

2周波数で動作する集中定数を用いたJインバータ

A J-Inverter Which Operate at Two Frequency Configured by Lumped Element

宮田 尚起¹⁾

Naoki Miyata

Abstract: A realization of a multi-band filter for Wireless communication system is desired. A design procedure for a multi-band filter which has arbitrarily bands was proposed. The multi-band filter has designed by frequency mapping method. It is discussed that a realization problem of dual-band filter as one of multi-band filters. J-inverter is necessary for realize a dual-band filter which is composed by lumped elements. However, the conventional J-inverter cannot use for the dual-band filter because the J-inverter operated at only one frequency corresponding to passband of the filter. Therefore, J-inverters operated at two frequencies are proposed in this paper. The proposed dual mode J-inverter is composed by Pi or L type two port circuit using a parallel resonator of inductance L and capacitance C. The dual-band filter which composed by the dual mode J-inverters has been designed for confirm the effectiveness of the J-inverters. The characteristics of the dual-band filter is analyzed by circuit simulation. The simulation results show that the dual mode J-inverters and the dual-band filter work effectively.

Keywords: microwave filter, multi-band characteristics, J-inverter, lumped element

1 はじめに

携帯電話やタブレット端末などを用いる無線通信システムが取り扱う総トラフィックは年々増加しており、2020年に取り扱う総トラフィックは2010年と比較して約1000倍になると予想されている。このトラフィックの増加に対応するため、小型無線通信システムには高速かつ大容量な無線通信の実現が求められ[1]ている。高速かつ大容量な無線通信路を実現するためには、シャノンの定理より無線通信に用いる電磁波の広帯域化が必須である。広帯域な電磁波を用いて無線通信システムの大容量化を実現する方法として、周囲の電磁波利用環境を計測し、利用可能な帯域を選択して利用するコグニティブ無線や、複数の帯域を同時に利用することによって等価的に広帯域な帯域幅を得るマルチバンド化などがある。本研究では、無線通信システムをマルチバンド化することにより、高速かつ大容量な無線通信システムを実現することを目指している。

マルチバンドな無線通信システムを実現する場合、無線通信機器に対しても複数の帯域に対応する機器構成の実現が要求される。従来、システムのマルチバンド化に対応する機器構成としては、それぞれの周波数帯域に対応した送受信アンテナやバラン、マイクロ波フィルタ、

増幅器などのRFフロントエンドを個別に用意し、1つの機器に複数のRFフロントエンド部を搭載することによって実現している。しかし、この方法では利用する帯域が増加するごとにその帯域に対応したRFフロントエンド部を追加する必要がある、機器が大型化する問題があった。この問題を解決するために、RFフロントエンド部を構成するキーデバイスの1つであるマイクロ波フィルタとして1つの部品で複数の通過帯域を有するマルチバンドフィルタの研究[2]-[5]が盛んにおこなわれている。

筆者はこれまで、帯域が1つの場合に用いられている設計理論を拡張することによって、任意の帯域数を実現可能なマルチバンドフィルタの設計理論[6]-[8]を提案している。この設計理論は原型ローパスフィルタ(LPF)に対して周波数変換を適用し、フィルタ特性として所望の帯域数を有するマルチバンドバンドパスフィルタ(BPF)特性やマルチバンドバンドエリミネーションフィルタ(BEF)[9]を得る設計法であり、バターワース特性やチェビチェフ特性、楕円関数特性などの特性関数を有する原型LPFに適用可能であり、従来の設計法との親和性を有しかつ汎用性が広い特徴を有している。

