スタブ形共振器を組み合わせた楕円関数型バンドパスフィルタにおける通過帯域近傍の阻止域特性改善に関する一検討

宮田 尚起*, 岡田 真一**, 石飛 徳昌***, 和田 光司**

A Study on Improvement of Stopband Characteristics Near Passband of Elliptic Function Type Bandpass Filters Using Stub Resonators

Naoki MIYATA*, Shinichi OKADA**, Norimasa ISHITOBI***, and Koji WADA**

*電気通信大学大学院電気通信学研究科電子工学専攻 (〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘1-5-1)

**電気通信大学大学院情報理工学研究科情報・通信工学専攻 (〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘1-5-1)

*** 有限会社ソネット技研 (〒285-0858 千葉県佐倉市ユウカリが丘5-1-1-706)

*Electronic Engineering Department, Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications (1-5-1 Choufugaoka, Choufu-shi, Tokyo 182-8585)

**Department of Communication Engineering and Informatics, Graduate School of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications (1-5-1 Choufugaoka, Choufu-shi, Tokyo 182-8585)

***Sonnet Giken Co., Ltd. (5-1-1-706 Yukarigaoka, Sakura-shi, Chiba 285-0858)

概要 スタブを用いることで減衰極が実現可能なバンドパスフィルタ (BPF) が種々提案されている。しかし、スタブによって得られる減衰極を効果的に用いるためには試行錯誤により減衰極の実現周波数を設定する必要があった。そこで、本論文では楕円関数特性を用いることで、減衰極周波数を指定することができ、さらに通過帯域近傍の阻止域における阻止レベルをも議論可能なBPFについて検討を行った。提案のBPFは電磁界シミュレーションおよび試作によって特性を評価した。また、検討では、1および3段目の共振器の選択により、通過帯域近傍の阻止域において一般的な楕円関数特性以上の阻止レベルが実現できることも併せて確認した。

Abstract

Various bandpass filters using stub resonators have been proposed to realize attenuation poles near the desired passband. However, designers have had to set the location of the attenuation poles by trial and error so as to use the attenuation pole effectively.

In this paper, we propose and design bandpass filters using stub resonators in order to decide the location of the attenuation poles and the sidelobe level in the stopband near the passband by using the elliptic function characteristic. The effectiveness of the designed filters is evaluated by circuit simulation, electromagnetic simulation, and experiment. We have also confirmed the realization of the sidelobe level in the stopband near the passband that is larger than the basic elliptic function characteristic by the appropriate choice of first and third resonators.

Key Words: Stub Resonator, Bandpass Filter, Elliptic Function Characteristic, Attenuation Pole, Sidelobe Level

1. 緒言

高周波回路を構成する上で、スタブは要となる基本構成要素であり、これまでスタブを用いた受動回路が多数報告されている^{1)~9)}。スタブは特性インピーダンスとスタブ長を調整することにより、所望の周波数に減衰極を実現できるという特徴を有する。スタブを複数用いることにより容易に共振器を構成できることから、このようなスタブ形共振器を用いたフィルタも多数報告されており、スタブ形共振器の特性を積極的に利用することによって急峻なスカート特性の実現や、阻止域特性の改善、高調波応答抑制^{1)~5)}、マルチバンド特性^{7),8)}が実現できる。

しかし、これらのスタブ形共振器を用いたバンドパスフィルタ (BPF) において、通過帯域のみならず、阻止帯域における阻止レベルについての検討がなされている例は

筆者らの知る限りない。これは、スタブにより得られる減衰極は特定の周波数のみにおいて信号を遮断するものであり、ある帯域にわたって最低減衰量を保証することが困難なため、減衰極をどの周波数に配置することが効果的であるかを事前に知ることは難しい。このことは、フィルタ設計では大きな問題となる。BPFに求められる設計仕様および特性は、特に阻止帯域においては減衰極の実現位置ではなく、阻止レベルによって設定されることが多い。したがって、スタブ形共振器を用いて構成されるBPFでこれらの要求を満たそうとした場合、阻止帯域における阻止レベルを評価することが難しく、シミュレータを用いたカットアンドトライなどの手法を用いて要求の阻止レベルを満たすよう調整しなければならない。

一方、通過帯域のみならず、阻止帯域における阻止レベルをも考慮可能なBPFとして楕円関数特性を有するBPF¹⁰⁾

が知られている。この楕円関数型BPFはチェビシェフ特性を有するBPFと比べて急峻なスカート特性を実現可能で、阻止レベルを規定できるという大きな特徴を有している。この楕円関数型BPFはさまざまな構成を用いて実現されている^{11)~16)}が、多くの場合カノニカル結合を用いて実現されている¹⁷⁾。しかし、この方法を用いるためには煩雑な行列計算により結合係数を求める必要があり、さらに得られた結合係数を実現する回路構造を特定するために試行錯誤によって構造の実現の可能性について検討する場合が多い。

したがって、前述のスタブ形共振器を用いて楕円関数型BPFを実現することは、従来のスタブ形共振器を用いるBPFでは、試行錯誤によって決定する必要があった減衰極の実現位置を設計仕様から指定できる点、および、阻止帯域における阻止レベルの議論が可能となる点において大きな意味をもつ。以上のような背景を踏まえ、本論文では種々のスタブ形共振器を用いて構成される楕円関数型BPFの設計を行う。得られた楕円関数型BPFを電磁界シミュレーションと試作実験を行い、特性を評価することにより、本設計法の有効性を確認した。

2. 集中定数素子を用いた楕円関数型フィルタ

3段楕円関数型フィルタの原型LPFの回路図をFig. 1に示す。Fig. 1に示した回路において、 $g_0 \sim g_4$ および g_2' は規格化素子値であり、これらの値はフィルタ次数 n 、通過帯域でのリップル幅 RW [dB]、阻止帯域での阻止レベル SB [dB]、選択度 k の4つのパラメータの中から任意の3つを設計仕様として設定することにより決定することができる¹⁰⁾。さらに、原型LPFに対して周波数変換を適用することによってBPFへ変換し、2段目の共振器に対して等価回路変換を行うとFig. 2に示す回路を得る。Fig. 2に示した集中定数素子を用いた3段楕円関数型BPFの各素子値はFig. 1に示した回路における規格化素子値と入出力ポートの内部抵抗 R [Ω]、および通過帯域の中心周波数 f_0 [Hz]と比帯域幅 Δf_r から以下に示す式により導出される。

