

リンクサーキット株式会社

(<http://www.link-circuit.co.jp>)

リンクサーキット株式会社は、高周波回路（高周波アナログ・高周波デジタル）のプリント基板設計技術について、埼玉大学と共同研究を行うことで技術やノウハウを蓄積して、お客様の要求にお応えできるよう日々努力を重ねています。

この、「コンポジット共振器を用いたデュアルバンド帯域通過フィルタ」はリンクサーキット株式会社が馬准教授と共同研究を行い研究成果として報告されたものです。

コンポジット共振器を用いたデュアルバンド帯域通過フィルタ

馬 哲旺[†] 清水 太一[†] 三木 仁[†] 小林 禎夫[†] 穴田 哲夫^{††} 萩原 玄[‡]

[†] 埼玉大学工学部電気電子システム工学科 〒338-8570 埼玉県さいたま市桜区下大久保 255
^{††} 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
[‡] 有限会社リンクサーキット 〒336-0917 埼玉県さいたま市緑区芝原 3-9-1

E-mail: [†] ma@reso.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デュアルバンド帯域通過フィルタ(DBBPF)の回路および設計方法を提案する。仕様が異なる4つのフィルタ設計例を用いて、本設計方法はデュアルバンドの中心周波数および帯域幅の自由選択に適用できることを示す。設計したフィルタをマイクロストリップ線路で試作し、測定した周波数特性は設計値と良好な一致を達し、本設計理論およびフィルタ構造の有効性を実証する。

キーワード 帯域通過フィルタ, デュアルバンド, コンポジット共振器, マイクロストリップ線路

Novel Dual-Band Bandpass Filters Using Composite Resonators

Zhewang Ma[†], Taichi Shimizu[†], Hitoshi Miki[†], Yoshio Kobayashi[†], Tetuo Anada^{††}, and Gen Hagiwara[‡]

[†] Department of Electrical and Electronic Systems, Saitama University,
255 Shimo-okubo, Sakura-ku, Saitama-shi, Saitama 338-8570, Japan, E-mail: ma@reso.ees.saitama-u.ac.jp

^{††} High-Tech Research Center, Kanagawa University, Japan

[‡] Link Circuit Inc., 3-9-1 Shibahara, Midori-ku, Saitama-shi, Saitama 336-0917, Japan

Abstract In this paper, novel dual-band bandpass filters (DBBPFs) are proposed by using composite resonators, and their design methods are developed based on the lumped-element equivalent circuits of the filters. Four DBBPFs with different specifications are designed, and it is shown that both the midband frequencies and the passband widths of the dual bands of the filters can be controlled separately. The filters are fabricated and tested, and the measured frequency responses agree favorably with theoretical predictions, validating sufficiently the proposed design theory and filter structures.

Keyword Bandpass filter, Dual-band, Composite resonator, Microstrip line

1. はじめに

近年の無線通信技術および応用の発達により、マルチモード・マルチバンドに対応した通信システムが要求されている^{[1]-[2]}。マルチバンドに対応できるマイクロ波フィルタも必要となり、その研究開発が盛んに行われている^{[3]-[8]}。文献[3]では、2つの異なる帯域通過フィルタを組み合わせることに、デュアルバンド帯域通過フィルタ(DBBPF)が開発された。しかし、このような回路構成ではサイズが大きくなり、また入出力におけるインピーダンス整合回路が必要となってしまう。文献[4]では dual-behavior resonators を用いることにより、また文献[5][6]ではステップインピーダンス共振器(SIR)の基本モードと第一次高次モードを調整することにより、デュアルバンドの中心周波数が別々に選択可能な DBBPF を実現したが、デュアルバンドの帯域幅を別々に制御することは出来ない。文献[7][8]ではデュアルバンドのインバータを設計することにより、中心周波数及び比帯域幅を自由に設計できる方法が報告されている。しかし、フィルタの仕様を実現するための設計公式は明確にされていない。

本報告では、まず従来の集中定数帯域通過フィルタ(BPF)にある LC 並列共振器をコンポジット共振器に置き換え、DBBPF の回路を構成する。回路変換および回路解析を行い、設計公式を得る。次に仕様が異なる 4

