

# コンポジット共振器と SIR を併用した広い阻止域を持つ 有極形帯域通過フィルタ

三木 仁 馬 哲旺 小林 禧夫 穴田 哲夫<sup>†</sup> 萩原 玄<sup>‡</sup>

埼玉大学工学部 〒338-8570 埼玉県さいたま市桜区下大久保 255

<sup>†</sup>神奈川大学ハイテクリサーチセンター 〒221-8686 神奈川県横浜市神奈川区六角橋 3-27-1

<sup>‡</sup>リンクサーキット有限会社 〒336-0917 埼玉県さいたま市緑区芝原 3-9-1

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

**あらまし** 本報告では、コンポジット共振器を用いた有極形帯域通過フィルタ(BPF)の阻止域特性を改善するために、コンポジット共振器と Stepped Impedance Resonator (SIR) を併用したフィルタ構造を提案する。電磁界シミュレータを利用し、中心周波数 $f_0=1.0\text{GHz}$ 、比帯域幅 2% の 4 段 BPF の設計を行い、さらに、得られた BPF を試作・測定し、フィルタ構造と設計方法の有効性を実証する。その結果、通過域近傍の 0.9GHz, 1.1GHz, および 1.15GHz に減衰極が生じ、非常に急峻な周波数選択特性を得た。また約  $6.7f_0$  まで減衰が 30dB 以上の極めて広い阻止域を実現した。

**キーワード** 帯域通過フィルタ, コンポジット共振器, SIR, 減衰極, 広い阻止域

## A Novel Bandpass Filter with Sharp Attenuations and Wide Stopband Developed Through the Combined Use of Composite Resonators and Stepped Impedance Resonators

Hitoshi MIKI Zhewang MA Yoshio KOBAYASHI Tetsuo ANADA<sup>†</sup> Gen HAGIWARA<sup>‡</sup>

Department of Electrical and Electronic Systems, Saitama University,  
255 Shimo-ookubo, Saitama-shi, Saitama, 338-8570, Japan

<sup>†</sup>High-Tech Research Center, Kanagawa University,

Rokkakubashi, Kanagawa-ku, Yokohama-shi, Yokohama, 221-8686, Japan

<sup>‡</sup>Link Circuit Inc., 3-9-1 Shibahara, Midori-ku, Saitama-shi, Saitama, 336-0917, Japan

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

**Abstract** In this paper, a novel four-pole microstrip bandpass filter (BPF) with sharp attenuations and wide stopband is developed through a combined use of composite resonators and stepped impedance resonators (SIRs). By using a full-wave electromagnetic simulator, the filter is designed with a midband frequency of 1.0 GHz and a fractional bandwidth of 2%. The measured frequency response of the filter agrees well with the simulated result, and shows a transmission zero at about 0.9GHz, 1.1GHz, and 1.15GHz, respectively. The transition from the passband to the stopband is thereby sharp and deep. Moreover, a very wide stopband is observed and it is found that up to approximately 6.7GHz ( $6.7f_0$ ), the stopband attenuations are larger than 30dB.

**Keyword** Bandpass filter, composite resonator, stepped impedance resonator, transmission zero, wide stopband

### 1. はじめに

急峻な減衰特性を得るために、阻止域に減衰極を持つフィルタに関する研究が長年続けられている。従来、これらのフィルタは、楕円関数フィルタや疑似楕円関数フィルタのように飛び越し結合を利用することにより実現される<sup>[1]-[4]</sup>。一方、近年 1/4 波長スタブやコンポジット共振器を用いて、減衰極を実現した帯域通過フィルタ(BPF)が報告されている<sup>[5]-[10]</sup>。この種のフィルタは飛び越し結合を利用せずに、減衰極を容易に所望の周波数で実現できるため、通過域付近で急峻なスカート特性を持つ。しかし、阻止域の広域に亘り、スプリアス共振が多く発生し、減衰の大きい阻止域が非

常に狭い欠点がある<sup>[8]-[10]</sup>。文献[11]では、1/2 波長共振器とコンポジット共振器を併用したことで、阻止域低域側の減衰特性を改善したものの、高域側におけるスプリアス共振は十分に抑えることができなかった。

本報告では、コンポジット共振器と Stepped Impedance Resonator (SIR)<sup>[12]-[13]</sup>を併用した新しいフィルタ構造を提案する。コンポジット共振器を利用することにより、通過域の近傍で減衰極を作る。また、SIR を利用することにより、広い周波数領域に亘り、スプリアス共振を抑える。2 種類の異なる共振器の利点を持ち合わせることにより、急峻な周波数選択性と広い阻止域を持つフィルタを実現する。フィルタの設

