

# マルチバンド特性を有する楕円関数 BPF 及び BEF に関する検討

## A Study on Elliptic Function BPF and BEF Having Multi-band Characteristics

宮田尚起<sup>1)</sup>, 和田光司<sup>2)</sup>

Naoki Miyata<sup>1)</sup>, Koji Wada<sup>2)</sup>

**Abstract:** In this paper, elliptical function filters which have multi-band characteristics are designed based on the multi-band frequency mapping. The designed filters produce the multi-band characteristics and the elliptical function characteristic. The filters consist of lumped LC series and/or parallel resonators for realizing stub resonators. In this design, the multi-band frequency mapping which we already proposed is used for realizing multi-band characteristics. The equivalent circuit transformation is applied to realize the filters which use the stub resonators. As design examples of the elliptic function filters which have the multiband characteristics, we show a dual band BPF, a triple band BPF, a dual band BEF and a triple band BEF. The effectiveness of the presented filters is confirmed by the design examples.

**Keywords:** multi-band characteristics, elliptic function filter, frequency mapping, lumped element filter

### 1. はじめに

小型無線通信機器が高速化、高周波化及び多機能化しており[1]、機器を構成する重要なデバイスの一つである高周波フィルタにおいても、これらの動向に対応するためにチューナブルフィルタ[2]やマルチバンドフィルタの研究が盛んに行われている。筆者らはこれまで、特にマルチバンドフィルタの設計理論に着目し、マルチバンド特性を実現可能なマルチバンド周波数変換を提案している[3]、[4]。このマルチバンド周波数変換は、複数の通過帯域数を有するマルチバンド帯域通過フィルタ (BPF) [3]や複数の阻止帯域数を有するマルチバンド帯域阻止フィルタ (BEF) [4]を設計するために用いる周波数変換であり、これらの変換に含まれる未知定数は、[5]の計算法を用いて導出される。それまでもデュアルバンドやトリプルバンドを実現する周波数変換は提案されているが、これらの周波数変換は目的の帯域数のみを実現するものであり、クアドバンド以上の多帯域数は実現できない。それに対して、本論文で用いる周波数変換は、デュアルバンドから、トリプルバンドやクアドバンドの様な多帯域数の変換も含め、所望とする任意の帯域数に対して容易に適用可能である。

一方、マルチバンド特性においては、他の帯域との混信を防ぐために、より急峻なスカート特性と大きな阻止特性が必要となる。現在、フィルタ特性として一般的に用いられているチェビシェフ特性に比べ、急峻なスカート特性を

持ち、阻止帯域における阻止レベルを規定可能である特性に楕円関数特性があり、この楕円関数特性を用いたマルチバンドフィルタの実現が検討されている[6]-[12]。これらの検討では、楕円関数特性をそのまま用いるもの[6]-[8]と、構造による実現を容易にするために楕円関数特性を模擬した特性を利用するもの[9]-[12]に分類することができる。また、これらは全て、共振器の結合係数と外部  $Q$  から構造を特定している。一般に共振器の結合係数や外部  $Q$  を解析的に求めることは困難であるため、その導出には電磁界シミュレータ等が用いられる。したがって、楕円関数特性から要求される結合係数や外部  $Q$  を実現する回路構造を特定するために、計算負荷の大きな電磁界シミュレーションによる試行錯誤の手順が必要となり、実用的な時間内に構造を特定することが困難な場合がある。

そこで、筆者らはこれまでに、回路構造を特定する際に試行錯誤による手順を必要としない楕円関数フィルタとして、スタブ形共振器を用いた楕円関数フィルタを提案している[13]。スタブ形共振器はその構造の実現が容易であり、その特性においても共振周波数の導出や、減衰極の実現、及び実現周波数の制御が容易である等の特徴を持つことから、広く用いられている回路構成である。さらに、スタブ形共振器を用いる設計では、設計値としてスタブ形共振器の特性インピーダンスとスタブ長が計算される。すなわち、フィルタを構成する線路の幅と長さが決定され、構造を特定できるという大きなメリットを有する。ただし、

1) 東京都立産業技術高等専門学校 ものづくり工学科、電気電子工学システムコース

2) 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

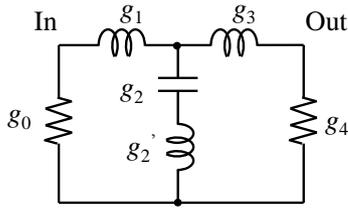


図 1. 楕円関数フィルタの原型 LPF

スタブ形共振器を用いた楕円関数フィルタにおいても、設計で考慮されていない線路の不連続部等の影響を考慮するために、電磁界シミュレータを用いた試行錯誤が必要となる場合があるが、既に回路構造が特定されているため、従来の結合係数と外部  $Q$  を用いる場合と比較して、必要となる手順が非常に少なくて済む。

したがって、本論文ではスタブ形共振器を用いたマルチバンド特性を有する楕円関数フィルタの実現を目標とし、その実現に向けた基礎として、集中定数素子によるマルチバンド特性を有する楕円関数フィルタの設計を行う。

## 2. マルチバンド特性を有する楕円関数フィルタ

### 2・1 楕円関数フィルタ

まず、楕円関数特性を有する 3 段原型ローパスフィルタ (LPF) [14] を図 1 に示す。ここで、設計仕様として、通過帯域でのリップル幅  $RW = 0.01$  dB 及び阻止帯域での阻止レベル  $SB = 50$  dB とすると、図 1 に示した原型 LPF の各素子値である規格化素子値はそれぞれ、 $g_0 = 1$  S,  $g_1 = 0.619191$  H,  $g_2 = 0.951602$  F,  $g'_2 = 0.014147$  H,  $g_3 = 0.619191$  H,  $g_4 = 1$  S と求められる。

### 2・2 マルチバンド周波数変換

マルチバンド特性を有する楕円関数フィルタを得るために、図 1 に示した原型 LPF に対して、マルチバンド周波数変換を適用する。用いるマルチバンド BPF 変換[3] 及びマルチバンド BEF 変換[4]の変換式は、それぞれ

$$\Omega = \frac{\omega}{A_1} - \frac{B_1}{\omega} - \sum_{i=2}^N \frac{1}{\frac{\omega}{A_i} - \frac{B_i}{\omega}} \quad (1)$$

$$\Omega = \frac{1}{\frac{\omega}{A_1} - \frac{B_1}{\omega} - \sum_{i=2}^N \frac{1}{\frac{\omega}{A_i} - \frac{B_i}{\omega}}} \quad (2)$$

と表される。ただし、 $\Omega$  は原型 LPF で用いる規格化角周波数、 $\omega$  は角周波数であり、 $N$  は実現しようとする所望の帯域数である。また、 $A_i, B_i$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) は設計仕様から決定される未知定数であり、設計仕様として  $2N$  個の遮断角周波数を指定することにより、[5] を用いて求められる。