つのフィルタ設計例を用いて、本設計方法はデュアルバンドの中心周波数および帯域幅の自由選択に適用できることを示す。最後に設計したフィルタをマイクロストリップ線路でコンパクトに構成、試作し、測定した周波数特性は設計値と良好な一致を達し、本設計理論およびフィルタ構造の有効性を実証する。

2. フィルタの合成理論

本節では、まず従来の一般的な BPF の等価回路と設計公式を簡単に紹介し、次にコンポジット共振器の特性を紹介する。最後にコンポジット共振器を用いた DBBPF の設計法について述べる

2.1. 従来の BPF の設計公式^[9]

図 1 に LC 並列共振器とアドミタンス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 L_{ri} 、キャパシタ 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。ここで L_{ri} (または C_{ri})、コンダクタンス $G_0, G_{n, n+1}$ は任意の値を選ぶことができる。 ω_0 は BPF の中心周波数である。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形 LPF の規格化素子値である。

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

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{FBWG_0\omega_0 C_{r1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW\omega_0 C_m G_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (2)$$

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

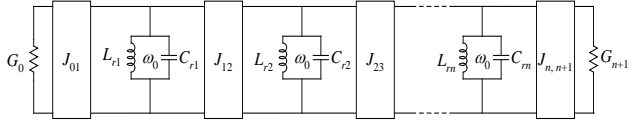


図1 n 段 BPF の等価回路

2.2. コンポジット直列共振器

コンポジット共振器はコンポジット並列共振器及びコンポジット直列共振器に大別することが出来る。コンポジット並列共振器は2つのLC直列回路を並列に接続したものであり、コンポジット直列共振器は2つのLC並列共振器を直列に接続したものである。コンポジット並列共振器を用いたフィルタの設計法と設計例はすでに文献[10][11]で報告した。本論文ではコンポジット直列共振器を用いて、デュアルバンドBPFを構成し、その設計法を確立する。

図2(a)にコンポジット直列共振器の等価回路を示す。2つのLC並列共振器を直列に接続し、それぞれのアドミタンス Y_a, Y_b は以下のように定まる。

$$Y_a = \omega C_a - \frac{1}{\omega L_a} \quad (4)$$

$$Y_b = \omega C_b - \frac{1}{\omega L_b} \quad (5)$$

したがって、図2(a)のコンポジット共振器のリアクタンス X_c は次の式で表される。

$$X_c = -Y_a^{-1} - Y_b^{-1} = -\frac{\omega}{C_a(\omega^2 - \omega_a^2)} - \frac{\omega}{C_b(\omega^2 - \omega_b^2)} \quad (6)$$

ただし、

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}, \quad \omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_b C_b}} \quad (7)$$

である。

$\omega_a < \omega_b$ として、 $\omega_a < \omega < \omega_b$ のとき、 $Y_a > 0$ となり、 Y_a は容量性、また $Y_b < 0$ となり、 Y_b は誘導性を示す。従って $\omega_a < \omega < \omega_b$ のとき図2(a)のコンポジット共振器は図2(b)に示すLC直列共振器に置き換えることができる。コンポジット直列共振器周波数特性の計算結果の一例を図3に示す。2つの並列共振器がそれぞれ ω_a, ω_b で共振することにより2つの通過域が得られ、その間に等価直列共振による減衰極 ω_0 がある。

