

実際の応用例に学ぶマイクロ波フィルタの基本設計

Basic Learning for Microwave Filter Designs from Practical Applications

平塚 敏朗

Toshiro Hiratsuka

株式会社村田製作所

〒617-8555 京都府長岡市東神足 1 丁目 10-1

Murata Manufacturing Co., Ltd.

10-1 Higashikotari 1-chome, Nagaokakyo-shi, Kyoto, 617-8555 Japan

E-mail: hiratsuka@murata.co.jp

Abstract

This tutorial session provides basic design theory of microwave filters and practical examples for students and beginners.

At first, the basic design theory of bandpass filters with lumped elements is explained. Next, two kinds of filters of dielectric coaxial filters and microstrip filters are mentioned with the practical design examples.

1. はじめに

近年コンピュータの性能向上に伴い、シミュレーション技術が急速に進展した。電磁界/回路シミュレータの進歩も目覚ましく、基礎的な理論を学ばない技術者でも簡単にマイクロ波フィルタを設計できるようになってきた。

しかしながら、目的や用途に応じたフィルタ設計を行い、フィルタ性能を最大限に引き出すには、基礎理論を学ぶことが有効である。

フィルタ設計理論は、長年にわたって洗練されてきている。その成果は、文献[1]-[3]等にまとめられており、設計条件に応じた回路定数は、単純な数式で導出することができる。しかし実際の試作では、発生する寄生成分等の影響により、所望の特性が得られないことが多い。電磁界/回路シミュレータは、その影響を反映させ、より高い精度で設計するための非常に有効なツールである。

本講座では、フィルタ設計理論の概略を、数式と等価回路を用いて説明する。次に、実際のフィルタ設計への適用について、代表的な 2 種類のフィルタ（誘電体同軸フィルタ、マイクロストリップフィルタ）を例に挙げて説明する。

2. フィルタの基本設計手法

フィルタの基本的な設計フローを図 1 に示す。

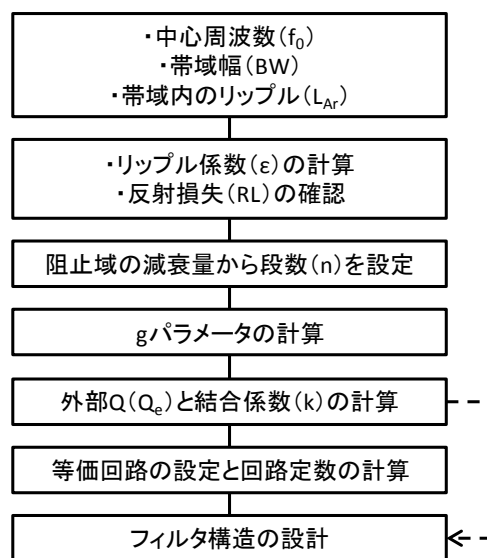


図 1. フィルタ設計フロー

リップル係数 ϵ は、通過帯域内のリップル L_{Ar} (dB)から計算される係数であり、次式で与えられる。

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (1)$$

通過域の反射損失 RL (dB)は、リップル係数から次式で計算して確認することができる。

$$RL = 10 \log_{10} \frac{1 + \varepsilon^2}{\varepsilon^2} \quad (2)$$

g パラメータは基準ローパスフィルタの無次元化された素子値に対応するものである。図 2 は何れも遮断周波数が ω_c のローパスフィルタである。遮断周波数を 1Hz とする場合は、 ω_c に 2π が設定される。