## 3. マルチバンド特性を有する楕円関数 BPF

### 3・1 デュアルバンド BPF

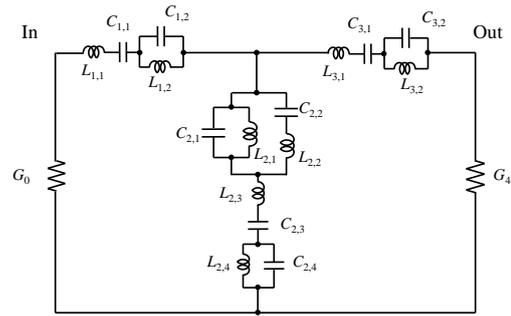


図 2. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF

表 1. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF の設計仕様

Number of degree	3	
Filter characteristics	Elliptic function	
Ripple width $RW$	0.01 dB	
Sidelobe level $SB$	50 dB	
Cutoff frequencies	$f_1$	2.3 GHz
	$f_2$	2.4 GHz
	$f_3$	3.4 GHz
	$f_4$	3.6 GHz

図 1 に示した原型 LPF に対して、デュアルバンド BPF 変換を適用する。デュアルバンド BPF 変換の変換式は、 $N = 2$  として、式(1) から

$$\Omega = \frac{\omega}{A_1} - \frac{B_1}{\omega} - \frac{1}{\frac{\omega}{A_2} - \frac{B_2}{\omega}} \quad (3)$$

となる。

そこで、式(3)の変換を図 1 に示した原型 LPF に適用すると、デュアルバンド BPF として図 2 に示す回路構成が得られる。いま、デュアルバンド BPF の設計に用いる仕様を表 1 に示す。表 1 に示した設計仕様を用い、図 2 に示した回路構成における各素子値を計算すると、表 2 に示す様に求められる。

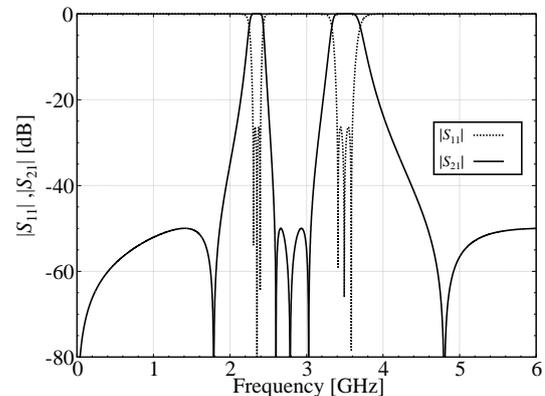
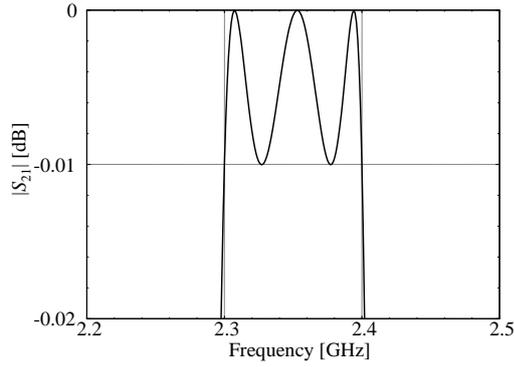
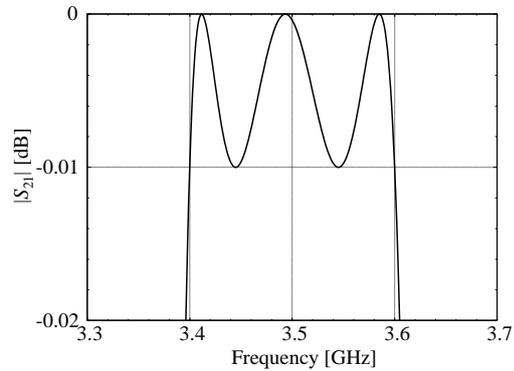


図 3. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF の周波数特性



(a) 第1帯域



(b) 第2帯域

図4. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF の周波数特性の通過帯域部分の拡大図

さらに、このときの特性と各通過帯域の拡大図を図3と図4にそれぞれ示す。図3及び4に示した特性から、全ての通過帯域でリプル幅が0.01 dB、阻止帯域での阻止レベルが50 dBであり楕円関数特性となっていることが確認できる。さらに、全ての遮断周波数（通過帯域においてリプル幅となる端部の周波数）も設計仕様を満足しており、結果としてデュアルバンド特性を有する楕円関数フィルタが得られていることが確認できる。

ここで、図2に示した回路構成に対して、スタブ形共振器への置換を想定した回路構成へと等価回路変換を行う。

表2. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF の素子値

$L_{1,1}$	16.4246 nH	$C_{1,1}$	0.177128 pF
$L_{1,2}$	2.69480 nH	$C_{1,2}$	1.21130 pF
$L_{2,1}$	2.88136 nH	$C_{2,1}$	10.0968 pF
$L_{2,2}$	1.97043 nH	$C_{2,2}$	1.65660 pF
$L_{2,3}$	0.37525 nH	$C_{2,3}$	7.75281 pF
$L_{2,4}$	0.00615681 nH	$C_{2,4}$	53.017 pF
$L_{3,1}$	16.4246 nH	$C_{3,1}$	0.177128 pF
$L_{3,2}$	2.69480 nH	$C_{3,2}$	1.21130 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

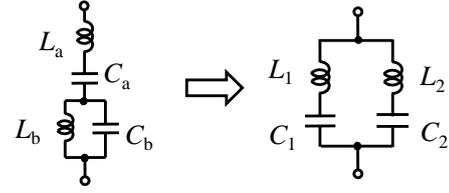


図5. 等価回路変換(type1)

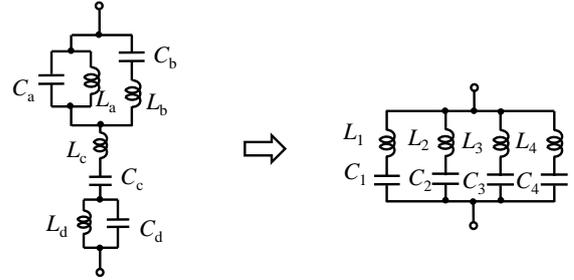


図6. 等価回路変換(type2)

まず、奇数段目の共振器に対しては図5に示す変換を行う。ただし、変換後の素子値は

$$L_1 = \frac{a(a - e^2)}{e(ad - ce)} \quad (4)$$

$$C_1 = \frac{ad - ce}{a - e^2} \quad (5)$$

$$L_2 = \frac{a - e^2}{c - de} \quad (6)$$

$$C_2 = \frac{e(c - de)}{a - e^2} \quad (7)$$

$$a = L_a L_b C_a C_b \quad (8)$$

$$b = L_a C_a + L_b C_b + L_c C_c \quad (9)$$

$$c = L_b C_a C_b \quad (10)$$

$$d = C_a \quad (11)$$

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

と計算される。

さらに偶数段目の共振器に対しては図6に示す変換を行う。変換後の各素子値は以下に示す式によって計算される。

$$L_1 = \frac{\alpha}{C_1} \quad (13)$$

$$L_2 = \frac{\beta}{C_2} \quad (14)$$

$$L_3 = \frac{\gamma}{C_3} \quad (15)$$

$$L_4 = \frac{\delta}{C_4} \quad (16)$$

$$C_1 = \frac{h\alpha^3 - g\alpha^2 + f\alpha - e}{(\alpha - \beta)(\alpha - \gamma)(\alpha - \delta)} \quad (17)$$

$$C_2 = \frac{h\beta^3 - g\beta^2 + f\beta - e}{(\beta - \alpha)(\beta - \gamma)(\beta - \delta)} \quad (18)$$

$$C_3 = \frac{h\gamma^3 - g\gamma^2 + f\gamma - e}{(\gamma - \alpha)(\gamma - \beta)(\gamma - \delta)} \quad (19)$$

$$C_4 = \frac{h\delta^3 - g\delta^2 + f\delta - e}{(\delta - \alpha)(\delta - \beta)(\delta - \gamma)} \quad (20)$$