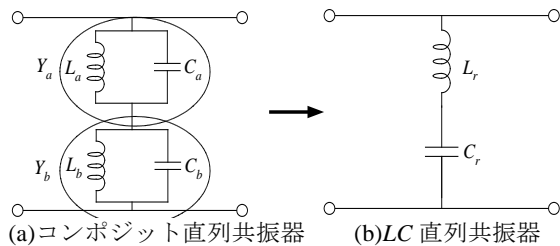


図2 コンポジット直列共振器とLC直列共振器

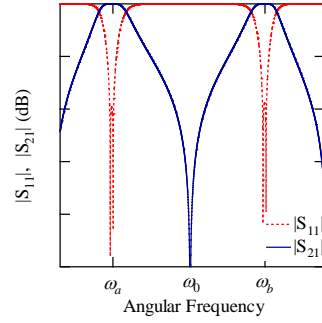


図3 コンポジット直列共振器の周波数特性

2.3. コンポジット共振器を用いたDBBPFの設計

図1に示したBPFの等価回路中の各LC並列共振器を図2(a)で示したコンポジット直列共振器に置き換えることで、図4に示す回路を得る。図中のすべての $L_{ai}C_{ai}$ ($i=1, 2, \dots, n$) 並列共振器は共通の共振周波数 ω_a を持ち、中心周波数 ω_a の通過域を形成する。同様に、すべての $L_{bi}C_{bi}$ ($i=1, 2, \dots, n$) 並列共振器は共振周波数 ω_b を持ち、中心周波数 ω_b の通過域を形成する。周波数 ω_a, ω_b を所望の値に設計することが出来るので、図4の回路は実際に中心周波数の自由選択可能なデュアルバンド帯域通過フィルタ(DBBPF)である。

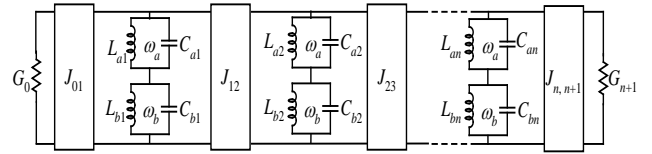


図4 コンポジット直列共振器を用いたDBBPF回路

このDBBPFの2つの通過域の比帯域幅をそれぞれ FBW_a と FBW_b とし、(1)-(3)式に代入すると、図4の回路にあるすべての回路素子値 $L_{ai}, C_{ai}, L_{bi}, C_{bi}$ ($i=1, 2, \dots, n$) および $J_{i,i+1}$ ($i=0, 1, \dots, n$) を決めることができる。

1つ比較的単純な事例を考える。回路にあるJインバータの値を2つの通過域で同値とし、また中心周波数 ω_a および ω_b における通過域の比帯域幅をそれぞれ FBW_a と FBW_b とすると、(2)-(3)式を変形することにより、 C_{ai} および C_{bi} ($i=1, 2, \dots, n$) を以下(8)-(10)式で決定することができる。

$$C_{a1} = \frac{\Omega_c g_0 g_1 J_{0,1}^2}{FBW_a G_0 \omega_a}, \quad C_{an} = \frac{\Omega_c g_n g_{n+1} J_{n,n+1}^2}{FBW_a G_{n+1} \omega_a} \quad (8)$$

$$C_{b1} = \frac{\Omega_c g_0 g_1 J_{0,1}^2}{FBW_b G_0 \omega_b}, \quad C_{bn} = \frac{\Omega_c g_n g_{n+1} J_{n,n+1}^2}{FBW_b G_{n+1} \omega_b} \quad (9)$$

$$C_{ai+1} = \frac{\Omega_c^2 J_{i,i+1}^2 g_i g_{i+1}}{FBW_a^2 \omega_a^2 C_{ai}}, \quad C_{bi+1} = \frac{\Omega_c^2 J_{i,i+1}^2 g_i g_{i+1}}{FBW_b^2 \omega_b^2 C_{bi}} \quad (10)$$

また、 L_{ai} および L_{bi} ($i=1, 2, \dots, n$) は(7)式より計算する。

2.4. アドミタンスインバータによる回路の変換

図4にあるコンポジット直列共振器は並列共振器を直列に接続した構造なので、分布定数線路で実現するのは困難である。そこで図5に示したようにJインバータを用いてコンポジット直列共振器をコンポジット並列共振器に変換する。変換後の素子値を次式で決め

る。

$$C'_a = L_a J^2, L'_a = \frac{C_a}{J^2}, C'_b = L_b J^2, L'_b = \frac{C_b}{J^2} \quad (11)$$

ここで J はアドミタンスインバータの素子値であり、値は任意に選択することが可能であるが、実際の設計においては、たとえばマイクロストリップ線路の幅および製作精度に制限される。変換後のコンポジット並列共振器を用いた 2 段 DBBPF を図 6 に示す。