Fig. 1 Prototype lowpass filter for third-order elliptic function type filter

$$L_1 = \frac{g_1 R}{\omega_0 \Delta f_r} \quad (1)$$

$$C_1 = \frac{\Delta f_r}{\omega_0 g_1 R} \quad (2)$$

$$L_3 = \frac{g_3 R}{\omega_0 \Delta f_r} \quad (3)$$

$$C_3 = \frac{\Delta f_r}{\omega_0 g_3 R} \quad (4)$$

$$L_{21} = \frac{a(a-d^2)}{d(ah-cd)} \quad (5)$$

$$C_{21} = \frac{ah-cd}{a-d^2} \quad (6)$$

$$L_{22} = \frac{a-d^2}{c-dh} \quad (7)$$

$$C_{22} = \frac{d(c-dh)}{a-d^2} \quad (8)$$

$$G_0 = G_4 = \frac{1}{R} \quad (9)$$

$$a = efgh \quad (10)$$

$$b = ef + gh + fh \quad (11)$$

$$d = \frac{b + \sqrt{b^2 - 4a}}{2} \quad (12)$$

$$c = efh \quad (13)$$

$$e = \frac{g_2}{\omega_0 \Delta f_r R} \quad (14)$$

$$f = \frac{\Delta f_r R}{\omega_0 g_2} \quad (15)$$

$$g = \frac{g_2' R}{\omega_0 \Delta f_r} \quad (16)$$

$$h = \frac{\Delta f_r}{\omega_0 g_2' R} \quad (17)$$

ただし、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ である。

Fig. 2 Third-order elliptic function type BPF by using lumped elements

Fig. 3 Third-order elliptic function type BPF transformed by using J-inverters

3. 分布定数線路を用いた楕円関数型フィルタ

3.1 インバータ変換

前章で示した集中定数素子を用いた楕円関数型BPFをスタブ形共振器を用いて構成するために、Jインバータを用いて回路の変換を行う。Fig. 2に示した楕円関数型BPFをインバータを用いて変換した回路をFig. 3に示す。

このとき、計算を簡単にするために、変換前後の対応する共振器の共振周波数が同一であること、対称回路とすること、2段目の共振器の各素子値は変更しないことの3つの条件を課した。Fig. 3に示した回路図における各素子値は以下に示す式によって求められる。

$$L_{r1} = L_{r3} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{r1}} \quad (18)$$

$$C_{r3} = C_{r1} \quad (19)$$

$$J_i = \sqrt{\frac{C_{r1} G_A}{L_{11} G_0}} \quad (i=1,2,3,4) \quad (20)$$

ただし、 G_A, G_B [S] はインバータ変換後の入出力ポートの内部コンダクタンスである。したがって、 C_{r1} はインバータ変換によって得られた任意に設定可能な自由度となる。

また、共振器を接続する各Jインバータは $\lambda/4$ 伝送線路を用いて構成することとし、そのときの伝送線路の特性インピーダンス Z_{gi} および線路長 l_{gi} ($i=1,2,3,4$) は

$$Z_{gi} = \frac{1}{J_i} = \sqrt{\frac{L_{11} G_0}{C_{r1} G_A}} \quad (21)$$

$$l_{gi} = \frac{v}{4f_0} \quad (22)$$

と求められる。ただし v は伝送線路における位相速度である。

3.2 2段目の共振器

次に、Fig. 3に示した楕円関数型BPFの各段の共振器を分布定数線路へ置換することを考える。まず、2段目の共振器に着目すると2つのLC直列共振器が並列に接続された構造となっている。おのおののLC直列共振器の共振周波数は、フィルタ特性では減衰極となるので、2段目の共振器は通過帯域も含め、阻止域においても楕円関数特性を実現するために重要な役割を果たしている。そこで、LC直列共振器は開放スタブに置換されることが知られてお

Fig. 4 Displacement of second resonator shown in Fig. 3 to resonator consisting of the two open-circuited stubs

り、2段目の共振器はFig. 4に示すように特性インピーダンスの異なる2つのスタブを組み合わせる構成される共振器に置換される。

このとき、置換後のスタブ形共振器の特性インピーダンス Z_{21}, Z_{22} とスタブ長 l_{21}, l_{22} は、置換前後の共振周波数と2つの減衰極周波数、および中心周波数におけるサセプタンススロープパラメータの一致の条件から

$$Z_{21} = \frac{\frac{l_{21}}{\cos^2 \beta_0 l_{21}} - \frac{l_{22}}{\cos^2 \beta_0 l_{22}} \frac{\tan \beta_0 l_{21}}{\tan \beta_0 l_{22}}}{v b_d} \quad (23)$$

$$Z_{22} = \frac{\frac{l_{22}}{\cos^2 \beta_0 l_{22}} - \frac{l_{21}}{\cos^2 \beta_0 l_{21}} \frac{\tan \beta_0 l_{22}}{\tan \beta_0 l_{21}}}{v b_d} \quad (24)$$

$$b_d = \frac{2C_{r21}C_{r22}(L_{r21} + L_{r22})^2(C_{r21} + C_{r22})}{(L_{r21}C_{r21} - L_{r22}C_{r22})^2} \quad (25)$$

$$l_{21} = \frac{\pi v}{2} \sqrt{L_{r21}C_{r21}} \quad (26)$$

$$l_{22} = \frac{\pi v}{2} \sqrt{L_{r22}C_{r22}} \quad (27)$$

として求められる。ただし、 $\beta_0 = \omega_0/v$ である。

3.3 1および3段目の共振器

Fig. 3の回路における1段目および3段目の共振器はLC並列共振器である。前節で示した2段目の共振器とは異なり、これらの共振器の共振周波数はフィルタ特性での中心周波数となり、通過帯域に及ぼす影響は有しているため、楕円関数特性から要求される特性を満たす必要があるが、阻止域特性においては楕円関数特性からの要求はなく、自由度を有している。

したがって、1段目および3段目の共振器を分布定数線路へ置換する際に、阻止域特性を変化させた場合の影響を検討するために、以下の各項に示す4種類の共振器への置

Fig. 5 Displacement of first and third resonators shown in Fig. 3 to the short-circuited stub

