メアンダ形マイクロストリップ共振器を用いた コムラインフィルタの特性解析

学生員 江上 景庸* 正員 北村 敏明*
非会員 下代 雅啓*

Study on Meander-Shaped Microstrip Comb-Line Filter

Hironori Egami*, Student Member, Toshiaki Kitamura*, Member, Masahiro Geshiro*, Non-member

In this paper we propose a new type of comb-line filter which consists of a couple of meander-shaped quarter-wavelength microstrip resonators. We investigate the filtering characteristics through FD-TD simulations. Furthermore, we design the filter and discuss its filtering characteristics through experiments as well as numerical simulations. It is found that this filter realizes a considerable reduction in the size of structure and sharp bandpass characteristics with multiple attenuation poles around the passband.

キーワード：メアンダ，コムラインフィルタ，複数の減衰極，FD-TD 法，小型化

Keywords: meander, comb-line filter, multiple attenuation-poles, FD-TD method, miniaturization

1. はじめに

コムラインフィルタは，携帯電話端末用フィルタとして広く用いられており，通過帯域近傍に発生する減衰極を利用して急峻なスカート特性を得ることができるという特長を有する^{(1)~(5)}。

また，近年，携帯電話等の移動体通信機器を中心として，小型，低損失，かつ減衰特性の優れたフィルタの必要性が益々高まってきている。

このような背景をうけて，本研究ではマイクロストリップ共振器をメアンダ形状としたコムラインフィルタを新たに提案する。通常の SIR 形コムラインフィルタに対して，本フィルタは，メアンダ形共振器の導入によって，小型化の実現のみならず，付加的な減衰極の発生による通過帯域外特性の改善が可能であるという利点を有する⁽⁶⁾。複数の減衰極発生については，メアンダ形共振器の構造的特徴から，他のいかなる付加的機構を必要とすることなく共振器間の結合状態を変化させることができたことによるものである。提案フィルタについて FDTD(有限差分時間領域)法を用いた数値解析により特性解析を行うとともに，実際にフィルタの設計を行い，数値解析と実験の両面からその特性評価を行う。

2. フィルタの基本構造

本研究で提案するフィルタの基本構造および解析のための座標系を図 1 に示す。

下面に金属を裏打ちした厚さ 1.27mm，誘電率 10.2 の誘電体基板の上面にメアンダ形の 4 分の 1 波長マイクロストリップ共振器を配置し，下面を接地面としている。2 つの共振器の一端を導体で連結し，図のように，基板を貫通するように 5 カ所に細い穴を開け，導体ピンで下面の接地面と接続している。共振器をメアンダ形構造にすることによって，一般的な SIR 形構造に比べて，共振器長の短縮率が高くなり，フィルタを小型化できるという利点が発生する。入出力線路は，マイクロストリップ線路とし，実験で

図 1 フィルタの基本構造

Fig. 1. Structure of the meander-shaped comb-line filter.

* 大阪府立大学大学院工学研究科
〒 599-8531 大阪府堺市学園町 1-1
Graduate School of Engineering, Osaka Prefecture University
1-1, Gakuen-cho, Sakai, Osaka 599-8531

用いる同軸線路 (50Ω) との整合を考慮して、特性インピーダンスが 50Ω になるように設計している。FD-TD 解析においては、 x 軸方向の空間離散間隔を 0.3175mm, y および z 軸方向は 0.3mm として、解析領域全体を $36 \times 80 \times 122$ セルに均等分割する。また、解析領域端には Mur の 2 次の吸収境界条件を適用する。

図 2 は、図 1 のコムラインフィルタの構造を模式的に示したものであり、入出力ポートに関して対称性を有する。この図において、 l は共振器の線路長、 Y_e および Y_o は、それぞれ、偶モードおよび奇モードの特性インピーダンスを示し、また、 C は共振器の開放端に発生する付加的な容量を表している。この時、無損失を仮定すれば、図 2 の回路に対して偶・奇モードの入力サセプタンス B_{in}^e, B_{in}^o は、

図 2 コムラインフィルタ

Fig. 2. Comb-line filter.

