

マイクロ波フィルタ設計の基礎と実践

Fundamentals and Practice of the Design of Microwave Filters

馬 哲旺
Zhewang MA

埼玉大学 大学院理工学研究科 〒338-8570 さいたま市桜区下大久保 255
Graduate School of Science and Engineering, Saitama University
Shimo-Okubo 255, Sakura-ku, Saitama-shi, 338-8570, Japan

E-mail: ma@ees.saitama-u.ac.jp

Abstract

In this tutorial lecture, the fundamental design theory of microwave filters is described based on the most commonly used equivalent circuits of microwave filters. Design examples are provided to explain the important respects in the design procedure of microwave filters, including considerations relating the equivalent circuits and the configurations of resonators and filters, appropriate use of circuit and electromagnetic simulators for the effective design purpose. Some recent research topics and new design methods of microwave filters will also be presented.

1. はじめに

RF/マイクロ波フィルタは異なる周波数帯の信号間の干渉を防ぎ、高品質な通信サービスの提供や周波数資源の有効利用のために欠かせない部品として、ほとんどの通信機器に搭載されている。情報通信技術の発展は日進月歩で、RF/マイクロ波フィルタの研究開発も、時代や様々な用途の要請に対処すべく、新しい材料や製作方法の開発、新たな設計理論やコンピュータを利用した設計手法の提案などの努力により、多くの課題を解決しながら、進歩をし続けている。同軸フィルタ、導波管フィルタ、誘電体共振器フィルタ、様々な平面形フィルタ、高温超電導を用いた超狭帯域フィルタ、SAW フィルタ、LTCC フィルタ、MEMS フィルタ等々に代表されるように、これまでに多くの優れた技術や製品を生み出した。

集中定数素子を用いたフィルタの合成理論は従来の回路網理論で系統的に述べられている^[1]。RF/マイクロ波フィルタについては、多くの教材や専門書籍も出版されている^{[2]-[6]}。本基礎講座では、限られた紙面と時間において、まず集中定数フィルタから、インバータを利用したフィルタ、および汎用性のより高い結合係数や外部 Q 値を用いた共振器直結型フィルタまで、順次その要領を解説する。次に、設計例を用いて、各種の等価回路に基づく設計手法を述べる。回路パラメータと共振器やフィルタの構造との対応関係、回路シミュレータおよび電磁界シミュレ

ータの活用による設計精度と効率の向上等についても解説する。

2. マイクロ波フィルタの分類と設計

フィルタは、ある周波数範囲の信号だけを負荷に伝送し、他の周波数の信号は伝送しないようにする回路である。すなわち周波数によって信号の選別を行う回路である。従って、フィルタに要求される特性として主に次のようなものがある。

- (1) 通過域内での挿入損失が小さい
- (2) スカート特性（選択度）が良い
- (3) 阻止域における減衰量が所要値以上である
- (4) 通過域内で周波数に対し、位相が線形的に変化する
- (5) 温度、湿度および時間経過により特性が変わらない
- (6) 小形、軽量、安価である
- (7) その他

フィルタはその周波数選択特性から、低域通過フィルタ(LPF)、高域通過フィルタ(HPF)、帯域通過フィルタ(BPF)、帯域阻止フィルタ(BRF)に大別される。一方、他の観点からフィルタには様々な分類方法がある。例えば、アナログ(analog)フィルタとデジタル(digital)フィルタ、集中定数(lumped element)フィルタと分布定数(distributed element)フィルタ、受動(passive)フィルタと能動(active)フィルタ、電氣的

(electrical)フィルタと機械的(mechanical)フィルタ(例えば弾性表面波(SAW)フィルタ)等がある。またマイクロ波フィルタは、その形状から以下のように大きく分類することができ、(1)立体形フィルタ：同軸フィルタ、導波管フィルタ、誘電体共振器フィルタ等。(2)平面形フィルタ：ストリップラインフィルタ、マイクロストリップフィルタ、コプレーナフィルタ等がある。

フィルタの設計は以前主に映像パラメータ法 (Image parameter method) により行われていたが、現在ほとんど挿入損失法 (Insertion loss method) により行われている^{[1][3]}。すなわち、所望のフィルタの周波数応答 (挿入損失) に対応し、回路網の合成理論に基づき、フィルタの回路構成および素子値を求める。マイクロ波フィルタは主に以下三つのステップの順に設計されている。

- (1)設計仕様より、集中定数原形低域通過フィルタの素子値を決める。
- (2)インピーダンスのスケールリングと周波数変換を行い、集中定数 (抵抗 R 、インダクタ L 、キャパシタ C からなる) フィルタの回路素子値を得る。
- (3)高周波において、集中定数フィルタを分布定数回路 (伝送線路や共振器) で近似し、仕様に近い周波数特性を実現する。

図1はマイクロ波フィルタの設計の流れを示す。

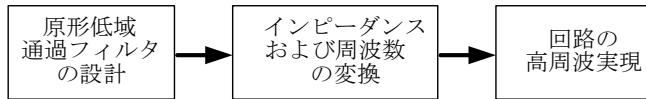


図1 マイクロ波フィルタの設計の流れ

上記のステップ(1)および(2)はフィルタ設計の基礎であり、回路網合成理論などで詳細に記述されている^{[1][2]}。一方、ステップ(3)は周波数帯やフィルタの通過域内の挿入損失、耐電力特性、回路サイズなどの制約および設計者の経験などにより、フィルタを構成するための材料や形状等を選択する必要がある。また、良好な周波数特性を持つフィルタを効率良く実現するために、回路シミュレータおよび電磁界シミュレータを併用した設計手法が重要である。

3. 原形低域通過フィルタの設計

フィルタ設計の第一歩として、原形 LPF の設計を行う。原形 LPF とは、

- (1)回路の信号源の抵抗やコンダクタンスを 1 に、
- (2)フィルタの遮断角周波数を 1 に

したときの低域通過フィルタで、これによって原形 LPF のすべての素子は規格化した値を持つ。原形 LPF

の角周波数を Ω で表し、遮断角周波数 $\Omega_c=1(\text{rad/sec})$ とする。無損失な場合、インダクタおよびキャパシタ g_i ($i=1,2,\dots,n$) を梯子の形で構成した原形 LPF を図 2(a)と(b)に示す。 g_0 と g_{n+1} はそれぞれ信号源と負荷の抵抗またはコンダクタンスを表す。