換を考える。

3.3.1 短絡スタブを用いる場合

LC並列共振器を分布定数線路に置換する際に用いられる最も単純な構造に短絡スタブがある。ここではこの短絡スタブへの置換を考える。Fig. 5に示すようにLC並列共振器を短絡スタブへ置換すると、短絡スタブの特性インピーダンス Z_1 およびスタブ長 l_1 は共振周波数とサセプタンススロープパラメータの一致の条件から

$$Z_1 = \frac{\pi}{4\omega_0 C_{r1}} \quad (28)$$

$$l_1 = \frac{v}{4f_0} \quad (29)$$

と求められる。

3.3.2 2つの開放スタブを用いる場合

次にFig. 6に示すように、2段目の共振器と同様の構造である2つの開放スタブで構成される共振器を用いた場合について検討を行う。置換する共振器として、2つの開放スタブで構成される共振器を用いると、この共振器の特徴として共振周波数の低域側および高域側にそれぞれ1つ減衰極を実現することができる。いま、2つの開放スタブで構成される共振器を用いることによって実現する減衰極周波数を f_1, f_2 ($f_1 < f_0 < f_2$) とすると、置換後の各開放スタブの特性インピーダンス Z_{11}, Z_{12} および線路長 l_{11}, l_{12} は次の式で計算される。

$$Z_{11} = \frac{\frac{l_{11}}{\cos^2 \beta_0 l_{11}} - \frac{l_{12}}{\cos^2 \beta_0 l_{12}} \frac{\tan \beta_0 l_{11}}{\tan \beta_0 l_{12}}}{2vC_{r1}} \quad (30)$$

$$Z_{12} = \frac{\frac{l_{12}}{\cos^2 \beta_0 l_{12}} - \frac{l_{11}}{\cos^2 \beta_0 l_{11}} \frac{\tan \beta_0 l_{12}}{\tan \beta_0 l_{11}}}{2vC_{r1}} \quad (31)$$

$$l_{11} = \frac{v}{4f_1} \quad (32)$$

Fig. 6 Displacement of first and third resonators shown in Fig. 3 to resonator consisting of the two open-circuited stubs

Fig. 7 Displacement of first and third resonators shown in Fig. 3 to resonator consisting of the open-circuited and short-circuited stubs

$$l_{12} = \frac{v}{4f_2} \quad (33)$$

3.3.3 開放スタブと短絡スタブを用いる場合

開放スタブと短絡スタブを用いる場合について検討を行う。Fig. 7に示すような開放スタブと短絡スタブで構成される共振器へ置換すると、通過帯域の高域側に1つ減衰極が実現する。この減衰極の実現周波数を f_1 ($> f_0$) とすると、スタブの特性インピーダンス Z_1 および線路長 l_{11}, l_{12} は、

$$Z_1 = \frac{\frac{l_{11}}{\cos^2 \beta_0 l_{11}} + \frac{l_{12}}{\sin^2 \beta_0 l_{12}}}{2vC_{r1}} \quad (34)$$

$$l_{11} = \frac{v}{4f_1} \quad (35)$$

$$l_{12} = \frac{v}{4} \left(\frac{1}{f_0} - \frac{1}{f_1} \right) \quad (36)$$

となる。

Fig. 8 Displacement of first and third resonators shown in Fig. 3 to resonator consisting of the two short-circuited stubs

3.3.4 2つの短絡スタブを用いる場合

2つの短絡スタブを用いる場合についても同様に検討を行う。Fig. 8に示すように、2つの短絡スタブで構成される共振器へ置換を行うと、この共振器の基本特性によって、中心周波数の高域側に1つ減衰極を実現することができる。このときの減衰極周波数を f_1 ($>f_0$) とすると、各スタブの特性インピーダンス Z_1 および、スタブ長 l_{11} , l_{12} は

$$Z_1 = \frac{l_{11} - l_{12}}{2vC_{r1}} \tan\left(\pi \frac{f_0}{f_1}\right) \quad (37)$$

$$l_{11} = \frac{v}{2f_1} \quad (38)$$

$$l_{12} = \frac{v}{2} \left(\frac{1}{f_0} - \frac{1}{f_1} \right) \quad (39)$$

と求められる。

4. 設計例

本章では第2章および第3章に示した設計式を用いて、スタブ形共振器を用いた楕円関数型BPFの設計例を示す。まず、1段目および3段目の回路構成によらず共通である2段目の共振器について検討を行い、1段目および3段目の共振器として3.3節の各項で示したそれぞれの回路構成を用いた場合を4.2節から4.5節の各節にそれぞれ示す。

また、設計により得られた各楕円関数型BPFは日本ピラー工業社のPILLAR PC-CLAD基板を用い、マイクロストリップ線路構造で実現することを想定して構造を試作し、特性は電磁界シミュレーションに平面三次元電磁界シミュレータSONNETを用い、測定にはRohde & Schwarz社のベクトルネットワークアナライザZVB20を用いて検討した。

4.1 阻止レベルが素子値に与える影響

今回の設計仕様と用いる基板の諸元をTable 1に示すように設定する。ただし、楕円関数型フィルタの素子値を決

Table 1. Specification of the elliptic function type BPF and parameters of substrate

Number of degree n	3
Ripple width RW	0.01 dB
Center frequency f_0	2.5 GHz
Fractional bandwidth Δf_f	0.04
Thickness of dielectric h	0.8 mm
Thickness of conductor t	18 μ m
Relative permittivity ϵ_r	2.16
Dielectric tangent $\tan \delta$	0.0005
Conductivity σ	0.58×10^8 S/m

Fig. 9 Variation of each element value of the second resonator under the change of sidelobe level SB

定するためには、Table 1に示した設計仕様のほかに、阻止レベル SB を決定する必要があるが、 SB は素子値に与える影響が大きく、設計により得られた素子値の実現性を考慮する必要がある。そこで、Table 1に示した設計仕様を用い、比誘電率 $\epsilon_r=1$ とし、 SB を10から100 dBまで変化させたとき、式(23)~(27)から求められる2段目の共振器の特性インピーダンス Z_{21} , Z_{22} および、スタブ長 l_{21} , l_{22} の変化の様子をFig. 9に示す。

Fig. 9に示した SB による各素子値の変化から特に Z_{21} , Z_{22} の値が SB によって非常に大きな影響を受けていることが確認できる。特に、 SB が小さいときに Z_{21} , Z_{22} の値が $10^3 \Omega$ のオーダーとなっており、回路構造の実現が困難となる。したがって、実現可能な特性インピーダンス値となるような SB を選定する必要があるが、 Z_{21} , Z_{22} は SB の増加に伴って減少する傾向にあり、実用的なフィルタ設計では所望とする阻止レベルよりも大きな値を設定することにより、所望の阻止レベルをも満足することができる。

4.2 短絡スタブを用いる場合

まず、1段目および3段目の共振器を短絡スタブで構成した場合の例を示す。このとき、得られる楕円関数型BPFの回路構成はFig. 10のようになる。

いま、式(28)より短絡スタブの特性インピーダンス Z_1 が計算されるが、式(28)にはインバータ変換の際に得られた自由度 C_{r1} が存在する。したがって、この C_{r1} と SB を