計と測定評価を通じて、理論と実験の両面から設計手法および提案したフィルタ構造の有効性を実証する。

## 2. 従来の BPF の設計

図 1 に LC 並列共振器と J インバータを用いた  $n$  段 BPF の等価回路を示す。インダクタンス  $L_{ri}$ , キャパシタンス  $C_{ri}$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ), 特性アドミタンス  $J_{i,i+1}$  ( $i=0, 1, \dots, n$ ) は以下の(1)-(3)式で与えられる<sup>[14]</sup>。ここで、 $L_{ri}$ ,  $C_{ri}$ , コンダクタンス  $G_0, G_{n+1}$  は任意の値であり、 $\omega_0$  は BPF の中心角周波数である。また、FBW は比帯域幅、 $g_i$  ( $i=0, 1, \dots, n+1$ ) は最平坦もしくはチェビシェフ原型 LPF の規格化素子値である。

$$L_{ri} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{ri}}, \quad i=1 \text{ to } n, \quad \Omega_c=1 \text{ (rad/sec)} \quad (1)$$

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{G_0 \text{FBW} \omega_0 C_{r1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\text{FBW} \omega_0 C_m G_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (2)$$

$$J_{i,i+1} = \frac{\text{FBW} \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{ri} G_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad (i=1 \text{ to } n-1) \quad (3)$$

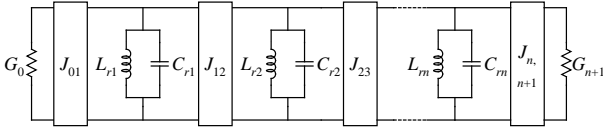


図 1 LC 並列共振器と J インバータを用いた  $n$  段 BPF の等価回路

## 3. コンポジット共振器を用いた BPF<sup>[9]-[11]</sup>

コンポジット共振器の等価回路を図 2(a)に示す。この共振器は 2 つの LC 直列共振器を並列に接続して構成される。2 つの LC 直列共振器の共振角周波数およびリアクタンスをそれぞれ  $\omega_a, \omega_b$  および  $X_a, X_b$  とする。ここで、 $\omega_a < \omega_b$  と仮定すると、動作周波数  $\omega$  が  $\omega_a < \omega < \omega_b$  のとき、 $X_a > 0$  となるため  $X_a$  は誘導性、 $X_b < 0$  となるため  $X_b$  は容量性を示す。したがって、 $\omega_a < \omega < \omega_b$  のとき、図 2(a)に示すコンポジット共振器は図 2(b)に示す LC 並列共振器に置き換えることができ、コンポジット共振器と LC 並列共振器は  $\omega_0$  付近で電氣的に等価となる。このとき、コンポジット共振器と LC 並列共振器の素子値の関係は以下の式で与えられる<sup>[9]-[110]</sup>。

$$L_r = \frac{2L_a' L_b'}{L_a' + L_b'}, \quad C_r = \frac{1}{\omega_0^2 L_r} \quad (4)$$

$$L_a' = \frac{\left(1 - \left(\frac{\omega_a}{\omega_0}\right)^2\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_a}{\omega_0}\right)^2} L_a, \quad L_b' = \frac{\left(1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega_0}\right)^2\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega_b}{\omega_0}\right)^2} L_b \quad (5)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}, \quad \omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_a + L_b) \frac{C_a C_b}{C_a + C_b}}} \quad (6)$$

図 2(a)に示したコンポジット共振器の周波数特性の一例を図 3に示す。2 つの LC 直列共振器がそれぞれ  $\omega_a, \omega_b$  で共振することにより 2 つの減衰極が得られる。また、 $\omega_0$  での共振は図 2(b)の LC 並列共振器によるものである。

コンポジット共振器のみを用いたフィルタ、また、コンポジット共振器と LC 並列共振器を併用したフィ

ルタの設計法をすでに文献[9]-[11]で述べた。図 4(a)にコンポジット共振器と LC 並列共振器を併用した  $n$  段 BPF の等価回路を示す。この BPF は図 1 で示した BPF の 1 段目の LC 並列共振器をコンポジット共振器に置き換えることで構成される。さらに、図 4(a)にある LC 並列共振器間の J インバータを理想変成器に変換することにより、図 4(b)に示す結合係数  $k_{ij}$  および外部  $Q, Q_{eb}$  を用いた等価回路を得る<sup>[14]</sup>。図 4 の BPF は、1 段目のコンポジット共振器の直列共振  $L_{a1} C_{a1}$  および  $L_{b1} C_{b1}$  により阻止域の低域側  $\omega_{a1}$  および高域側  $\omega_{b1}$  に減衰極を生じる。

