Characteristic Analysis of Resonant Filter

Yoshio Mitsutake Member (Matsushita Electric Works, Ltd.)

Katsuhiro Hirata Senior Member (Osaka University)

Manabu Nakata Member (Matsushita Electric Works, Ltd.)

Yoshiyuki Ishihara Member (Doshisha University)

Toshiyuki Todaka Member (Doshisha University)

Keywords: resonant filter, moment method, scattering parameter

Usually, the resonant filter is composed of several resonators which is made of dielectric and metal, and is applied to high frequency B.P.F. (Band Pass Filter). Although a resonant filter has simple structure, it is very difficult to obtain the optimal geometry experimentally, because its filter characteristic is greatly influenced by the material and the structure.

This paper presents an analysis method for the high frequency resonant filter using moment method.

Fig. 1 shows the analyzed model. Fig. 2 shows the comparison between measured and computed results of S_{21} characteristics, showing the validity of the computation. As shown, the validity of the computation was confirmed.

Fig. 1. Analyzed model

Fig. 2. Comparisons between measured and computed results of S_{21} characteristics

Fig. 3 and Fig. 4 show the influence of the design parameters of the filter on S_{21} . It is found that resonant frequency is influenced by the resonator length and the bandwidth is also influenced by the distance between two resonators. The effectiveness of the computation is verified through other complicated model.

As the results, it was confirmed that the method of moment (MOM) is quite useful in applying to design a resonant filter.

Fig. 3. Influence of the resonator length on S_{21} characteristics.

Fig. 4. Influence of distance between resonators on S_{21} characteristics

共振器結合形フィルタの特性解析

正員 光武 義雄* 上級会員 平田 勝弘**
正員 中田 学* 正員 石原 好之***
正員 戸高 敏之***

Characteristic Analysis of Resonant Filter

Yoshio Mitsutake*, Member, Katsuhiro Hirata**, Senior Member,
Manabu Nakata*, Member, Ishihara Yoshiyuki***, Member, Toshiyuki Todaka***, Member

Usually, the resonant filter is composed of several resonators which is made of dielectric and metal, and is applied to high frequency B.P.F. (Band Pass Filter). Although a resonant filter has simple structure, it is very difficult to obtain the optimal geometry experimentally, because its filter characteristic is greatly influenced by the material and the structure. This paper presents an analysis method for the high frequency resonant filter by using the method of moment (MOM). The computed characteristics of the resonant filter are in good agreement with the measured ones. Furthermore, the influences of design parameters of the filter on the characteristics are investigated.

キーワード：共振フィルタ，モーメント法，散乱パラメータ
Keywords: resonant filter, method of moment, scattering parameter

1. まえがき

近年，携帯電話など無線通信機器の高周波化に伴い，GHz帯を越える高周波フィルタの設計開発が盛んに行われている。共振器結合形フィルタは，電子部品を用いず，誘電体・筐体等から構成されるものであり，BPF (Band Pass Filter) などに应用されている。共振器結合形フィルタは，構造は単純であるが，その伝送特性は材質及び形状により決定されるため，仕様要求を満足するための詳細設計は経験的，実験的に行っているのが現状である^{(1)~(3)}。

本稿では，2 GHz で用いる共振型フィルタを取り上げ，モーメント法による伝送特性解析を行い，実測結果と比較することにより解析値の妥当性を明らかにすると共に，形状・材質が伝送特性へ与える影響要因について明らかにする。

2. モーメント法

モーメント法 (Method of Moment) は，アンテナ解析や金属による散乱問題へ有効に応用されており，境界上に仮定した未知電磁流を求める手法である。任意の金属導体表面を N 個のサーフェスパッチに分割し，それぞれのパッチにピーク値 I_n で正弦波状の電流 (展開関数 J_n) が割り当てられる。 I_n と J_n により，金属導体表面に流れる未知の電流分布 J_S は (1) 式に展開される。

$$J_S = \sum_{n=1}^N I_n J_n \dots\dots\dots (1)$$

電流 I_m が流れている金属導体表面パッチに着目すると，金属導体の境界条件などより，(2) 式が成り立つ。

$$Z_{m1} \cdot I_1 + \dots + Z_{mm} \cdot I_m + \dots + Z_{mN} \cdot I_N = 0 \dots\dots (2)$$