(a)

(b)

(c)

図 3 一般的なコムラインフィルタの等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit.

$$B_{in}^e = -Y_e \cot \beta_e l + \omega C$$

$$B_{in}^o = -Y_o \cot \beta_o l + \omega C \dots \dots \dots (1)$$

と表すことができる⁽⁶⁾。

図 2 は、対称性を考慮して、図 3(a) のような対称 2 端子対回路で表現することができる。ここで、 Y_{in}^e 及び Y_{in}^o は対称面がそれぞれ磁気壁または電気壁と仮定した時の入力アドミタンスである。いま、無損失と仮定しているので Y_{in}^e および Y_{in}^o は純虚数であり、それぞれ、入力サセプタンス jB_{in}^e および jB_{in}^o として与えることができる。従って、等価回路は図 3(b) となる。図 3(b) はさらに図 3(c) のように書き直すことができる。この図において、中央の点線で囲んだ部分がインバータを構成し、両端が共振器となっていることがわかる。

図 3(b) の回路は、基本的に 2 つの共振器が結合したものであると考えると、

$$B_{in}^e = 0 \dots \dots \dots (2)$$

$$B_{in}^o = 0 \dots \dots \dots (3)$$

を解くことによって、その偶・奇モードの共振周波数が得られる。これより、共振器間の結合係数 k は

$$k = \frac{2|f_e - f_o|}{f_e + f_o} \dots \dots \dots (4)$$

で与えられる。また、中心周波数は両者の中間点より

$$f_c = \frac{f_e + f_o}{2} \dots \dots \dots (5)$$

と求められる。図 3(b) の回路より減衰極の発生条件は、

$$B_{in}^o = B_{in}^e \dots \dots \dots (6)$$

によって与えられることがわかる。

偶・奇モードの入力サセプタンスの周波数特性は共振器間の結合状態に強く依存する。メアング形共振器の場合、図 1 の構造的特徴からもわかるように、結合に関与するパラメータが一般的な SIR 形共振器に比べて多くなっている。従って、メアング形共振器では、構造パラメータを調整することによって式 (6) の関係を満たす減衰極がより多く発生する可能性が高くなる。

3. 共振器形状による特性変化

メアング形共振器では、線路の折り曲げ回数によって共振器間の結合状態が変化する。ここでは、減衰極を含めた通過帯域外の特性に注目して、基本的なコムラインフィルタの直線状共振器をメアング形状に曲げていった場合の特性変化について検討する。それぞれ図 4(a), (b) に示すような 1 回曲げたパターンと 2 回曲げたパターンについて比較検討する。ただし、両者の中心周波数が等しくなるように構造パラメータを設定している。

図 5 に散乱パラメータの周波数特性を示す。同図において、パターン 1 では 1.28GHz, 2.38GHz の 2ヶ所に減衰

図 4 導体パターン

Fig. 4. Metallization patterns on the substrate.

図 5 散乱パラメータの周波数特性

Fig. 5. Frequency characteristics of scattering parameters.

図 6 偶・奇モードの入力サセプタンス

Fig. 6. Input susceptance of even and odd modes.

極があるのに対し、パターン 2 では 1.41GHz, 2.15GHz, 4.06GHz の 3ヶ所に発生している。すなわち、パターン 2 では、高域側に減衰極が追加されることによって、通過帯域外特性が改善されていることがわかる。次に、入力サセプタンスと減衰極の対応を明確化するために、入力サセプタンスの周波数特性について検討する。図 6 に、パターン 1, パターン 2 に対する偶・奇モードの入力サセプタンスを示す。

図 6(a), (b) において、パターン 1, パターン 2 のいずれの場合も、偶・奇両モードのサセプタンス曲線が、通過帯域近傍の高域側と低域側でひとつずつ交点を持っている。図 5 より、その周波数は減衰極の周波数と一致していることがわかる。一方、高域側の特性を見てみると、図 6(c) より、パターン 1 では偶・奇サセプタンス曲線に交点がないのに対し、パターン 2 では、図 6(d) に示すように、4.06GHz において、偶・奇サセプタンスが交わっていることがわかる。奇モードは、共振器間を直接つなぐ電気力線をもっているため、共振器形状の変化の影響をより強く受けることになる。その結果、奇モードのサセプタンス関係が大きく変化して 4.06GHz において新たに交点を持つことになったものと思われる。メアンダ形状を変化させると結合に関するパラメータを増やすことができるので、より多くの減衰極を作り得る可能性がある。しかしながら、減衰極を自在に制御できるようなパラメータの抽出は、現状では難しい状況にある。

4. SIR 形コムラインフィルタとの比較

メアンダ形共振器を用いたコムラインフィルタの小型化について一般的な SIR 形コムラインフィルタと比較検討を行う。図 7(a) にメアンダ形共振器を用いたコムラインフィルタを、図 7(b) に SIR 形コムラインフィルタの導体パターンを示す。ただし、両者の中心周波数が等しくなるように構造パラメータを設定している。

図 8 に散乱パラメータの周波数特性を示す。同図において、SIR 型では、1.41GHz, 2.45GHz の 2ヶ所に減衰極があるのに対し、メアンダ形では、1.41GHz, 2.38GHz, 4.32GHz の 3ヶ所に発生している。高域側に減衰極を追加すること

図 7 導体パターン

Fig. 7. Metallization patterns on the substrate.