例として、1 つのコンポジット共振器と 3 つの LC 並列共振器で構成された 4 段 BPF の等価回路の計算を行う。設計仕様は、通過域がチェビシェフ特性、中心周波数  $f_0=1.0\text{GHz}$ , 帯域内リップル幅  $RW=0.01\text{dB}$ , 等リップル比帯域幅  $\Delta f/f_0=2\%$  である。なお、1 段目のコンポジット共振器による減衰極の位置を低域側  $f_{a1}=0.9\text{GHz}$ , 高域側  $f_{b1}=1.1\text{GHz}$  とする。4 段 BPF の周波数特性の計算結果を図 5 に示す。通過域が設計仕様を満足するチェビシェフ特性となり、阻止域の低域側および高域側の指定した位置に減衰極を設けていることがわかる。

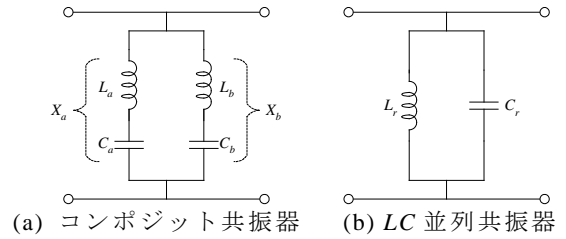


図 2 共振器の等価回路

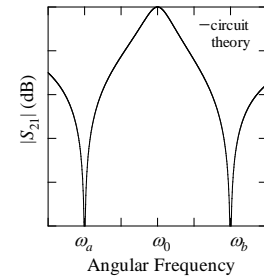


図 3 コンポジット共振器の周波数特性

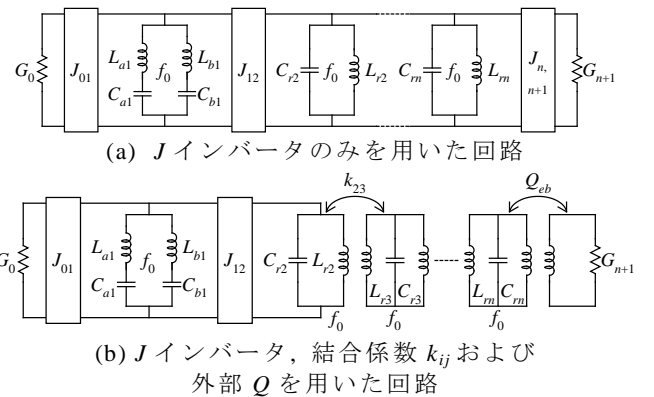


図 4 コンポジット共振器と LC 並列共振器を併用した  $n$  段 BPF の等価回路

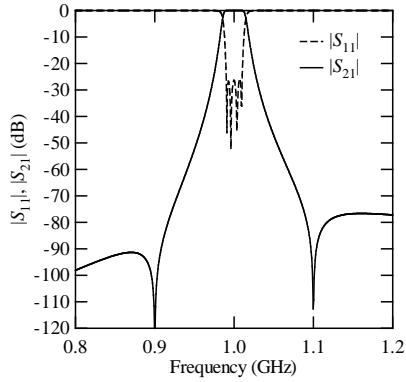


図5 4段BPF等価回路の周波数特性

#### 4. 4段BPFの設計

図4(b)の等価回路と設計公式に基づき、マイクロストリップコンポジット共振器と Stepped Impedance Resonator (SIR)を併用した新しいフィルタを設計する。提案する4段フィルタの構造を図6に示す。設計仕様は、通過域がチェビシェフ特性、中心周波数 $f_0=1.0\text{GHz}$ 、帯域内リップル幅 $RW=0.01\text{dB}$ 、等リップル比帯域幅 $\Delta f/f_0=2\%$ である。また、1段目にコンポジット共振器を用いることで、阻止域低域側 $f_{a1}=0.9\text{GHz}$ 、高域側 $f_{b1}=1.1\text{GHz}$ に減衰極を設ける。 $L_{a1}=4.0\text{nH}$ 、 $L_{r2}=0.5\text{nH}$ とすると、フィルタの設計値は、 $J_{01}=0.034\text{S}$ 、 $J_{12}=0.018\text{S}$ 、 $k_{23}=1.59 \times 10^{-2}$ 、 $k_{34}=2.16 \times 10^{-2}$ 、 $Q_{eb}=35.64$ となる。