この梯子形の原形 LPF に対し、フィルタの周波数特性を最平坦特性とする場合、フィルタの挿入損失 IL および各規格化素子値は以下の式で与えられる。

$$IL = 10 \log_{10}(1 + \Omega^{2n}) \text{ (dB)} \quad (3.1)$$

$$g_0 = 1.0$$

$$g_i = 2 \sin \frac{2i-1}{2n} \pi; \quad i=1, 2, \dots, n, \quad (3.2)$$

$$g_{n+1} = 1.0$$

また、チェビシェフ周波数特性とする場合、

$$IL = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2 T_n^2) \text{ (dB)} \quad (3.3)$$

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & (0 \leq |\Omega| \leq 1) \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & (|\Omega| > 1) \end{cases}$$

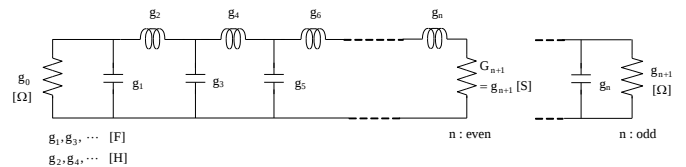
$$g_0 = 1, \quad g_1 = \frac{2}{y} \sin \frac{\pi}{2n}$$

$$g_i g_{i+1} = \frac{4 \sin \frac{2i-1}{2n} \pi \sin \frac{2i+1}{2n} \pi}{y^2 + \sin^2 \frac{i\pi}{n}}, \quad i=1, 2, \dots, n$$

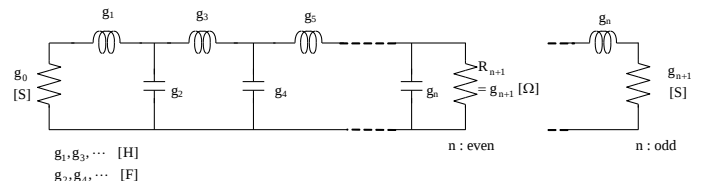
$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & \text{for } n \text{ odd} \\ \left(\varepsilon + \sqrt{1 + \varepsilon^2} \right)^2, & \text{for } n \text{ even} \end{cases} \quad (3.4)$$

$$y = \sinh \left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right), \quad \sinh^{-1} x = \log \left(x + \sqrt{x^2 + 1} \right)$$

となる。ただし、 ε は通過域内の挿入損失リップルを決める定数で、挿入損失リップルを RW (dB) とするとき、 $\varepsilon = \sqrt{10^{0.1RW} - 1}$ で計算される。



(a) g_1 がキャパシタの場合



(b) g_1 がインダクタの場合

図2 原形低域通過フィルタ

4. インピーダンスのスケーリングおよび周波数変換

4.1 インピーダンスのスケーリング

実際のフィルタ回路の信号源の抵抗は $g_0=1.0$ オームではなく、 R_0 オームである場合、前述した原形 LPF の各分枝のインピーダンスを同じ倍率 R_0 で掛けば、もとの原形 LPF と同じ応答を持つフィルタが得られる。つまり、原形 LPF の各素子値に下記インピーダンススケーリングを行う。

$$\begin{aligned} R &\rightarrow \gamma_0 R, & G &\rightarrow G/\gamma_0 \\ L &\rightarrow \gamma_0 L, & C &\rightarrow C/\gamma_0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

ここで、インピーダンススケーリング因子 γ_0 は次のように定義される：

$$\gamma_0 = \begin{cases} R_0 / g_0, & g_0 \text{ は抵抗の場合} \\ R_0 g_0, & g_0 \text{ はコンダクタンスの場合} \end{cases}$$

4.2 原形 LPF から低域通過フィルタへの変換

遮断角周波数 ω_c を持つ LPF を実現するために、LPF の角周波数 ω と原形 LPF の角周波数 Ω の間に以下のような周波数変換を行う。

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c} \Omega_c, \quad \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)} \quad (4.2)$$

そこで、原形 LPF のリアクタンス素子値 g にこの変換を適用すると

$$j\Omega g = j \frac{\omega}{\omega_c} \Omega_c g$$

さらに、前述したインピーダンスのスケーリングを行う。その結果、原形 LPF のインダクタ g に対し、

$$jX = j\Omega \gamma_0 g = j \frac{\omega}{\omega_c} \Omega_c \gamma_0 g = j\omega L$$

よって、原形 LPF の直列インダクタ g は、LPF の直列インダクタ L に変換され、 L の値は

$$L = \frac{\Omega_c}{\omega_c} \gamma_0 g \text{ (H)} \quad (4.3)$$

となる。また、原形 LPF の並列キャパシタ g に対し、

$$jB = j\Omega \frac{g}{\gamma_0} = j \frac{\omega}{\omega_c} \Omega_c \frac{g}{\gamma_0} = j\omega C$$

よって、変換後の LPF の並列キャパシタ C は

$$C = \frac{\Omega_c}{\omega_c} \frac{g}{\gamma_0} \text{ (F)} \quad (4.4)$$

となる。以上述べた結果を図 3 に示す。

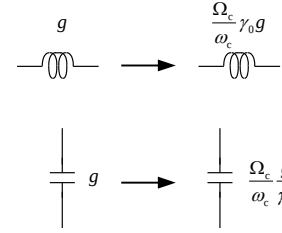


図 3 原形 LPF から、インピーダンスのスケーリングおよび周波数変換による LPF への変換

4.3 原形 LPF から高域通過フィルタ (HPF) への変換

遮断角周波数 ω_c を持つ HPF を実現するために、HPF の ω と原形 LPF の Ω の間に以下のような周波数変換を行う。

$$\Omega = -\frac{\omega_c}{\omega} \Omega_c, \quad \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)} \quad (4.5)$$

そこで、原形 LPF のリアクタンス素子値 g にこの変換を適用すると

$$j\Omega g = \frac{\omega_c}{j\omega} \Omega_c g$$

さらに、前述したインピーダンスのスケーリングを行う。その結果、原形 LPF のインダクタ g に対し、

$$jX = j\Omega \gamma_0 g = \frac{\omega_c}{j\omega} \Omega_c \gamma_0 g = \frac{1}{j\omega C}$$