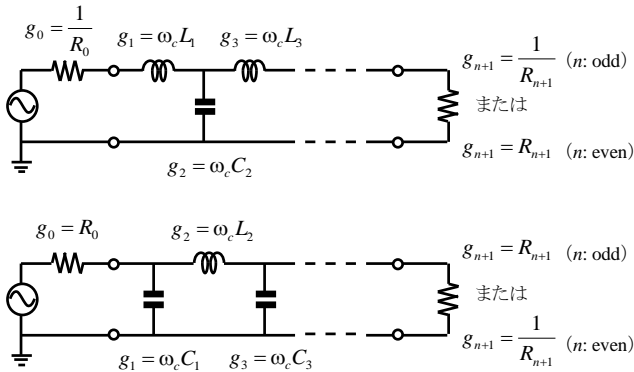


図 2. 基準ローパスフィルタの等価回路

チェビシェフフィルタの場合、 g パラメータは次のような漸化式で計算される。

$$g_1 = \frac{1}{g_0} \cdot \frac{2 \sin \frac{\pi}{2n}}{\sinh \frac{\beta}{2n}},$$

$$g_{i+1} = \frac{1}{g_i} \cdot \frac{4 \sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \cdot \sin \frac{(2i+1)\pi}{2n}}{\sinh^2 \frac{\beta}{2n} + \sin^2 \frac{i\pi}{n}}, \quad i=1, 2, \dots$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} g_0 & (n: \text{odd}) \\ \frac{1}{g_0} \cdot \coth^2 \frac{\beta}{4} & (n: \text{even}) \end{cases} \quad (3)$$

通常は入力抵抗を 1Ω で規格化するため、 g_0 は 1 が設定される。また、定数 β はリップル係数 ε から計算される値であり、次式で定義される。

$$\beta = \ln \left(\frac{\sqrt{1 + \varepsilon^2} + 1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2} - 1} \right) \quad (4)$$

帯域通過フィルタの設計値は、基準ローパスフィルタの g パラメータを用いて計算される。中心周波数が f_0 、帯域幅が BW のフィルタを設計する場合は外部 Q と結合係数を次式で計算する。

$$Q_{e1} = g_0 g_1 \cdot \frac{f_0}{BW}, \quad Q_{e2} = g_n g_{n+1} \cdot \frac{f_0}{BW} \quad (5)$$

$$k_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \cdot \frac{BW}{f_0}, \quad i=1, 2, \dots \quad (6)$$

帯域通過フィルタの等価回路は、基準ローパスフィルタを変形して得られるが、ここでは図 3 のような並列共振器と J インバータを用いた形式とする。

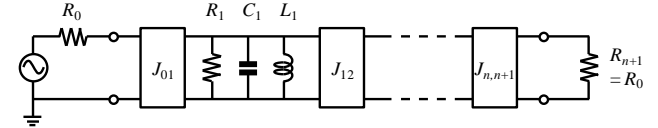


図 3. 帯域通過フィルタの等価回路

J インバータは電気長が $\pm 90^\circ$ で特性インピーダンスが $1/J$ の線路と等価である。各 J の値は外部 Q および段間の結合係数を用いて次式で表される。

$$J_{01} = \sqrt{\frac{B_1}{R_0 Q_{e1}}}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{B_n}{R_0 Q_{e2}}} \quad (7)$$

$$J_{i,i+1} = k_{i,i+1} \sqrt{B_i B_{i+1}}, \quad i=1, 2, \dots \quad (8)$$

ただし、 $B_i (i=1, 2, \dots)$ は、各共振器のサセプタンススロープであり次式で定義される。

$$B_i = \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \quad (9)$$

J インバータはまた、容量を用いた等価な π 型回路に置き換えることができる。図 4 は π 型回路を用いて結合回路を変形する過程を示したものである。

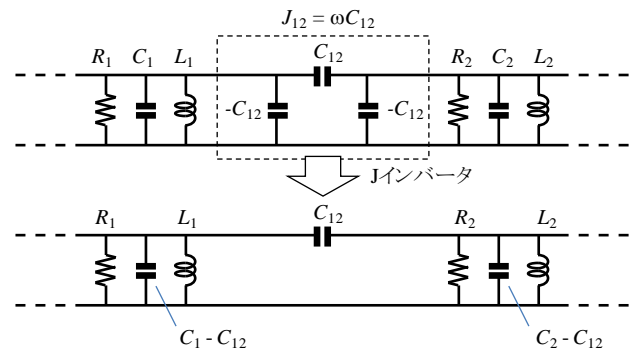


図 4. 共振器間の結合回路

入出力の結合回路は、容量を用いた等価な Γ 型回路、または逆 Γ 型回路に置き換えることができる。図 5 は容量を用いて設定した入力側の結合回路であり、その素子値を式(10)(11)に示す。