Fig. 10 Circuit diagram of elliptic function type BPF under the condition that the two short-circuited stubs are used for the first and third resonators

Fig. 11 Variation of characteristic impedances of short-circuited stub (Z_1) and inverter (Z_{g1}) under the change of the value of C_{r1} and sidelobe level SB

決定する必要があるが、式 (21), (28) から、 C_{r1} によって短絡スタブ部分およびインバータ部分の特性インピーダンス Z_1 , Z_{g1} がともに変化する。そこで、 C_{r1} を 1~10 pF および $SB=40, 50, 60$ dB と変化させたときの Z_1 と Z_{g1} の変化の様子を Fig. 11 に示す。

Fig. 11 に示した C_{r1} による Z_1 , Z_{g1} の変化から、 C_{r1} の値が大きくなるに従って、特に Z_1 が非常に小さな値となることが確認できる。よって、ここでは $C_{r1}=2.5$ pF と設定する。

さらに、阻止レベルがフィルタ特性に及ぼす影響を検討するために、 SB を 40, 50, 60 dB としたときに、Fig. 10 に示した分布定数線路による回路構成の特性を Fig. 12 に示し、そのときの各素子値を Table 2 に示す。Fig. 12 に示した特性から、通過帯域においては帯域幅、リプル特性ともに SB の影響を受けていないことが確認できる。また、阻止域においては SB が大きくなるに従って阻止レベルの維持が困難になっているものの、通過帯域近傍においてはおおむね設定した阻止レベルを実現できている。また、Table 2 に示した素子値から、 SB がいずれの値の場合にも線路長に大きな変化は見られないが、特性インピーダンスにおいては SB が大きくなるに従って、特に Z_{22} の値が小さくなっ

Fig. 12 Variation of filter characteristics under the change of sidelobe level SB

Table 2. Element values of the filter shown in Fig. 10 under the condition of sidelobe level SB

(a) $SB=40$ dB

Z_1	20.0 Ω	l_1	29.98 mm
Z_{g1}	140.4 Ω	l_{g1}	29.98 mm
Z_{21}	106.4 Ω	l_{21}	26.65 mm
Z_{22}	94.30 Ω	l_{22}	33.72 mm

(b) $SB=50$ dB

Z_1	20.0 Ω	l_1	29.98 mm
Z_{g1}	140.4 Ω	l_{g1}	29.98 mm
Z_{21}	51.11 Ω	l_{21}	25.25 mm
Z_{22}	42.68 Ω	l_{22}	35.60 mm

(c) $SB=60$ dB

Z_1	20.0 Ω	l_1	29.98 mm
Z_{g1}	140.4 Ω	l_{g1}	29.98 mm
Z_{21}	25.86 Ω	l_{21}	23.35 mm
Z_{22}	19.58 Ω	l_{22}	38.49 mm

ており、 $SB=60$ dB の場合では 20 Ω を下回る。これは回路パターンとして実現する際、ほかの線路と比較して線路幅が極端に大きくなり、それに伴って不連続部の影響や、分布定数線路との差異が大きくなりさまざまなモードの定在波が励振されるなど、設計では想定していない誤差の要因となる。したがって、Fig. 10 に示すような 1 段目および 3 段目の共振器を短絡スタブで構成した楕円関数型 BPF を用いる際は、阻止レベル SB が特に特性インピーダンスに及ぼす影響について注意を払う必要があり、ここでは $SB=50$ dB と設定する。

以上の検討から決定したパラメータを用いて、Table 1 に示した諸元の基板に構成した回路パターンを Fig. 13 に示し、電磁界シミュレーションおよび測定により得られた特性を、誤差の検討のために Fig. 2 に示した集中定数回路および Fig. 10 に示した分布定数線路より得られた特性と併せて Fig. 14 に示す。

Fig. 14 に示した特性より、集中定数回路による特性 (Fig. 14(a), (b) 中の Lumped circuit) は設計仕様を完全に満足する理想的な特性が得られていることが確認できる。

Fig. 15 Circuit diagram of elliptic function type BPF under the condition that the two open-circuited stubs are used for the first and third resonators

4.3 2つの開放スタブを用いる場合

4.2節に示したスタブ形共振器を組み合わせた楕円関数型BPFでは、楕円関数特性を得るために必要な減衰極は2段目の共振器によって実現される。したがって、1段目および3段目に用いる共振器として、2つの開放スタブによって構成される共振器を用いることにより、4.2節で得られたスタブ形共振器を組み合わせた楕円関数型BPFの特性、特に通過帯域近傍の阻止帯域において低域側および高域側の両側に減衰極を1つずつ付加することが可能となる。そこで、1段目および3段目に用いる共振器として、2つの開放スタブによって構成される共振器を用いた場合の楕円関数型BPFの回路構成をFig. 15に示す。

4.2節では C_{r1} がインバータ部分と短絡スタブ部分の両方の特性インピーダンスに大きな影響を及ぼしたため、 C_{r1} の設定には注意が必要であった。しかし、本節の場合、式(30)~(33)より、2つの開放スタブによる共振器部分の特性インピーダンス Z_{11} 、 Z_{12} は C_{r1} のみならず、2つの開放スタブを用いることにより実現する減衰極の周波数 f_1 、 f_2 によっても変化することがわかる。したがって、前節の短絡スタブを用いる場合よりも特性インピーダンスの値を調整する際に自由度が増えるため、本節を含め以降の節に示す共振器の基本特性から新たに減衰極を実現する設計例では C_{r1} によってインバータ部分の特性インピーダンス Z_{g1} の値を調整することとし、1, 3段目の共振器部分の特性インピーダンスについては新たに実現する減衰極の周波数によって調整を行うこととし、 $C_{r1}=4.93$ pF ($Z_{g1}=100\Omega$)と設定する。

さらに、阻止レベル SB および2つの開放スタブを用いることにより実現する減衰極の周波数 f_1 、 f_2 に対して、楕円関数型BPFの特性がどのような影響を受けるかを検討するために、 SB と f_1 、 f_2 を変化させたときのFig. 15に示した分布定数線路による回路構成の特性をFig. 16に、そのときの各素子値をTable 3にそれぞれ示す。Fig. 16に示した特性から通過帯域の特性については帯域幅、リップル幅ともに SB と f_1 、 f_2 の影響はほぼ受けていない。また、通過帯域近傍の阻止域について、高域側ではいずれの場合においてもほぼ設定した SB を実現できており、低域側では f_1 が高くなるに従って、 SB よりも大きな阻止レベルを実現できているが、阻止レベルを大きくすると阻止域が狭くなるた