一方で、周波数変換を用いて設計したマルチバンドBPFは理想素子のJインバータと集中定数素子を用いて構成されており、周波数変換を用いて設計したマルチ

¹⁾ 東京都立産業技術高等専門学校ものづくり工学科

バンド BPF の実現性を確認するために、理想素子である J インバータを伝送線路や結合線路などの分布定数素子あるいはインダクタンスやキャパシタンスなどの集中定数素子を用いて構成する必要がある。これまでに提案されている J インバータ [10] の回路構成として、1/4 波長伝送線路を用いるものや、キャパシタンスを用いて II 型に接続したものなどがあるが、どの回路構成も J インバータとして動作する周波数が 1 つであることから帯域が 1 つのシングルバンドフィルタには利用できるが、複数の帯域を有するマルチバンド BPF の実現には利用できないという課題があった。この課題を解決する手段として、複数の周波数で J インバータとして動作する回路構成の研究が行われており、これまでに分布定数線路を用いて 2 つの周波数で動作する J インバータ [11] が提案されている。しかし、この 2 つの周波数で動作する J インバータは伝送線路を用いて構成されるため、回路サイズが大きく小型化に適さない問題を有している。そこで、本論文では筆者がこれまでに提案している周波数変換を用いたマルチバンドフィルタの設計法との親和性を有し、かつ小さな回路サイズでの実現が期待される集中定数素子を用いた 2 つの周波数で動作する J インバータの回路構成を提案する。また、提案した J インバータを用いて帯域数が 2 のデュアルバンドフィルタの設計を行い、その伝送特性を確認することによって提案した J インバータの有効性を検証する。

2 理想的な J インバータで構成されるデュアルバンドフィルタ

ここでは、本論文で提案する 2 つの周波数で動作する J インバータの有効性を確認するために、これまでに提案されている周波数変換を用いたマルチバンドフィルタの設計理論から得られる理想的な J インバータで構成されるデュアルバンドフィルタの回路構成とその伝送特性を説明する。

図 1 に理想的な J インバータで構成される 3 段デュアルバンド BPF を示す。図 1 に示したデュアルバンド BPF において、 G_1, G_2 は入出力ポートの内部コンダクタンスを表しており、入出力ポート間とインダクタンス $L_{11} \sim L_{32}$ およびキャパシタンス $C_{11} \sim C_{32}$ の直並列共振器で構成される 3 段の共振器部が 4 つの J インバータ $J_1 \sim J_4$ を介して接続されている。ここで、J インバータ $J_1 \sim J_4$ は負荷アドミタンス Y_L を一方のポートに接続した場合、他方のポートから見込んだ入力アドミタンス Y_{in} が

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (1)$$

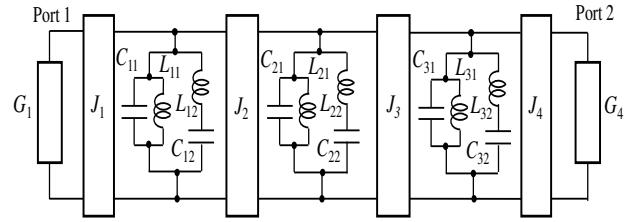


図 1: 理想的な J インバータを用いて構成される 3 段デュアルバンド BPF

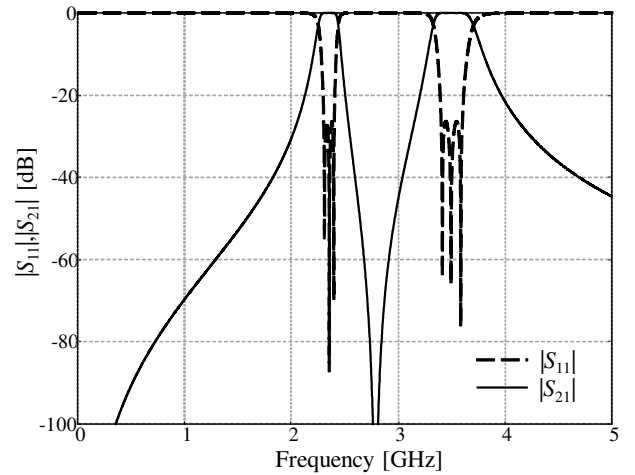


図 2: 理想的な J インバータを用いて構成される 3 段デュアルバンド BPF の伝送特性

なる関係を満たす 2 ポート回路であり、インバータ値 $J[S]$ によって負荷アドミタンスをその逆数であるインピーダンスに変換する性質を有している。また、このときのインバータ値 J は一般に正実数の定数であり、理想的な J インバータは任意の周波数において式 (1) の関係を満たす。