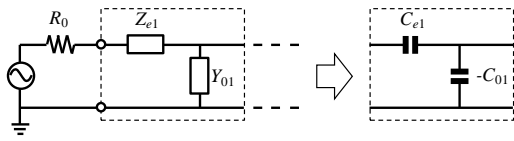


図 5. 逆Γ型回路と集中定数素子への変形

$$C_{e1} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{B_1}{R_0 Q_{e1}}} \cdot \left(\sqrt{1 - \frac{R_0 B_1}{Q_{e1}}} \right)^{-1} \quad (10)$$

$$C_{01} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{B_1}{R_0 Q_{e1}}} \cdot \sqrt{1 - \frac{R_0 B_1}{Q_{e1}}} \quad (11)$$

以上が、集中定数素子を用いたフィルタ設計理論の概要である。

3. 誘電体同軸フィルタへの応用

3.1 フィルタ基本設計

次に、実際のフィルタ設計への適用例として、誘電体同軸フィルタの設計手法について述べる。

図 6 は $\lambda/4$ 共振器を用いた 3 段フィルタの等価回路である。

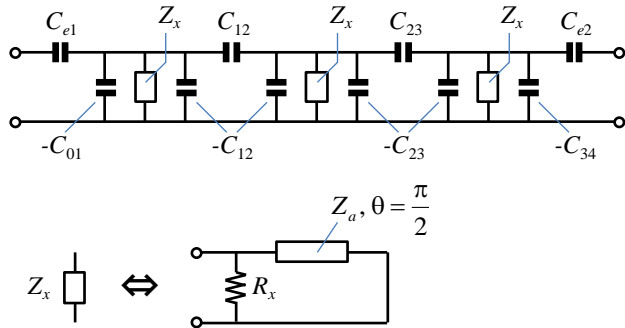


図 6. $\lambda/4$ 共振器を用いた 3 段フィルタ

外部結合は Γ 型回路を用い、段間結合は J インバータを用いて構成している。 Z_x は $\lambda/4$ 共振器の開放端から見たインピーダンスあり、次式で表される。

$$Z_x = \left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{jZ_a} \cot\left(\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right)^{-1} \quad (12)$$

ここで特性インピーダンス Z_a は、すべての共振器で共通としている。このとき、共振器のサセプタンスロープ B_0 も共通となり、次式で計算される。

$$B_0 = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im} \left(\frac{1}{Z_x} \right) \Bigg|_{\omega=\omega_0} = \frac{\pi}{4Z_a} \quad (13)$$

容量と並列に接続される $\lambda/4$ 共振器は、電気長を補正した共振器で近似することができる。図 7 は電気長を補正した設計用の等価回路である。

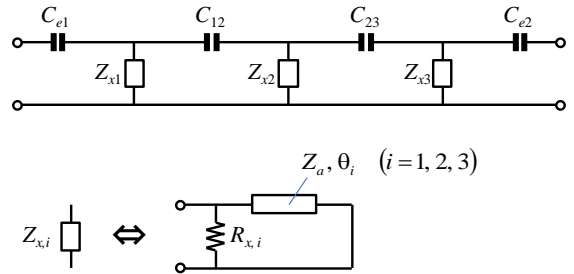


図 7. 設計用のフィルタ等価回路

3 段フィルタの場合、各共振器のインピーダンスは補正した電気長を用いて次式で与えられる。

$$Z_{x,i} = \left(\frac{1}{R_{x,i}} + \frac{1}{jZ_a} \cot\left(\frac{\omega}{\omega_0} \cdot \theta_i\right) \right)^{-1}, \quad i=1, 2, 3 \quad (14)$$

$$\theta_i = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \omega_0 \frac{C_{i-1,i} + C_{i,i+1}}{2B_0} \right), \quad i=1, 2, 3 \quad (15)$$