Fig. 16 Variation of filter characteristics under the change of sidelobe level SB and attenuation pole frequencies f_1 and f_2

め、仕様上必要な阻止レベルと阻止帯域との間でトレードオフを考える必要がある。

さらに、Table 3に示した各素子値から $SB=40$ dBの場合、 $f_1=1.3$ GHz、 $f_2=4.2$ GHzとしたときに特性インピーダンスが 200Ω を超える大きな値となるものや、約 20Ω と小さな値となるものが存在し、回路パターンとしての実現が困難で

Table 3. Element values of the filter shown in Fig. 15 under the condition of sidelobe level SB and attenuation pole frequencies f_1 and f_2

(a) $SB=40$ dB

	$f_1=1.3$ GHz $f_2=4.2$ GHz	$f_1=1.7$ GHz $f_2=4.09$ GHz	$f_1=1.9$ GHz $f_2=3.79$ GHz
Z_{11}	21.74 Ω	48.25 Ω	88.88 Ω
Z_{12}	242.6 Ω	62.85 Ω	81.47 Ω
Z_{21}	106.4 Ω	106.4 Ω	106.4 Ω
Z_{22}	94.30 Ω	94.30 Ω	94.30 Ω
Z_{g1}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
l_{11}	57.65 mm	44.09 mm	39.45 mm
l_{12}	17.84 mm	18.32 mm	19.80 mm
l_{21}	26.65 mm	26.65 mm	26.65 mm
l_{22}	33.72 mm	33.72 mm	33.72 mm
l_{g1}	29.98 mm	29.98 mm	29.98 mm

(b) $SB=50$ dB

	$f_1=1.3$ GHz $f_2=4.2$ GHz	$f_1=1.7$ GHz $f_2=4.09$ GHz	$f_1=1.9$ GHz $f_2=3.79$ GHz
Z_{11}	21.34 Ω	47.36 Ω	87.23 Ω
Z_{12}	238.1 Ω	61.69 Ω	79.97 Ω
Z_{21}	51.11 Ω	51.11 Ω	51.11 Ω
Z_{22}	42.68 Ω	42.68 Ω	42.68 Ω
Z_{g1}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
l_{11}	57.65 mm	44.09 mm	39.45 mm
l_{12}	17.84 mm	18.32 mm	19.80 mm
l_{21}	25.25 mm	25.25 mm	25.25 mm
l_{22}	35.59 mm	35.59 mm	35.59 mm
l_{g1}	29.98 mm	29.98 mm	29.98 mm

(c) $SB=60$ dB

	$f_1=1.3$ GHz $f_2=4.2$ GHz	$f_1=1.7$ GHz $f_2=4.09$ GHz	$f_1=1.9$ GHz $f_2=3.79$ GHz
Z_{11}	21.15 Ω	46.96 Ω	86.49 Ω
Z_{12}	236.1 Ω	61.16 Ω	79.28 Ω
Z_{21}	25.86 Ω	25.86 Ω	25.86 Ω
Z_{22}	19.58 Ω	19.58 Ω	19.58 Ω
Z_{g1}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
l_{11}	57.65 mm	44.09 mm	39.45 mm
l_{12}	17.84 mm	18.32 mm	19.80 mm
l_{21}	23.35 mm	23.35 mm	23.35 mm
l_{22}	38.49 mm	38.49 mm	38.49 mm
l_{g1}	29.98 mm	29.98 mm	29.98 mm

あり、これらが混在することによって不連続部の影響が大きくなると考えられる。ただし、 f_1, f_2 が他の値の場合は素子値としての問題はないが、通過帯域近傍の阻止域の低域側における阻止レベルが大きくなることできない。 $SB=50$ dBの場合も同様に $f_1=1.3$ GHz, $f_2=4.2$ GHzでは非常に大きな値と小さな値の特性インピーダンスがあり、実現性の点において問題がある。 $SB=60$ dBの場合では、 f_1, f_2 の値によらず、20 Ω を下回る特性インピーダンスがあり、やはり実現性の観点から問題がある。

したがって、1段目および3段目の共振器に2つの開放スタブを用いた場合において、阻止レベルと回路の実現性を考慮し、各パラメータを $SB=50$ dB, $f_1=1.70$ GHz, $f_2=4.09$ GHzとする。

また、Table 1に示した諸元の基板に構成したときの回路パターンをFig. 17に示し、電磁界シミュレータにより計算された特性および実測によって得られた特性を、誤差

Fig. 17 Layout pattern of elliptic function type BPF under the condition that the two open-circuited stubs are used for the first and third resonators

の検討のためにFig. 2に示した集中定数回路およびFig. 15に示した分布定数線路から得られる特性と併せてFig. 18に示す。

Fig. 18に示した特性から分布定数線路による特性において、 f_0 付近で楕円関数特性が得られていることがわかる。また、1段目および3段目の共振器として2つの開放スタブを用いたことによって実現された減衰極 f_1 を1.70 GHzに確認することができる。さらに、前節に示した短絡スタブを用いた場合と比較して阻止帯域をインバータの機能範囲を超える範囲にまで広げることができており、通過帯域近傍の阻止帯域において、低域側では阻止レベルが61.1 dBとなり、高域側では2.90から3.19 GHzまでの範囲で50 dBとなっている。

他方、電磁界シミュレータにより計算された特性について、通過帯域は中心周波数が2.46 GHz、中心周波数における挿入損失は1.15 dBとなり、低域側へシフトしている。また通過帯域近傍の阻止域については、通過帯域低域側において2.15 GHz付近の減衰極が高域側へずれてしまい、減衰量が十分得られなかったために阻止レベルが56.6 dBとなり、分布定数線路による特性と比較して悪化している。これは分布定数線路では考慮されていなかった共振器部分とインバータ部分との不連続部分の影響であると考えられる。回路基板サイズは99.9×67.1 mm²である。

また、実測結果では中心周波数が2.45 GHzであり、中心周波数における挿入損失は1.12 dBとなった。電磁界シミュレータによる計算結果と比較して2.1 GHz付近において阻止レベルが悪化しているが、通過帯域近傍の阻止帯域において低域側の阻止レベルは53.8 dBであり、高域側では2.95 から3.25 GHzの範囲で50 dBとなっており、おおむね一致した特性となった。

以上の結果から、1段目および3段目に2つの開放スタブによって構成される共振器を用いた場合、前節で示した短絡スタブを用いた場合と同様に通過帯域近傍においては

(a) Simulation (S_{11}) (b) Simulation (S_{21})

(c) Measurement

Fig. 18 Characteristics of the elliptic function type BPF under the condition that the two open-circuited stubs are used for the first and third resonators

