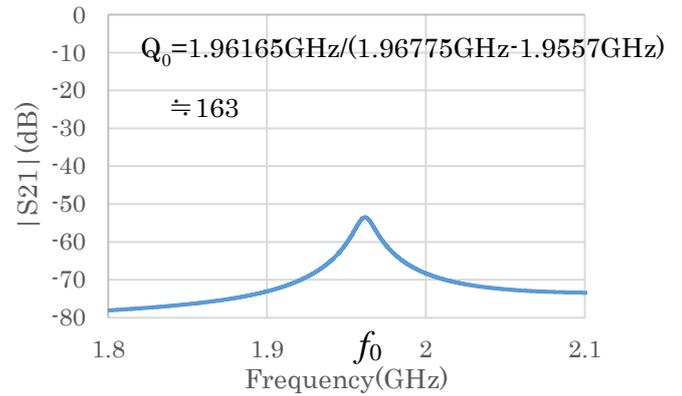


図 12 図 11 に示した回路構造の解析結果

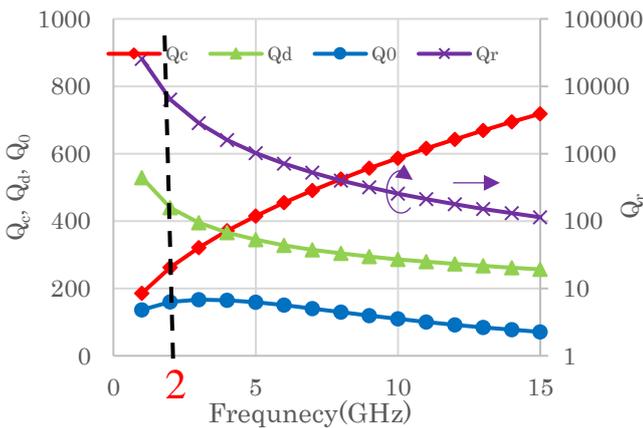


図 10 周波数と  $Q_0$ ,  $Q_c$ ,  $Q_d$  および  $Q_r$  の関係

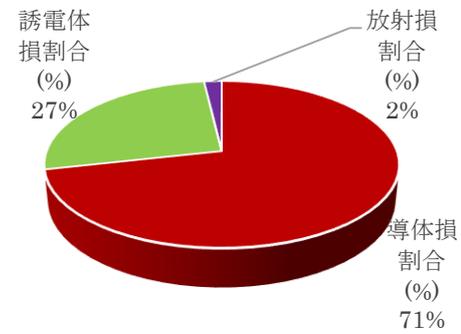


図 13 2GHz での各損失の割合

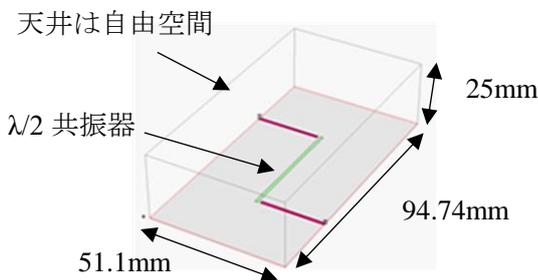


図 11 電磁界シミュレーションにおける  $\lambda/2$  共振器構造

$$Q_0 = \frac{f_0}{f_H - f_L} \quad \text{式(13)}$$

図 14 に MEGTRON6 基板の基板厚と  $\lambda/2$  共振器の線路幅を変更したときの  $Q_0$  のコンター図(等値線図)を示す。基板の材料定数としては  $\epsilon_r=3.64$ ,  $\tan\delta_\epsilon=0.002$  を与えている。MSL の線路幅と基板厚を変化させた場合における  $Q_c$ ,  $Q_d$ , および  $Q_r$  を式(9), (10) および(11)を用いてそれぞれ計算し、式(1)で  $Q_0$  に換算した結果である。図 14 に示した結果より線路幅と基板厚を変化させることで  $Q_0$  が変化しており、これらの関係を上手に選択することで  $Q_0$  の高い共振器が実現できる可能性がある。