なお、等価回路の特性インピーダンスは、すべて Z_a とし、変形による影響は無視している。また、式 (14) に含まれる抵抗 $R_{x,i}$ は、各共振器の無負荷 Q 、 $Q_{0,i}$ に対応するものであり、次式で与えられる。

$$R_{x,i} = \frac{Q_{0,i}}{B_0}, \quad i=1, 2, 3 \quad (16)$$

次に、具体的な目標性能に対する設計例とその数値計算結果を示す。表 1 は今回設定するフィルタ目標性能と設計条件である。

表 1. フィルタ目標性能と設計条件

項目	記号	目標性能	設計条件
中心周波数	f_0	1500MHz	
通過帯域幅	BW	15MHz	24MHz
減衰量	Att	25dB at $f_0 \pm 50\text{MHz}$	
挿入損失	IL	4dB	
反射損失	RL	15dB	
段数	n		3
設計リップル	L_{Ar}		0.1dB

設計条件から、フィルタの外部 Q および結合係数は、以下のように計算される。

表 2. 外部 Q および結合係数の設計値

外部 Q	$Q_{e1} = Q_{e2}$	64.47
結合係数	$k_{12} = k_{23}$	1.471%

フィルタ構成に用いる同軸共振器の条件を表 3 に示し、さらに入出力インピーダンスを 50Ω としたときのフィルタ設計値を表 4 に示す。

表 3. 同軸共振器の条件

外形	□3mm
内径	$\phi 1\text{mm}$
比誘電率	92
特性インピーダンス	$7.34\ \Omega$
無負荷Q	340

表 4. フィルタ設計値

$C_{e1} = C_{e2}$	0.6384 pF	θ_1	87.02deg ($l = 5.040\text{mm}$)
$C_{o1} = C_{o3}$	0.5854 pF	θ_2	88.68deg ($l = 5.136\text{mm}$)
$C_{i2} = C_{i3}$	0.1670 pF	θ_3	87.02deg ($l = 5.040\text{mm}$)

なお、共振器の無負荷 Q が 340 の場合は、式(16)にサセプタンススロープ B_0 の値 (0.131S) を代入して、抵抗 R_x は約 2597Ω と計算される。

図 8 はこれらの設計値を用いてシミュレーションしたフィルタ特性である。比較のため、無損失条件で計算した結果を破線で示した。

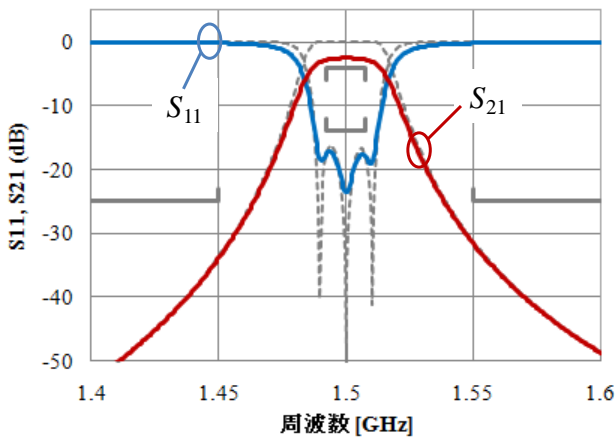


図 8. フィルタ等価回路のシミュレーション結果

シミュレーション結果により、目標性能を満足することを確認した。

3.2 実践的な設計と試作への適用

以上、誘電体同軸フィルタの基本設計手法について述べた。これを実際にフィルタに適用する際には、寄生成分の影響を十分考慮する必要がある。図 9 は代表的な誘電体同軸フィルタの内部写真である。外

部 Q と段間結合の容量は、単板コンデンサを用いて形成している。シールド用のケースにより、入出力間の遮断特性 (アイソレーション) を改善している (写真はケースを取り去った状態)。