ただし,

$$\alpha = \frac{a}{i} \quad (21)$$

$$\beta = \frac{i}{j} \quad (22)$$

$$\gamma = \frac{j}{\delta} \quad (23)$$

$$\delta = \frac{di - i - a \pm \sqrt{(di - i - a)^2 - 4j^3}}{2j} \quad (24)$$

であり,  $i, j$  はそれぞれ

$$i^4 - bi^3 + aci^2 - a^2di + a^3 = 0 \quad (25)$$

$$ai^3 + i(i - b)j^2 + a(di - a)j - aj^2 = 0 \quad (26)$$

なる方程式を解くことによって得られる 1 つの実数解である。ただし,

$$a = L_a L_b L_c L_d C_a C_b C_c C_d \quad (27)$$

$$b = L_a L_c L_d C_a C_c C_d + L_a L_b L_c C_a C_b C_c + L_a L_b L_d C_a C_b C_c + L_a L_b L_d C_a C_b C_c + L_b L_c L_d C_b C_c C_d + L_a L_c L_d C_b C_c C_d \quad (28)$$

$$c = L_a L_b C_a C_b + L_a L_d C_a C_d + L_b L_d C_b C_d + L_a L_d C_b C_d + L_a L_c C_b C_c + L_a L_b C_b C_c + L_c L_d C_c C_d + L_a L_d C_b C_c + L_a L_c C_a C_c + L_b L_c C_b C_c + L_a L_d C_c C_d + L_a L_d C_a C_c \quad (29)$$

$$d = L_a C_a + L_b C_b + L_c C_c + L_d C_d + L_d C_c + L_a C_b + L_a C_c \quad (30)$$

$$e = L_a L_b L_d C_a C_b C_c C_d \quad (31)$$

$$f = L_a L_b C_a C_b C_c + L_a L_b C_a C_c C_d + L_a L_b C_b C_c C_d + L_b L_d C_b C_c C_d \quad (32)$$

$$g = L_a C_b C_c + L_a C_a C_c + L_b C_b C_c + L_d C_c C_d \quad (33)$$

$$h = C_c \quad (34)$$

である。

以上より, 図 5 及び 6 に示した等価回路変換を, 図 2 に示した回路構成に適用すると, 図 7 に示す回路構成が得られる。図 7 に示した変換後の回路構成における各素子値

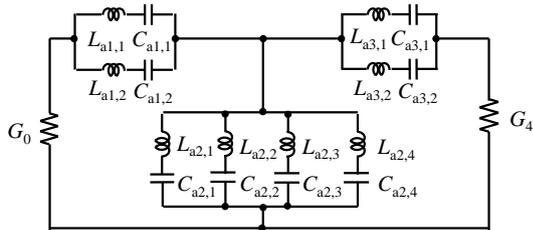


図 7. 等価回路変換後のデュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF

表 3. 等価回路変換後のデュアルバンド特性を有する楕円関数 BPF の素子値

$L_{a1,1}$	24.6433 nH	$C_{a1,1}$	0.0842283 pF
$L_{a1,2}$	49.2480 nH	$C_{a1,2}$	0.0928999 pF
$L_{a2,1}$	1.64917 nH	$C_{a2,1}$	4.80772 pF
$L_{a2,2}$	0.579880 nH	$C_{a2,2}$	1.89584 pF
$L_{a2,3}$	4.81079 nH	$C_{a2,3}$	0.574301 pF
$L_{a2,4}$	7.99237 nH	$C_{a2,4}$	0.474948 pF
$L_{a3,1}$	24.6433 nH	$C_{a3,1}$	0.0842283 pF
$L_{a3,2}$	49.2480 nH	$C_{a3,2}$	0.0928999 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

は表 3 に示す。また, 変換後の回路構成から得られる特性は, 図 3 及び 4 に示した変換前の特性と完全に一致したものとなる。

ここで, 等価回路変換を適用する前後における素子値について比較検討する。まず, 表 2 に示した素子値において, L 素子の最大値が約 16.4 nH, 最小値は約 0.0616 nH となり, その比はおよそ 266 となっている。また, C 素子では最大値が約 10.1 pF, 最小値が約 0.177 pF であり, その比はおよそ 57.1 となっている。一方, 表 3 に示した等価回路変換後の素子値では, L 素子の最大値が約 49.2 nH, 最小値は約 0.580 nH となり, その比はおよそ 84.8 であり, C 素子では最大値が約 4.81 pF, 最小値は約 0.0842 pF であり, その比はおよそ 57.1 となっている。このことから, 変換後の素子値において L 素子では全体的に値は大きくなる傾向があるが, 最大値と最小値の比は小さくなっている。また, C 素子では全体的に小さくなる傾向があり, 最大値と最小値の比に変化はない。

### 3・2 トリプルバンド BPF

式(1)から,  $N = 3$  とすると, トリプルバンド BPF 変換の変換式は

$$\Omega = \frac{\omega}{A_1} - \frac{B_1}{\omega} - \frac{1}{\frac{\omega}{A_2} - \frac{B_2}{\omega}} - \frac{1}{\frac{\omega}{A_3} - \frac{B_3}{\omega}} \quad (35)$$

と書き下すことができる。

表 4. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF の設計仕様

Number of degree	3	
Filter characteristics	Elliptic function	
Ripple width RW	0.01 dB	
Sidelobe level SB	50 dB	
Cutoff frequencies	$f_1$	2.3 GHz
	$f_2$	2.4 GHz
	$f_3$	3.4 GHz
	$f_4$	3.6 GHz
	$f_5$	5.25 GHz
	$f_6$	5.85 GHz

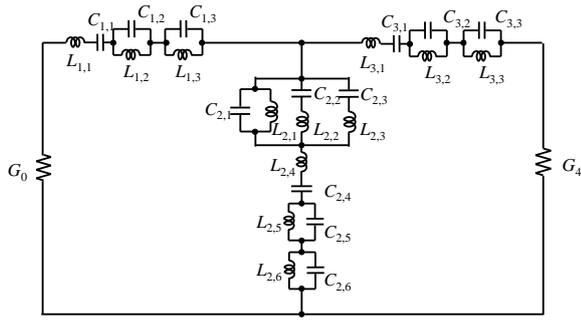


図 8. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF

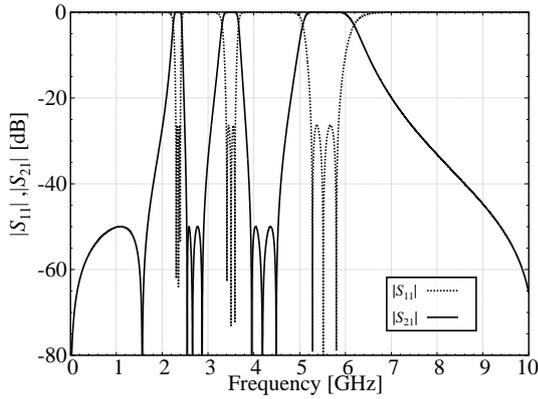


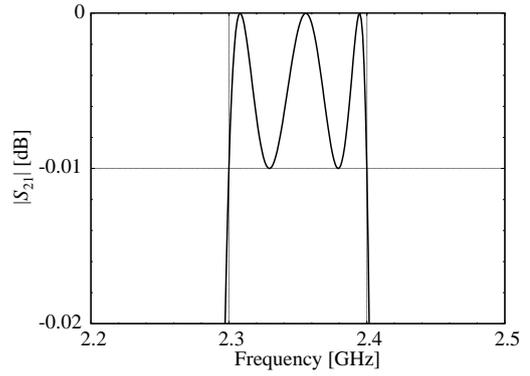
図 9. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF の周波数特性