1段目のコンポジット共振器は、異なる長さとし線幅のマイクロストリップ1/4波長終端開放スタブを2つ並列に接続することで構成される。2段目と4段目のLC並列共振器には、マイクロストリップ1/2波長共振器を用い、3段目のLC並列共振器にSIRを用いることで広い阻止域を持つ周波数特性を実現する。また、2段目と3段目、3段目と4段目の共振器間は電界結合で結合係数 $k_{23}$ および $k_{34}$ を実現する。4段目の共振器は外部線路とタップ結合し、結合場所を変えることにより、所望の外部 $Q$ を得る。また、 $J$ インバータ $J_{01}$ 、 $J_{12}$ にはマイクロストリップ1/4波長線路を用いる。なお、誘電体基板は、比誘電率 $\epsilon_r=9.7$ 、厚さ $t=0.635\text{mm}$ である。

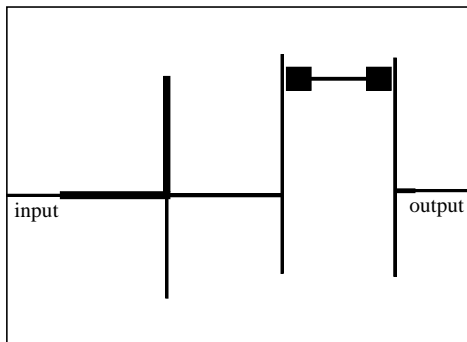


図6 コンポジット共振器とSIRを併用したマイクロストリップ4段BPFの構造

##### 4.1. コンポジット共振器の設計

コンポジット共振器を図7(a)に示すマイクロストリップ構造で実現する。長さ $l_a$ 、幅 $w_a$ 、特性インピーダンス $Z_a$ と長さ $l_b$ 、幅 $w_b$ 、特性インピーダンス $Z_b$ の異なる

2つのマイクロストリップ終端開放スタブを並列に接続した構造とする。図7(a)の上側のスタブが $\omega=\omega_a$ で1/4波長共振するとき、 $l_a$ 、 $w_a$ は以下の式より決定される[9]-[10]。

$$l_a = \frac{\pi}{2\omega_a \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (7)$$

$$Z_a = \frac{4\omega_a L_a}{\pi} \quad (8)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}} \quad (9)$$

ここで、 $c$ は自由空間での光速、 $\epsilon_{eff}$ はスタブの実効誘電率である。下側のスタブが $\omega=\omega_b$ で1/4波長共振するときも同様にして長さ $l_b$ 、幅 $w_b$ を決定することができる。(7)-(9)式より、BPFの1段目に用いるコンポジット共振器の寸法は、 $w_a=1.6\text{mm}$ 、 $l_a=30.9\text{mm}$ 、 $w_b=0.6\text{mm}$ 、 $l_b=26.6\text{mm}$ となる。このときの電磁界シミュレータSonnet em<sup>[15]</sup>による周波数特性の計算結果を図7(b)に示す。

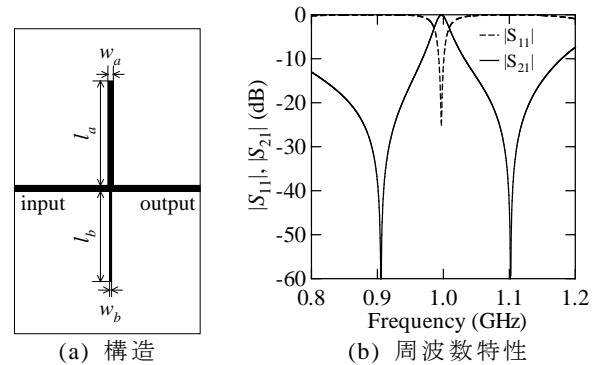


図7 コンポジット共振器の構造と周波数特性

##### 4.2. 1/2波長共振器の設計

2段目に用いる1/2波長共振器は、 $J$ インバータである1/4波長線路を介して1段目のコンポジット共振器と結合をとる。そこで、1/4波長 $J$ インバータ線路と2段目1/2波長共振器との接続位置を決定するための計算を以下に示す。

LC並列共振器の等価回路とマイクロストリップ1/2波長共振器の構造を図8に示す。図8(a)において、共振器全体のサセプタンスを $B_r$ とすると、 $\omega=\omega_0$ におけるサセプタンススロープパラメータは以下ようになる。

$$\left. \frac{\omega}{2} \frac{dB_r}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\omega_0 L_r} \quad (10)$$