(勘所 4 : MSL の  $Q_c$ ,  $Q_d$  および  $Q_r$  の理論式から MSL 共振器の  $Q_0$  を算出することで導体損、誘電体損、放射損の割合を確認できる。これらの割合は周波数によって、さらには基板の種類によって変化するので注意する必要がある。)

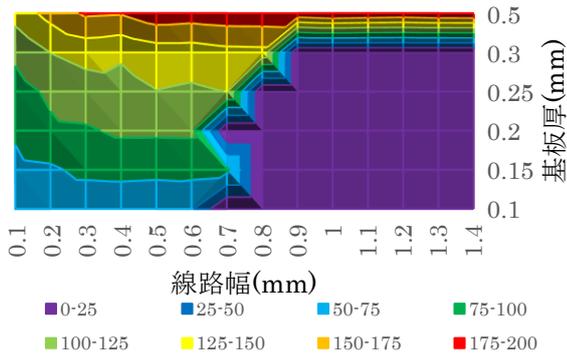


図 14 MEGTRON6 基板の基板厚と  $\lambda/2$  共振器の線路幅を変化させた場合の  $Q_0$

## 5. 小型 BPF に用いる共振器

### 5.1 分布定数線路共振器における共振器長短縮

小型平面 BPF の実現には用いる共振器自体の小型化を行う必要がある。MSL 共振器の小型化にはインピーダンスステップ共振器 (Stepped Impedance Resonator: 以下 SIR) やキャパシタを装荷した共振器 (Capacitor-loaded resonator: 以下 CLR) が用いられる<sup>[3]</sup>。SIR は、複数の異なる特性インピーダンスを有する分布定数線路の組み合わせにより構成できる共振器である。一例として、図 15 に両端開放型 SIR の回路構成を示す。 $Z_1$  および  $Z_2$  は回路図に示す線路部の特性インピーダンスを示している。 $2l_1$  は  $Z_1$  の線路部の長さを、 $l_2$  は  $Z_2$  の線路部の長さをそれぞれ表している。図 15 に示した SIR の入力アドミタンスを式 (14) に示す。ただし、 $R_z = Z_2/Z_1$  とする。

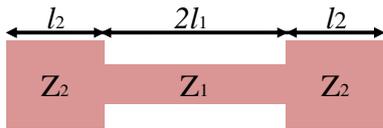


図 15 両端開放型 SIR の回路構成

$$Y_{in} = jB_{in}$$

$$= j \frac{2(R_z \tan \beta l_1 + \tan \beta l_2)(R_z - \tan \beta l_1 \tan \beta l_2)}{Z_2(A - B)} \quad \text{式(14)}$$

$$A = R_z(1 - R_z \tan^2 \beta l_1)(1 - R_z \tan^2 \beta l_2)$$

$$B = 2(1 + R_z^2) \tan \beta l_1 \tan \beta l_2$$

この共振回路の共振条件は式 (15) で与えられる。

$$\tan \beta l_1 \tan \beta l_2 = R_z \quad \text{式(15)}$$

共振器の全長を  $l_{all}$  とおくと  $l_{all}$  は式 (16) で表すことができる。

$$l_{all} = \frac{2}{\beta} \left\{ \beta l_1 + \tan^{-1} \left( \frac{R_z}{\tan \beta l_1} \right) \right\} \quad \text{式(16)}$$