楕円関数特性を得ており、さらに楕円関数特性とは独立に実現可能な減衰極を用いることにより、通過帯域近傍の楕円関数特性に大きな影響を及ぼすことなく、通過帯域近傍の阻止域において、特に低域側で設定した阻止レベルである50 dBよりも大きな阻止レベルを実現できた。これは、従来の楕円関数特性では通過帯域近傍の阻止域での阻止レベルは等しくなる必要があったが、特に低域側の阻止レベルに対して大きな阻止量を必要とするような仕様について

Fig. 19 Circuit diagram of elliptic function type BPF under the condition that the open-circuited and short-circuited stubs are used for the first and third resonators

も、本節で示した構成を用いることによって対応可能であることを意味する。

4.4 開放スタブと短絡スタブを用いる場合

本節では1段目および3段目の共振器として開放スタブと短絡スタブを用いた場合の例を示す。1段目および3段目の共振器として開放スタブと短絡スタブを用いることによって、通過帯域近傍の阻止域において、通過帯域高域側に楕円関数特性とは独立に減衰極を1つ実現することが可能となる。

1, 3段目の共振器として、開放スタブと短絡スタブによって構成される共振器を用いた場合の回路構成をFig. 19に示す。Fig. 19に示した回路において、阻止レベル SB および開放スタブと短絡スタブによって構成される共振器を用いることによって実現される減衰極の周波数 f_1 によって特性が受ける影響を検討するために、 SB と f_1 を変化させたときのFig. 19に示した回路の特性をFig. 20に、各素子値をTable 4にそれぞれ示す。Fig. 20に示した特性から、通過帯域においては帯域幅、リップル幅ともにほぼ影響は受けていない。ただし、 f_1 が低くなる、すなわち中心周波数に近づくに従って通過帯域の高域部分でのリップル幅が増加する傾向がある。また、通過帯域近傍の阻止帯域において、低域側ではすべての SB に対して約5~10 dB増加しており、 f_1 が低くなるに従って増加する傾向がある。一方、高域側では $f_1=4.0$ GHzのときに SB より約5 dB大きな阻止レベルとなっており、 f_1 が低くなるにしたがって、阻止レベルは大きくなる。しかし、そのときの阻止帯域は阻止レベルの大きさとトレードオフの関係になるので、阻止レベルと阻止帯域の関係から SB の決定には注意が必要である。

さらに、Table 4に示した各素子値から、すべての SB において、 $f_1=3.0$ GHzとした場合に、150 Ω を超える大きな値の特性インピーダンスが現れ、実現が困難であるという問題がある。また、 $SB=60$ dBの場合では、 f_1 によらず約20 Ω という小さな特性インピーダンスが必要であり、これもまた線路の不連続部や幅の広い線路を用いることによってさまざまなモードが励振されることなどから特性に悪影響を及ぼすため、利用は困難である。

したがって、前節と同様に、 SB と素子値の実現性を考

Fig. 20 Variation of filter characteristics under the change of sidelobe level SB and attenuation pole frequency f_1

慮し、各パラメータを $SB=50$ dB, $f_1=3.5$ GHz とした。

いま、Table 1 に示した諸元の基板上に構成したときの回路パターンを Fig. 21 に示し、電磁界シミュレーションによって得られた特性と実測によって得られた特性を、誤差の検討のために Fig. 2 に示す集中定数回路および Fig. 19 に示した分布定数線路から得られた特性と併せて Fig. 22 に示す。

Fig. 22 に示した特性より、分布定数線路の特性におい

Table 4. Element values of the filter shown in Fig. 19 under the condition of sidelobe level SB and attenuation pole frequency f_1

(a) $SB=40$ dB

	$f_1=4.0$ GHz	$f_1=3.5$ GHz	$f_1=3.0$ GHz
Z_1	33.49 Ω	54.92 Ω	154.3 Ω
Z_{21}	106.4 Ω	106.4 Ω	106.4 Ω
Z_{22}	94.30 Ω	94.30 Ω	94.30 Ω
Z_{g1}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
l_{11}	18.74 mm	21.41 mm	24.98 mm
l_{12}	11.24 mm	8.565 mm	4.997 mm
l_{21}	26.65 mm	26.65 mm	26.65 mm
l_{22}	33.72 mm	33.72 mm	33.72 mm
l_{g1}	29.98 mm	29.98 mm	29.98 mm

(b) $SB=50$ dB

	$f_1=4.0$ GHz	$f_1=3.5$ GHz	$f_1=3.0$ GHz
Z_1	32.88 Ω	53.90 Ω	151.5 Ω
Z_{21}	51.11 Ω	51.11 Ω	51.11 Ω
Z_{22}	42.68 Ω	42.68 Ω	42.68 Ω
Z_{g1}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
l_{11}	18.74 mm	21.41 mm	24.98 mm
l_{12}	11.24 mm	8.565 mm	4.997 mm
l_{21}	25.25 mm	25.25 mm	25.25 mm
l_{22}	35.59 mm	35.59 mm	35.59 mm
l_{g1}	29.98 mm	29.98 mm	29.98 mm

(c) $SB=60$ dB

	$f_1=4.0$ GHz	$f_1=3.5$ GHz	$f_1=3.0$ GHz
Z_1	32.59 Ω	53.44 Ω	150.2 Ω
Z_{21}	25.86 Ω	25.86 Ω	25.86 Ω
Z_{22}	19.58 Ω	19.58 Ω	19.58 Ω
Z_{g1}	100 Ω	100 Ω	100 Ω
l_{11}	18.74 mm	21.41 mm	24.98 mm
l_{12}	11.24 mm	8.565 mm	4.997 mm
l_{21}	23.35 mm	23.35 mm	23.35 mm
l_{22}	38.49 mm	38.49 mm	38.49 mm
l_{g1}	29.98 mm	29.98 mm	29.98 mm

Fig. 21 Layout pattern of elliptic function type BPF under the condition that the open-circuited and short-circuited stubs are used for the first and third resonators

て、 f_0 付近で楕円関数特性が得られていることが確認できる。また、1 段目および 3 段目の共振器として開放スタブと短絡スタブによって構成される共振器を用いたことによって実現される減衰極を 3.5 GHz に確認でき、通過帯域低域側では約 5 dB 悪化しているが、高域側では阻止レベ

Fig. 22 Characteristics of the elliptic function type BPF under the condition that the open-circuited and short-circuited stubs are used for the first and third resonators

