

# フィルタの応用設計 ー機能性を持ったフィルタ設計ー Advance Design of a Bandpass Filter “Design Method of a Functional Filter”

加屋野 博幸  
Hiroyuki KAYANO

## 概要

無線機が開発されてその利便性から広く使われるようになり、現在ではスマートフォン、テレビ、無線LAN等の多種多様な無線機器が使われている。こうした多種多様な無線機器の同時利用を実現するためにフィルタは重要な部品の1つとなっている。1つの無線機器の中では送信用および受信用だけではなく、高周波、中間周波数、ベースバンドと利用条件に合わせて多くのフィルタ回路が利用されている。そのためフィルタ回路の研究の歴史は古く、現在でも世界中に多くの研究者が多岐にわたる研究開発を行っている。こうした長年のフィルタ回路研究は無線機器のニーズに合わせて進んできている。特に携帯電話の小型化のためにフィルタ回路の小型化研究も大きく進み、近年ではスマートフォンに代表される端末では複数の無線システムが当たり前のように利用できるようになってきている。これを実現するためにフィルタも小型化だけではなく高機能な技術が使われるようになってきている。

この報告では高機能なフィルタを実現するための疑似楕円関数型フィルタ回路を用いたフィルタを実現するための諸学生向けの考え方を理解していただくことで、将来の高機能なフィルタ実現の一助になればと考えている。フィルタ回路設計の第一段階の伝達関数設計における伝送ゼロ点を持つフィルタと遅延等価のためのフィルタの原理に関して概念を説明する。

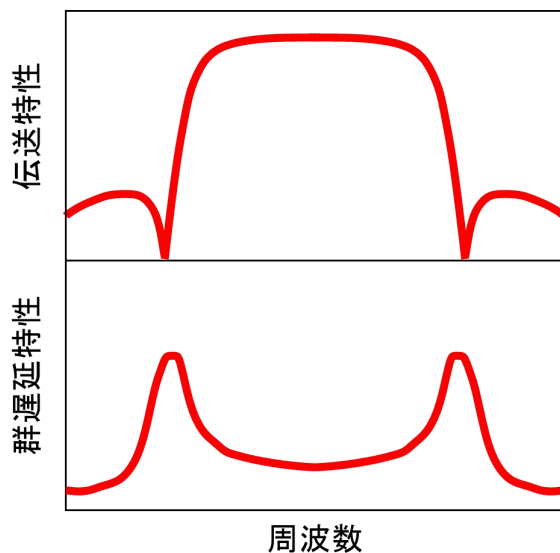


図 伝送ゼロ点を持つフィルタ特性

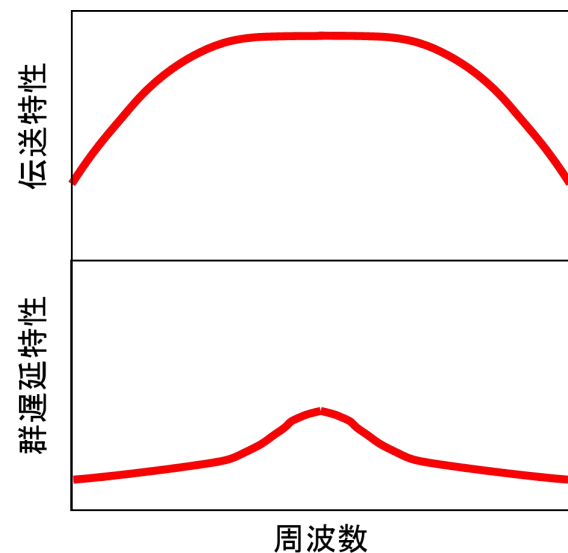


図 遅延等価フィルタ特性

## Abstract

This reports design concepts of high-performance filters for students to realize filters using quasi-elliptic function type filter circuits. The concept regarding the principle of a filter with transmission zeros and a filter with delay equivalence in the transfer function design in the first stage of the filter circuit design will be described. We hope that these technologies will lead to the development of high-performance filters in the future.

## 1. はじめに

近年無線機器は利用数および利用環境が拡大しており、電車に乗れば多くの人がスマートフォンの画面を凝視し、イヤホンからはコードがなくなり、時計は勝手に健康管理までしてくれる。家につけば鍵穴はなくなり、電気や家電も声で操作できるようになり、無線技術が生活の中に数多く利用されてきている。こうしたたくさんの無線技術が安定して利用できるように周波数軸上にシステムごとに割り当てが決められており、最近終了したポケベルから、来年のオリンピックに向けて始まろうとしている5G通信システムなど新旧のたくさんの無線機器が隙間なく割り当てられている。各無線機の安定動作のために、ほとんどの無線機では他の無線機の動作を妨げないようにするためと他の信号から影響を受けないためにフィルタが利用されている。1つの無線機器の中では送信用および受信用だけではなく、高周波、中間周波数、ベースバンドと利用条件に合わせて多くのフィルタ回路が利用されている。