一方、図8(b)において、共振器全体のサセプタンス $B_{in}$ は以下ようになる。

$$B_m = \frac{1}{Z_0} \tan \beta l_a + \frac{1}{Z_0} \tan \beta l_b \quad (11)$$

ただし、 $\beta=\omega/v$ である。したがって、 $\omega=\omega_0$ におけるサセプタンススロープパラメータは次式で与えられる。

$$\left. \frac{\omega}{2} \frac{dB_m}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0}{2} \frac{l_a}{Z_0 v} \sec^2 \left( \frac{\omega_0}{v} l_a \right) + \frac{\omega_0}{2} \frac{l_b}{Z_0 v} \sec^2 \left( \frac{\omega_0}{v} l_b \right) \quad (12)$$

また、1/2波長共振器が $\omega=\omega_0$ で共振するとき、(11)式より以下の関係を得る。

$$\frac{1}{Z_0} \tan \frac{\omega}{v} l_a + \frac{1}{Z_0} \tan \frac{\omega}{v} l_b = 0 \quad (13)$$

図 8(a)と(b)のサセプタンススロープパラメータが一致するとき、(10)、(12)式より以下の関係を得る。

$$\frac{l_a}{v} \sec^2 \left( \frac{\omega}{v} l_a \right) + \frac{l_b}{v} \sec^2 \left( \frac{\omega}{v} l_b \right) = \frac{2Z_0}{\omega_0^2 L_r} \quad (14)$$

したがって、 $l_a$ と $l_b$ の関係は以下ようになる。

$$l_b = \frac{v}{\omega} \pi - l_a \quad (15)$$

(14)、(15)式、および $\omega_0=2\pi f_0$ 、 $v=f_0 \lambda_g$ よりLC並列共振器の等価回路と1/2波長共振器の関係は次式で表される。

$$\frac{l_a}{\lambda_g} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{\omega_0 L_r \pi}{2Z_0}} \right) \quad (16)$$

(15)、(16)式より、2段目に用いる1/2波長共振器の寸法は、 $w=0.6\text{mm}$ 、 $l_a=36.4\text{mm}$ 、 $l_b=21.8\text{mm}$ となる。

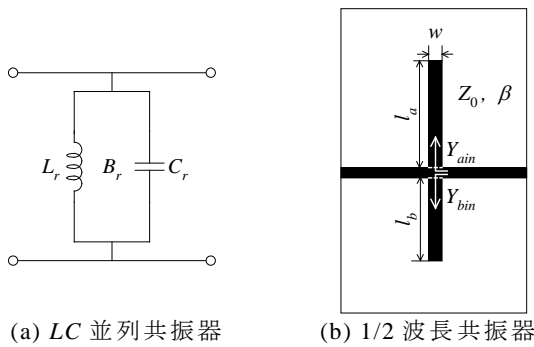


図 8 LC 並列共振器と 1/2 波長共振器の関係

### 4.3. SIR の設計

SIR の構造を図 9 に示す。SIR は特性インピーダンス  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、電気長  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  の異なる 2 つの線路で構成される<sup>[12]</sup>。インピーダンスおよび電気長の比をそれぞれ  $R=Z_2/Z_1$ 、 $u=\theta_2/(\theta_1+\theta_2)$  とし、1 つ目のスプリアス共振周波数  $f_{s1}$  を基本共振周波数  $f_0$  で規格化した値を  $f_{s1}/f_0$  とする。 $R=0.2, 0.3, 0.5$  の 3 つの場合について  $u$  に対する  $f_{s1}/f_0$  の変化を調べるために Sonnet em を用いて計算を行った。 $u$  に対する  $f_{s1}/f_0$  の変化を図 10 に示し、 $R$  が小さいほど  $f_{s1}/f_0$  が大きくなるのがわかる。また、計算を行った全ての  $R$  について  $u=0.65$  付近で  $f_{s1}/f_0$  が最大となる。本設計では、 $R=0.2$ 、 $u=0.5$  の SIR を BPF の 3 段目に用いる。この SIR の周波数特性の計算結果を図 11 に示す。 $f_0$  は  $1.0\text{GHz}$ 、 $f_{s1}$  は約  $4.0\text{GHz}$  なので、BPF を構成した際は、BPF の 2 倍および 3 倍のスプリアスを抑制できると考えられる。