いま、式(35)の変換を図 1 に示した原型 LPF に適用するとトリプルバンド BPF として図 8 に示す回路構成が得られる。また、表 4 に示した設計仕様を用いて、図 8 に示した回路構成における各素子値を計算したものを表 5 に示す。

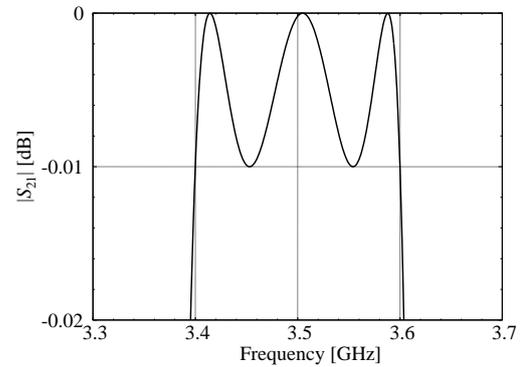
表 5. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF の素子値

$L_{1,1}$	5.47485 nH	$C_{1,1}$	0.277558 pF
$L_{1,2}$	1.94175 nH	$C_{1,2}$	1.84042 pF
$L_{1,3}$	1.38364 nH	$C_{1,3}$	1.04238 pF
$L_{2,1}$	0.451505 nH	$C_{2,1}$	3.36560 pF
$L_{2,2}$	2.99383 nH	$C_{2,2}$	1.19367 pF
$L_{2,3}$	1.69564 nH	$C_{2,3}$	0.850575 pF
$L_{2,4}$	0.125087 nH	$C_{2,4}$	12.4825 pF
$L_{2,5}$	0.0443643 nH	$C_{2,5}$	80.5522 pF
$L_{2,6}$	0.0316127 nH	$C_{2,6}$	45.6232 pF
$L_{3,1}$	5.47485 nH	$C_{3,1}$	0.277558 pF
$L_{3,2}$	1.94175 nH	$C_{3,2}$	1.84042 pF
$L_{3,3}$	1.38364 nH	$C_{3,3}$	1.04238 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

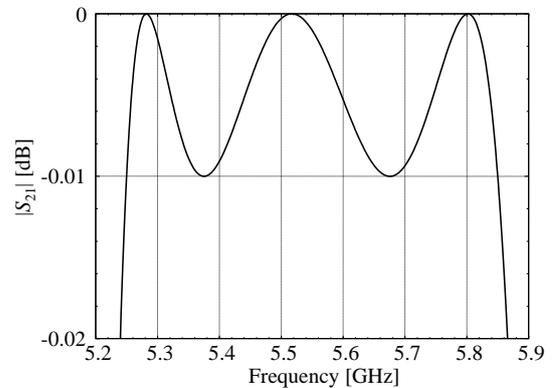
さらに、このときの特性と各通過帯域における拡大図を図 9 と図 10 にそれぞれ示す。図 9 及び 10 に示した特性から、楕円関数特性及びトリプルバンド特性を規定した設



(a) 第 1 帯域



(b) 第 2 帯域



(c) 第 3 帯域

図 10. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF の周波数特性の通過帯域部分の拡大図

計仕様を完全に満たすトリプルバンド特性を有する楕円関数フィルタが得られていることが確認できる。

ここで、図 8 に示した回路構成に対して、スタブ形共振器への置換を想定した回路構成へと等価回路変換を行う。まず、奇数段目の共振器に対しては図 11 に示す変換を行う。ただし、変換後の各素子値は以下に示す式によって計算される。

$$L_1 = \frac{\alpha}{C_1} \quad (36)$$

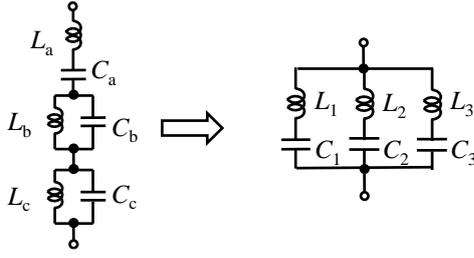


図 11. 等価回路変換(type3)

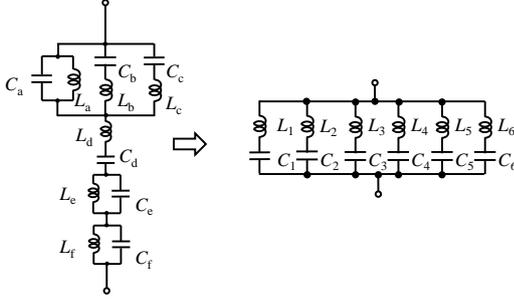


図 12. 等価回路変換(type4)

$$L_2 = \frac{\beta}{C_2} \quad (37)$$

$$L_3 = \frac{\gamma}{C_3} \quad (38)$$

$$C_1 = \frac{f\alpha^2 - e\alpha + d}{(\alpha - \beta)(\alpha - \delta)} \quad (39)$$

$$C_2 = \frac{f\beta^2 - e\beta + d}{(\beta - \alpha)(\beta - \delta)} \quad (40)$$

$$C_3 = \frac{f\gamma^2 - e\gamma + d}{(\gamma - \alpha)(\gamma - \beta)} \quad (41)$$

$$\alpha = \frac{a}{g} \quad (42)$$

$$\beta = \frac{g}{\gamma} \quad (43)$$

$$\gamma = \frac{c - \frac{a}{g} + \sqrt{\left(c - \frac{a}{g}\right)^2 - 4g}}{2} \quad (44)$$

ただし,

$$a = L_a L_b L_c C_a C_b C_c \quad (45)$$

$$b = L_a L_b C_a C_b + L_a L_c C_a C_c + L_b L_c C_b C_c + L_b L_c C_a C_c + L_b L_c C_a C_b \quad (46)$$

$$c = L_a C_a + L_b C_b + L_c C_c + L_b C_a + L_c C_a \quad (47)$$

$$d = L_b L_d C_a C_b C_c \quad (48)$$

$$e = L_c C_a C_c + L_b C_a C_b \quad (49)$$

$$f = C_a \quad (50)$$

であり,  $g$ は方程式

$$g^3 - bg^2 + acg - a^2 = 0 \quad (51)$$

から得られる一つの実数解である.