この報告では機能性を持ったバンドパスフィルタ回路を実現するための疑似楕円関数型フィルタの概念に関して説明する。新しい無線機では周波数の利用率を上げるために隣接するシステムとの周波数間隔が狭くなるために、フィルタは急峻なスカート特性が求められる。また、多値の変調方式に対応していくために群遅延の平坦化も求められる。こうした要求に疑似楕円関数型フィルタは伝送ゼロ点を作れることと群遅延の調整が可能となることから有効な手段である。フィルタ開発は大きく分けて3つの段階があり、フィルタ開発の流れを図1.1に示す。この報告ではその導入としての伝達関数の設計からフィルタ回路設計の概念を説明する。

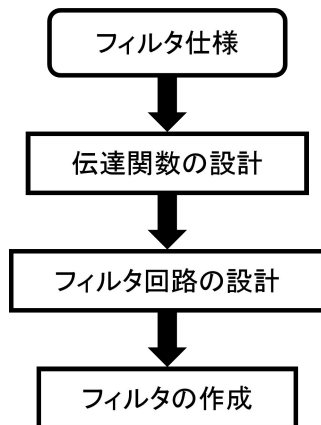


図 1.1 フィルタ開発の流れ

## 2. 伝達関数

基本ローパスフィルタの伝送特性の周波数特性は一般化チェビシェフ関数  $F_M(\omega)$  を用いて下記のように記載される[1]-[6]。

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_N^2(\omega)} \quad (1)$$

ここでリップル係数  $\varepsilon$  はリターンロスが  $L_R(\text{dB})$  のとき下記の式で与えられる。

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-L_R/10} - 1}} \quad (2)$$

また、 $F_M(\omega)$  は次式となる。

$$F_N(\omega) = \cosh \left\{ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n) \right\} \quad (3)$$

$$x_n = \frac{\omega - 1/\omega_a}{1 - \omega/\omega_a} \quad (4)$$

ここで  $\omega_a$  はゼロ点であり、一般化チェビシェフ関数は複素周波数に任意の個数のゼロ点を配置することができる関数である。 $F_M(\omega)$  にヤコビの楕円有利関数を用いれば楕円関数型フィルタとなり、最初のゼロ点を無限大にもっていけば一般的なチェビシェフフィルタとなり、さらに帯域内のリップルをゼロにもっていけばバターワースフィルタとなる。疑似楕円関数型フィルタは楕円関数型フィルタが持つ帯域外の等リップル条件がないため、任意の位置に伝送ゼロ点を配置できる。これにより自由度の高いフィルタの伝達関数を定義できる。各6段バンドパスフィルタの伝達関数の計算例を図2.1に示す。

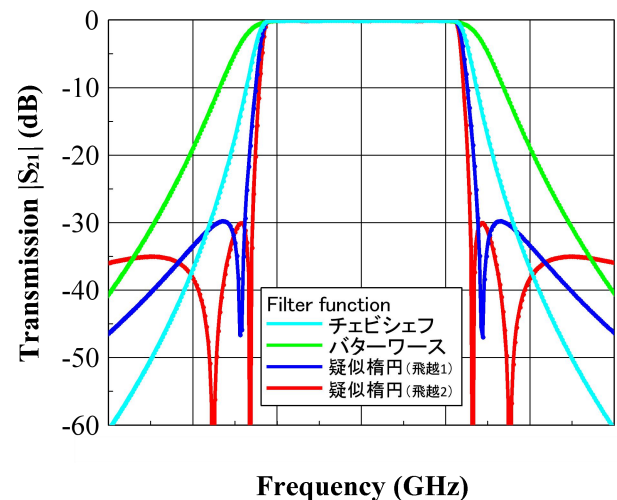


図 2.1 6段フィルタの各伝達関数の計算結果

基本ローパスフィルタからバンドパスフィルタへの変換は下記の等角写像変換を行っている。

$$\frac{\omega}{\omega_c} \Rightarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (5)$$

$\omega_c$ はカットオフ周波数、 $\omega_0$ は中心周波数、 $\omega_1$ と $\omega_2$ はリップル帯域幅の下限と上限の周波数である。フィルタの伝送特性は帯域内にリップルを持つ一般的なチェビシェフフィルタと比較して疑似楕円関数型フィルタは帯域外の伝送ゼロ点を持たせることでより急峻なフィルタ特性を実現できる。楕円関数型フィルタの特性は飛越を2つもつ疑似楕円関数型フィルタの特性に近いことから省略している。6段疑似楕円関数型フィルタは飛越を1つの場合と2つの場合を選択でき、スカート特性と帯域外の減衰の仕様に合わせて選択して調整できる自由度を持っている。

### 3. 波形合成の基本

伝達関数に合わせてフィルタの回路トポロジーを決めていくことによって伝送特性を実現していく。この時に重要となるのが共振波形合成の条件となる。図3.1に共振特性の伝送特性を示す。