よって、原形 LPF の直列インダクタ g は HPF の直列キャパシタ C に変換され、 C の値は

$$C = \frac{1}{\omega_c \Omega_c} \frac{1}{\gamma_0 g} \text{ (F)} \quad (4.6)$$

となる。また、原形 LPF のキャパシタ g に対し、

$$jB = j\Omega \frac{g}{\gamma_0} = \frac{\omega_c}{j\omega} \Omega_c \frac{g}{\gamma_0} = \frac{1}{j\omega L}$$

よって、原形 LPF の並列キャパシタ g は HPF の並列インダクタ L に変換され、 L の値は

$$L = \frac{1}{\omega_c \Omega_c} \frac{\gamma_0}{g} \text{ (H)} \quad (4.7)$$

となる。以上述べた結果を図 4 に示す。

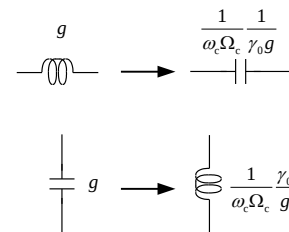


図 4 原形 LPF から HPF への変換

4.4 原形 LPF から帯域通過フィルタ(BPF)への変換

角周波数 ω_1 から ω_2 までの通過域($\omega_2-\omega_1$)を持つBPFを実現するために、BPF の ω と原形 LPF の Ω の間に以下のような周波数変換を行う。

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)} \quad (4.8)$$

ここで、 FBW と ω_0 はそれぞれ通過域の比帯域幅と中心角周波数で、以下の式で表される。

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (4.9)$$

そこで、原形 LPF のリアクタンス素子値 g にこの周波数変換を適用すると、次式を得る。

$$j\Omega g = j\omega \frac{\Omega_c g}{FBW \omega_0} + \frac{1}{j\omega} \frac{\Omega_c \omega_0 g}{FBW}$$

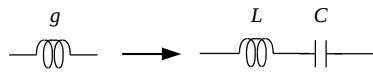
さらに、前述したインピーダンスのスケーリングを行う。その結果、原形 LPF の直列インダクタ g は BPF の直列 LC 共振器に変換され、 L と C の値は、次式により計算する。

$$L = \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \gamma_0 g, \quad C = \frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (4.10)$$

また、原形 LPF の並列キャパシタ g は BPF の並列 LC 共振器に変換され、 L と C の値は、次式により計算する。

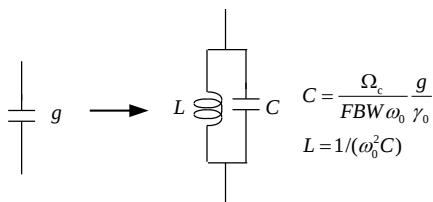
$$C = \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \frac{g}{\gamma_0}, \quad L = \frac{FBW}{\omega_0 \Omega_c} \frac{\gamma_0}{g} \quad (4.11)$$

以上述べた結果を図 5 に示す。



$$L = \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \gamma_0 g, \quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

(a) 直列インダクタの変換



$$C = \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \frac{g}{\gamma_0}, \quad L = 1/(\omega_0^2 C)$$

(b) 並列キャパシタの変換

図 5 原形 LPF から BPF への変換

4.5 原形 LPF から帯域阻止フィルタ(BRF)への変換

角周波数 ω_1 から ω_2 までの阻止域($\omega_2-\omega_1$)を持つBRFを実現するために、BRF の ω と原形 LPF の Ω の間に以下のような周波数変換を行う。

$$\Omega = \frac{FBW \Omega_c}{(\omega_0 / \omega - \omega / \omega_0)}, \quad \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)} \quad (4.12)$$

そこで、原形 LPF のリアクタンス素子値 g にこの周波数変換を適用すると、次式を得る。

$$j\Omega g = \frac{1}{j\omega \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c g} + \frac{1}{j\omega} \frac{\omega_0}{FBW \Omega_c g}}$$

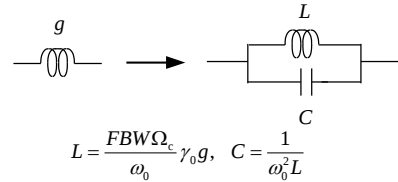
さらに、前述したインピーダンスのスケーリングを行う。その結果、原形 LPF の直列インダクタ g は BRF の並列 LC 共振器に変換され、 L と C の値は、次式により計算する。

$$C = \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \frac{1}{\gamma_0 g}, \quad L = \frac{FBW \Omega_c}{\omega_0} \gamma_0 g \quad (4.13)$$

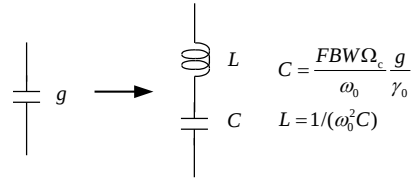
また、原形 LPF の並列キャパシタ g は BRF の直列 LC 共振器に変換され、 L と C の値は、次式により計算する。

$$L = \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \frac{\gamma_0}{g}, \quad C = \frac{FBW \Omega_c}{\omega_0} \frac{g}{\gamma_0} \quad (4.14)$$

以上述べた結果を図 6 に示す。



(a) 直列インダクタの変換



(b) 並列キャパシタの変換

図 6 原形 LPF から BRF への変換

5. K-インバータと J-インバータを用いたフィルタ

5.1 K-インバータと J-インバータ

インピーダンスインバータ (アドミタンスインバータ) または K-インバータ (J-インバータ) は、図 7(a)と(b)で示したように、インバータの 1 ポートにイ

インピーダンス Z_L (アドミタンス Y_L) を接続すると、もう片方のポートから見たインピーダンス Z_{in} (アドミタンス Y_{in}) は以下ようになる。

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad \left(Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \right) \quad (5.1)$$

理想的な K -インバータの $ABCD$ マトリクスは以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

J -インバータの場合、

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

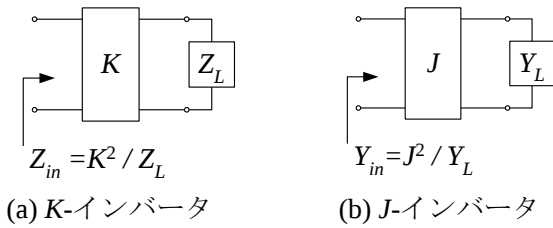


図7 K -インバータと J -インバータ

集中定数 T -形回路および Π -形回路から構成した代表的な K -インバータと J -インバータを図8(a)-(d)に示す。また、分布定数 4 分の 1 波長の伝送線路も代表的な K - (J -) インバータである。