$l_{all}$  は  $R_z < 1$  の場合に最小値を示し、 $R_z > 1$  となる場合に最大値を示す。また、 $l_1 = l_2$  のとき SIR の共振器長が最大値あるいは最小値となる特別な条件である。 $l_1 = l_2 = l_0$  と設定した場合、SIR の最低次の基本共振周波数 ( $f_0$ )、と高次の共振周波数 ( $f_{s1}, f_{s2} : f_{s1} < f_{s2}$ ) は式 (17) ~ 式 (19) で表すことができる。式 (17) において  $v$  は位相速度を表している。

$$f_0 = \frac{v}{2\pi l_0} \tan^{-1}(\sqrt{R_z}) \quad \text{式(17)}$$

$$f_{s1} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1}(\sqrt{R_z})} f_0 \quad \text{式(18)}$$

$$f_{s2} = 2f_{s1} - f_0 \quad \text{式(19)}$$

SIR における  $l_1$  と  $l_{all}$  の関係を図 16 に示す。また、 $R_z$  と高次共振周波数の関係を図 17 に示す。図 16 および図 17 に示した結果より  $R_z$  の選択により共振器長の短縮、高調波共振応答の高域へのシフトが見込めることが確認できる。

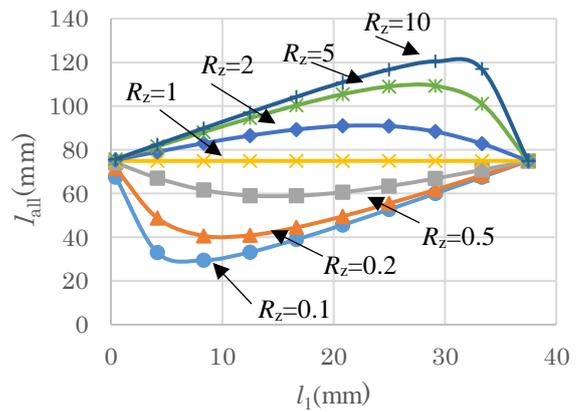


図 16 SIR における  $l_1$  と  $l_{all}$  の関係

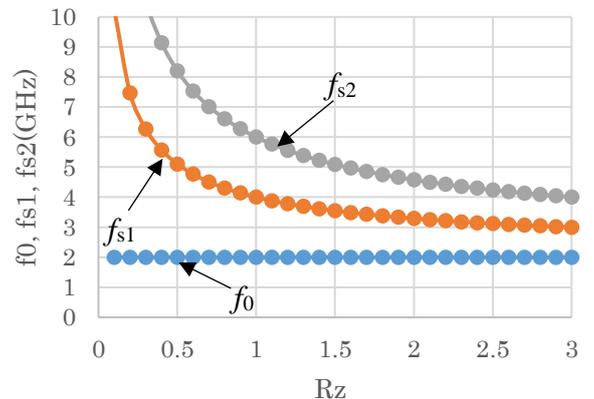


図 17  $R_z$  と高次共振周波数の関係

また、SIR の理論式について整理を簡単にするためここでは、位相定数は  $Z_1$  の線路部および  $Z_2$  の線路部について同じ  $\beta$  と設定したが MSL のような不均質媒質線路の場合は、特性インピーダンスが変化すると厳

密には実効比誘電率も変化することに注意する必要がある。また、今回は SIR の共振条件を求めるために  $l_1 = l_2$  と設定したが SIR を用いたフィルタの構造化の段階で調整が必要になる場合もある。

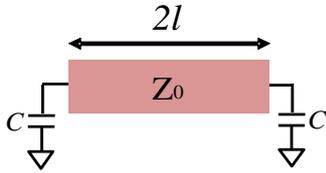


図 18 CLR の回路構成

ここでは両端開放  $\lambda/2$  形を例に SIR について説明したが、さらなる共振器長の短縮には  $\lambda/4$  形共振器を適用するのも一つの手段である。また、図 18 に示すような CLR が使われる場合もある。この共振器構成は図 15 に示した SIR の特性インピーダンス  $Z_2$  の線路部をキャパシタに置き換えたものに相当する。この共振器の共振器長(分布定数線路の部分)は式(20)で求めることができる。

$$l_{au} = 2l = \frac{2}{\beta} \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega C Z_0}\right) \quad \text{式(20)}$$