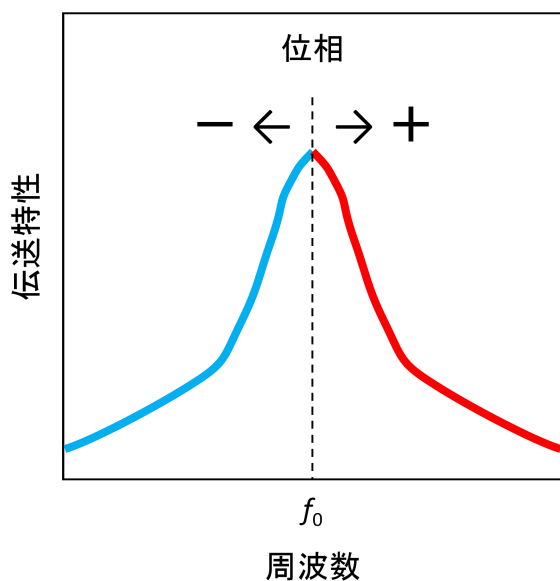
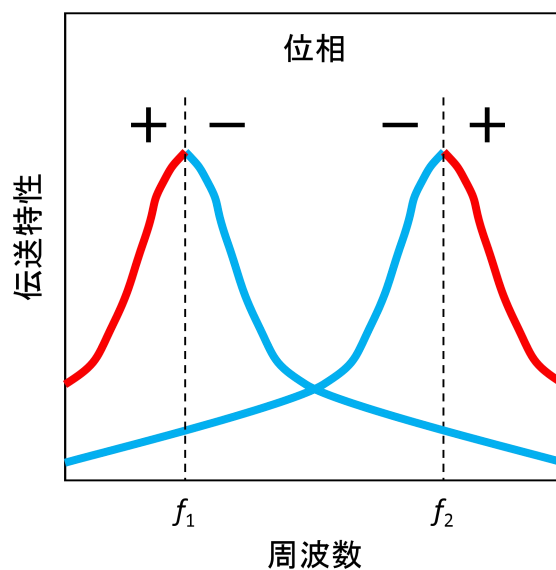


図 3.1 共振特性

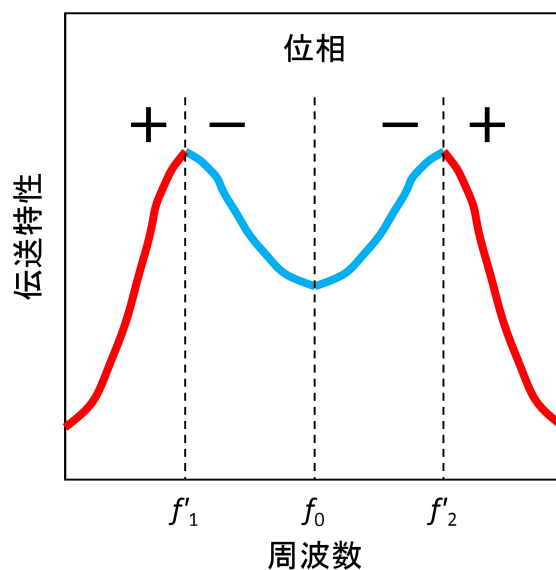
共振波形は共振周波数 $f_0$ を中心に位相が90度進んだ側と90度遅れた側に分けられる。それぞれを'+'と'-'のサインによって表現する。それぞれの符号は入れ替えて割り当てても同じ結果が得られる。2つ波形を合成する場合にはそれぞれの波形の位相条件によって大きく異なる結果となる。

まず初めにバンドパスフィルタを実現させるため

の波形合成として、帯域内和合性の条件を考える。和合性となるためには位相が同相でなければならない。図3.2(a)に帯域内和合性の条件を示す。共振周波数 $f_1$ と $f_2$ の共振波形は逆位相で共振させることが条件となる。合成後の伝送特性を図3.2(b)に示す。合成後は各共振波形は摂動を受けて、2つのピーク周波数は異なる周波数 $f'_1$ と $f'_2$ となり、 $f'_1$ と $f'_2$ の間は和合性であり、 $f'_1$ より下の周波数と $f'_2$ より上の周波数では逆位相の条件となるため差合成となる。フィルタ回路に共振回路が用いられるのはこの特性を持つためである。