ルが63.3 dBとなり、楕円関数特性で設定した仕様以上の大きな阻止レベルをもつ阻止域を実現できている。

他方、電磁界シミュレータによる計算結果において、通過帯域では中心周波数が2.44 GHz、中心周波数における挿入損失は1.48 dBとなり、低域側へシフトしている。また、通過帯域近傍の阻止域について、高域側では65.7 dBの阻

Fig. 23 Circuit diagram of elliptic function type BPF under the condition that the two short-circuited stubs are used for the first and third resonators

止レベルを確保できている。これらの分布定数線路による特性と電磁界シミュレーションによる特性との差異は、分布定数線路では考慮されていなかった線路の不連続部の影響やViaの影響、導体損失の影響、回路からの放射による損失の影響などが考えられる。回路基板サイズは99.1×60.7 mm²である。

また、実測結果では中心周波数が2.43 GHzであり、中心周波数における挿入損失は1.41 dBとなっている。通過帯域近傍の阻止域において、低域側では1.68から2.19 GHzの範囲において阻止レベルが42.6 dBとなり、高域側では阻止レベルが58.5 dBとなっている。電磁界シミュレータによる計算結果と比較して通過帯域低域側の阻止レベルが約1 dB悪化しているが、おおむね一致した特性となった。

以上の結果から、1, 3段目の共振器として開放スタブと短絡スタブによって構成される共振器を用いた場合、4.2節に示した短絡スタブを用いた場合と比較して、通過帯域近傍の阻止域での特性は低域側での阻止レベルが約4 dB悪化しているものの、高域側では仕様の50 dBよりも約6 dB大きな阻止レベルを実現できている。したがって、通過帯域近傍の阻止域において、通過帯域低域側よりも高域側により大きな阻止レベルを必要とするような仕様に対しては、本節で示す回路構成を用いることにより対応できる。

4.5 2つの短絡スタブを用いる場合

最後に2つの短絡スタブで構成される共振器を用いる場合を示す。1段目および3段目の共振器として2つの短絡スタブで構成される共振器を用いることにより、楕円関数型BPFの通過帯域近傍の阻止域において、通過帯域高域側に楕円関数特性とは独立に減衰極を1つ実現することができる。

1段目および3段目の共振器として2つの短絡スタブで構成される共振器を用いたときの回路構成をFig. 23に示す。Fig. 23に示した回路構成において、阻止レベル SB と2つの短絡スタブで構成される共振器を用いたことにより実現される減衰極の周波数 f_1 によって特性が受ける影響を検討するために、 SB と f_1 を種々に変化させたときのFig. 23に示した回路の特性をFig. 24に、各素子値をTable 5にそれぞれ示す。通過帯域においては、帯域幅、リップル幅ともに SB と f_1 の影響はほぼ受けていない。ただし、 f_1 が低くな

を $SB=50\ \Omega$, $f_1=3.20\ \text{GHz}$ とする。

また、Table 1に諸元を示した基板上に構成したときの回路パターンをFig. 25に示し、電磁界シミュレータによって得られた特性を、誤差の検討のためにFig. 2に示す集中

Fig. 26 Characteristics of the elliptic function type BPF under the condition that the two short-circuited stubs are used for the first and third resonators

定数回路とFig. 23に示す分布定数線路による特性とを併せてFig. 26に示す。

Fig. 26に示した特性から、分布定数線路による特性においては、 f_0 付近で楕円関数特性が得られていることが確認できる。また、1段目および3段目の共振器に2つの短絡スタブによって構成される共振器を用いたことによって、3.2 GHzに減衰極が実現しており、通過帯域近傍の阻止帯域において高域側で阻止レベルを75.0 dBとすることができている。

他方、電磁界シミュレータで計算した特性において、通過帯域は中心周波数が2.46 GHz、中心周波数における挿入損失は1.30 dBとなっている。通過帯域近傍の阻止域では、高域側の阻止レベルが82.2 dBとなっている。これらの分布定数線路の場合との差異は、分布定数線路では考慮されていなかった線路の不連続部の影響やViaの影響、导体損失の影響、回路からの放射損失の影響などによるものと考えられる。回路基板サイズは $99.5 \times 69.2\text{ mm}^2$ である。

また、実測結果では中心周波数が2.45 GHzであり、中心周波数における挿入損失は1.60 dBとなっており、通過帯域近傍の阻止域では、低域側では1.76から22.0 GHzの範囲において阻止レベルは42.4 dBとなり、高域側では阻止レベルは54.7 dBとなった。電磁界シミュレータによる計算結果と比較して通過帯域高域側において阻止レベルが約27 dBと大きく悪化している。これは測定器のダイナミックレンジなど、測定誤差の影響によるものと考えられるが、他の部分では電磁界シミュレーションとおおむね一致した特性となった。

したがって、1, 3段目の共振器として2つの短絡スタブによって構成される共振器を用いた場合、4.2節に示した短絡スタブを用いた場合と比較して、通過帯域近傍の阻止域での特性は低域側での阻止レベルが約4 dB悪化しているものの、高域側では仕様の50 dBよりも約5 dB大きな阻止レベルを実現できている。このことから、通過帯域近傍の阻止域において、通過帯域低域側よりも高域側により大きな阻止レベルを必要とするような仕様に対しては、本節で示す回路構成を用いることにより対応できる。

5. まとめ

4.2節で示した設計例から、スタブ形共振器を組み合わせたBPFにおける通過帯域近傍の阻止域特性について、これまでスタブ形共振器を組み合わせたBPFでは試行錯誤や経験によって決定しなければならなかった減衰極の実現位置を、楕円関数特性を用いることによって決定でき、さらに楕円関数特性を用いたことによって阻止域特性において阻止レベルの議論も可能となることを示した。得られたスタブ形共振器を用いた楕円関数型BPFは、通過帯域および通過帯域近傍の阻止域において、楕円関数特性を実現できている。阻止レベルは低域側で46.5 dB、高域側では2.94

から3.28 GHzの範囲で50 dBを確保した。したがって、減衰極の実現位置を決定可能で通過帯域近傍の阻止域における阻止レベルをも議論可能なスタブ形共振器を組み合わせた楕円関数型BPFを実現した。

さらに、4.2節で示したスタブ形共振器を組み合わせた楕円関数型BPFに対して、通過帯域近傍の阻止域特性の楕円関数特性以上のさらなる改善例として、4.3節では1段目および3段目に2つの開放スタブを用いることにより、通過帯域の低域側および高域側の両側に、楕円関数特性とは独立に実現可能な減衰極を用いて、より大きな阻止レベルを実現し、4.4節および4.5節では1段目および3段目に開放スタブと短絡スタブを用いて構成される共振器、または2つの短絡スタブを用いて構成される共振器を用いることにより、通過帯域高域側に楕円関数特性とは独立に実現可能な減衰極を用いて、より大きな阻止レベルを実現できることを示した。したがって、これら4.3節から4.5節で示した構成を用いることにより、楕円関数特性では対応できなかった通過帯域の低域側もしくは高域側の一方に対して、阻止レベルをより大きくする必要があるような仕様についても対応可能である。