ここで， Z_{mn} は相互インピーダンスで n 番目の電流 I_n から番目の導体に照射される電界 E_b に相当する。電圧源 V が接続されたパッチでは，電源から電界が強制的に印加され，電源が接続されたパッチ上では，自己の電流と他のパッチ電流によって誘起する電界の総和の接線成分は，電源によって印加される電界に一致する。これらの条件より連立方程式が定式化でき，電流分布 J_S を得る。また，電流分布 J_S より，(3)，(4) 式により電界を求める。

$$E = -j\omega A + \frac{1}{j\omega k^2} \nabla \nabla \cdot A \dots\dots\dots (3)$$

* 松下電工 (株) 先行技術開発研究所
〒571-8686 大阪府門真市門真 1048
Advanced Technologies Development Laboratory, Matsushita Electric Works, Ltd.
1048, Kadoma, Osaka 571-8686
** 大阪大学 大学院 工学研究科
〒565-0871 吹田市山田丘 2-1
Department of Adaptive Machine Systems, Osaka University
Yamadaoka, 2-1, Suita 565-0871
*** 同志社大学 工学部 電気工学科
〒610-0394 京田辺市多々羅都谷 1-3
Faculty of Engineering, Doshisha University
1-3, Tatara miyakodani, Kyotanabe 610-0394

図 1 C 結合型 2 段共振器結合フィルタの等価回路
Fig. 1. Equivalent circuit of C coupling 2 stage resonant filter.

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_S J_s \frac{e^{-jkx}}{r} ds \dots\dots\dots (4)$$

r : 観測点と電流分布 J_s との距離, k : 波数

3. 共振器結合形 BPF の基本構造と動作

共振周波数の等しい任意の構造の共振器の電磁界結合により、BPF を構成することができる。電磁界結合形の BPF には、C 結合、L 結合、誘導磁界による M 結合などがある。フィルタの伝達特性に影響を及ぼす要因としては、例えば図 1 に示すような C 結合型の場合、共振器の共振周波数および、段間結合容量、入出力結合容量が通過域の帯域幅とリプルに影響を与える。また、減衰域における減衰特性については共振器の段数を増やすと急峻な減衰特性を得ることができる。しかしながら GHz 帯以上になると LC 共振器では損失が大きくなり、Q 値が低下するため、同軸共振器や空洞共振器が用いられるようになる。このような共振器においては簡易な構造の場合、理論的に伝達特性の解析を行うことが可能であるが、実際に用いられる半同軸共振器などの場合には解析が困難となり、詳細形状の検討を行う場合には、試行錯誤的に調整を行う必要があるのが現状である。更に、減衰特性を改善するための多段型のフィルタの設計においては検討すべきパラメータの組み合わせが増大するため、調整が非常に困難となる⁽⁴⁾。

4. 2 段共振器結合形 BPF 解析モデル

図 2 に 2 段共振器結合形 BPF のモデルを示す。本モデルは、遮断導波路に円筒の半同軸共振器を 2 つ挿入した 2 段の共振器結合 BPF であり、図 1 に示されるような等価回路に置換することが容易ではなく、数値解析による伝送特性解析が非常に有効となるモデルである。図 3 にモーメント法の解析モデルを示す。点はノードを、線は要素を示し、金属表面にパッチ要素、信号線にワイヤ要素を用いている。ノード数 776、パッチ要素数 829、ワイヤ要素数 45 である。各要素には以下に示す材質の導電率を物性値として与えて解析を行う。筐体は縦 21.5 mm、横 46.5 mm、高さ 20.5 mm、材質はアルミニウムで導電率は 3.64×10^7 S/m である。また、共振器は高さ 17.5 mm であり、高さ 8.3 mm までは内部が空洞で、内径 4.0 mm、外径 8.0 mm の円筒状の導体である。材質は真鍮で銀めっきを施しており、導電率

図 2 BPF の構造

Fig. 2. Structure of the BPF.