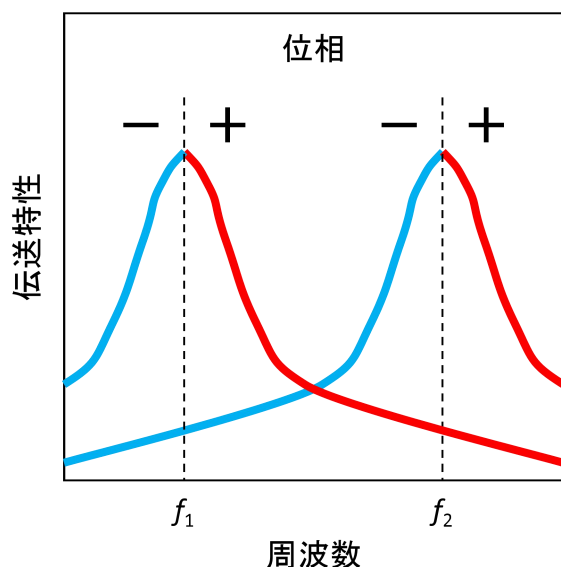
(a) 帯域内和合性の条件



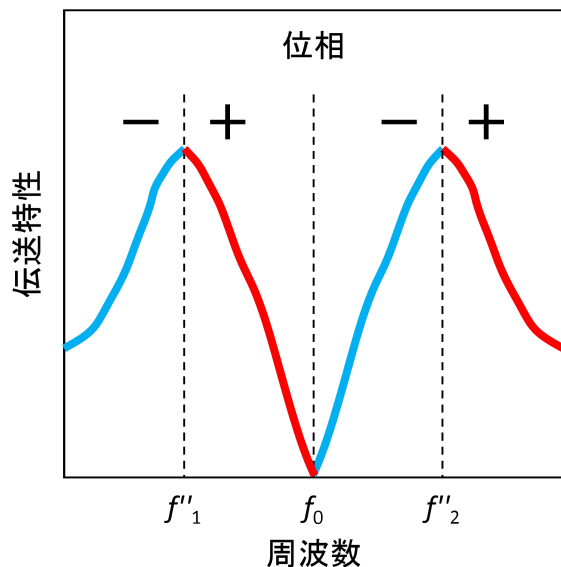
(b) 合成後の周波数応答

図 3.2 共振波形の帯域内和合性

次に伝送ゼロ点を実現するための帯域内差合成の条件を考える。伝送ゼロ点を作るためには同振幅で逆位相の条件で2つの波形を合成することで実現可能となる。図3.3(a)に帯域内和合性の条件を示す。共振周波数 $f_1$ と $f_2$ の共振波形は同位相で共振させることが条件となる。合成後の伝送特性を図3.3(b)に示す。合成後は同様に摂動の影響でピーク周波数はシフトする。最終的に伝達関数を実現するフィルタの回路トポロジーを決めて、回路パラメータを導出することでフィルタ特性を実現する。



(a) 帯域内差合成の条件



(b) 合成後の周波数応答

図 3.3 共振波形の帯域内差合成

最後に帯域内和合性のための一般的な回路トポロジー例を図3.4に示す。同じ共振周波数 $f_0$ の共振器を

結合させることによって縮退が解けて位相の遅れた共振と位相の進んだ共振の2つの状態を作り出せる。逆相の条件を満足することから帯域内の和合性の条件を満足させることができる。伝達関数を満足させるように共振器間結合 $k_{12}$ と外部回路との結合である外部 $Q Q_e$ を決定することでフィルタ特性を実現させるフィルタトポロジーを実現できる。

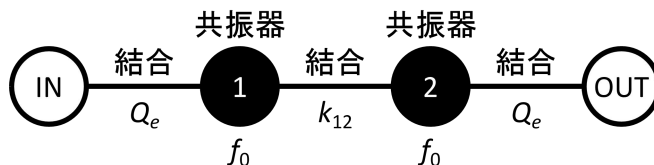


図 3.4 共振器を用いた和合性の回路トポロジー例

#### 4. CQ 回路

CQ(Cascade Quadrature)回路は疑似楕円関数フィルタの基本ブロックとなる回路トポロジーである。一般的なチェビシェフフィルタとの違いを説明するために一般的な4段チェビシェフフィルタの回路トポロジーを図4.1に示す。4つの共振器が入力から出力のポートに従属接続されて構成され、入出力ポートと共振器の結合は $Q_e$ で結合され、各共振器間は共振器間結合 $k_{mn}$  ( $m, n$ は任意の自然数)で結合される。図4.2に4段チェビシェフフィルタの伝達特性と群遅延特性の例を示す。4つの共進周波数は共振器間結合によって縮退が解かれて4つのピークを作り、それぞれの共進波形は帯域内で和合性となる。チェビシェフフィルタはこの和合性の時に帯域内にリップルを持たせることで急峻なスカート特性を実現し、帯域外減衰の傾きが最大となる点で群遅延時間が大きくなる特徴を持っている。しかし、この共振器に従属接続させただけでは、伝送ゼロ点や群遅延コントロールに必要な虚数ゼロ点や実数ゼロ点を関数上に作ることができない。複数の信号経路によって虚数ゼロ点や実数ゼロ点を作る必要がある。次に4段疑似楕円関数型フィルタの回路トポロジーを図4.3に示す。この回路では共振器1と共振器4の間に共振器間結合を追加することによって実現している。この共振器間結合を飛越結合と呼ぶ。飛越結合の信号と各共振器を経由する信号の位相関係が重要であり、ここでも位相関係を表すために符号を用いている。

まず初めに伝送ゼロ点を作るため回路に関して説明する。伝送ゼロ点を作るためには飛越結合の信号と各共振器を経由する信号が同振幅で逆位相となる条件を帯域外に作ることで実現させる。各信号の合成条件を図4.4(a)に示す。合成後の周波数特性を図4.4(b)に示す。4つの共振器を用いる場合には帯域外の信号位相が同相となるため、飛越結合の信号と同