いま、図 1 に示した理想的な J インバータで構成されるデュアルバンド BPF の設計例として、特性関数を chebyshev とし、リップル幅 $RW = 0.01$ dB, 2 つの通過帯域における 4 つの遮断周波数を低域側から $f_1 = 2.3$ GHz, $f_2 = 2.4$ GHz, $f_3 = 3.4$ GHz, $f_4 = 3.6$ GHz とした場合の伝送特性を図 2 に示す。伝送特性の導出には回路シミュレータとして Ansoft 社の DesignerSV Ver.2.2.0 を用いた。また、このときの各素子値はそれぞれ $L_{11} = L_{31} = 1.743$ nH, $L_{12} = L_{32} = 11.19$ nH, $L_{21} = 1.743$ nH, $L_{22} = 11.92$ nH, $C_{11} = C_{31} = 1.669$ pF, $C_{12} = C_{32} = 0.2738$ pF, $C_{21} = 1.669$ pF, $C_{22} = 0.2738$ pF, $J_1 = J_2 = J_3 = J_4 = 0.01$ S と導出される。図 2 に示したデュアルバンド BPF の伝送特性から設計仕様通りに高域側と低域側の 2 つ通過帯域が

実現しており、デュアルバンドパス BPF が得られていることが分かる。また、2つの通過帯域の間の阻止帯域である 2.79 GHz に減衰極が存在することも確認できる。

ここでは、素子値として $J_1 \sim J_4 = 0.01 \text{ S}$ としたが、J インバータはマイクロ波フィルタを設計する際にその回路構成を共振器部と接続部 (J インバータ部) に分離することによって伝送線路を用いて実現しやすくするために用いられる回路素子であり、マイクロ波フィルタを設計する際に必須となる最低限の回路素子ではない。したがって、J インバータは理論的に得られる最小構成のフィルタに自由度として組み込まれるため J インバータ値 $J_1 \sim J_4$ は任意な実数に設定できる。つまり、その際に得られる伝送特性は J インバータ値によらず設計仕様で設定された理想的な伝送特性が実現される。ただし、J インバータ値によってフィルタを構成する各素子値は変化するため、実際には後に伝送線路を用いてフィルタを構成する際の実現可能性を考慮して J インバータ値を設定する必要がある。

また、図 1 に示したデュアルバンド BPF で用いている J インバータは理想素子であり、全周波数にわたって $J_1 \sim J_4 = 0.01 \text{ S}$ の定数である必要がある。しかし、現実にはそのような回路は存在せず、特定の周波数でのみ J インバータとして動作する (式 (1) の関係を満たす) 回路構成が用いられる。一般的にバンドパスフィルタの場合、J インバータとして動作する周波数として通過帯域の中心周波数が選択される。したがって、デュアルバンド BPF を実現するには 2 つの通過帯域に対応するための 2 つの周波数で動作する J インバータが必要となる。

3 2周波数で動作する J インバータ

3.1 II 型 J インバータ

本論文で提案する 2 周波数で動作する J インバータを図 3 に示す。図 3 に示した提案する 2 周波数で動作する J インバータはインダクタンス L とキャパシタンス C の並列共振器をシリーズ部とシャント部に II 型に配置した 2 ポート回路となっている。ここでは、まずこの提案する回路が J インバータとして動作することを示す。図 3 に示した II 型 J インバータのポート 2 に負荷アドミタンス Y_L を接続し、ポート 1 から見た入力インピーダンス Y_{in} は角周波数を ω とすると

$$Y_{in} = \frac{\left(\omega C + \frac{1}{\omega L}\right)^2}{G} \quad (2)$$

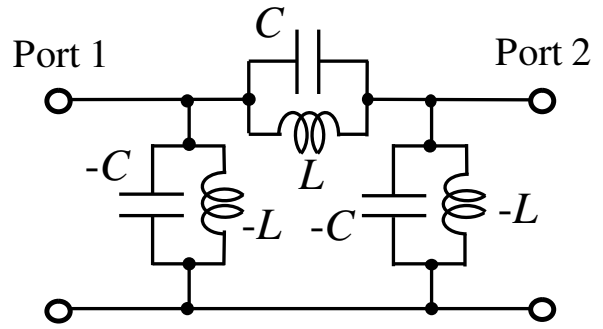


図 3: 2 周波数で動作する II 型 J インバータ

であり、式 (1) との比較から

$$J = \pm \left(\omega C + \frac{1}{\omega L} \right) \quad (3)$$

が成立することが分かる。すなわち、式 (3) の関係を満たす角周波数 ω が 2 つ存在すれば 2 周波数で動作する J インバータであると確認できる。そこで、式 (3) を ω について解くと

$$\omega = \frac{\pm LJ \pm \sqrt{L^2 J^2 + 4LC}}{2LC} \quad (4)$$

となり、4 つの実数解が得られる。このうち電気回路として利用できるためには $\omega > 0$ である必要があることから

$$\omega_{01} = \frac{-LJ + \sqrt{L^2 J^2 + 4LC}}{2LC} \quad (5)$$

$$\omega_{02} = \frac{LJ + \sqrt{L^2 J^2 + 4LC}}{2LC} \quad (6)$$

の 2 つの解が導出される。ただし、 $0 < \omega_{01} < \omega_{02}$ である。以上のことから、図 3 に示した II 型 J インバータは 2 周波数で動作する J インバータである。