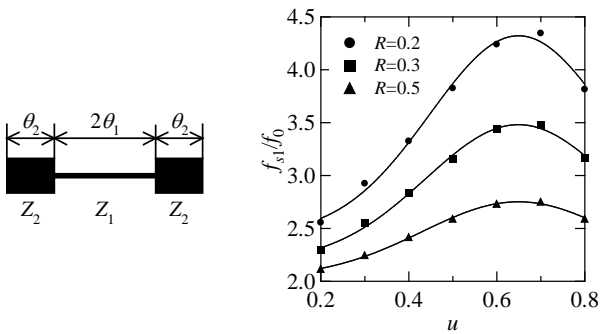


図 9 SIR 図 10  $u$  に対する  $f_{s1}/f_0$  の変化の関係

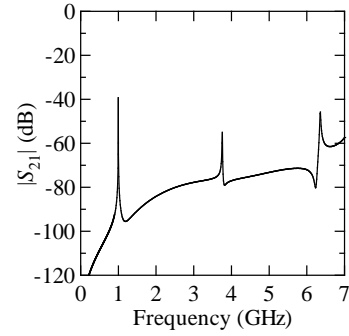


図 11 SIR の周波数特性

### 4.4. 結合係数の計算

結合係数  $k_{23}$ 、 $k_{34}$  の計算に用いた構造を図 12(a) に示す。この構造を Sonnet em に入力し、共振器間の距離  $d_x=0.3\text{mm}$  および  $0.4\text{mm}$  について、共振器の位置  $d_y$  に対する結合係数  $k_{ij}$  の変化を計算する。 $k_{ij}$  の計算結果を図 12(b) に示す。これより、仕様を満たす共振器の間隔は、2 段目と 3 段目が  $d_x=0.4\text{mm}$ 、 $d_y=8.6$ 、3 段目と 4 段目が  $d_x=0.3\text{mm}$ 、 $d_y=6.6$  となる。

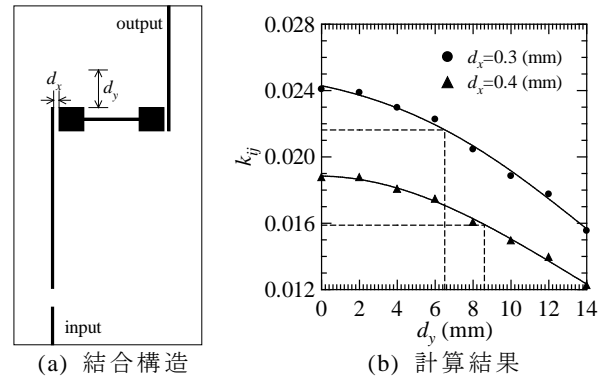


図 12 結合係数  $k_{23}$ 、 $k_{34}$  の計算

### 4.5. 外部 $Q$ 、 $Q_{eb}$ の計算

外部  $Q$ 、 $Q_{eb}$  の計算に用いた構造を図 13(a) に示す。結合を強くするために、外部線路を直接共振器に接続し、その位置  $l$  を変化させることで所望の  $Q_{eb}$  を実現する。

図 13(a) の構造を Sonnet em に入力し得られる周波数特性から  $Q_{eb}$  は(17)、(18)式を用いて求められる。

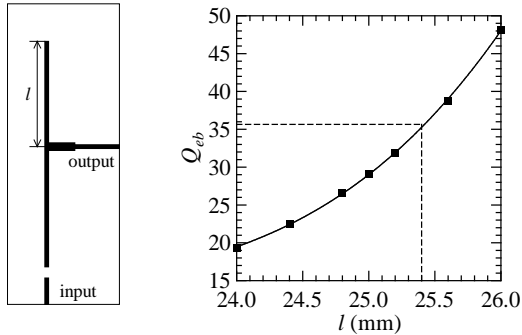
$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ein}} + \frac{1}{Q_{eout}} \quad (17)$$

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (18)$$

ここで、 $Q_L$  は負荷  $Q$ 、 $Q_u$  は無負荷  $Q$ 、 $\Delta f_{3dB}$  は 3dB 帯域幅である。完全無損失で計算しているため、共振器の  $Q_u$  は無限大となる。また、入力側の励振線部分と共振器は十分な疎結合であり、 $1/Q_{ein} \approx 0$  となる。よって、(17)、(18)式から  $Q_{eb}$  は次式で表せる。