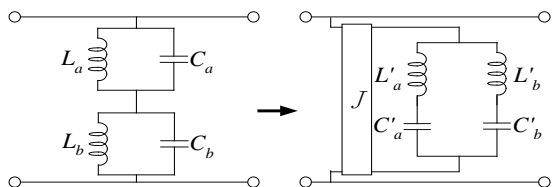


図 5 コンポジット直列共振器から
コンポジット並列共振器への変換

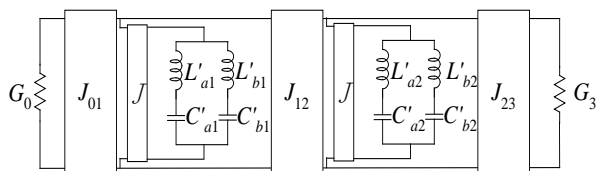


図 6 コンポジット並列共振器を用いた DBBPF 回路

3. 設計例

以上の設計理論を実証するために、コンポジット共振器を用いた DBBPF の設計を行う。デュアルバンドの中心周波数および帯域幅が別々に自由選択可能であることを示すために、表 1 にまとめた 4 つの仕様のフィルタ A、B、C、D を設計する。フィルタ A と B は中心周波数が同様で、比帯域幅が異なる。フィルタ B と C は比帯域幅が同様で、中心周波数が異なる。またフィルタ A と D は中心周波数および比帯域幅も同様であるが、段数が異なる。全てのフィルタの通過域はチェビシェフ特性、帯域内リップル幅 $RW=0.01\text{dB}$ とする。仕様及び(7)-(11)式より求まる 4 つのフィルタの素子値を表 2 にまとめる。それぞれのフィルタの等価回路から計算した周波数特性を図 7-9 に示す。いずれの場合もデュアルバンドの中心周波数及び帯域幅は設計仕様を満たしている。また 3 段のフィルタ D は 2 段の A に比べて、通過域外ではより急峻な減衰特性を示している。

表 1 4 つのフィルタの設計仕様

	A	B	C	D
f_a (GHz)	1.8	1.8	2.4	1.8
f_b (GHz)	2.4	2.4	5.2	2.4
FBW_a (%)	2	4	4	2
FBW_b (%)	4	4	4	4
段数	2	2	2	3

表 2 4 つのフィルタの素子値

	A	B	C	D
C_{a1} (pF)	1.40	2.79	1.09	0.359
C_{b1} (pF)	2.09	2.09	0.505	0.538
C_{a2} (pF)	1.40	2.79	1.09	0.228
C_{b2} (pF)	2.09	2.09	0.505	0.342
C_{a3} (pF)				0.359
C_{b3} (pF)				0.538
L_{a1} (nH)	5.60	2.80	4.02	21.8
L_{b1} (nH)	2.10	2.10	1.86	8.18
L_{a2} (nH)	5.60	2.80	4.02	34.3
L_{b2} (nH)	2.10	2.10	1.86	12.9
L_{a3} (nH)				21.8
L_{b3} (nH)				8.18