さらに偶数段目の共振器に対しては図 12 に示す変換を

行う. ただし, 変換後の素子値は次に示す式によって計算できる.

$$L_1 = \frac{\alpha}{C_1} \quad (52)$$

$$L_2 = \frac{\beta}{C_2} \quad (53)$$

$$L_3 = \frac{\gamma}{C_3} \quad (54)$$

$$L_4 = \frac{\delta}{C_4} \quad (55)$$

$$L_5 = \frac{\varepsilon}{C_5} \quad (56)$$

$$L_6 = \frac{\zeta}{C_6} \quad (57)$$

$$C_1 = \frac{l\alpha^5 - k\alpha^4 + j\alpha^3 - i\alpha^2 + h\alpha - g}{(\alpha - \beta)(\alpha - \gamma)(\alpha - \delta)(\alpha - \varepsilon)(\alpha - \zeta)} \quad (58)$$

$$C_2 = \frac{l\beta^5 - k\beta^4 + j\beta^3 - i\beta^2 + h\beta - g}{(\beta - \alpha)(\beta - \gamma)(\beta - \delta)(\beta - \varepsilon)(\beta - \zeta)} \quad (59)$$

$$C_3 = \frac{l\gamma^5 - k\gamma^4 + j\gamma^3 - i\gamma^2 + h\gamma - g}{(\gamma - \alpha)(\gamma - \beta)(\gamma - \delta)(\gamma - \varepsilon)(\gamma - \zeta)} \quad (60)$$

$$C_4 = \frac{l\delta^5 - k\delta^4 + j\delta^3 - i\delta^2 + h\delta - g}{(\delta - \alpha)(\delta - \beta)(\delta - \gamma)(\delta - \varepsilon)(\delta - \zeta)} \quad (61)$$

$$C_5 = \frac{l\varepsilon^5 - k\varepsilon^4 + j\varepsilon^3 - i\varepsilon^2 + h\varepsilon - g}{(\varepsilon - \alpha)(\varepsilon - \beta)(\varepsilon - \delta)(\varepsilon - \gamma)(\varepsilon - \zeta)} \quad (62)$$

$$C_6 = \frac{l\zeta^5 - k\zeta^4 + j\zeta^3 - i\zeta^2 + h\zeta - g}{(\zeta - \alpha)(\zeta - \beta)(\zeta - \gamma)(\zeta - \varepsilon)(\zeta - \delta)} \quad (63)$$

$$\beta = \frac{q}{\alpha} \quad (64)$$

$$\gamma = \frac{p}{q} \quad (65)$$

$$\delta = \frac{n}{p} \quad (66)$$

$$\varepsilon = \frac{m}{n} \quad (67)$$

$$\zeta = \frac{a}{m} \quad (68)$$

ここで,  $\alpha, m, n, p, q$ はそれぞれ

$$mnpq\alpha^2 + (anpq + m^2pq + n^2mq + p^2mn - fmnpq)\alpha + mnpq^2 = 0 \quad (69)$$

$$amnq^3 + (amp^2 + an^2p + m^2np - bmnq)q^2 + (-am^2p - an^2m - a^2np + afmnp)q - ap^2mn = 0 \quad (70)$$

$$am^2np^4 + (amn^3 + m^3n^2 - bm^2n^2)p^3 + (aem^2n^2 - a^2n^2fm + a^3n^2 - am^3fn + m^2a^2n + am^4)p^2 + (-am^2n^3f + mn^3a^2 + am^3n^2)p + am^2n^4 = 0 \quad (71)$$

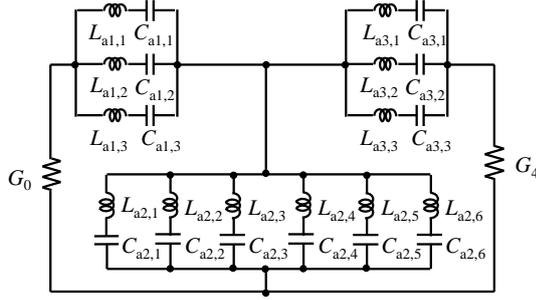


図 13. 等価回路変換後のトリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF

$$am^2n^5 + (m^4 - bm^3)n^4 + (adm^3 - a^2em^2 + a^3fm - a^4)n^3 \quad (72)$$

$$+ (-am^4e + m^3a^2f - m^2a^3)n^2 + (am^5f - m^4a^2)n - am^6 = 0$$

$$m^6 - bm^5 + acm^4 - a^2dm^3 + a^3em^2 - a^4fm + a^5 = 0 \quad (73)$$

なる方程式から得られる一つの実数解である。また、定数  $a, b, c, \dots, k, l$  は複素角周波数を  $s$  としたときに

$$Z = \frac{1}{sC_a + \frac{1}{sL_a} + \frac{1}{sC_b + \frac{1}{sL_b}} + \frac{1}{sC_c + \frac{1}{sL_c}}} + sL_d + \frac{1}{sC_d}$$

$$+ \frac{1}{sL_e + \frac{1}{sC_e}} + \frac{1}{sL_f + \frac{1}{sC_f}} \quad (73)$$

$$= \frac{as^{12} + bs^{10} + cs^8 + ds^6 + es^4 + fs^2 + 1}{gs^{11} + hs^9 + is^7 + js^5 + ks^3 + ls}$$

と計算される変換前の回路の合成インピーダンスの各係数である。

以上の 2 種類の等価回路変換を、図 8 に示した回路構成に適用すると、図 13 に示す回路構成が得られる。図 13 に示した変換後の各素子値を表 6 に示す。ここで、適用した変換は等価回路変換であるため、等価回路変換後の回路構成から得られる特性は、図 9 及び 10 に示した特性と完全に一致する。

いま、等価回路変換を適用する前後における素子値について比較を行うと、表 5 に示した素子値において、L 素子の最大値が約 5.47 nH、最小値は約 0.0316 nH となり、その比はおおよそ 173 となっている。また、C 素子では最大値が約 80.6 pF、最小値が約 0.278 pF であり、その比はおおよそ 290 となっている。一方、表 6 に示した等価回路変換後の素子値では、L 素子の最大値が約 49.6 nH、最小値は約 0.158 nH となり、その比はおおよそ 314 であり、C 素子では最大値が約 8.87 pF、最小値は約 0.0845 pF であり、その比はおおよそ 105 となっている。このことから、等価回路変換によって L 素子は全体的に素子値が大きくなる傾向があり、C 素子は小さくなる傾向があることが確

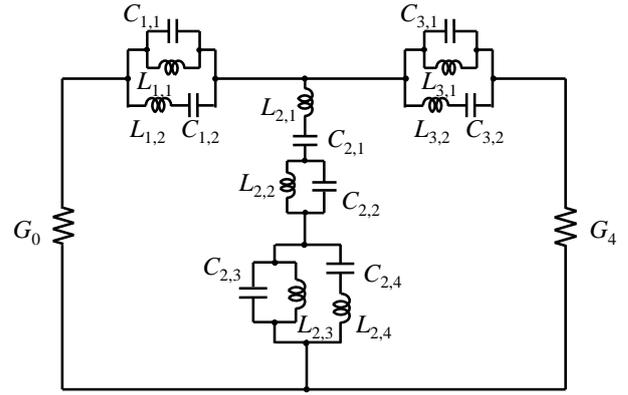


図 14. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BEF

認できる。しかし、最大値と最小値の比に関しては変換後に大きくなっているため、今後の取り扱いには注意が必要である。

これまで、本章ではマルチバンド特性を有する楕円関数 BPF として、デュアルバンド BPF とトリプルバンド BPF の設計例を示し、それぞれの構成において等価回路変換を適用することによって、スタブ形共振器へ置換することを想定した集中定数素子による回路構成を得た。