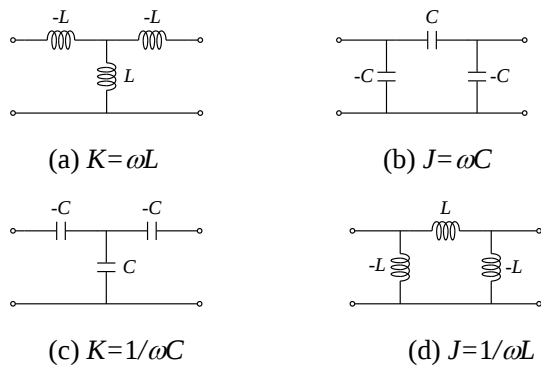


図8 代表的な K -インバータと J -インバータ

5.2 K -と J -インバータによる原形 LPF の変換

図 2(a)に示した 1 番目の素子がキャパシタの原形 LPF を再び図 9(a)に示す。 K -インバータを用いて、この回路を図 9(b)に示した直列インダクタのみを持つ LPF に変換できる。

図 9(a)において、1 番目の素子 g_1 から右側を見た

アドミタンスを Y_{22} とすると、端子 1-1' から右側を見た g_0 で規格化したインピーダンス Z_{11} は、次式で与えられる。

$$\frac{Z_{11}}{g_0} = \frac{1}{j\omega g_0 g_1 + g_0 Y_{22}} \quad (5.4)$$

同様に図 9(b)において、1 番目の素子 L_{a1} から右側を見たインピーダンスを Z_{12} とすると、端子 1-1' から右側を見た R_0 で規格化したインピーダンス Z_{01} は、次式で与えられる。

$$\frac{Z_{01}}{R_0} = \frac{1}{j\omega L_{a1} \frac{R_0}{K_{01}^2} + Z_{12} \frac{R_0}{K_{01}^2}} \quad (5.5)$$

図 9(a)と(b)が等価であるならば、

$$\frac{Z_{11}}{g_0} = \frac{Z_{01}}{R_0} \quad (5.6)$$

よって、

$$g_0 Y_{22} = Z_{12} \frac{R_0}{K_{01}^2} \quad (5.7)$$

$$g_0 g_1 = L_{a1} \frac{R_0}{K_{01}^2} \quad (5.8)$$

式(5.8)から

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_0 L_{a1}}{g_0 g_1}} \quad (5.9)$$

を得る。

さらに、図 9(a)及び(b)において 2 番目の素子から右側を見たインピーダンスを、それぞれ Z_{33} 及び Z_{23} とすると、

$$Y_{22} = \frac{1}{j\omega g_2 + Z_{33}}, \quad Z_{12} = \frac{K_{12}^2}{j\omega L_{a2} + Z_{23}} \quad (5.10)$$

式(5.10)を(5.7)に代入すると、

$$\frac{1}{j\omega \frac{g_2}{g_0} + \frac{Z_{33}}{g_0}} = \frac{1}{j\omega \frac{L_{a2}}{R_0} \frac{K_{01}^2}{K_{12}^2} + \frac{Z_{23}}{R_0} \frac{K_{01}^2}{K_{12}^2}} \quad (5.11)$$

よって、

$$\frac{Z_{33}}{g_0} = \frac{Z_{23}}{R_0} \frac{K_{01}^2}{K_{12}^2} \quad (5.12)$$

$$\frac{g_2}{g_0} = \frac{L_{a2}}{R_0} \frac{K_{01}^2}{K_{12}^2} \quad (5.13)$$

が成立するので、式(5.13)に(5.9)を代入し、 K_{12} につ

いて解くと次式を得る。

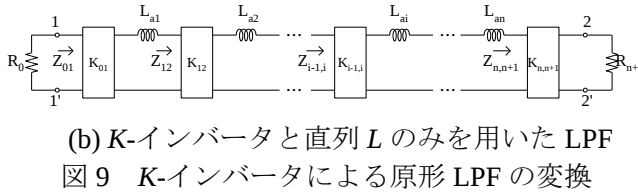
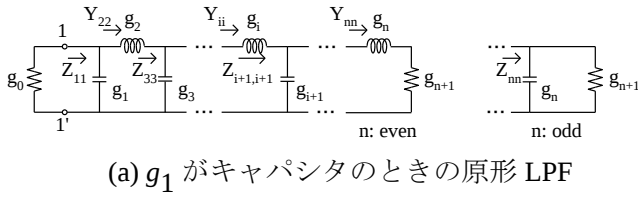
$$K_{12} = \sqrt{\frac{L_{a1}L_{a2}}{g_1g_2}} \quad (5.14)$$

同様な手段を繰り返せば、結局、次の関係式を得る。

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_0L_{a1}}{g_0g_1}}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an}R_{n+1}}{g_ng_{n+1}}} \quad (5.15)$$

$$K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_{ai}L_{a,i+1}}{g_ig_{i+1}}}, \quad i = 1 \text{ to } n-1$$

式(5.15)、また図 9(b)に $R_0, R_{n+1}, L_{ai} (i=1, 2, \dots, n)$ は任意の値を取ることができる。



J -インバータを用いて、並列キャパシタのみを利用した LPF は図 10 に示す。設計公式は次式となる。

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_0C_{a1}}{g_0g_1}}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an}G_{n+1}}{g_ng_{n+1}}} \quad (5.16)$$

$$J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{ai}C_{a,i+1}}{g_ig_{i+1}}}, \quad i = 1 \text{ to } n-1$$

ただし、 $G_0, G_{n+1}, C_{ai} (i=1, 2, \dots, n)$ は任意の値を取ることができる。

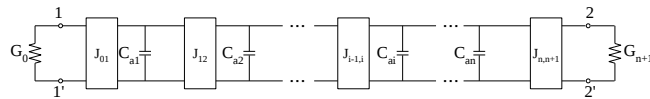


図 10 J -インバータと並列 C のみを用いた LPF

5.3 K -と J -インバータを用いた BPF

図 9(b)に示した K -インバータを用いた LPF に対し、周波数変換を行うことにより、図 11 に示した K -インバータを用いた BPF となる。LPF の直列 L は BPF の LC 直列共振器となり、その値は以下の式を用いて計算する。

$$L_{ri} = \frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} L_{ai}, \quad C_{ri} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{ri}}, \quad i = 1 \text{ to } n \quad (5.17)$$