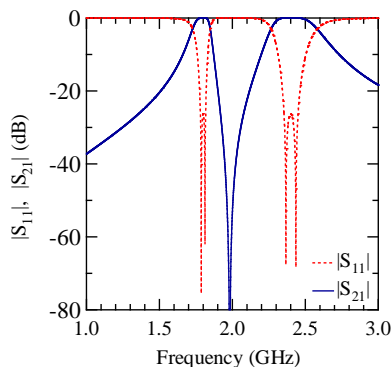


図 7 フィルタ A の周波数特性

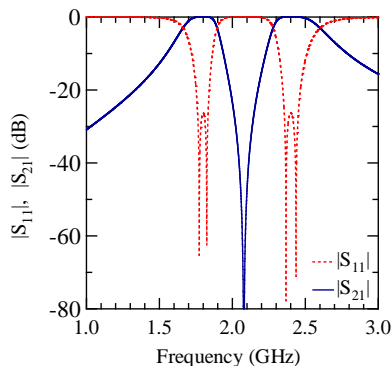


図 8 フィルタ B の周波数特性

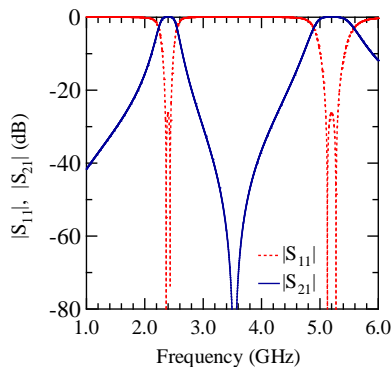


図 9 フィルタ C の周波数特性

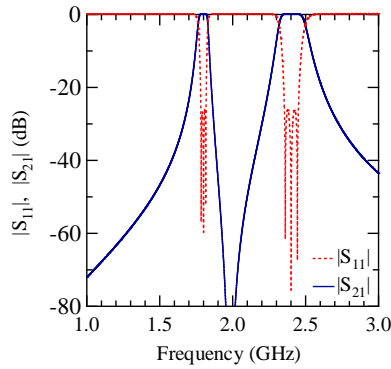


図10 フィルタ D の周波数特性

4. DBBPF の平面回路上の実現

図 4 で示したコンポジット直列共振器を用いた DBBPF は、さらなる回路変換を行うことにより、平面回路上で様々な構成で容易に実現することが可能である。本報告では、まず 2.4 で述べた J インバータ変換を施した DBBPF、つまり図 6 に示したコンポジット並列共振器を用いた DBBPF をマイクロストリップ線路で設計、試作、評価する。設計には電磁界シミュレータ Sonnet em^[12]を用いる。また、線路基板には Rogers 社製の比誘電率 10.2、誘電正接 0.003、厚さ 0.635mm の Duriod 6010 を使用する。

図 6 の回路には J インバータと直列共振器のみが含まれ、マイクロストリップ線路上ではそれぞれ 1/4 波長線路と 1/4 波長開放スタブで容易に実現できる。まず、共振器間及び回路変換用のインバータ J_{01}, J_{12}, J_{23} および J を周波数 $(\omega_a \omega_b)^{1/2}$ で 1/4 波長線路にて構成する。インバータの値を基に線路幅を決定する。次に (7)-(11)式に従い L_{ai}, C_{ai} 及び $L_{bi}, C_{bi}(i=1, 2)$ の値を計算した上で、(11)式の変換を行い、 L'_{ai}, C'_{ai} 及び $L'_{bi}, C'_{bi}(i=1, 2)$ の値を決定する。直列共振器 $L'_{ai}C'_{ai}$ 及び $L'_{bi}C'_{bi}$ はマイクロストリップ終端開放スタブで構成する際、以下の図 11 および(12), (13)式を利用する^{[10]-[11]}。図 11(a)に長さ l_a , 幅 w_a , 特性インピーダンス Z_a のマイクロストリップ終端開放スタブ、図 11(b)に $L'_a C'_a$ 直列共振器を示す。

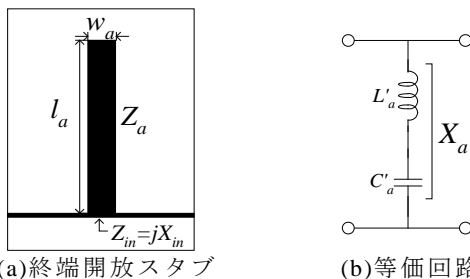


図11 1/4 波長終端開放スタブと等価回路

スタブは ω_a で 1/4 波長共振をするとき、 l_a は次式で計算される。

$$l_a = \frac{\pi c}{2\omega_a \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (12)$$

ここで c は自由空間での光速、 ϵ_{eff} はスタブ線路の実効比誘電率である。次にスタブの Z_a は次の式から計算される。

$$Z_a = \frac{4\omega_a L'_a}{\pi} \quad (13)$$

最後にスタブの幅 w_a は Z_a の値より決定される。

図 12 にマイクロストリップ線路上におけるフィルタ A の構造と Sonnet em により得た寸法を示す。非常にコンパクトな構成となっている。

図 13 にフィルタ A の周波数特性の比較を表す。実線は図 12 の構造の Sonnet em による完全無損失での計算結果、破線は図 6 の等価回路から計算した結果である。実線と破線は概ね一致し、所望のデュアルバンド帯域通過フィルタ特性を示している。阻止域において減衰極が生じたため、実線は破線より急峻な減衰特性を持っている。