#### 4. マルチバンド特性を有する楕円関数 BEF

本章では、マルチバンド特性を有する楕円関数 BEF として、デュアルバンド BEF とトリプルバンド BEF の例を示す。

##### 4・1 デュアルバンド BEF

デュアルバンド BEF 変換は、式(2)に示したマルチバンド BEF 変換から、 $N = 2$  とすると

$$\Omega = \frac{1}{\frac{\omega}{A_1} - \frac{B_1}{\omega} - \frac{1}{\frac{\omega}{A_2} - \frac{B_2}{\omega}}} \quad (75)$$

と書き下すことができる。

表 6. 等価回路変換後のトリプルバンド特性を有する楕円関数 BPF の素子値

$L_{a1,1}$	49.6471 nH	$C_{a1,1}$	0.0919363 pF
$L_{a1,2}$	8.22827 nH	$C_{a1,2}$	0.101138 pF
$L_{a1,3}$	24.4028 nH	$C_{a1,3}$	0.0845030 pF
$L_{a2,1}$	3.38162 nH	$C_{a2,1}$	0.371543 pF
$L_{a2,2}$	0.158000 nH	$C_{a2,2}$	1.51596 pF
$L_{a2,3}$	5.39199 nH	$C_{a2,3}$	0.300190 pF
$L_{a2,4}$	4.09523 nH	$C_{a2,4}$	0.749422 pF
$L_{a2,5}$	12.5400 nH	$C_{a2,5}$	0.311185 pF
$L_{a2,6}$	1.16249 nH	$C_{a2,6}$	8.87026 pF
$L_{a3,1}$	49.6471 nH	$C_{a3,1}$	0.0919363 pF
$L_{a3,2}$	8.22827 nH	$C_{a3,2}$	0.101138 pF
$L_{a3,3}$	24.4028 nH	$C_{a3,3}$	0.0845030 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

表 7. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BEF の素子値

$L_{1,1}$	16.4246 nH	$C_{1,1}$	0.177128 pF
$L_{1,2}$	2.69480 nH	$C_{1,2}$	1.21130 pF
$L_{2,1}$	2.88136 nH	$C_{2,1}$	10.0968 pF
$L_{2,2}$	1.97043 nH	$C_{2,2}$	1.65660 pF
$L_{2,3}$	0.37525 nH	$C_{2,3}$	7.75281 pF
$L_{2,4}$	0.00615681 nH	$C_{2,4}$	53.017 pF
$L_{3,1}$	16.4246 nH	$C_{3,1}$	0.177128 pF
$L_{3,2}$	2.69480 nH	$C_{3,2}$	1.21130 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

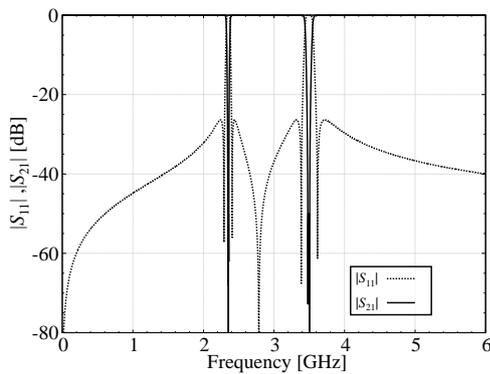


図 15. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BEF の周波数特性

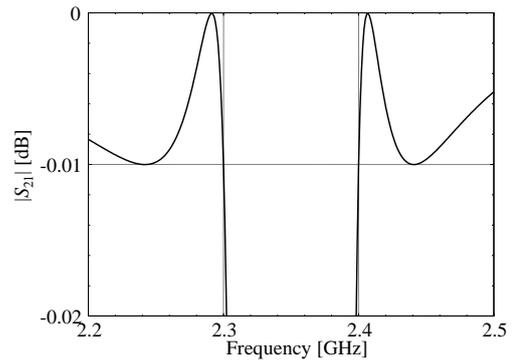
そこで、式(75)の変換を図 1 に示した原型 LPF に適用するとデュアルバンド BEF として図 14 に示す回路構成が得られる。また、デュアルバンド BEF における設計仕様として、デュアルバンド BPF と同様に表 1 に示した仕様を用いる。このときの図 14 に示した回路構成における各素子値を表 7 に示す。さらに、このときの特性と各阻止帯域の拡大図を図 15 と 16 にそれぞれ示す。

図 15 及び 16 に示した特性から、リップル幅、阻止レベルを完全に満たす楕円関数特性と、指定した遮断周波数を有するデュアルバンド特性が実現されていることが確認できる。

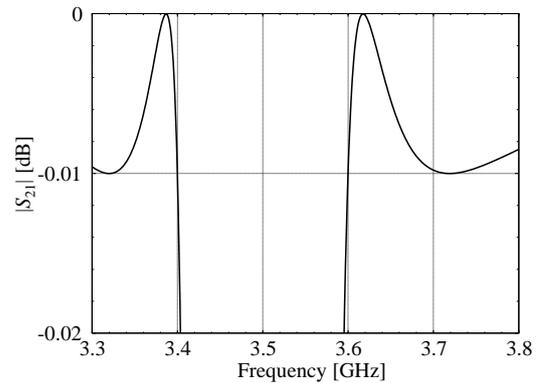
ここで、図 14 に示した回路構成に対して、前章のデュアルバンド BPF の例と同様に等価回路変換を行う。まず、奇数段目の共振器に対しては図 17 に示す変換を行い、偶数段目には図 6 に示した変換を行う。

ただし、図 17 に示した等価回路変換の変換後の素子値を求める変換式は、図 5 に示した等価回路変換の変換式である式(4)から式(12)において、C を L に、L を C に読み替えることによって得られる。以上の等価回路変換を図 14 に示した回路構成に適用すると図 18 に示す回路構成が得られる。また、図 18 の各素子値を表 8 に示す。

変換前後の素子値を比較すると、表 7 に示した素子値において、L 素子の最大値が約 27.9 nH、最小値は約 0.00385 nH となり、その比はおよそ 7250 となっている。また、



(a) 第 1 帯域



(b) 第 2 帯域

図 16. デュアルバンド特性を有する楕円関数 BEF の周波数特性の阻止帯域部分の拡大図

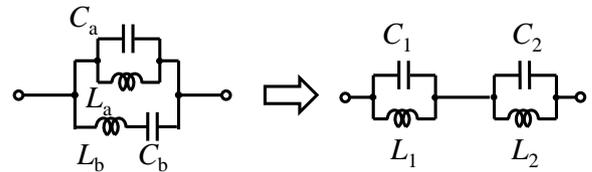


図 17. 等価回路変換(type5)

C 素子では最大値が約 750 pF、最小値が約 0.104 pF であり、その比はおよそ 7210 となっている。一方、表 8 に示した等価回路変換後の素子値では、L 素子の最大値が約 170 nH、最小値は約 0.0807 nH となり、その比はおよそ 2110 であり、C 素子では最大値が約 51.4 pF、最小値は