図 8 散乱パラメータの周波数特性

Fig. 8. Frequency characteristics of scattering parameters.

によって、通過帯域外特性が改善されていることがわかる。さらに、図 7 の導体パターンより、メアンダ形は SIR 形に比べて、約 20 % 短縮されていることがわかる。

5. 共振器の各部分に対する特性の依存性

メアンダ形状と共振器間の結合係数の関係について検討しておく。共振器の開放端近傍が最も強く結合に関与するので、図 9 に示すように、共振器の開放端側の長さを a 、共振器の屈曲部分の z 方向の長さを b とし、 a および b をパラメータとした場合の特性解析を行う。ここで、 d は外部 Q_e を調整するためのパラメータであり、ここでは、 $d=0.6\text{mm}$ とする。

まず、 $b=3.9\text{mm}$ と固定した場合の結合係数 k と a の関係を図 10 に示す。この図から、 a が大きくなるにつれて結合係数は増加していることがわかる。次に、 S パラメータと a の関係を図 11 に示す。図 11 より、 a の値の小さい方が、中心周波数が高域側に移動していることがわかる。これは、 a が小さくなった分、単純に共振器全体の電気長が短くなり、共振周波数が高くなったためである。また、 a が小さくなると、帯域幅および帯域内でのリップルが小さくなる。これについては、結合係数の値が小さくなるにつれ偶・奇モードの共振周波数の差が小さくなるためである。

次に、 $a=3.0\text{mm}$ と固定した場合における、結合係数 k と b の関係を図 12 に示す。この図より、 b を変化させても結合係数はほとんど変化しないことがわかる。これは、屈曲部の z 軸と平行な部分では、両共振器間の電磁界結合が弱いためであると考えられる。同様に、 $a=3.0\text{mm}$ とした場合の S パラメータと b の関係を図 13 に示す。図 13 より、 b を小さくすると、中心周波数は高域側に移動することがわかる。これは、先程と同様に共振器全体の電気長が変化したためである。また、通過帯域およびその近傍においては、特性の大きな変化は見られない。これについては、図 12 の結合係数と b の関係から容易に理解できる。従って、 b を変化させることにより、特性を変化させることなく、中

図 9 導体パターン

Fig. 9. Structure of the meander-shaped comb-line filter.

図 10 a に対する結合係数の変化

Fig. 10. Coupling coefficient as a function of a .

図 11 a に対する S パラメータの変化

Fig. 11. S parameter as a function of a .

心周波数のみを変化させ得ることがわかる。

続いて、外部 Q_e と d の関係を図 14 に示す。この図より、 d の値が大きくなるにつれ Q 値が小さくなる。すなわち、入出力線路が接地端に近いほど外部 Q_e が大きくなり、開放端に近づくにつれ小さくなる。この結果より、 Q 値を d で調整できることがわかる。

図 12 b に対する結合係数の変化

Fig. 12. Coupling coefficient as a function of b .

図 13 b に対する S パラメータの変化

Fig. 13. S parameter as a function of b .

図 14 d に対する外部 Q_e の変化

Fig. 14. External Q as a function of d .

6. 試作実験

設計仕様を中心周波数 1.39GHz, リップル 0.1dB, リップル値以内の帯域幅 22MHz と設定する。ここでは比帯域幅 (=帯域幅/中心周波数) が小さいため, 共振器間は疎結合であると考えられる。

図 15 基板面上の導体パターン

Fig. 15. Metallization patterns on the substrate surfaces.

設計するフィルタは 2 個の共振器を対称に並べた 2 段のバンドパスフィルタである。この共振器間の結合係数 k は式 (4) で求まる。比帯域幅 w は, リップル値以内の帯域幅 Δf と中心周波数 f_0 を用いて,

$$w = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (7)$$

と定義する。このフィルタの比帯域幅 w と Q_e および結合係数 k の間には

$$wQ_e = g_1 \quad (8)$$

$$\frac{k}{w} = \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (9)$$

の関係がある⁽⁷⁾。

ただし, 式 (8), (9) 中の g_1, g_2 は次式によって与えられる。

$$g_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sinh \frac{\beta}{4}} \quad (10)$$

$$g_2 = \frac{2}{(\sinh^2 \frac{\beta}{4} + 1.0)g_1} \quad (11)$$

$$\beta = \ln(\coth \frac{A_m}{17.37}) \quad (12)$$

ただし, 上式において, A_m はリップル値である。

式 (7) から比帯域幅を求めると $w=0.016$ となる。よって, 式 (9) ~ (12) より結合係数が計算され, $k=0.022$ と求まる。また, 式 (8) より, $Q_e=53.2$ となる。