$$Q_{eb} = Q_{eout} = Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (19)$$

式(19)より得られた計算結果を図 13(b) に示す。これより、所望の仕様を満たす寸法は  $l=25.4\text{mm}$  となる。

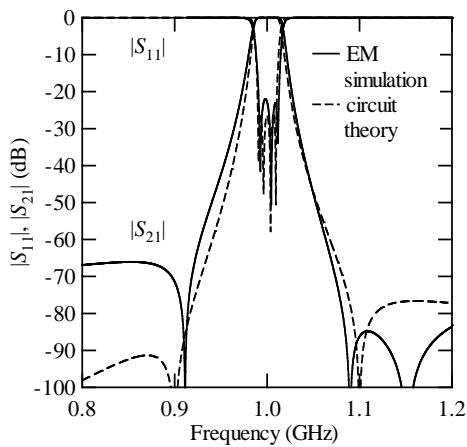


(a) 結合構造 (b) 計算結果

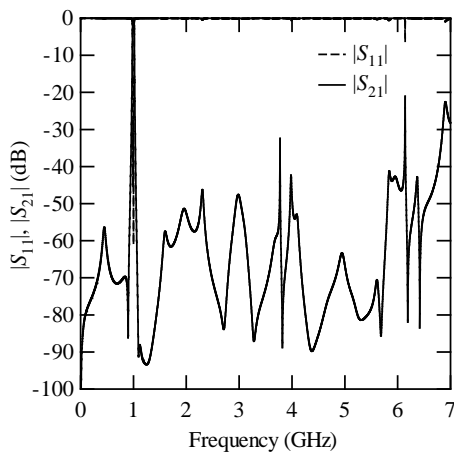
図 13 外部  $Q$ ,  $Q_{eb}$  の計算

#### 4.6. フィルタの周波数特性

以上より決定したコンポジット共振器と SIR を併用した 4 段 BPF の狭帯域周波数特性の計算結果を図 14(a) に示す。なお、実線は Sonnet em の計算結果、破線は図 4 に示す等価回路より得られた理想周波数特性である。この結果、通過帯域内のリターンロスが 20dB 以上となり、所望のフィルタ特性が得られた。また、1 段目のコンポジット共振器により、設定した 0.9GHz および 1.1GHz に減衰極を有し、急峻なスカート特性



(a) 狭帯域特性



(b) 広帯域特性

図 14 4 段 BPF の周波数特性

を得ている。1.15GHz 付近の減衰極は、2 段目に用いた 1/2 波長共振器の下側の終端開放スタブが 1/4 波長共振したために生じたものと考えられる。この BPF の広帯域周波数特性の計算結果を図 14(b) に示す。BPF の 3 段目の共振器に SIR を用いることでスプリアス共振を抑制し、約 6.2GHz まで減衰が 30dB 以上となっていることが確認できる。

#### 4.7. フィルタの試作・測定

試作した 4 段マイクロストリップ BPF の写真を図 15 に示す。ネットワークアナライザ HP8510C を用いてこのフィルタの周波数特性の測定を行った。なお、測定の際には TRL 法による校正を行った。狭帯域周波数特性の測定結果を図 16(a)、広帯域周波数特性の測定結果を図 16(b) に示す。実線が測定結果、破線が損失を考慮した Sonnet em での計算結果である。なお、計算はマイクロストリップ線路銅箔の導電率  $\sigma_c=58 \times 10^6 \text{ S/m}$ 、基板誘電正接  $\tan \delta=0.003$  とした。図 16(a) より、シミュレーション結果と同様に通過域両側の阻止域に減衰極を確認することができる。高域側の減衰極の位置はシミュレーション結果と良く一致しているが、低域側の減衰極の位置がシミュレーション結果に比べ低くなってしまった。この結果、BPF の中心周波数が設計仕様の 1.0GHz よりも少し低域側にずれたと考えられる。広帯域周波数特性の測定結果を図 16(b) に示す。シミュレーション結果と良く一致し、約 6.7GHz まで減衰が 30dB 以上に達している。