ただし、本論文では回路構成としてインバータ部に $\lambda/4$ 伝送線路を用いたことによって、中心周波数より遠くなるに従って、特性に影響を受けるため、通過帯域近傍の阻止帯域において、阻止レベルに誤差が生じたり、伝送線路の不連続部の影響などにより、中心周波数や減衰極の実現位置に誤差が生じている。したがって、より広帯域で動作するインバータを検討し、伝送線路の不連続部の影響など考慮に入れた設計について検討する必要がある。さらに、導体Q、誘電体Q、放射Qの定量的評価を含めた共振器のQ値の評価、およびそのフィルタの通過帯域内特性（挿入損失、リップル）や減衰極周波数近傍の特性への影響について、共振器単体の共振特性の測定、誘電体基板の材料測定およびシミュレーションにより検討する。

(2011.6.1-受理)

文 献

- 1) 和田光司, 橋本 修: “タップ結合法を用いたマイクロ波共振器フィルタによる帯域外特性改善,” 信学論 (C), Vol. **J89-C**, No. 6, pp. 372–384, Jun. 2006
- 2) Z. Ma and Y. Kobayashi: “Novel Design and Implementation Methods of High-Performance RF/Microwave Planar Filters Using Composite Resonators,” Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006, pp. 1818–1826, Yokohama, Japan, Dec. 2006
- 3) C. Quendo, E. Rius, and C. Person: “Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. **51**, No. 3, pp. 734–743, Mar. 2003
- 4) A. Manchec, C. Quendo, J. F. Favennec, E. Rius, and C. Person: “Synthesis of Capacitive-Coupled Dual-Behavior Resonator (CCDBR) Filters,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. **54**, No. 6, pp. 2346–2355, Jun. 2006
- 5) C. Quendo, E. Rius, and C. Person: “Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. **52**, No. 3, pp. 1034–1044, Mar. 2004
- 6) Z. Ma, T. Shimizu, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara: “Novel Compact Dual-Band Bandpass Filters Using Composite Resonators to Obtain Separately Controllable Passbands,” Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006, pp. 1814–1817, Yokohama, Japan, Dec. 2006
- 7) 清水太一, 馬 哲旺, 小林禧夫, 穴田哲夫: “コンポジット共振器を用いたマイクロストリップトリプルバンド帯域通過フィルタの設計,” 信学技報MW2006-157, pp. 23–28, 2007
- 8) 藤井孝郎, 小久保吉裕, 太田 勲: “容量性スタブの周期装荷によるマイクロストリップ3 dB フォワードカプラの小型化,” 信学論 (C), Vol. **J90-C**, No. 12, pp. 864–872, Dec. 2007
- 9) 山崎 淳, 太田 勲: “半集中定数回路を用いた小型プランチラインカプラの広帯域設計,” 信学論 (C), Vol. **J89-C**, No. 5, pp. 234–242, May 2006
- 10) 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, 2007
- 11) T. H. Duong and I. S. Kim: “New Elliptic Function Type UWB BPF Based on Capacitively Coupled Open T Resonator,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. **57**, No. 12, pp. 3089–3098, Dec. 2009
- 12) V. Van: “Synthesis of Elliptic Optical Filters Using Mutually Coupled Microring Resonators,” Journal of Lightwave Technology, Vol. **25**, No. 2, pp. 584–590, Feb. 2007
- 13) M. Matsuo, H. Yabuki, and M. Makimoto: “Improvement of Stop-Band Characteristics for Half-Wavelength Resonator Filters,” IEICE Trans. Electron., Vol. **E85-C**, No. 7, pp. 1472–1477, Jul. 2002
- 14) H. Kayano, N. Shiokawa, M. Yamazaki, T. Watanabe, F. Aiga, and T. Hashimoto: “7GHz-Band Quasi-Elliptic Function Narrow-Band Superconducting Filter on Sapphire Substrate,” IEEE MTT-S International 2006, pp. 1201–1204, San Francisco, CA, U.S.A., Jun. 2006
- 15) M. Jouzdani, S. Sadri, A. Z. Nezhad, and G. Askari: “A New Quasi-Elliptic UWB BPF with a Sharp Transition Band Using 3/4-Wavelength SIRs,” Electrical Engineering (ICEE), 2010 18th Iranian Conference, pp. 105–107, Isfahan, Iran, May 2010
- 16) H. Uchida, N. Yoneda, Y. Konishi, and S. Makino: “An Elliptic-Function Bandpass Filter Employing Left-Handed Operations of an Inter-Digital Coupled Line,” Korea–Japan Microwave Conference 2007, pp. 161–164, Okinawa, Japan, Nov. 2007
- 17) A. E. Williams: “A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter,” IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. **18**, No. 12, Dec. 1970

著者紹介

宮田尚起（みやた なおき）

平17電気通信大学電子工学科卒業。平19同大学大学院電子工学専攻博士前期課程修了。現在、同博士後期課程在学中。
FDTD法を用いた各種高周波伝送線路における損失の解析，高周波フィルタの各種設計法に関する研究に従事。

岡田真一（おかだ しんいち）

平22電気通信大学電子工学科卒業。現在、同大学大学院情報・通信工学専攻博士前期課程在学中。高周波フィルタ及び分波回路の設計に関する研究に従事。

石飛徳昌（いしとび のりまさ）

昭57津山高専電気卒。同年日本無線入社，その後，船井電機研究所，TDK，韓国三星電機などを経て，平15ソネット技研を設立，取締役就任，平23より電気通信大学客員研究員。マイクロ波ミリ波におけるフィルタ，カプラ，アンテナなど受動素子，低雑音アンプなど線形回路，そしてシミュレーションソフトウェアの研究開発に従事。
エレクトロニクス実装学会，IEEE会員。

和田光司（わだ こうじ）

平3近畿大学卒。平7同大学院博士前期課程了。平9～11日本学術振興会特別研究員(DC2)。平11山口大学大学院博士後期課程了。同年青山学院大学助手。平16電気通信大学助教授。平成19同大学准教授。平22同大学大学院准教授。博士(工学)。フィルタ，バラン，分波回路，チューナブル回路，マルチバンド回路，メタマテリアル回路の研究に従事。電子情報通信学会，電気学会会員。