また図 13 の 1.8GHz の通過域を拡大した周波数特性を図 14(a)に、2.4GHz の通過域を拡大したものを図 14(b)に示す。その結果、2.4GHz では実線の通過域は破線の仕様値とほぼ一致しているが、1.8GHz では実線の通過域は破線の仕様値と比べて、幅がかなり狭くなっていることが分かる。この問題は、図 6 にある共振器間及び回路変換用の J -インバータ J_{01}, J_{12}, J_{23} および J を今後デュアルバンドで設計することにより改善されると期待している^{[7]-[8]}。

同様に 2 段のフィルタ B, C についても図 12 に示した構造で設計し、得られた電磁界シミュレーション結果と等価回路の計算結果を比較し、図 15 および図 16 に示す。上記フィルタ A に対する考察はフィルタ B および C についても適用できる。

フィルタ A, B 及び C を試作し、その周波数特性をネットワークアナライザ HP8510C にて測定した。測定した結果を図 17-19 に実線で示す。比較のため、フィルタの誘電体損と導体損を考慮した Sonnet em での計算結果を図 17-19 に破線で示す。測定値の実線は計算値の破線と非常に一致している。なお、計算を行う際、線路銅箔の導電率を $58 \times 10^6 \text{ S/m}$ 、基板誘電体の比誘電率を 11.3、誘電正接を 0.003 とした。この比誘電率(11.3)は我々のキャビティ法による実測値で、基板メーカーからの公称値(10.2)と約 10% の差があり、その結果、図 17-19 にある測定周波数特性は図 7-9 にある設計値と約 0.1GHz の周波数ずれが生じてしまった。