図 3 に示した J インバータを用いる場合、設計手順として指定された J 値から各素子値を導出する必要がある。そこで、次に各素子値の計算式を導出する。各素子値の計算式は、 J を既知の値とすると式 (5) および式 (6) から未知数であるインダクタンス L とキャパシタンス C を含む独立な式が 2 つ得られるため、これら 2 式を連立方程式として L および C について解くことにより得られる。このことから L および C は

$$L = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{J\omega_{01}\omega_{02}} \quad (7)$$

$$C = \frac{J}{\omega_{02} - \omega_{01}} \quad (8)$$

と導出される。したがって、2 周波数で動作する II 型 J インバータの素子値 L および C は、そのインバータ値 J と動作角周波数 ω_{01}, ω_{02} から計算できる。

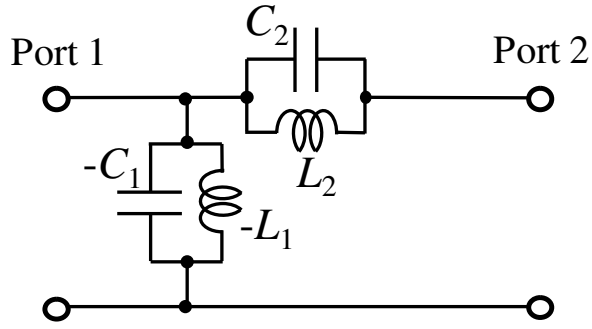


図 4: 2 周波数で動作する L 型 J インバータ

さらに、ここで $\omega_p = \sqrt{\omega_{01}\omega_{02}}$ とおくと、式 (5) および式 (6) から

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9)$$

と求められる。いまこの $\omega = \omega_p$ を式 (2) に代入すると、

$$Y_{in} = \frac{\omega_p C - \frac{1}{\omega_p L}}{G} = 0$$

となり、入力アドミタンス $Y_{in} = 0$ 、すなわち J インバータが開放状態となりポート間を信号が伝搬しない減衰極となることが確認できる。また、動作角周波数 ω_{01}, ω_{02} と減衰極角周波数 ω_p の大小関係を比較すると、

$$0 < \omega_{01} < \omega_p < \omega_{02} \quad (10)$$

となり、減衰極は必ず 2 つの動作周波数の間に存在することが確認できる。

3.2 L 型 J インバータ

前節で提案した 2 周波数で動作する II 型 J インバータは、シャント部に負のインダクタンスおよび負のキャパシタンスを有している。これらの負性素子はポートに接続される共振器が有するインダクタンスとキャパシタンスによって相殺され、フィルタ全体としては素子値が正の値のみとなり電気回路として実現可能になる。しかし、J インバータのポートに入出力部を接続した場合、J インバータが有する負性素子を相殺するインダクタンスとキャパシタンスは存在しないため、負性素子を相殺できず電気回路として実現不可能となる。そこで、入出力部に接続するための構造として片側のシャント部の負性素子を有しない 2 周波数で動作する L 型 J インバータを提案する。

本研究で提案する L 型 J インバータを図 4 に示す。

図 4 に示した L 型 J インバータはポート 2 に入出力部

を接続することを想定した回路構成となっており、ポート 2 側には負性素子が存在していない。ここで、図 4 に示した L 型 J インバータが 2 周波数で J インバータとして動作することを確認する。L 型 J インバータのポート 2 に負荷アドミタンス Y_L を接続し、ポート 1 から見た入力インピーダンス Y_{in} は

$$Y_{in} = \frac{B_2^2 Y_L}{Y_L^2 + B_2^2} + j \left(\frac{B_2 Y_L^2}{Y_L^2 + B_2^2} - B_1 \right) \quad (11)$$