となる。式(20) より分布定数線路の特性インピーダンス  $Z_0$  を大きく設定し、さらに分布定数線路の両終端についているキャパシタのキャパシタンスを大きく設定すれば理論上は CLR の全長は短くなることを表している。この式は、キャパシタの物理的大きさを考慮していないので CLR の全長は、理論式の上では線路部の長さとなるが、構造化の段階でキャパシタはチップ素子等で実現するので素子自体に長さを持つことになり、またチップ素子を配置するビアパッドも必要となるので構造化の際の共振器の大きさを議論するときには注意が必要である。

### 5.2 SIR および CLR の構造化

図 19(a), (b)および(c)に両端開放形  $\lambda/2$  共振器, SIR および CLR の回路構造をそれぞれ示す。基板には MEGTRON6 基板  $\epsilon_r=3.64$ ,  $\tan\delta_e=0.002$  を想定している。各共振器の  $Q_0$  を図 19 に示した構造を電磁界シミュレータでそれぞれ解析した結果、図 19(a)に示した両端開放形  $\lambda/2$  共振器では  $Q_0=165$ 、図 19(b)に示した SIR では  $Q_0=105$ 、図 19(c)に示した CLR は  $Q_0=78$  であった。CLR の計算に用いたキャパシタは株式会社村田製作所 GJM1554C1H2R0WB01 のチップキャパシタの使用を想定している。

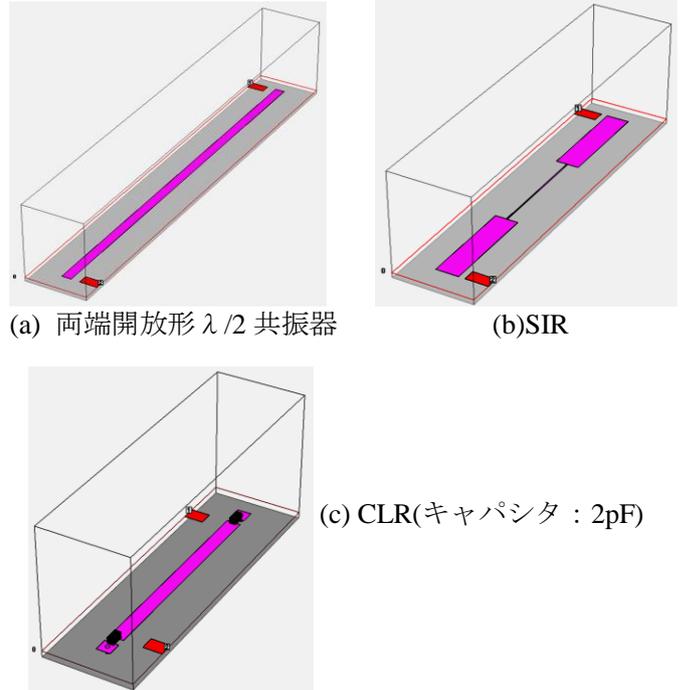


図 19 各種共振器の構造

また、同社の GRM1554C1H2R0CA01 を用いた場合  $Q_0=115$  であった。よってチップ素子の選択により同じキャパシタのキャパシタの場合でも共振器の  $Q_0$  が異なることが確認できる。結果としてはキャパシタの選択によっては SIR より  $Q_0$  が上回る場合もある。SIR については  $R_z$  を 1 よりかなり小さく設定し、CLR についてはキャパシタンスの大きなキャパシタを使用することにより共振器長のさらなる短縮が見込まれるが同時に  $Q_0$  の劣化も起こる。また、SIR の場合、線路長の短縮が実現されても特性インピーダンスの設定によっては、その線路幅が極端に広がる場合もあり、理論式で共振器長の短縮が必ずしも共振器の小型化につながるとはいえないので 2 章で述べた勘所が大切になる。SIR は小型平面フィルタへの適用において、共振器が導体パターンのみで構成できるという点で部品点数が増えないというメリットがある。しかしながら、チップ素子自体も昔に比べると物理的大きさが小さくなりかつ素子の  $Q$  も高くなっており、さらに自己共振周波数も高くなっているため、部品点数の増加が許せるなら CLR の適用も方法の一つである。