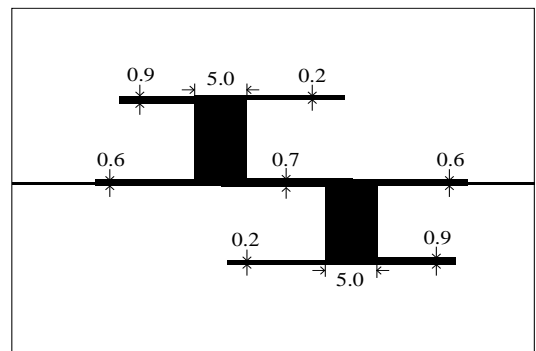


図12 マイクロストリップ線路 2 段 DBBPF の構造

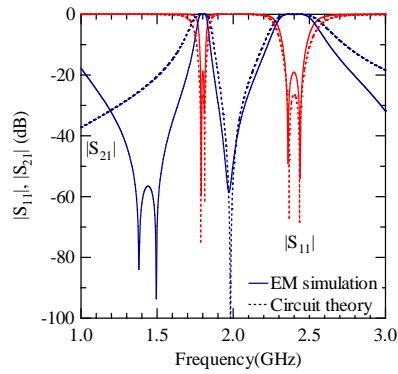


図 13 フィルタ A の周波数特性の比較

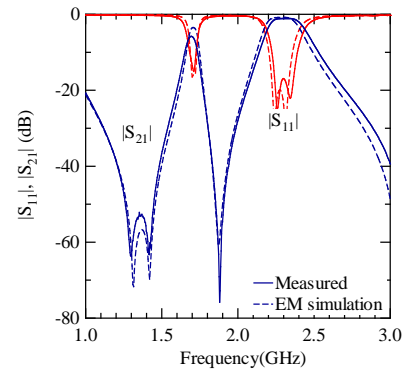


図 17 フィルタ A の周波数特性の測定値と計算値

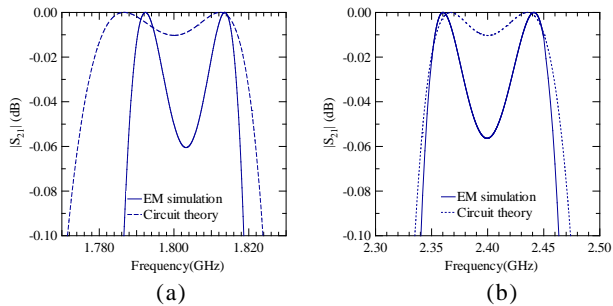


図 14 フィルタ A のデュアルバンド通過域の拡大図

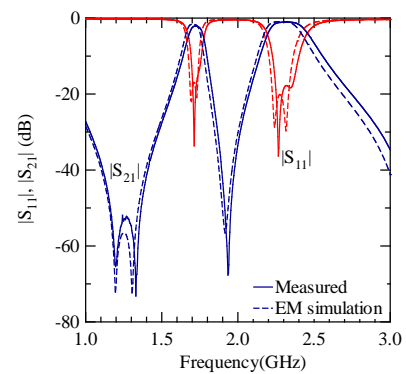


図 18 フィルタ B の周波数特性の測定値と計算値

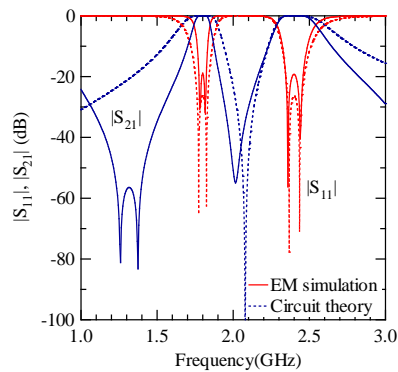


図 15 フィルタ B の周波数特性の比較

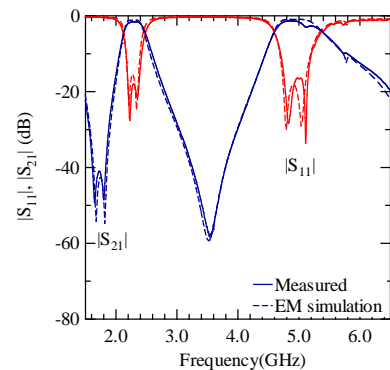


図 19 フィルタ C の周波数特性の測定値と計算値

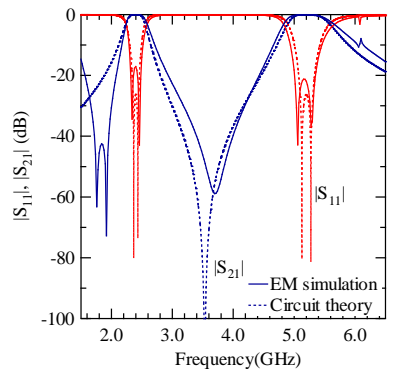


図 16 フィルタ C の周波数特性の比較

最後にマイクロストリップ線路を用いて、第 3 節で検討した 3 段 DBBPF (フィルタ D) の設計を行い、得られたフィルタの構造と寸法を図 20 に示す。図 21 はこのフィルタの Sonnet em による周波数特性と等価回路による計算結果との比較であり、良好な一致が見られる。また図 13 にある 2 段 DBBPF の結果に比べ、より急峻な周波数選択特性を得ることができた。さらに図 21 の 1.8GHz の通過域を拡大したグラフを図 22(a)、2.4GHz の通過域を拡大したものを図 22(b)として示す。実線の設計通過域は破線の仕様値とかなり一致していることが分かる。