ただし、

$$B_1 = \omega C_1 - \frac{1}{\omega L_1} \quad (12)$$

$$B_2 = \omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2} \quad (13)$$

と求められる。いま、提案した回路が J インバータとして動作するためには式 (11) が条件式 (1) を満たす必要がある。入出力部の内部インピーダンスは一般的に 50Ω の純抵抗であり、負荷アドミタンス Y_L も正の実数となるため、式 (11) と式 (1) の比較から

$$\frac{B_2^2 Y_L}{Y_L^2 + B_2^2} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (14)$$

$$\frac{B_2 Y_L^2}{Y_L^2 + B_2^2} - B_1 = 0 \quad (15)$$

なる関係式が得られる。これらの関係式を角周波数 ω について解くと

$$\omega_{01} = \frac{-\alpha L_2 + \sqrt{\alpha^2 L_2^2 + 4L_2 C_2}}{2L_2 C_2} \quad (16)$$

$$\omega_{02} = \frac{\alpha L_2 + \sqrt{\alpha^2 L_2^2 + 4L_2 C_2}}{2L_2 C_2} \quad (17)$$

ただし、

$$\alpha = \frac{Y_L J}{\sqrt{Y_L^2 - J^2}} \quad (18)$$

となる正の実数解が 2 つ ($0 < \omega_{01} < \omega_{02}$) が得られる。したがって、提案した L 型 J インバータは 2 つの周波数で動作する J インバータであることが確認できる。ただし、動作角周波数 ω_{01}, ω_{02} が共に正の実数であるためには、 α が実数でなければならない。このことから L 型 J インバータの J 値は任意の正の実定数ではなく、 $J < Y_L$ の条件を満たす必要がある。

次に、L 型 J インバータの各素子値の計算式を導出する。式 (16) および式 (17) を連立方程式とし各素子値 L_1, L_2, C_1, C_2 について解くと

$$L_1 = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{\beta \omega_{01} \omega_{02}} \quad (19)$$

$$L_2 = \frac{\omega_{02} - \omega_{01}}{\alpha \omega_{01} \omega_{02}} \quad (20)$$

$$C_1 = \frac{\beta}{\omega_{02} - \omega_{01}} \quad (21)$$

$$C_2 = \frac{\alpha}{\omega_{02} - \omega_{01}} \quad (22)$$

が導出される。ただし、

$$\beta = \frac{J}{Y_L} \sqrt{Y_L^2 - J^2} \quad (23)$$

とおいた。したがって、これらの計算式を用いることによって設計仕様として J インバータが動作する角周波数 ω_{01}, ω_{02} とインバータ値 J 、負荷アドミタンス Y_L からすべての素子値が得られる。

さらに、ここで ω_p を求めると

$$\omega_p = \sqrt{\omega_{01}\omega_{02}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (24)$$

となり、 $\omega = \omega_p$ を式 (11) に代入すると

$$Y_{in}(\omega_p) = 0 + j0 \quad (25)$$

となることから、J インバータが開放状態となりポート間を信号が伝搬しない減衰極となることが確認できる。また、動作角周波数 ω_{01}, ω_{02} と減衰極角周波数 ω_p の大小関係を比較すると、

$$0 < \omega_{01} < \omega_p < \omega_{02} \quad (26)$$

となり、減衰極は必ず 2 つの動作周波数の間に存在することが確認できる。ただし、II 型 J インバータの場合では式 (2) より任意の角周波数 ω に対して入力アドミタンス Y_{in} の虚部はゼロであるのに対し、L 型 J インバータでは任意 ω に対して Y_{in} の虚部がゼロとなるわけではなく、式 (11) より $\omega = \omega_{01}, \omega_p, \omega_{02}$ の場合のみ虚部がゼロとなることに注意が必要である。

4 2周波数で動作する J インバータを用いたデュアルバンド BPF

前章で提案した 2 周波数で動作する J インバータの有効性を確認するために、提案した J インバータを用いてデュアルバンド BPF を設計し、その伝送特性を解析する。

図 5 に本研究で提案した 2 周波数で動作する J インバータを用いて構成される 3 段デュアルバンド BPF を示す。図 5 に示したデュアルバンド BPF は入出力ポート直近の J インバータとして L 型 J インバータを、その他の J インバータとして II 型 J インバータを用いて構成している。設計仕様として、2 章と同様に特性関数を chebyshev とし、リップル幅 $RW = 0.01$ dB、2 つの通過帯域における 4 つの遮断周波数を低域側から $f_1 = 2.3$ GHz, $f_2 = 2.4$ GHz, $f_3 = 3.4$ GHz, $f_4 = 3.6$ GHz とする。また、インバータ値 $J_1 = J_2 = J_3 = J_4 = 0.01$ S、J インバータの 2 つの動作周波数 $f_{01} = 2.1$ GHz, $f_{02} = 3.9$ GHz