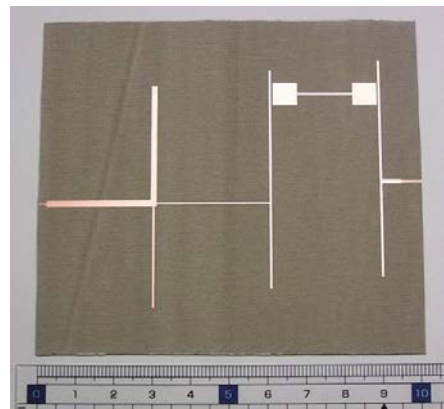
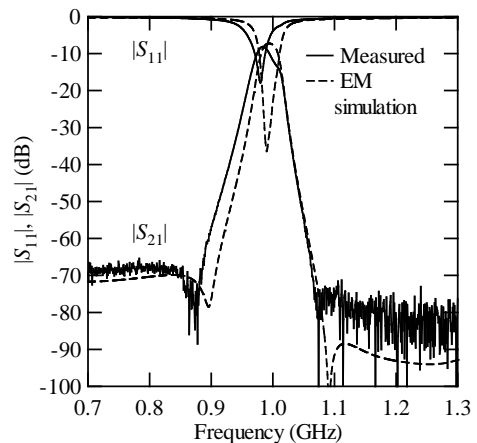
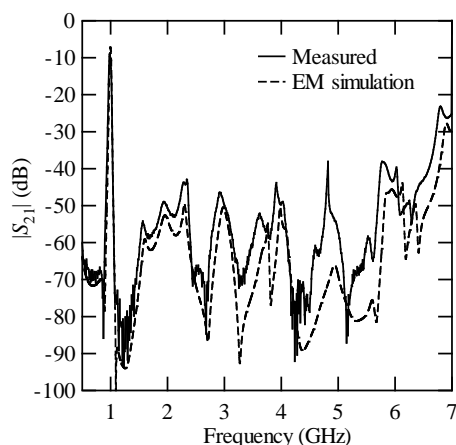


図 15 試作した 4 段 BPF



(a) 狭帯域周波数特性の測定結果



(b) 広帯域周波数特性の測定結果

図 16 4 段 BPF の測定結果

## 5. まとめ

コンポジット共振器を用いた BPF の阻止域広域特性を改善するために、コンポジット共振器と SIR を併用した BPF を提案し、4 段 BPF の設計を行った。この BPF ではコンポジット共振器により通過域付近の阻止域に減衰極を設け、急峻なスカート特性を得ることができ、SIR により広い阻止域を実現することができた。実験結果とシミュレーション結果と良好な一致を達した。しかし、通過域内の挿入損失が期待より大きく、今後共振器の高  $Q$  化を検討し、挿入損失を改善する予定である。

## 謝辞

この研究の一部は日本学術振興会科学研究費補助金 (基盤研究 C, 17560303)、文部科学省 High-Tech Research Center Project, およびカシオ科学振興財団の研究助成金に負っていることを記し謝意を表する。

## 参考文献

- [1] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow bandpass waveguide filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, pp.258-265, Apr. 1972.
- [2] R. Levy, "Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 24.
- [3] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York: John Wiley & Sons, pp. 17-19, 2001.
- [4] Z. Ma, T. Asano, and Y. Kobayashi, "Theory for the design of a filter having one cross coupling path to realize transmission zeros," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E86-C, No. 8, pp. 1690-1698, Aug. 2003.
- [5] K. Wada, and I. Awai, "Design of a bandpass filter with multiple attenuation poles based on tapped resonators," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E82-C, No. 7, pp. 1763-1775, July, 1999.
- [6] Z. Ma, K. Nomiyama, and Y. Kobayashi, "Microstrip lowpass filters with reduced size and improved stopband characteristics," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E8C-C, Jan. 2004.
- [7] M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, and H. Shigesawa,

"Bandpass waveguide filters using frequency-selective surfaces," 2004 *Dig. IEICE Electronics Society Conference*, C-2-85, pp. 101, Sept. 2004.

- [8] C. Quendo, E. Rius, and C. Person: "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, pp. 734-743, Mar. 2003.
- [9] Z. Ma and Yoshio Kobayashi, "Design and Realization of Bandpass Filters Using Composite Resonators to Obtain Transmission Zeros," 35th European Microwave Conference Proc., pp. 1255-1258, Oct. 2005.
- [10] 馬, 三木, 小林, "コンポジット共振器を用いた有極形フィルタの合成理論," 信学技報, vol.105, MW2005-81, pp. 19-24, Sept. 2005.
- [11] 三木, 馬, "1/2 波長共振器とコンポジット共振器を併用した有極形帯域通過フィルタ," 信学技報, MW2005-70, pp. 43-48, Sep. 2005
- [12] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-28, No. 12, pp. 1413-1417, Dec 1980.
- [13] K.U-yen, E.J. Wollack, T. Doiron, J. Papapolymerou, and J. Laskar, "The Design of a Compact, Wide Spurious-free Bandwidth Bandpass Filter Using Stepped Impedance Resonators," 35th European Microwave Conference Proc., pp. 925-928, Oct. 2005.
- [14] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, New York: McGraw-Hill, 1964.
- [15] Sonnet Suite, Ver.9.0, Sonnet Software Inc., Liverpool, NY, 2003.