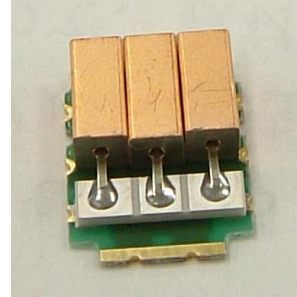


図 9. 誘電体同軸フィルタの内部写真

実際のフィルタでは、共振器間の飛び越し結合など僅かな寄生成分が影響する可能性がある。図 10 は図 7 で寄生成分を考慮した場合の等価回路である。寄生成分を表す要素に破線の丸印を付けた。

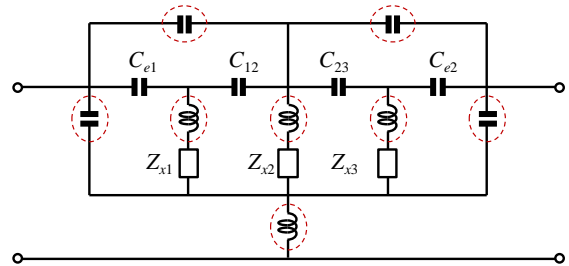


図 10. 寄生成分を考慮した等価回路

寄生成分の値は、個別のシミュレーションや実験を通じて評価することができる。図 11 の特性は寄生成分を考慮した場合の計算例である。実際には、このように劣化した特性から、シミュレータの最適化機能を用いて、図 8 で示したような特性を実現することが多い。

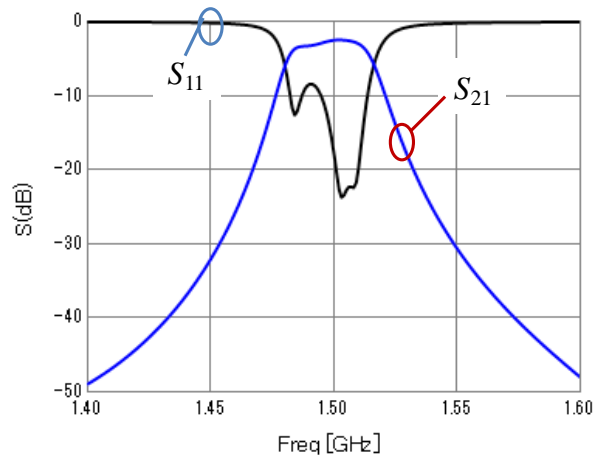


図 11. 寄生成分を考慮したフィルタ特性

4. マイクロストリップフィルタへの設計応用

4.1 フィルタ基本設計

次に、マイクロストリップフィルタへの設計応用について説明する。ここでは共振器直結型フィルタとして取り扱い、所望のフィルタ特性から、共振周波数、外部 Q、結合係数を計算し、その値を実現するフィルタ設計値を導出する手法を採用している。様々なフィルタに適用可能な、汎用的な手法といえる。なお本手法では、インバータ回路を用いて一旦等価回路化して設計することもあるが、直接構造寸法を導出し、電磁界シミュレーションにより所望の特性を得ることも可能である。今回は後者を採用し、フィルタ構造寸法を設計している。構造寸法導出およびフィルタ特性シミュレーションを行うツールとして、3次元有限要素法電磁界シミュレータ（ムラタソフトウェア製 Femtet®）を使用した。

設計するフィルタの構造を図 12 に示す。入出力をタップ結合させたヘアピン型マイクロストリップフィルタである。誘電体基板は、一般的な FR4 製プリント基板 ($\epsilon_r=4.0$ 、 $\tan\delta=0.005$ 、厚さ $t=1.0\text{mm}$) を想定している。

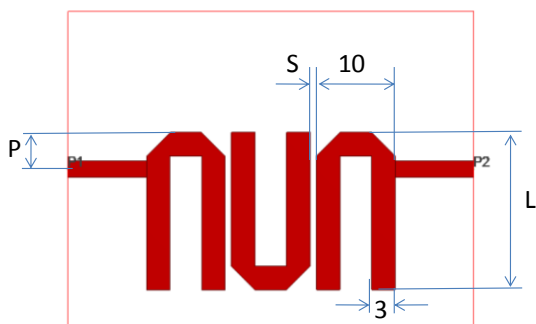


図 12. フィルタ構造

フィルタの目標性能と、それを満たす設計条件を、表 5 に示す。

表 5. フィルタの目標特性の設計条件

項目	記号	目標性能	設計条件
中心周波数	f_0	2000MHz	
通過帯域幅	BW	100MHz	155MHz
減衰量	Att	30dB at $f_0 \pm 400\text{MHz}$	
挿入損失	IL	5dB	
反射損失	RL	10dB	
段数	n		3
設計リップル	L_{Ar}		0.1dB