**(勘所 5 : 共振器長の短縮には SIR や CLR が適している。分布定数線路理論を用いて関係式を導出することにより共振器長と特性傾向を併せて関連づけることができる。構造化において設計パラメータの選択に注意する必要がある。)**

## 6. 小型 BPF の設計と実現事例

### 6.1 ヘアピン形共振器を用いた小型 BPF

5章で示した共振器を用いた 2GHz 帯小型フィルタの設計 (中心周波数 2GHz, 帯域幅 200MHz) の一例を示す。図 19 に示した SIR や CLR をさらに小型化するにはヘアピン構造の適用が考えられる。ここでは、電磁界シミュレーションにより図 20(a)に示した回路構造を用いて外部  $Q(Q_e)$  を、図 20(b) に示した回路構造を用いて結合係数  $k$  を求めることによるフィルタ設計方法を示す。基板は MEGTRON6 基板  $\epsilon_r=3.64$ ,  $\tan\delta_e=0.002$  を想定している。 $Q_e$  は入力部(出力部)と共振器間の結合の度合いを示し、結合係数は共振器間の電磁界結合の度合いを示す。

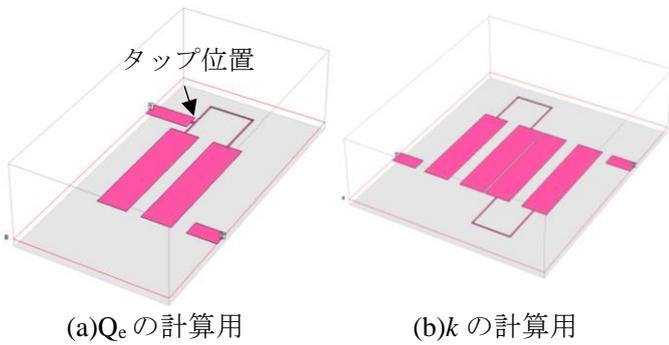


図 20 ヘアピン形 SIR を用いた  $Q_e, k$  計算用回路構造

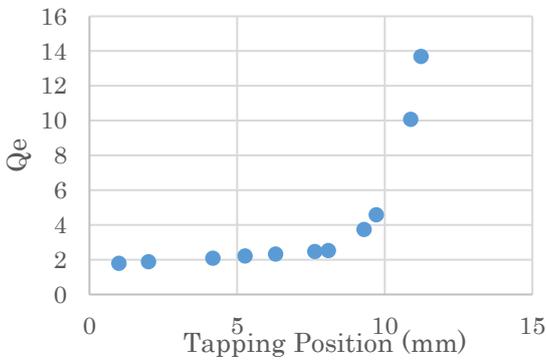


図 21 タップ位置と  $Q_e$  の関係

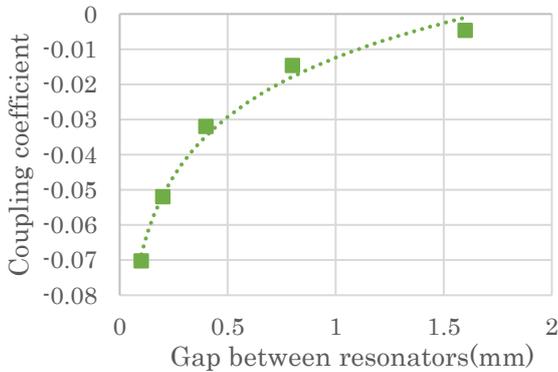


図 22 共振器間ギャップと  $k$  の関係

$Q_e$  を算出するための電磁界シミュレーションでは入力側(出力側)の結合よりも、出力側(入力側)の結合を非常に弱くするような構造とすることで、入力側(出力側)と共振器間のみ結合の度合いを求めることができる。