また、 K -インバータに関する公式は次式となる。

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{R_0FBW\omega_0L_{r1}}{\Omega_cg_0g_1}}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW\omega_0L_{rn}R_{n+1}}{\Omega_cg_ng_{n+1}}} \quad (5.18)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW\omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{L_{ri}L_{r,i+1}}{g_ig_{i+1}}}, \quad (i = 1 \text{ to } n-1)$$

ただし、 $R_0, R_{n+1}, L_{ri} (i=1, 2, \dots, n)$ は任意の値を取ることができる。

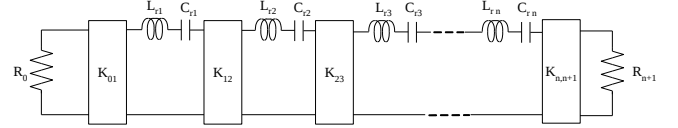


図 11 LC 直列共振器と K -インバータを用いた BPF

J -インバータと LC 並列共振器を用いた BPF は図 12 に示す。また、図中の素子値と J -インバータに関する公式は以下にまとめた。

$$C_{ri} = \frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} C_{ai}, \quad L_{ri} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{ri}}, \quad i = 1 \text{ to } n \quad (5.19)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_0FBW\omega_0C_{r1}}{\Omega_cg_0g_1}}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW\omega_0C_{rn}G_{n+1}}{\Omega_cg_ng_{n+1}}} \quad (5.20)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{FBW\omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{ri}C_{r,i+1}}{g_ig_{i+1}}}, \quad (i = 1 \text{ to } n-1)$$

ただし、 $G_0, G_{n+1}, C_{ri} (i=1, 2, \dots, n)$ は任意の値を取ることができる。

ここで、2 点留意すること。(1)上記の BPF には、 LC 直列 (並列) 共振器の L または C 素子は任意の値を取る自由度がある。(2)すべての直列 (並列) 共振器はフィルタの中心周波数で共振する。

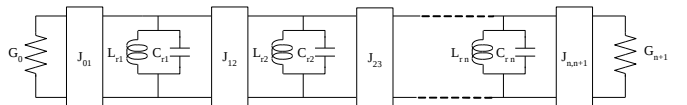


図 12 LC 並列共振器と J -インバータを用いた BPF

5.4 K -と J -インバータを用いた一般化した BPF

図 11 および図 12 に示した BPF は、 LC 直列共振器または LC 並列共振器のみを用いたが、高周波の場合、集中定数の LC 共振器は基本的に実現できないため、空洞共振器や誘電体共振器および各種の平面形共振器などを使用することとなる。その場合、これらの共振器は以下の 2 点において集中定数の LC 共振器と一致すれば、これらの共振器は、BPF の中心周波数 ω_0 の近傍で、 LC 共振器と同じ特性を持つと考え、図 11 と 12 のフィルタにある LC 共振器と置き換えれば、

ω_0 の近傍で集中定数フィルタと同じ周波数特性（フィルタ特性）を実現できる。

(1) 共振周波数が一致すること。

(2) 共振周波数 ω_0 の近傍で、共振器のリアクタンス（サセプタンス）は、周波数に対する変化が

LC 共振器のそれと一致する（または近い）こと。

(2) 点目について、共振器のリアクタンスを $X(\omega)$ 、またはサセプタンスを $B(\omega)$ とし、以下のスロープパラメータ χ （または β ）を定義し、フィルタの設計に利用する。

$$\chi = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad \text{または} \quad \beta = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (5.21)$$

例えば、LC 直列共振器の場合、

$$X(\omega) = \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}, \quad \frac{\omega_0}{2} \frac{dX(\omega)}{d\omega} = \frac{\omega_0 L_r}{2} \left(1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (5.22)$$

$$\therefore \chi = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L_r = \frac{1}{\omega_0 C_r}$$

LC 並列共振器の場合、

$$B(\omega) = \omega C_r - \frac{1}{\omega L_r}, \quad \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} = \frac{\omega_0 C_r}{2} \left(1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (5.23)$$

$$\beta = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C_r = \frac{1}{\omega_0 L_r}$$

図 11 の BPF にある各 LC 直列共振器を、リアクタンス $X_i(\omega)$ 、スロープパラメータ χ_i ($i=1, 2, \dots, n$) を持つ一般化した共振器と置き換えることにより得た BPF の回路を図 13(a) に示す。式(5.22)を(5.18)に代入することにより、図 13(a) のフィルタにおける K-インバータに関する公式を得る。

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_0 FBW \chi_1}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \chi_n R_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (5.24)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c} \sqrt{\frac{\chi_i \chi_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ to } n-1}$$

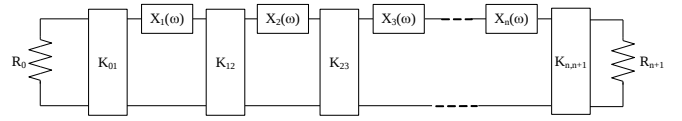
ただし、 R_0, R_{n+1}, χ_i ($i=1, 2, \dots, n$) は任意の値を取ることができる。

同様に、図 12 にある LC 並列共振器を、サセプタンス $B_i(\omega)$ 、スロープパラメータ β_i ($i=1, 2, \dots, n$) を持つ一般化した共振器と置き換えることにより得た BPF の回路を図 13(b) に示す。この回路における J-インバータに関する公式は次式となる。

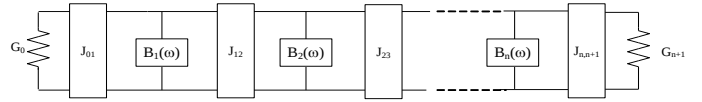
$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_0 FBW \beta_1}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \beta_n G_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (5.25)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c} \sqrt{\frac{\beta_i \beta_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ to } n-1}$$