(a) Whole model.

(b) Enlarged inside view of the resonator.

図 3 解析モデル

Fig. 3. Analyzed model.

は 6.17×10^7 S/m である。また、共振器間の距離は 16.3 mm である。入力および出力部の信号線の材質は銅で導電率は 5.81×10^7 S/m である。2 段 BPF モデルのフィルタ仕様は、中心周波数 1.9 GHz、挿入損失 -1.0 dB 以下、阻止特性 -45 dB 以上であり、そのフィルタ特性はパワース曲線（最大平坦曲線）により調整されている。伝送特性は、共振器の形状・共振器間の距離、調整ネジ長などにより大きな影響を受ける。また、共振器内部の拡大図に示すように、円筒中には直径 2.1 mm のネジが挿入されており、調整ネジのケースからの突出量によりその微調整を行っている。フィルタ特性調整後のネジ長は 11.0 mm、材質はアルミニウムで導電率は 3.64×10^7 S/m である。

5. 解析結果の実機検証

BPF の重要な特性の一つに入力から出力への電力の透過量を表す S パラメータ S_{21} がある。これは入力信号の振幅を V_{in} 、出力信号の振幅を V_{out} とすると V_{out}/V_{in} で表され、入力から出力への伝送特性を表すパラメータである。 S_{21} について、本解析モデルにおけるネットワークアナライザ HP8753 による 2 段 BPF モデルの実測結果と、モー

図4 実測値と解析値の比較

Fig. 4. Comparison between measured and computed results.

図5 電界強度分布

Fig. 5. Electric field intensity distribution.

メント法による解析結果について比較検証する。解析における入力部は正弦波の2 Vとし、出力部は50Ωで終端している。解析値と実測値との比較を図4に示す。実測値は、1.9 GHzを中心として約80 MHzの通過帯域を持ち、1.0 GHz、2.4 GHzにて-45 dBの減衰を示している。挿入損失は-0.6 dBである。また、解析値は1.94 GHzを中心として約90 MHzの通過特性を持ち、1.2 GHz、2.4 GHzにて-45 dBの減衰を示している。挿入損失は-1.2 dBである。また、阻止域、通過域における電界強度と磁界強度の最大時における分布を、図5、図6に示す。電界強度分布において、阻止域では、一次側の電界分布が二次側に伝わっておらず、一次側と二次側が電磁界として結合していない。一方、通過域では、一次側の電界分布が二次側に伝わっていることが分かる。

実測値と解析値を比較すると、中心周波数は40 MHz高く、通過帯域は10 MHz大きい値となっている。若干の差は見られるものの、通過特性、減衰特性とも、比較的良く一

図6 磁界強度分布

Fig. 6. Magnetic field intensity distribution.

致しており、本解析モデルにおけるモーメント法の有用性を示している。また差が生じた原因として、解析におけるモデル寸法と実際のモデル寸法が異なっていることが考えられ、調整ネジ長を0.3 mm大きく、共振器間距離を1.2 mm小さくすると共振周波数、通過帯域は一致する。このように、形状寸法は特性に大きな影響を与え、次章において各形状要因が特性へ与える影響を検討する。

6. フィルタ形状が伝送特性へ与える影響

〈6・1〉 共振器長の影響 周波数調整ねじ長11 mmおよび、調整ねじと共振器間の空隙0.3 mmは変化させず、共振器長のみを17.5 mmより±1 mm変化させた場合の S_{21} 特性への影響をモーメント法解析により求めた結果を図7に示す。通過帯域の中心周波数はおよそ±100 MHz変化するが、通過帯域は60 MHzから大きな変化は見られないことが分かる。また、共振器長によるインピーダンス特性の変化を図8に示す。共振器長17.5 mm、16.5 mmにおいて、それぞれ低域側の共振点が1.94 GHz、2.05 GHzとなっており、共振器長が短くなると、共振器と周波数調整ねじ間の容量が小さくなり、共振器の共振周波数が高くなることを示している。また、共振器長の変化に関しては段間結合については変化が小さく、通過帯域幅にはほぼ変化が無いことを示している。