図 21 に給電線のタップ位置の変化に対する  $Q_e$  を示す。共振器の開放端からタップ位置を変化させると  $Q_e$  は大きくなることを確認できる。図 21 に示した特性傾向より、この構造では低特性インピーダンス線路部にタップ位置を設定する場合は  $Q_e$  は変化が小さく、高特性インピーダンス線路部にタップ位置を設定すると  $Q_e$  の変化が大きくなる特徴が見える。

次に結合係数  $k$  を図 20(b)で示した回路構造で解析した特性において各共振周波数を  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}(f_{p1} < f_{p2})$  とし式(21)を用いて計算する。結合係数を求めるための回路構造においては、入出力給電線と各共振器間が疎結合になるように回路を構成し、できる限り共振器間の結合の度合いのみを計算できるようにする。図 22 に共振器間ギャップと  $k$  の関係を示す。

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad \text{式(21)}$$

図 23 および図 24 に SIR を用いた 2 段 BPF(19.17mm × 14.48mm)の回路構造とフィルタ特性をそれぞれ示す。図 24 に示した結果より所望の周波数付近に通過帯域特性が得られていることが確認できる。

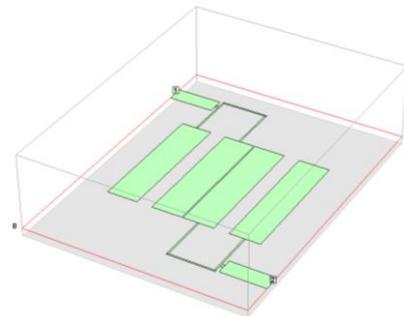


図 23 ヘアピン形 SIR を用いた 2 段 BPF

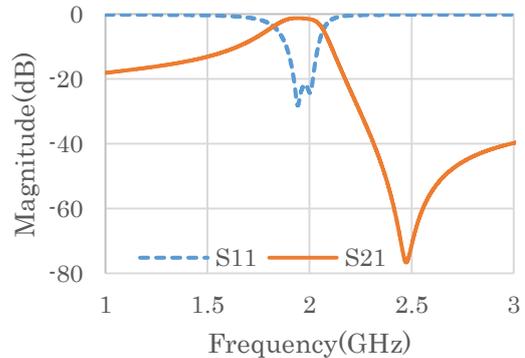
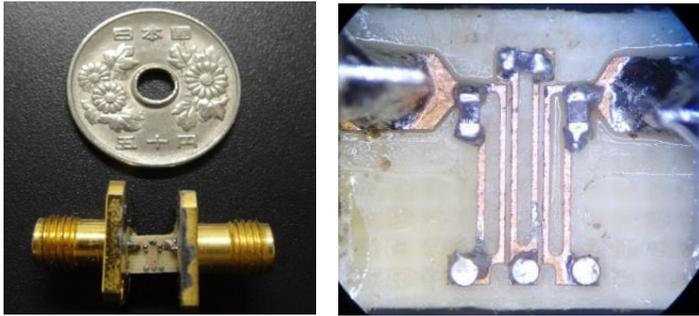


図 24 図 23 に示した BPF のフィルタ特性

## 6.2 小型 BPF の試作例

小型 BPF の試作例として研究室で実際に実現した構造を挙げる。図 25(a)および(b)に 2GHz 帯小型 BPF の概観と回路パターンをそれぞれ示す。図 25 に示した BPF はチップキャパシタと MSL の組み合わせによる共振器を用いて小型化を実現している。5 章で検討した BPF をさらに小型化するため、共振器は MSL の中央部分でストリップ導体から接地導体への貫通ビアを設けた構造になっており、共振器の開放端同士はチップキャパシタで接続している。