ただし、 G_0, G_{n+1}, β_i ($i=1, 2, \dots, n$) は任意の値を取ることができる。



(a) K-インバータを用いた場合



(b) J-インバータを用いた場合

図 13 インバータを用いた一般化した BPF 回路

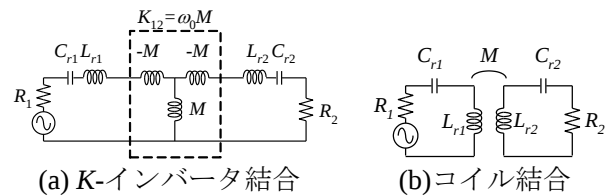
6. 共振器直結型 BPF の設計

前節で述べたインバータを用いた BPF 回路に対し、回路変換を行うことにより、より汎用性の高い共振器直結型 BPF 回路が得られる。設計公式も集中定数 R, L, C やインバータに関するものに代わり、共振周波数、共振器間の結合係数および共振器と給電回路間の外部 Q に関するものとなる。

簡単に説明するために、まず、共振器間の結合について、図 14(a) に示した 2 つの LC 直列共振回路が誘導結合した回路を考える。点線で囲まれた部分は、 $\pm M$ のインダクタで構成した K-インバータ ($K=\omega M$, 図 8(a) を参照) であり、結合コイルを用いて、図 14(a) を 14(b) に等価的に表現できる。公式(5.18)を引用し、図 14(b) にある 2 つの LC 共振器間の結合係数 k は次式で与えられる。

$$k_{12} = \frac{M}{\sqrt{L_{r1} L_{r2}}} = \frac{\omega_0 M}{\omega_0 \sqrt{L_{r1} L_{r2}}} = \frac{K_{12}}{\omega_0 \sqrt{L_{r1} L_{r2}}} \quad (6.1)$$

$$= \frac{FBW}{\Omega_c} \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}}$$



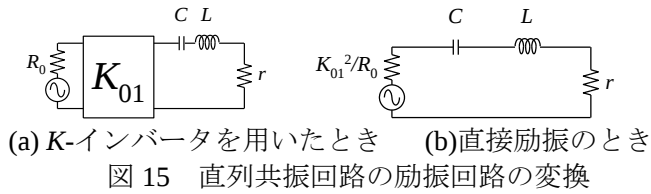
(a) K-インバータ結合

(b) コイル結合

図 14 結合直列共振回路の変換

次に、図 15(a) に示した直列共振回路が K-インバータを介して励振される場合を考える。共振器側からインバータを通して電源側を見たインピーダンスは、図 15(b) に示さるよう、 K^2/R_0 となるから、公式(5.18)を引用し、共振器の外部 Q, Q_e は次式で与えられる。

$$Q_e = \frac{\omega_0 L}{K_{01}^2 / R_0} = \frac{\omega_0 L R_0}{K_{01}^2} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_0 g_1 \quad (6.2)$$



以上の説明から、図11に示したLC直列共振器とK-インバータを用いたBPFは、図16に示したように、共振周波数 f_0 、共振器間の結合係数 k および共振器と給電回路間の外部 Q_e を用いた共振器直結型 BPF に変換できる。これらのパラメータに関する公式は次式となる。

$$Q_{eA} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_0 g_1, \quad Q_{eB} = \frac{\Omega_c}{FBW} g_n g_{n+1} \quad (6.3)$$

$$k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\Omega_c} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \text{ to } n-1}, \quad \Omega_c = 1 \text{ (rad/sec)}$$

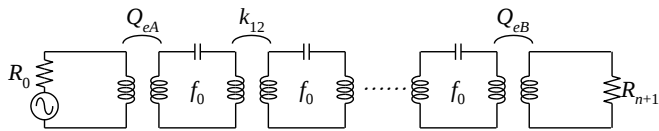


図 16 f_0, k および Q_e を用いた共振器直結型 BPF

図 12 に示した LC 並列共振器と J-インバータを用いた BPF に対し、類似の変換を行えば、図 16 と実質的に同じようなフィルタ回路に帰着し、式(6.3)と同様な設計公式を得る。

図 16 の共振器直結型 BPF について少し説明を付け加える。この回路は集中定数の形で表されているが、実際に共振器はどんな形（例えば集中定数または分布定数共振器、立体または平面共振器）であっても、また、共振器と給電回路間の励振、および共振器間の結合もどんな形式（例えば電界結合、磁界結合、電界と磁界がミックスした結合）を選んでも、すべての共振器が同じ共振周波数 f_0 （フィルタの通過域中心周波数）を有し、かつ式(6.3)で決められた外部 Q と結合係数を持てば、フィルタは所望の周波数特性を実現できるので、図 16 の BPF はこの意味で、抽象的な表現形式で、実際の設計上において様々な選択が可能な自由度の非常に高い汎用的なフィルタ回路である。

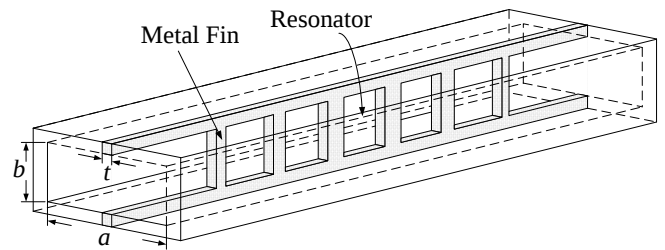
7. 設計例

以上主にマイクロ波フィルタの設計に最も広く利用されている 2 種類の BPF 回路、つまり図 13 に示し

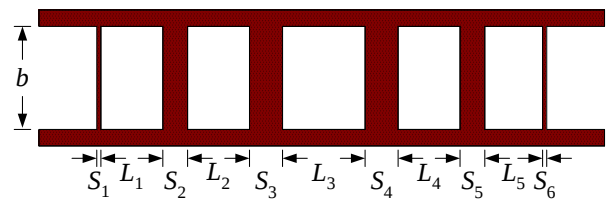
た K-または J-インバータを用いた BPF、および図 16 に示した共振器直結型 BPF の回路と設計公式を述べた。以下ではそれぞれについて設計例を挙げ、フィルタの構造と等価回路との対応関係、また回路のパラメータから、電磁界シミュレータを用いて、フィルタ構造の寸法を決定し、所望のフィルタ特性を実現する手法を解説する。

7.1 K-インバータを用いた BPF の設計

図 17(a)に代表的な E 面導波管 BPF を示す。E 面導波管 BPF は、TE₁₀ モード導波管の中央に電界 E 面と平行した導体箔(図 17(b))を挟み込み構成される。隣り合うメタルフィン(Fin)の間の導波管は 2 分の 1 波長空洞共振器を形成し、給電や共振器間の結合は誘導性メタルフィンの幅 S によって制御される。