振幅逆位相の条件は2点の周波数で成立するため、通過帯域の両側に伝送ゼロ点を作ることができる。また、同じ共振器数のチェビシェフフィルタと比較して帯域外減衰のスカート特性が急峻となることから群遅延時間も長くなる。次に遅延等価を行う場合の合成条件を図4.5(a)に示す。遅延等価を作るためには飛越結合の信号と各共振器を経由する信号が同位相となる条件を帯域内に作ることで実現させる。フィルタ内の滞在時間を長くさせるために4つの共振器でエネルギーを回していくイメージとなる。

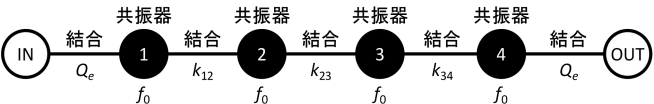
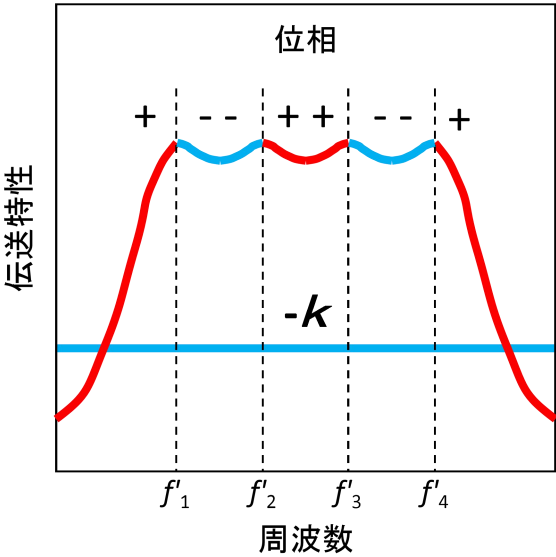


図 4.1 4 段チェビシェフフィルタの回路トポロジ



(a) 伝送ゼロ点の合成の条件

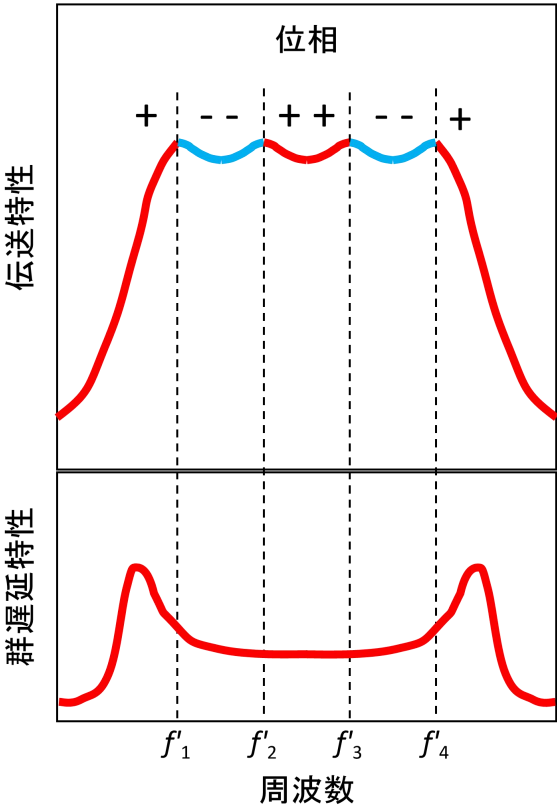


図 4.2 4 段チェビシェフフィルタの周波数特性

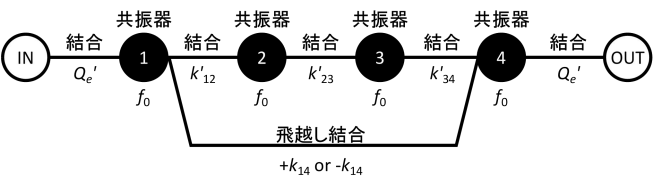
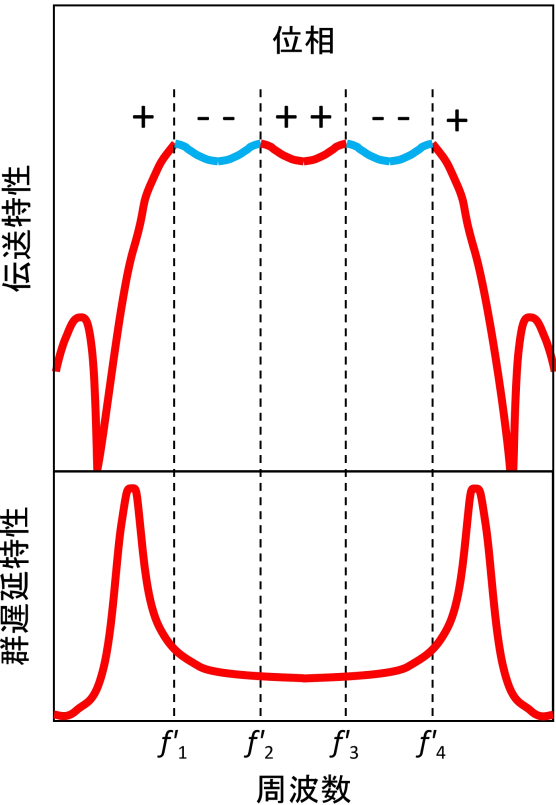