設計条件から、式(1)-(9)を用いて導出した外部 Q、結合係数を表 6 に示す。

表 6. 外部 Q、結合係数設計値

外部Q	$Q_{e1} = Q_{e2}$	13.29
結合係数	$k_{12} = k_{23}$	7.13%

次に、この設計値を得るためのフィルタ構造寸法を導出する。

共振周波数は電磁界シミュレータの固有値解析から、外部 Q と結合係数は調和解析により計算した周波数特性から求めている。共振器長 L と共振周波数の関係、タップ位置と外部 Q の関係、共振器間ギャップと結合係数の関係を、それぞれ図 13,14,15 に示す。この計算結果より得られたフィルタ寸法設計値を下表に示す。

表 7. フィルタ構造設計値

共振器長	L	19.83mm
入出力タップ位置	P	4.20mm
共振器間ギャップ	S	1.01mm

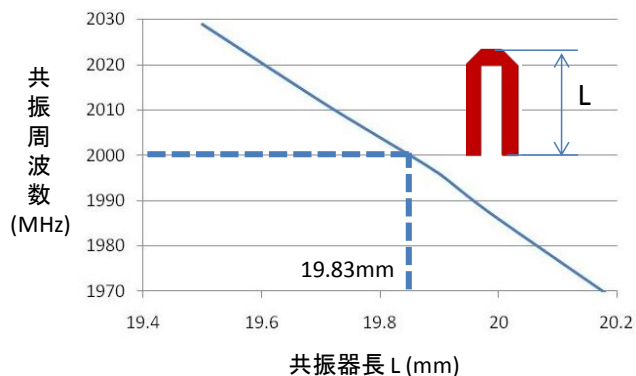


図 13. 共振器長－共振周波数の関係

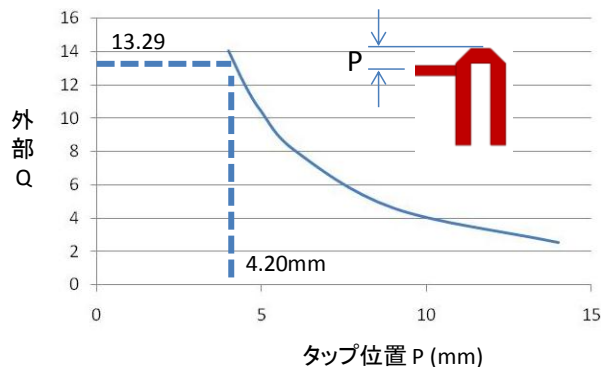


図 14. タップ位置－外部 Q の関係

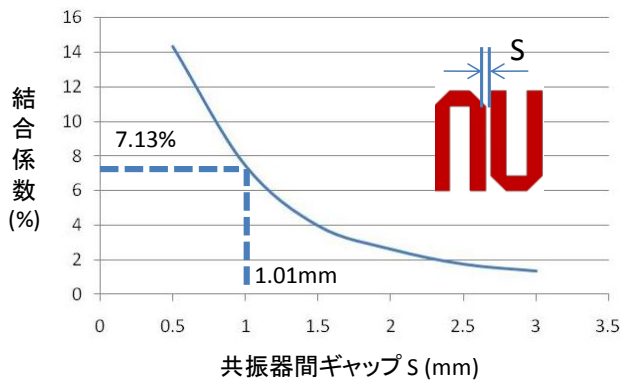


図 15. 共振器間ギャップ-結合係数の関係

導出した構造寸法を用いて電磁界シミュレータで計算したフィルタ特性を図 16 に示す。

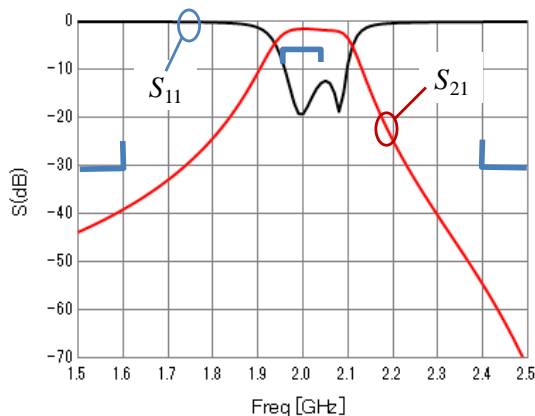


図 16. フィルタ特性（初期設計状態）

設計値と比較して、中心周波数が約 20MHz 高く、帯域幅が約 20%小さくなったが、初期段階で目標に近い特性が得られている。この状態から、共振器長、タップ位置、共振器間ギャップを調整することにより、図 17 に示すように、目標特性を満足したフィルタを実現することができる。

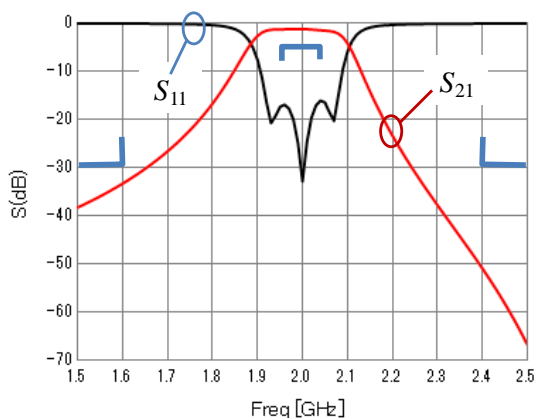


図 17. フィルタ特性（最適化後）