(a) 立体構造図



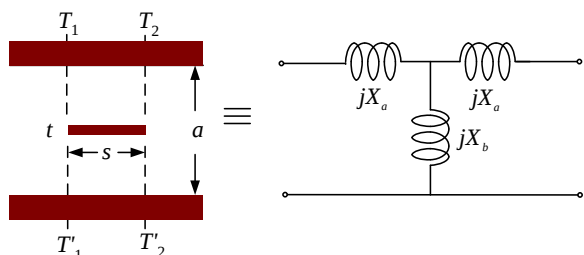
(b) 挟み込み導体箔

図 17 E 面導波管 BPF の構造

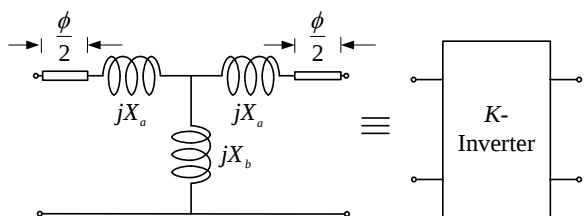
設計仕様は、チェビシェフ特性、帯域内リップル幅 0.01dB、中心周波数 $f_0=25.78\text{GHz}$ 、等リップル通過域 $f_1=25.66\text{GHz}$ から $f_2=25.90\text{GHz}$ まで、帯域外の減衰量を $f_s=25.18\text{GHz}$ で $L_s=60\text{dB}$ 以上とする^[7]。前述した手順に従い、導出したフィルタの設計値は、 $n=5$ 段、規格化した K-インバータ値 $K_{01}/Z_0=K_{56}/Z_0=0.1881$ 、 $K_{12}/Z_0=K_{45}/Z_0=0.0269$ 、 $K_{23}/Z_0=K_{34}/Z_0=0.0186$ である。通過域の周波数より導波管は WRJ-260 ($a \times b = 8.636 \times 4.318$) を選ぶ。また、挟み込み導体箔には厚さ $t = 0.045\text{mm}$ の銅箔を用いる。

図 18(a)に導波管内のメタルフィンとその等価回路を示す。電磁界解析やシミュレータを利用し、メタルフィンの寸法と T-型回路パラメータとの関係を計算する^[7]。さらに、図 18(b)に示したように T-型回路の両側に適切な電気長の伝送線路（導波管）を加えることにより、K-インバータを構成する。

E面導波管BPFの等価回路は図19(a)と(b)に示す。図19(b)はK-インバータのみを用いたフィルタ回路である。図18(a)に示したメタルフィンとK-インバータの関係を利用し、モード整合法^[7]により各メタルフィンの寸法および共振器長を決定し、表1に示す。この寸法をもとに、モード整合法で計算した導波管フィルタの周波数特性を図20に実線で示し、点線で示した理想特性と良く一致している。

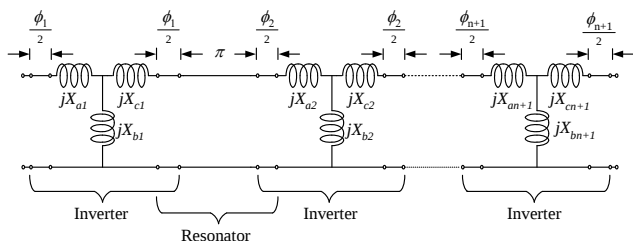


(a) 導波管内のメタルフィンと等価回路

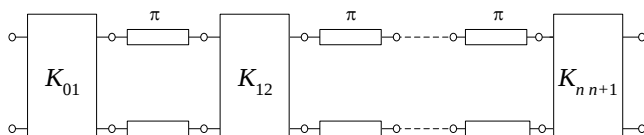


(b) K-インバータ

図18 導体フィンの等価回路とK-インバータの実現



(a) T-型等価回路を用いた場合



(b) K-インバータを用いた場合

図19 E面導波管BPFの等価回路

表1 E面導波管BPFの各部分の寸法

メタルフィン幅 (mm)		共振器長 (mm)	
$S_1 = S_6$	1.8962	$L_1 = L_5$	4.6870
$S_2 = S_5$	5.7862	$L_2 = L_4$	3.2508
$S_3 = S_4$	6.5309	L_3	3.0377

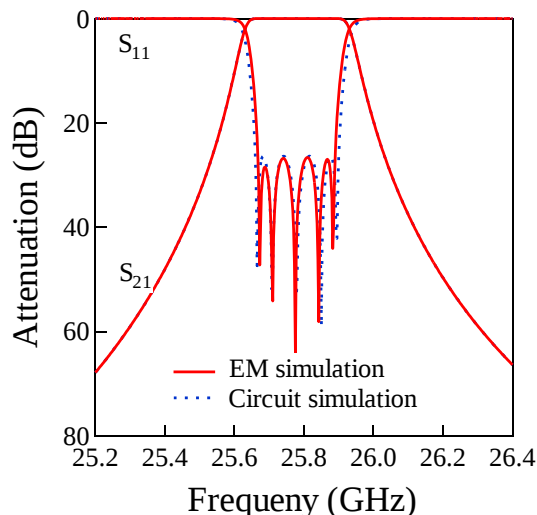


図20 E-面導波管BPFの周波数特性。実線と点線はそれぞれ電磁界解析結果と等価回路の計算値である。

7.2 共振器直結型BPFの設計

次に、図16に示した共振器直結型8段チェビシェフ特性マイクロストリップBPFを設計する^[8]。中心周波数 $f_0=1.93\text{GHz}$ 、等リプル帯域幅 20MHz、帯域内リプル幅 0.1dB とする。設計仕様と公式(6.3)から、外部 $Q_{eA}=Q_{eB}=115$ 、結合係数 $k_{12}=k_{78}=7.93\times 10^{-3}$ 、 $k_{23}=k_{67}=5.94\times 10^{-3}$ 、 $k_{34}=k_{56}=5.62\times 10^{-3}$ 、 $k_{45}=5.56\times 10^{-3}$ を得る。誘電体基板には厚さ $t=0.5\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=23.87$ の LaAlO_3 基板を用いる。