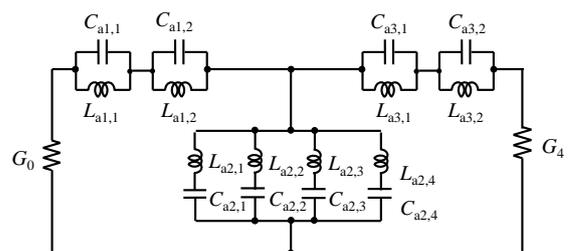


図 18. 等価回路変換後のデュアルバンド特性を有する楕円関数 BEF

表 8. 等価回路変換後のデュアルバンド特性を有する楕円関数 BEF の素子値

$L_{a1,1}$	0.0807324 nH	$C_{a1,1}$	25.7104 pF
$L_{a1,2}$	0.0890440 nH	$C_{a1,2}$	51.3806 pF
$L_{a2,1}$	164.873 nH	$C_{a2,1}$	0.0278878 pF
$L_{a2,2}$	82.3701 nH	$C_{a2,2}$	0.0250314 pF
$L_{a2,3}$	54.9614 nH	$C_{a2,3}$	0.0245924 pF
$L_{a2,4}$	169.523 nH	$C_{a2,4}$	0.0268565 pF
$L_{a3,1}$	0.0807324 nH	$C_{a3,1}$	25.7104 pF
$L_{a3,2}$	0.0890440 nH	$C_{a3,2}$	51.3806 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

約 0.0246 pF であり、その比はおよそ 2090 となっている。変換後、L 素子は全体的に大きくなり、C 素子は小さくなっている。また、最大値と最小値の比は共に大幅に小さくなっている。

#### 4・2 トリプルバンド BEF

最後に、トリプルバンド BEF の例を示す。トリプルバンド BEF 変換は、式(2)において、 $N = 3$  とすることによって

$$\Omega = \frac{1}{\frac{\omega}{A_1} - \frac{B_1}{\omega} - \frac{1}{\frac{\omega}{A_2} - \frac{B_2}{\omega}} - \frac{1}{\frac{\omega}{A_3} - \frac{B_3}{\omega}}} \quad (76)$$

と導かれる。

いま、式(76)に示したトリプルバンド BEF 変換を、図 1 に示した原型 LPF に適用するとトリプルバンド BEF として図 19 に示す回路構成が得られる。また、トリプルバンド BEF に用いる設計仕様は、トリプルバンド BPF と同様に表 4 に示した仕様を用いる。このとき、図 19 に示した回路構成における各素子値を表 9 に示す。

さらに、このときの特性と各阻止帯域における拡大図を図 20 と図 21 にそれぞれ示す。図 20 及び 21 に示した特性から、設定したリプル幅と阻止レベル満たす楕円関数特性と、遮断周波数を満足するトリプルバンド特性が得られている。

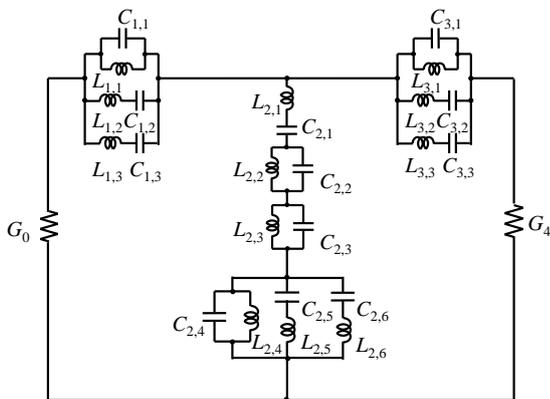


図 19. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BEF

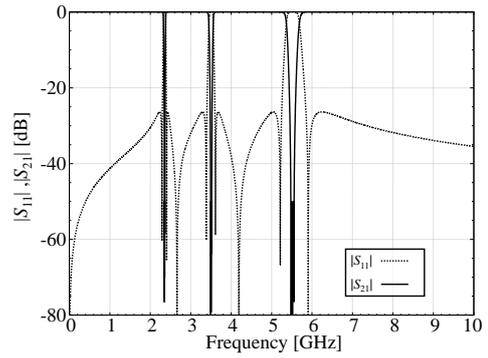
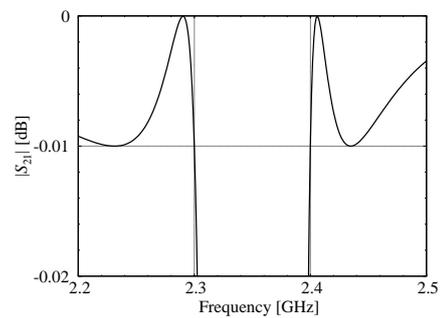
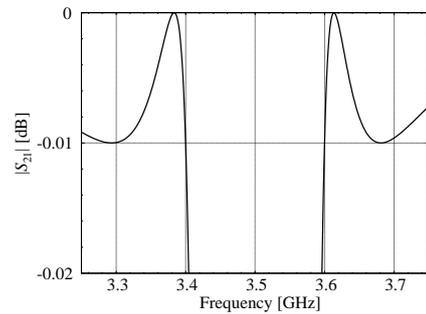


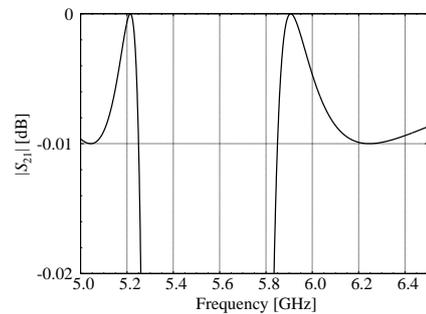
図 20. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BEF の周波数特性



(a) 第 1 帯域



(b) 第 2 帯域



(c) 第 3 帯域

図 21. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BEF の周波数特性の阻止帯域部分の拡大図

さらに、図 19 に示した回路構成に対して、前章のトリプルバンド BPF の例と同様に等価回路変換を行う。まず、

表 9. トリプルバンド特性を有する楕円関数 BEF の素子値

$L_{1,1}$	0.266037 nH	$C_{1,1}$	5.71193 pF
$L_{1,2}$	1.76403 nH	$C_{1,2}$	2.02584 pF
$L_{1,3}$	0.999114 nH	$C_{1,3}$	1.44355 pF
$L_{2,1}$	9.29164 nH	$C_{2,1}$	0.163544 pF
$L_{2,2}$	3.29545 nH	$C_{2,2}$	1.08442 pF
$L_{2,3}$	2.34824 nH	$C_{2,3}$	0.614194 pF
$L_{2,4}$	0.00607831 nH	$C_{2,4}$	250.002 pF
$L_{2,5}$	0.0403038 nH	$C_{2,5}$	88.6677 pF
$L_{2,6}$	0.0228273 nH	$C_{2,6}$	63.1820 pF
$L_{3,1}$	0.266037 nH	$C_{3,1}$	5.71193 pF
$L_{3,2}$	1.76403 nH	$C_{3,2}$	2.02584 pF
$L_{3,3}$	0.999114 nH	$C_{3,3}$	1.44355 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

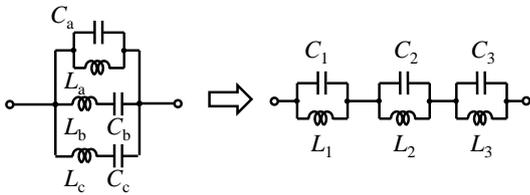


図 22. 等価回路変換(type6)

奇数段目の共振器に対しては図 22 に示す変換を行い、偶数段目には図 11 に示した変換を行う。ただし、図 22 に示した等価回路変換において、変換後の素子値を求める変換式は、図 11 に示した等価回路変換の変換式である式(36)から式(50)において、C を L に、L を C に読み替えることによって得られる。