(a)フィルタの概観 (b)回路パターン

図 25 2GHz 帯小型 BPF

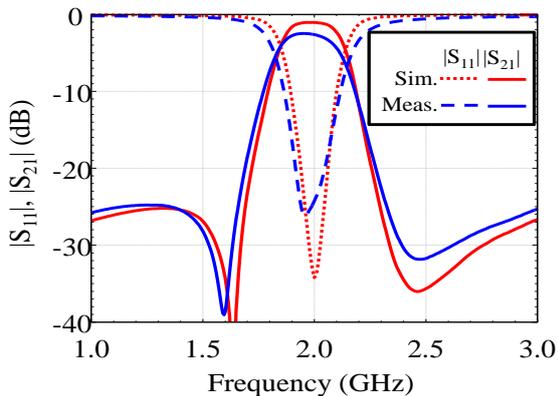


図 26 図 25 に示した BPF の特性

この BPF の設計は 6.1 節で述べた電磁界シミュレーションで  $Q_e$  と  $k$  を求めることによるフィルタ設計方法を適用している。図 25(a)に示した写真より、50 円玉の穴の面積ぐらいの回路パターンを実現できていることが確認できる。この小型 BPF は電子情報通信学会マイクロ波研究会主催の学生マイクロ波回路設計試作コンテスト（フィルタ：小型化部門）にエントリーした小型 BPF である。図 26 に図 25 に示した BPF の電磁界シミュレータによる結果と試作結果を併せて示す。通過帯域の両側に減衰極を実現するフィルタ特性によりコンテストのスペックを満足させている。フィルタの試作は基板加工機を用いている。基板加工機による製作は化学薬品を用いないので研究室における薬品後処理の面では助かる。

しかし、加工においてはドリルの歯により導体だけでなく誘電体材料も削られることから、回路設計の段階で素子感度が高い場合は製作精度にかなり気をつける必要がある。また、加工を行った結果、電磁界シミュレーションにおける回路寸法と比較すると、シミュレーションにおける寸法通りの回路パターン実現は困難なため、基板加工機の癖を知り、加工前のレイアウト作成の段階であらかじめ回路パターンの寸法の微調整を行っておくのも一つである。

チップ素子は、いくつかの会社で開発が行われており、素子の物理的大きさが従来の 1608 型や 1005 型から 0603 型、0402 型等かなり小さくなっている。できれば会社ごとに、また同じ会社で同じ素子値であっても製品のシリーズによって特性が異なるのでいくつか評価した方がよい。その際チップ素子の素子値のばらつき等によるフィルタ特性への影響についても事前に評価することも必要である。

また、数 GHz 帯でのフィルタの試作では Sub Miniature Type A(SMA)コネクタを使用するが多い。MSL で構成された給電線路に SMA コネクタを取り付ける場合、SMA コネクタを  $50\Omega$  給電線路にそのまま取り付けるだけでは SMA コネクタ(同軸線路)と MSL(平面形線路)はそもそも線路構造が異なるので特性に影響が出る場合がある。そこで回路が動作する所望の周波数帯でできる限りこの影響を少なくするため給電線路に摂動導体等を与えたり、給電線路をテーパ線路にしたり、SMA コネクタの中心導体を少し変形させる等の工夫が必要となる。

**(勘所 6：小型 BPF の実現には、小スペースに回路パターンを凝縮させ、かつ特性を得るために材料や素子の選定、回路パターンの提案、コネクタ周辺環境の調整等あらゆることを考える必要がある。)**

## 7. まとめ

本講演では高周波プリント基板を用いた小型 BPF を題材にフィルタを検討する上での基礎知識と勘所について紹介した。学生の皆さんが実践的にフィルタについて学ぶには、モノづくりを踏まえた電子情報通信学会マイクロ波研究会主催の学生マイクロ波回路設計試作コンテスト等への参加がよいと思う。

## 文 献

- [1] 小西良弘, “实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.115-160, 2001.
- [2] 小野雄司, “[技術解説] 低誘電率/低損失基板材料を使った試作に応える マイクロ波/ミリ波向け基板試作サービスの現場から,” RF ワールド, No.38, pp.123-130, 2017.
- [3] 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.7-31, 2014.