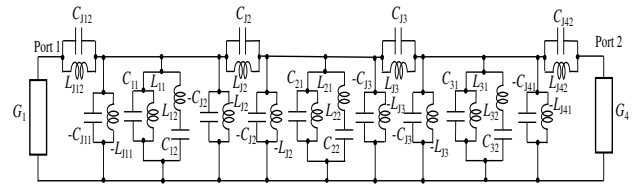


図 5: 2 周波数で動作する J インバータを用いて構成される 3 段デュアルバンド BPF

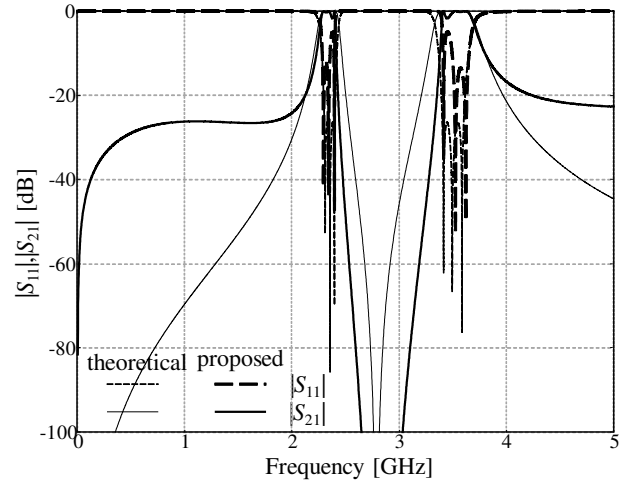


図 6: 2 周波数で動作する J インバータを用いて構成される 3 段デュアルバンド BPF の伝送特性

と設定した。このとき、共振器部の各素子値はそれぞれ $L_{11} = L_{31} = 1.743$ nH, $L_{12} = L_{32} = 11.19$ nH, $L_{21} = 1.743$ nH, $L_{22} = 11.92$ nH, $C_{11} = C_{31} = 1.669$ pF, $C_{12} = C_{32} = 0.2738$ pF, $C_{21} = 1.669$ pF, $C_{22} = 0.2738$ pF と導出され、インバータ部の各素子値はそれぞれ $L_{J11} = L_{J41} = 3.498$ nH, $L_{J12} = L_{J42} = 3.498$ nH, $L_{J2} = L_{J3} = 3.498$ nH, $C_{J11} = C_{J41} = 0.8842$ pF, $C_{J12} = C_{J42} = 0.8842$ pF, $C_{J2} = C_{J3} = 0.8842$ pF と求められる。

このとき、回路シミュレータにより得られた 2 周波数で動作する J インバータを用いて構成される 3 段デュアルバンド BPF の伝送特性を図 6 に示す。図 6 に示したデュアルバンド BPF の伝送特性から約 2.35 GHz および 3.5 GHz 負負に通過帯域を有しており、提案した 2 周波数で動作する J インバータを用いて構成した BPF がデュアルバンド特性を有していることが確認できる。また、通過帯域間の阻止帯域において $f = 2.79$ GHz および 2.86 GHz に減衰極が発生しており、図 2 に示した理想的な J インバータを用いて構成したデュアルバンドフィルタの場合に発生していた 2.79 GHz の減衰極以外

に、2.86 GHz に新たに減衰極が発生していることが分かる。これは、 $f_p = \sqrt{f_{01}f_{02}} = \sqrt{2.1 \times 3.9} = 2.86$ GHz であり、新たに発生した減衰極は提案した2周波数で動作するJインバータによって得られたと考えられる。また、2.86 GHz に発生した減衰極によって、通過帯域間の阻止帯域において理想的なJインバータを用いた場合と比較してより急峻なスカート特性が実現できていることも確認できる。