得られたフィルタ特性は、低周波域に比べて高周波域の減衰が大きくなっているが、これはタップ結合した場合に発生する直列共振の影響によるものであり、2.6GHz 付近に減衰極が現れている。

4.2 設計する際の留意事項

電磁界シミュレータを使用すると、高精度にそのフィルタ特性を計算することができる。しかし、損失計算はその限りではない。マイクロストリップ共振器は、電極の縁端部に電流が集中することによる導体損が大きい。しかし電磁界シミュレータでは、その特性を高精度に計算するのは困難である。また電極作製プロセスによっては、電極縁端部表面や、誘電体との界面の状態によって、損失が大きく増えることがある。さらに、プリント基板は基材のばらつきの他、中に含まれるガラスクロスの状態により、誘電率が大きく変わる。より高精度な設計を実現するためには、実際に使用する基板と同一のもので、誘電率および導体損失（線路損失）を評価し、電極、誘電体の物理定数を調整することが望ましい。

また、今回、例に挙げたフィルタでは顕著な差はでていないが、シールドケースの状態によっては、表面波の発生や導波管モードとの結合により、減衰特性が劣化することがある。導波管モードを伝搬させないシールドケースを設計することも重要である。

5. まとめ

マイクロ波フィルタの基本設計手法について、数式と等価回路を用いて説明した。次に代表的な 2 種類のフィルタ（誘電体同軸フィルタ、マイクロストリップフィルタ）を例に挙げて、実際への適用例、およびより高精度に設計するために留意すべき内容について説明した。

謝辞

本原稿を執筆するにあたり協力を得た、当社技術・事業開発本部、日高青路、加藤英幸、番場成彦、および小松村田製作所、岡田貴浩の各氏に深謝する。

文献

- [1] G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, Norwood MA, 1980.
- [2] 小西, 通信用フィルタ回路の設計とその応用, 総合電子出版社, 1994.
- [3] 小林, 鈴木, 古神, マイクロ波誘電体フィルタ, 電子情報通信学会, 2007.