小形化のため、マイクロストリップ直線形1/2波長共振器の一端を内側に巻き込み、図21に示したS字形スパイラル共振器を設計する。線路幅は 50Ω 伝送線路幅 $W=0.17\text{mm}$ とする。電磁界シミュレータ Sonnet em^[9]を用いて、弱い励振状態における共振器の周波数応答(図21)を計算し、第1次共振周波数は1.93GHzとなるように共振器の寸法を決める。

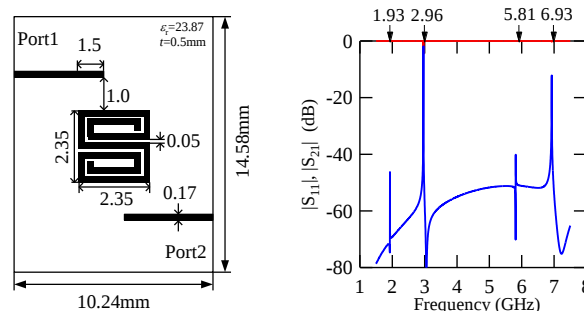


図21 S字形スパイラル共振器の構造と周波数特性

次に、共振器間の結合係数 k を得るために、図22に示した構造を Sonnet em に入力し、共振器間の距離 d に対する k の変化(図22)を求め、仕様を満たす

共振器間の間隔を決める。

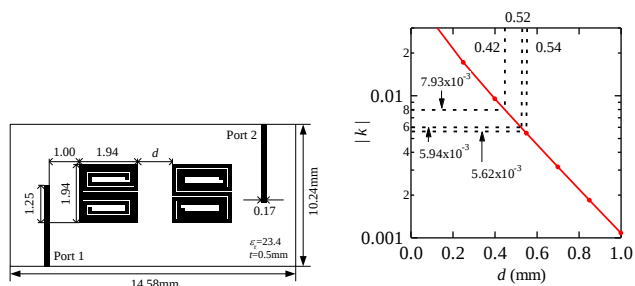


図 22 S 字形スパイラル共振器間の結合構造と共振器間の間隔に対する結合係数の変化

共振器外部 Q_e の計算に用いた構造を図 23 に示す。ここで、 Q_e の調整は励振線の長さの変化分 Δt を変えることで行う。この Δt に対する Q_e 及び f_0 の変化を図 23 に示す。

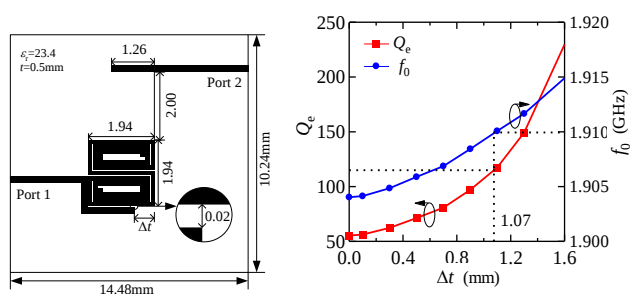
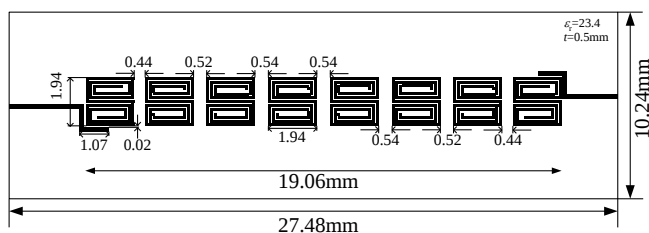
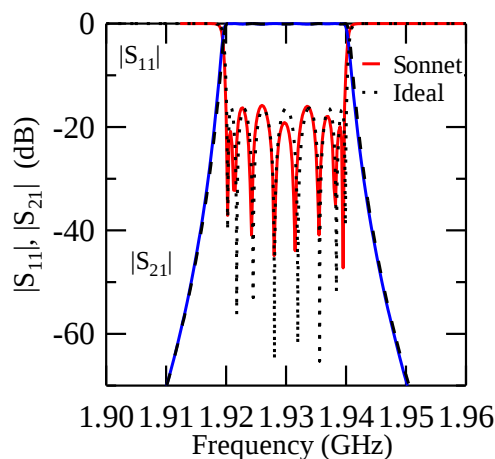


図 23 S 字形スパイラル共振器の外部 Q の計算に用いた構造と計算結果

以上 f_0 , k , Q_e の計算結果を用いて、フィルタの各寸法を決定し、BPF を構成する。若干寸法の調整を行い、最終的に決定した 8 段 BPF の構造および周波数特性の計算結果を図 24(a) と (b) に示す。図中の実線と点線はそれぞれ Sonnet em と等価回路による計算値であり、所望のフィルタ特性となった。



(a) 8 段 BPF の構造



(b) 周波数特性

図 24 スパイラル共振器 8 段 BPF の構造と周波数特性。実線と点線はそれぞれ電磁界シミュレータと等価回路による計算値である。

8. むすび

RF/マイクロ波フィルタの基礎理論の要点および 2 種類の代表的な BPF 回路を用いた設計手法について、設計例を交えて解説を行った。近年の情報通信技術の目覚ましい発展、特に各種高速大容量無線通信の普及に伴い、多周波数共用フィルタ、超広帯域 (UWB) フィルタ、周波数可変フィルタ等の高機能・多機能フィルタが求められ、RF/マイクロ波フィルタの理論および技術の一層の発展が期待されている。

文 献

- [1] 佐藤利三郎, 伝送回路, (株)コロナ社, 東京, 1963.
- [2] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, Norwood, MA, 1980.
- [3] 小西良弘, マイクロ波技術講座第 3 巻, 日刊工業新聞社, 2001.
- [4] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd Ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1998.
- [5] J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001.
- [6] 小林禧夫, 鈴木康夫, 古神義則, マイクロ波誘電体フィルタ, (社)電子情報通信学会, 東京, 2007.
- [7] 馬哲旺, 難波由樹, 小林禧夫, “モード整合法によるアイリス結合導波管形帯域通過フィルタの設計,” 信学技報, vol.99, MW99-26, pp. 77-82, 1999 年 5 月.
- [8] 河口民雄, 馬哲旺, 小林禧夫, “マイクロストリップ S 字形スパイラル共振器を用いた小形帯域通過フィルタの設計,” 信学技報, vol.102, MW2002-134, pp. 39-44, 2002 年 12 月.
- [9] Sonnet suite, version 10.52, Sonnet Software, Inc., Liverpool, NY, 2005.