以上のデータより, パラメータ a, b, d を決定する。この時の導体パターンを図 15 に, 散乱パラメータの計算値および実験値を図 16 に示す。

実験においては, 誘電体基板として RT/duroid6010LM を用い, 切削加工機でフィルタを作製し, Agilent-Technology 社のネットワークアナライザ 8719ET を用いて測定を行った。

図 16 より, 測定結果と解析結果は良く一致していることがわかる。しかし, 実験結果においては, 通過帯域内の挿入損失が大きく, 減衰極の発生周波数にもわずかなずれが見られる。これは, 切削加工機による作製の際の誘電体部分の削り過ぎにより, 試作フィルタでは, 数値計算モデルよりも実効比誘電率が低くなったためであると考えられる。

図 16 散乱パラメータの周波数特性

Fig.16. Frequency characteristics of scattering parameters.

7. 結 論

本研究では、メアンダ形マイクロストリップ共振器を用いたコムラインフィルタを提案し、FDTD法を用いた数値解析によりその特性を明らかにするとともに、実際にフィルタの設計を行い、数値解析と実験の両面から特性評価を行った。その結果、メアンダ形共振器の導入によって、フィルタ構造の小型化との複数の減衰極発生による帯域外特性の改善が可能であることが確認された。

(平成16年3月8日受付, 平成17年1月17日再受付)

文 献

- (1) T. Ishizaki, M. Fujita, H. Kagata, T. Uwano, and H. Miyake: "A Very Small Dielectric Planar Filter for Portable Telephones", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.42, No.11, pp.2017-2022 (1994)
- (2) T. Ishizaki, T. Uwano, and H. Miyake: "An Extended Configuration of a Stepped Impedance Comb-Line Filter", *IEICE Trans. Electron.*, Vol.E79-C, No.5, pp.671-718 (1996)
- (3) T. Kitamura, Y. Horii, M. Geshiro, and S. Sawa: "A Dual Plane Comb-Line Filter Consisting of Conductor-Backed Coplanar Waveguide", *Trans. IEE of Japan.*, Vol.121-C, No.5, pp.906-911 (2001-5) (in Japanese)
北村敏明・堀井康史・下代雅啓・沢 新之輔:「コプレーナ線路を用いた両平面型コムラインフィルタ」, 電学論 C, 121, 5, pp.906-911 (2001-5)
- (4) T. Kitamura, K. Yoshida, M. Geshiro, and T. Ishizaki: "Proposal of a New Folded Comb-Line Filter", *IEEE Microwave*

And Wireless Components Letters, Vol.13, No.8 (2003)

- (5) K. Yoshida, T. Kitamura, and M. Geshiro: "Comb-line Filter Consisting of Composite Resonators Composed of Sections of Coplanar Waveguide and Microstrip", *IEEJ Trans. FM*, Vol.123, No.12, pp.1174-1179 (2003-12) (in Japanese)
吉田賢太郎・北村敏明・下代雅啓:「コプレーナ線路とマイクロストリップ線路からなる共振器を有するコムラインフィルタの特性」, 電学論 A, 123, 12, pp.1174-1179 (2003-12)
- (6) K. Wada and I. Awai: "Design of a Bandpass Filter with Multiple Attenuation Poles Based on Tapped Resonators", *IEICE Trans.*, Vol.E82-C, No.7, pp.1116-1122 (1999-7)
- (7) I. Awai, O. Nagasaki, and K. Wada: "Attenuation poles in a two-stage combline BPF", *IEICE Tech. Rep.*, MW99-27, pp.83-90 (1999) (in Japanese)
粟井郁雄・長崎 修・和田光司:「2 段コムライン BPF における減衰極」, 信学技報, MW99-27, pp.83-90 (1999)
- (8) 小西良弘:「マイクロ波技術講座第3巻」, 日刊工業新聞社, pp.39-64 (2001)

江 上 景 庸 (学生員) 2003 年阪府大・工・電気電子システム卒。2005 年同大学院・工・博士前期課程了。在学中、マイクロ波・ミリ波回路に関する研究に従事。現在、三菱電機(株)に勤務。

北 村 敏 明 (正員) 1989 年阪大・工・通信卒。1991 年同大学院修士課程了。1994 年同大学院博士課程了。同年阪府大・工・助手。1997 年同講師。マイクロ波・ミリ波回路に関する研究に従事。工博。IEEE, 電子情報通信学会各会員。

下 代 雅 啓 (非会員) 1973 年阪大・工・通信卒。1975 年同大学院修士課程了。1978 年同大学院博士課程了。1979 年愛媛大・工・助手。1984 年同助教授。1986~1987 年テキサス大オースチン校客員研究員(文部省在外研究員)。1994 年阪府大・工・助教授。光およびミリ波・マイクロ波導波路に関する研究に従事。工博。IEEE, 電子情報通信学会各会員。