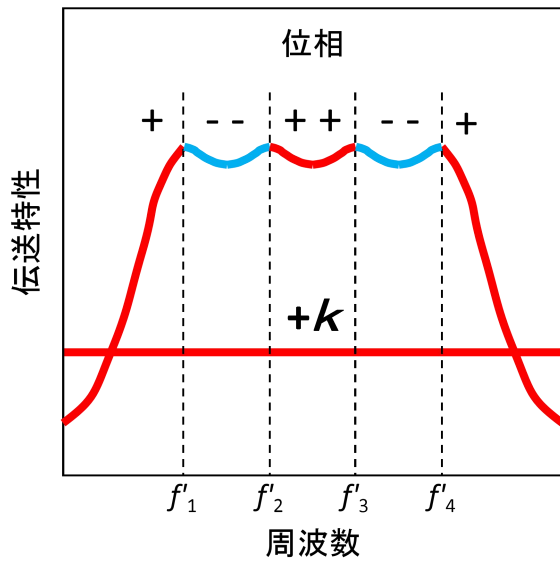
図 4.3 4 段疑似楕円関数型フィルタの回路トポロジ



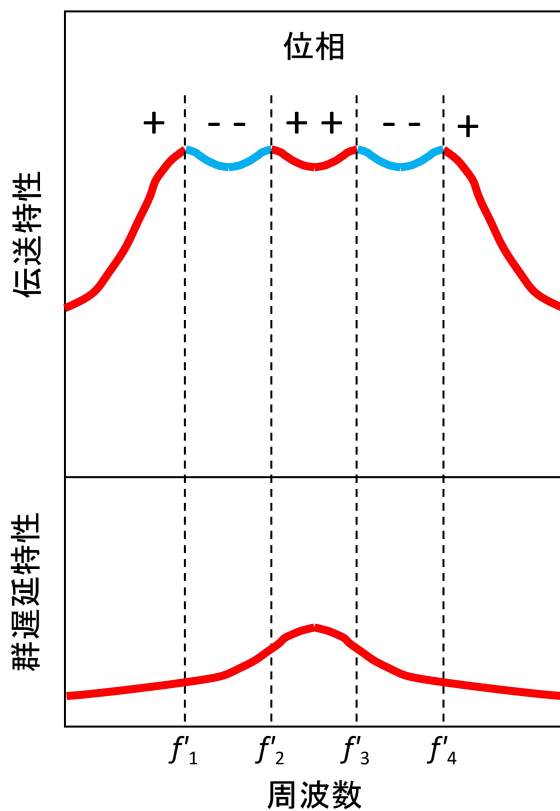
(b) 合成後の周波数応答

図 4.4 伝送ゼロ点を持つ CQ フィルタの周波数応答





(a) 遅延等価の合成の条件

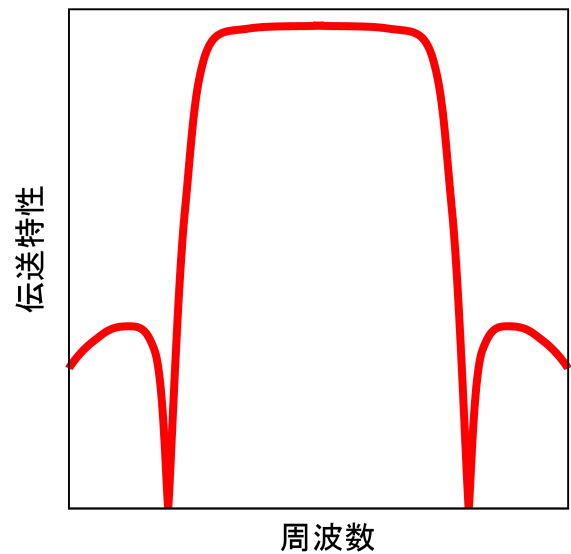


(b) 合成後の周波数応答

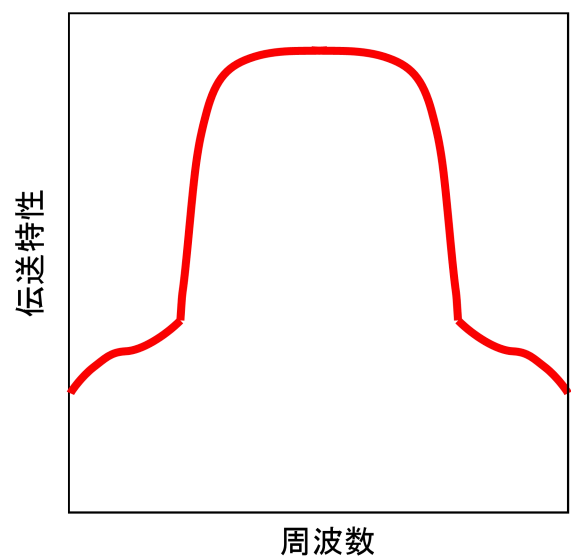
図 4.5 遅延等価特性を持つ CQ フィルタの周波数応答

次に損失の影響に関して説明する。共振器の損失の影響は無負荷 Q 値で表され、図 4.6(a)に示すように Q 値が高い共振器を用いれば低損失なフィルタの構成が可能であり、伝達関数特性に近い特性を実現で