フィルタ D の測定結果と損失を考慮した Sonnet em による計算結果との比較を図 23 に示す。概ね良好な一致が見られた。

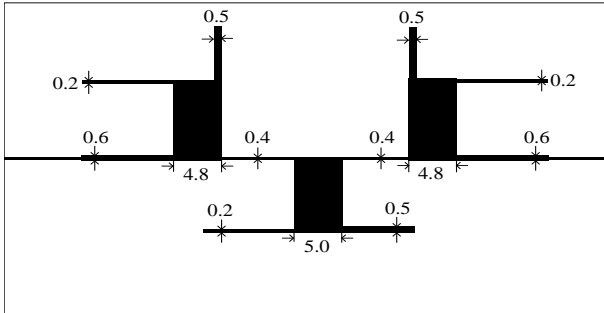


図 20 マイクロストリップ線路 3 段 DBBPF の構造

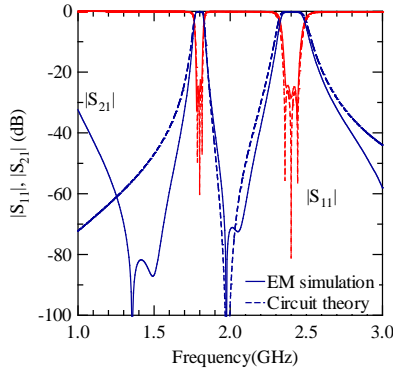


図 21 フィルタ D の周波数特性の比較

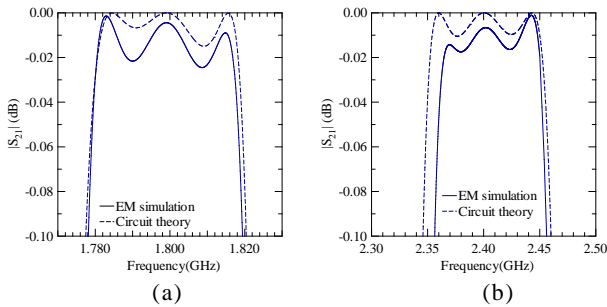


図 22 フィルタ D のデュアルバンド通過域の拡大図

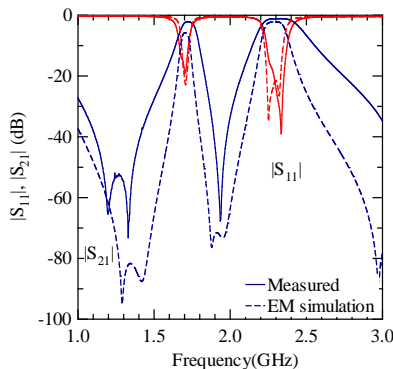


図 23 フィルタ D の周波数特性の測定値と計算値

5. まとめ

従来の集中定数 BPF 回路にある共振器をコンポジット共振器に置き換えることで通過域中心周波数及び帯域幅を自由に選択出来るデュアルバンド BPF の設計方法を提案した。マイクロストリップ線路を用いて、仕様が異なる 4 つのデュアルバンド BPF に対して、設計、試作、測定を行った。設計値と測定結果との良好な一

致が得られ、提案した設計方法とフィルタ構造の有効性を実証した。

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。

文 献

- [1] Y. S. Lin, C. C. Liu, K. M. Li, and C. H. Chen, "Design of an LTCC tri-band transceiver module for GPRS mobile applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2718-2724, December 2004.
- [2] S. F. R. Chang, W. L. Chen, S. C. Chang, C. K. Tu, C. L. Wei, C. H. Chien, C. H. Tsai, J. Chen, and A. Chen, "A dual-band RF transceiver for multistandard WLAN applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1048-1055, March 2005.
- [3] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada, and Y. Nagatomi, "A miniaturized monolithic dual-band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 789-792, 1997.
- [4] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "An original topology of dual-band filter with transmission zeros," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1093-1096, 2003.
- [5] S. F. Chang, Y. H. Jeng and J. L. Chen, "Dual-band step-impedance bandpass filter for multimode wireless LANs," *IEE Electronics Letters*, vol. 40, pp. 38-39, Jan. 2004.
- [6] J. T. Kuo, H. S. Cheng, "Design of cross coupled open loop resonator bandpass filters with a dual-passband response," *2004 Asia-Pacific microwave Conference Proceedings*, pp. 246-249, Dec. 2004.
- [7] H.-Y. A. Yim and K.-K. M. Cheng "Novel dual-band planar resonator and admittance inverter for filter design and applications," *2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2005.
- [8] C. Tsai, H. Lee, and C. Tsai, "Transmission-line filter design with fully controllable second passband," *2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, June 2005.
- [9] G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filter, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [10] 馬 哲旺, 三木 仁, 小林 禰夫, "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," *電子情報通信学会信学技報*, vol.105, MW2005-81, pp. 19-24, 2005 年 9 月.
- [11] Z. Ma and Y. Kobayashi, "Design and realization of bandpass filters using composite resonators to obtain transmission zeros," *35th European Microwave Conference Proc.*, pp. 1255-1258, Oct. 2005.
- [12] Sonnet suite, ver. 9.52, Liverpool, NY: Sonnet Software, Inc., 2004.