しかし、通過帯域低域側の阻止帯域と通過帯域高域側の阻止帯域において、ほぼ同様の急峻さのスカート特性を維持しているものの、通過帯域低域側の阻止帯域では阻止レベルが約-25 dB、通過帯域高域側の阻止帯域では阻止レベルが約-22 dB に変化していることが確認できる。また、通過帯域内の S_{11} から、chebyshev 特性の特徴である等リプル性が崩れるとともに整合の変化も確認できる。これら阻止レベルと整合の変化については、今回デュアルバンドフィルタに用いた2周波数で動作するJインバータの動作周波数が f_{01}, f_{02} の2周波数のみで、他の周波数帯ではJインバータの条件を満たしていないために起こる現象であると考えられる。したがって、これらの現象は2周波数で動作するJインバータを用いた際に発生する宿命的な現象ではあるが、動作周波数 f_{01}, f_{02} の値によって調整が可能である。また、これらの現象は今後共振器部を集中定数素子へ置換を行うなど、回路構造としての実現化へのステップを経た場合に改善される可能性があるため、実用上問題ないと考えられる。

5 おわりに

本論文では無線通信における高速化の要求に対応するデュアルバンドBPFの実現のために、デュアルバンドBPFの構成要素としてJインバータ部に適用可能な2周波数で動作するJインバータを提案した。提案した2周波数で動作するJインバータはII型、L型の2つのタイプがあり、どちらのJインバータもインダクタンスとキャパシタンスの並列共振器によって構成されている。また、提案した2周波数で動作するJインバータが所望の特性を有することを確認するとともに、共振器部が発生させる減衰極とは独立して調整可能な減衰極を2つの通過帯域の間の阻止帯域に発生させる特徴を有することを数式上で確認した。

次に、提案した2周波数で動作するJインバータを用いてデュアルバンドBPFを設計し、その伝送特性を確認した。その結果、通過帯域における整合と、通過帯域の低域側と高域側の阻止帯域において阻止レベルの変化が確認されるもののデュアルバンドBPFの通過帯域が得られており、提案した2周波数で動作するJインバー

タが有効に機能することを確認した。今後、通過帯域の整合および阻止帯域における阻止レベルの変化と動作周波数の関係性の検証を行う。また、2周波数で動作するJインバータを拡張し、さらなる多帯域数を有するマルチバンドフィルタを実現するために必要となる3以上の多周波数で動作するJインバータの回路を検証する。

最後に、本研究は平成29年度専攻科修士の松村太郎氏の協力のもとに実施された。松村太郎氏の貢献に対してここに謝意を述べる。

参考文献

- [1] 2020年以降の5G無線アクセスにおける要求条件と技術コンセプト、ドコモ5Gホワイトペーパー、株式会社NTT docomo, 2014
- [2] 兔原 直也, 馬 哲旺, 大平 昌敬ほか: マイクロストリップステップインピーダンススタブ共振器を用いたデュアルバンド帯域通過フィルタの設計, 電子情報通信学会技術研究報告, 114-376, MW2014-160, pp.65-70, 2014
- [3] R. Gmez-Gracia, A.C. Guyette, : Reconfrurable Multi-Band Microwave Filters, IEEE Trans. on MTT, 63-4, pp.1294-1307, 2015
- [4] 松村 太郎, 宮田 尚起, 柴崎 年彦: スタブ型共振器を用いたデュアルバンドマイクロ波フィルタの設計法, 電子情報通信学会技術報告, 1116-309, EMT2016-53, pp.97-101, 2016
- [5] P. Ma, B. Wei, J. Hong et al. : A Design Method of Multimode Multiband bandpass Filters, IEEE Trans. on MTT, 66-6, pp.2791-2799, 2018
- [6] 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, 電気学会論文誌 C, 131-11, pp.1950-1957, 2011
- [7] 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, 電子情報通信学会和文論文誌 C, J95-C-3, pp.61-67, 2012
- [8] 松村 太郎, 宮田 尚起, 柴崎 年彦: 2周波数で動作するJインバータを用いたデュアルバンドマイクロ波フィルタの設計, 電子情報通信学会技術報告, 117-289, EMT2017-68, pp.199-204, 2017

- [9] 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, 電子情報通信学会和文論文誌 C, J95-C-2, pp.44-48, 2012
- [10] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, : Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House, 1985
- [11] 張 茹, 馬 哲旺, 大平 昌敬ほか : マイクロストリップ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の設計手法の改善, 電子情報通信学会技術報告, 116-432, MW2016-181, pp.47-52, 2016