きる。しかし、図 4.6(b)に示すように無負荷 Q 値の低い共振器を用いるとフィルタの通過損失が増えるだけではなく、伝送ゼロ点が見えなくなり、フィルタの伝送特性の肩が丸くなってくるために帯域幅も変わってきてしまう。これらのことから高い特性を持つフィルタを実現するためには、高い無負荷 Q 値を持つ共振器を実現することが重要となる。また、仕様に合わせたフィルタを実現するためには、無負荷 Q 値の効果を考えてマージンを多くとるか、伝達関数の設計段階から利用する共振器の Q 値を考慮した高度な設計技術が重要となる。



(a) 高い Q 値の場合



(b) 低い Q 値の場合

図 4.6 フィルタ特性の Q 値の影響

## 5. CT 回路

CT(Cascade Triangle)回路は疑似楕円関数フィルタの非対称伝送ゼロ点を作るための基本ブロックとなる。回路トポロジを図 5.1 に示す。この回路では共振器 1 と共振器 3 の間に共振器間結合を追加することによって実現している。それぞれの合成条件と合成後の周波数特性を図 5.2 から図 5.5 に示す。3 つの共振器では虚数ゼロ点を 1 つ作ることができるため、飛越結合の位相によって図 5.3 に示すように通過帯域の低いほうか、図 5.5 に示すように高いほうのどちらかに伝送ゼロ点を入れることができる。伝送ゼロ点が入るほうは差合成となるため急峻な特性となるが、逆側は和合性となるためスカート特性が悪くなってしまう。一般的に奇数の共振器で飛越を入れると同様な特性となる。また、3 つの共振器では実数ゼロ点を作ることができないため、遅延等価を行うことはできない。