以上の等価回路変換を図 19 に示した回路構成に適用すると図 23 に示す回路構成が得られる。また、図 23 の各素子値を表 10 に示す。

等価回路変換による素子値への影響を検討するために、変換前後の素子値を比較すると、表 9 に示した素子値において、L 素子の最大値が約 9.29 nH、最小値は約 0.00608 nH となり、その比はおよそ 1530 となっている。また、C 素子では最大値が約 250 pF、最小値が約 0.164 pF であり、その比はおよそ 1520 となっている。一方、表 10 に示した等価回路変換後の素子値では、L 素子の最大値が約 84.2 nH、最小値は約 0.0810 nH となり、その比はおよそ 1040 であり、C 素子では最大値が約 51.8 pF、最小値は約 0.0243 pF であり、その比はおよそ 2130 となっている。従って、等価回路変換によって L 素子は全体的に素子値が大きくなる傾向があり、C 素子は小さくなる傾向があることが確認できる。しかし、最大値と最小値の比に関しては、L 素子では変換後に小さくなっているが、C 素子では大きくなっているため、今後の取り扱いには注意が必要である。これまで、本章ではマルチバンド特性を有する楕円

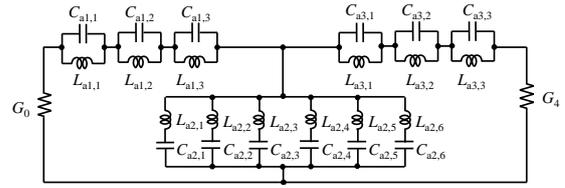


図 23. 等価回路変換後のトリプルバンド特性を有する楕円関数 BEF

表 10. 等価回路変換後のトリプルバンド特性を有する楕円関数 BEF の素子値

$L_{a1,1}$	0.0881016 nH	$C_{a1,1}$	51.8089 pF
$L_{a1,2}$	0.0969417 nH	$C_{a1,2}$	8.58424 pF
$L_{a1,3}$	28.5691 nH	$C_{a1,3}$	25.4597 pF
$L_{a2,1}$	27.2985 nH	$C_{a2,1}$	0.0294741 pF
$L_{a2,2}$	84.1618 nH	$C_{a2,2}$	0.0301000 pF
$L_{a2,3}$	81.5885 nH	$C_{a2,3}$	0.0243401 pF
$L_{a2,4}$	174.229 nH	$C_{a2,4}$	0.0260719 pF
$L_{a2,5}$	162.996 nH	$C_{a2,5}$	0.0260719 pF
$L_{a2,6}$	1.16249 nH	$C_{a2,6}$	0.0281423 pF
$L_{a3,1}$	0.0881016 nH	$C_{a3,1}$	51.8089 pF
$L_{a3,2}$	0.0969417 nH	$C_{a3,2}$	8.58424 pF
$L_{a3,3}$	28.5691 nH	$C_{a3,3}$	25.4597 pF
$G_0$	0.02 S	$G_4$	0.02 S

関数 BEF として、デュアルバンド BEF とトリプルバンド BEF の設計例を示し、それぞれの構成において等価回路変換を適用することによって、スタブ形共振器へ置換することを想定した集中定数素子による回路構成を得た。

## 5. むすび

本論文では、スタブ形共振器を用いたマルチバンド特性を有する楕円関数フィルタの実現を目標とし、その基底となる集中定数素子を用いたマルチバンド特性を有する楕円関数フィルタの設計を行った。具体的には、デュアルバンド BPF、トリプルバンド BPF、デュアルバンド BEF 及びトリプルバンド BEF について設計を行い、等価回路変換を適用することにより、各段の共振器が LC 直列共振器の並列接続、または LC 並列共振器の直列接続という単純で、スタブ形共振器への置換に適した回路構成を得た。また、得られた各フィルタの特性を評価することによって設計仕様を満たす特性が得られる事を確認した。したがって、得られた集中定数素子フィルタを礎とすることにより、スタブ形共振器を用いた様々な構成へと展開できると考えられる。

等価回路変換によって得られた回路構成の各素子値は、全ての設計例において L 素子は全体的に大きな値となり、C 素子は小さな値となった。また、最大値と最小値の比については、デュアルバンド BPF とトリプルバンド BPF

ではL素子,C素子共に同等もしくは小さくなっている。トリプルバンドBPFでのL素子の比は大きくなり、C素子の比は小さくなっているものの、トリプルバンドBEFではL素子の比が小さくなり、C素子の比が大きくなっている。今後スタブ形共振器等を用いて分布定数線路へ置換を行う場合、これらの素子値が特性インピーダンスやスタブ長に及ぼす影響や、有効桁等について慎重に取り扱う必要がある。

#### 参考文献

- [1] 上田隆: 移動端末マルチバンド化の取り組みとRFデバイスへの期待, MWE2011 マイクロ波ワークショップダイジェスト, WS09-01, 2011
- [2] K. Kawai, H. Okazaki, S. Narahashi: Tunable Bandpass Filter with Symmetric Attenuation Characteristics, Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference 2010, pp.143-146, 2010
- [3] 宮田尚起, 和田光司: 周波数変換を用いたマルチバンドフィルタの設計に関する一検討, 電学論C, Vol.131, No.11, pp.1950-1957, 2011
- [4] 宮田尚起, 和田光司: 周波数変換を用いたマルチバンドBEFの設計, 信学論C, Vol.J95-C, No.2, pp.44-48, 2012
- [5] 宮田尚起, 和田光司: マルチバンド周波数変換によるフィルタ設計における未知定数決定の一手法, 信学論C, Vol.J95-C, No.3, pp.61-67, 2012
- [6] S. Holme: Multiple Passband Filters for Satellite Applications, in Proc.20th AIAA Int. Communications Satellite Systems Conf. Exhibit, Montreal, 2002
- [7] J. Lee, M. S. Uhm, I.B. Yom: A Dual-Passband Filter of Canonical Structure for Satellite Applications, IEEE Microwave and Wireless Components Lett., Vol.14, No.6, pp.271-273, 2004
- [8] C.H. Tseng, H.Y. Shao: A New Dual-Band Microstrip Bandpass Filter Using Net-Type Resonators, IEEE Microwave and Wireless Components Lett., Vol.20, No.4, pp.196-198, 2010
- [9] J.T. Kuo, H.S. Cheng: Design of Quasi-Elliptic Function Filters with a Dual-Passband Response, IEEE Microwave and Wireless Components Lett., Vol. 14, No. 10, pp.472-474, 2004
- [10] C.F. Chen, T.Y. Huang, R.B. Wu: Design of Dual- and Triple-Passband Filters Using Alternately Cascaded Multiband Resonators, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 9, pp.3550-3558, 2006
- [11] X.P. Chen, K. Wu, Z.L. Li: Dual-Band and Triple-Band Substrate Integrated Waveguide Filters With Chebyshev and Quasi-Elliptic Responses, IEEE Trans. MTT, Vol.55, No.12, pp.2569-2578, 2007
- [12] W.L. Tsai, R.B. Wu: Tri-band Filter Design using Substrate Integrated Waveguide Resonators in LTCC, Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International, pp.445-448, 2010
- [13] 宮田尚起, 岡田真一, 石飛徳昌, 和田光司: 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, エレクトロニクス実装学会論文誌, Vol.15, No.1, pp.66-81, 2012
- [14] 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