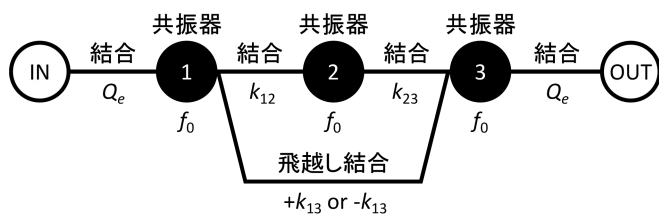


図 5.1 CT 回路のトポロジ

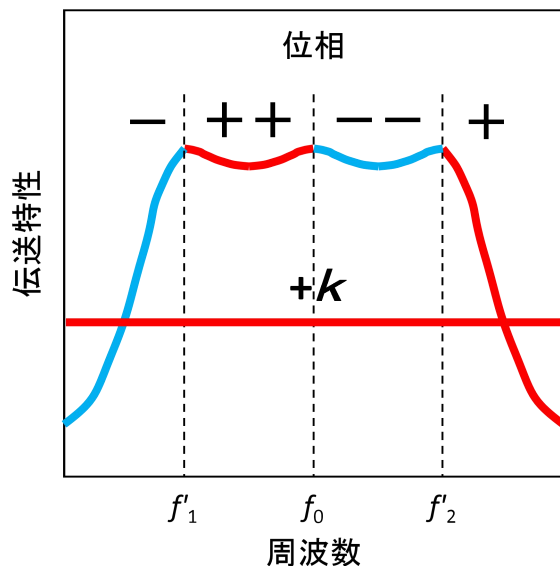


図 5.2 CT フィルタの伝送ゼロ点の合成条件 1

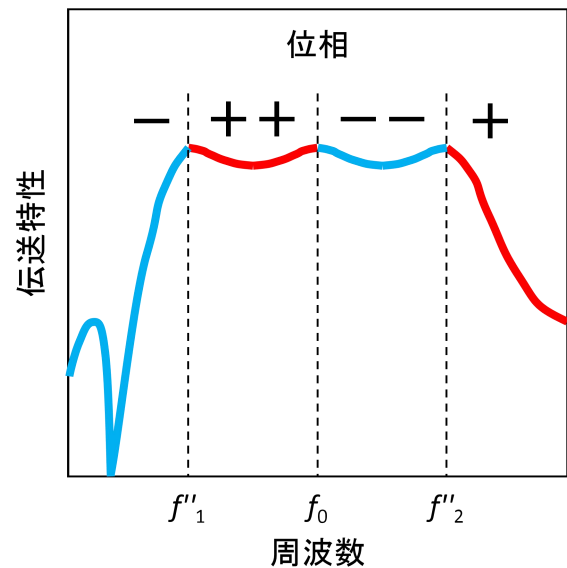


図 5.3 CT フィルタの周波数応答 1

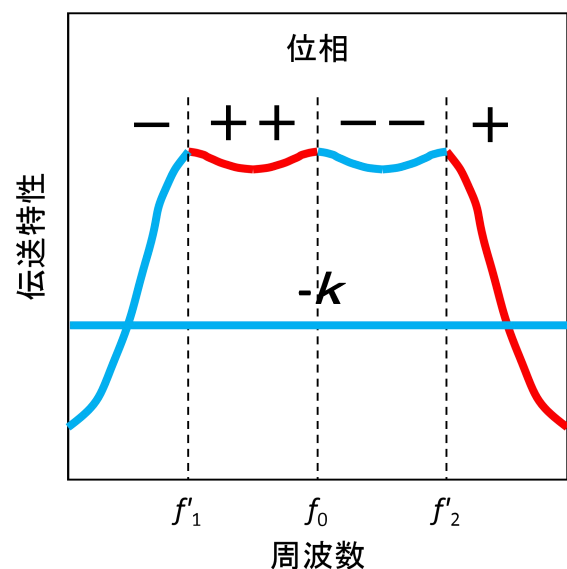
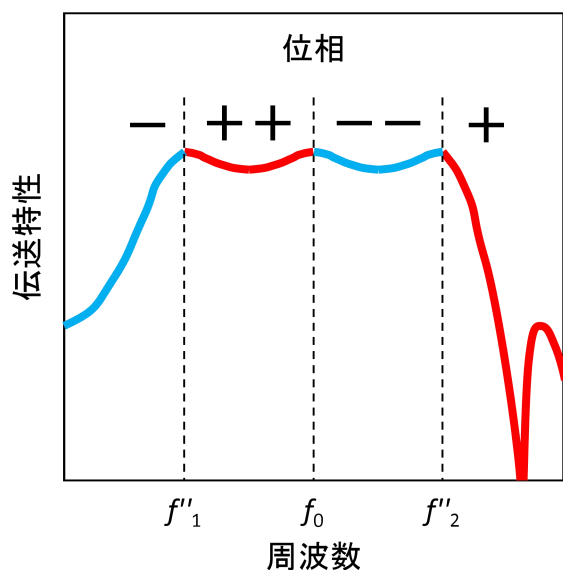
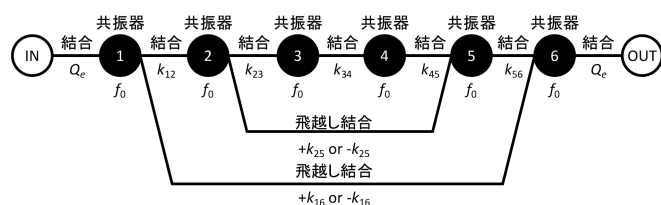


図 5.4 CT フィルタの伝送ゼロ点の合成条件 2

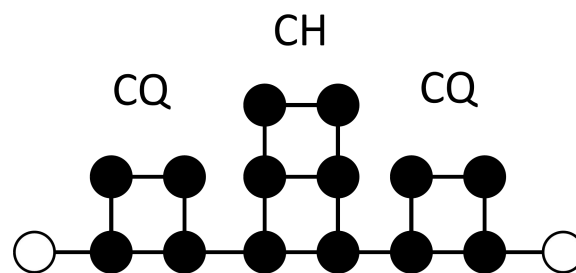


## 6. CH 回路および疑似楕円関数型フィルタ

CH(Canonical Hexagon)回路は疑似楕円関数フィルタの疑似楕円関数フィルタの基本ブロックとなる回路トポロジである。回路トポロジを図 6.1 に示す。各飛越結合の位相関係をコントロールすることによって両側 2 つずつの合計 4 個の伝送ゼロ点を作ることや伝送ゼロ点 1 組 2 個と遅延等価を同時に実現させたり、周波数 2 点で遅延等価を行うなど、様々なフィルタを同じトポロジーで実現することができる。



最後に、もっと複雑な基本ブロックを作ることも可能であるが、疑似楕円関数型フィルタは前述の基本ブロックの組み合わせることによってより高度な機能性を持った疑似楕円関数型フィルタを設計することが可能となる。その一例を図 6.2 に示す。



## 7. まとめ

機能性を持ったフィルタ設計法として疑似楕円関数型フィルタを用いたフィルタ設計の概念を説明した。飛越結合を用いた基本ブロックを用いてより複雑な高機能なフィルタ開発が可能となる。また、実際にフィルタを作った時には一生懸命設計した結果と一致しない状況となることが多い。このような時にこの概念が設計との差異を見つけ出すための一助になればと考えている。

## 文 献

- [1] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, New York: McGraw-Hill, 1964.
- [2] R. Levy, "Filters with single transmission zeros at real or imaginary frequencies", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-24, no. 4, pp. 172-181, Apr. 1976.
- [3] J. D. Rhodes and A. S. Alseyab, "The generalized Chebyshev low pass prototype filter," *Int. J. Circuit Theory Applicat.*, vol. 8, pp. 113-125, 1980.
- [4] R. J. Cameron, "Fast generation of Chebyshev filter prototypes with asymmetrically-prescribed transmission zeros", *ESA J.*, vol. 6, pp. 83-95, 1982.
- [5] R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp. 433-442, April 1999.
- [6] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications (Second Edition)*, Wiley, 2011.

## 著者紹介

加屋野博幸

hiro kayano@jcom.zaq.ne.jp