〈6・2〉 調整ネジ・共振器間距離の影響 共振器長は17.5 mmとし、調整ネジ長を変化させたときの S_{21} 特性に与える影響を図9に示す。調整ネジ長を1 mm短くすると、通過帯域の中心周波数はおよそ125 MHz高くなるが、通過帯域幅には大きな変化は見られない。これは、共振器長による影響と同様に、調整ネジ長を短くすると、ネジと共振器内部との対向面積が小さくなり、共振器部の容量が小さ

図 7 共振器長の S_{21} 特性への影響

Fig.7. Influence of the resonator length on S_{21} characteristics.

図 9 調整ネジ長の S_{21} 特性への影響

Fig.9. Influence of the length of adjustment screw on S_{21} characteristics.

(a) Length of resonator: 17.5 mm

(b) Length of resonator: 16.5 mm

図 8 共振器長のインピーダンス特性への影響

Fig.8. Influence of the resonator length on Impedance characteristics.

くなるため、共振周波数が高くなることを示している。

次に、共振器長は 17.5 mm、調整ねじ長を 11 mm とし、共振器間距離を変化させたときの S_{21} 特性に与える影響を図 10 に示す。共振器間距離を 16.3 mm より ± 3 mm 変化させると、通過帯域はおよそ ± 25 MHz 変化するが、共振周波数に大きな変化はない。また、共振器間距離を大きくすると通過帯域内でのリプルが大きくなり、チェビシェフ形の特長となることが確認できる。このことは、共振器距離を小さくすることにより、段間結合容量が大きくなり、これにより通過帯域が広がり、リプルが大きくなることを示している。

図 10 共振器間距離による S_{21} 特性への影響

Fig. 10. Influence of the length of distance between resonators on S_{21} characteristics.

図 11 3 段 BPF 解析モデル

Fig. 11. Analyzed model of 3 stage BPF.

7. 3 段共振器結合形 BPF 解析モデル

図 11 に 3 段共振器結合形 BPF のモーメント法解析モデルを示す。これは前述の 2 段共振器結合形 BPF より、段数を一増やし 3 段共振器結合形 BPF としたモデルで、各部材質は 2 段共振器結合型モデルと同様である。共振器長、ねじ長、共振器間距離など、調整要因となる寸法パラメータを設定した。ノード数 1052、パッチ要素数 1133、ワイヤ要素数 50 である。筐体は縦 21.5 mm、横 66.5 mm、高さ 20.5 mm である。また、共振器は左から高さ 18.3 mm、17.1 mm、18.3 mm であり、それぞれ高さ 8.3 mm までは内部が空洞で、内径 4.0 mm、外径 8.0 mm の円筒状であり、円筒中には直径 2.1 mm、長さ 11 mm のネジが挿入されている。共振器間距離は、14.4 mm、15.5 mm である。フィルタ仕様は、2 段モデルと同様、中心周波数 1.9 GHz、挿

図 12 段数の S_{21} 特性への影響

Fig.12. Influence of the resonator stage on S_{21} characteristics.

入損失 -1.0 dB 以下, 阻止特性 -45 dB 以上として調整を行っている。

8. 3 段共振器結合形 BPF 解析結果

解析における入力部は 2 段 BPF モデルと同様, 正弦波の 2 V とし, 出力部は 50Ω で終端している。3 段 BPF モデルにおける S_{21} 特性の解析結果を 2 段 BPF モデルと比較して図 12 に示す。3 段 BPF モデルは, 1.9 GHz を中心とした 125 MHz 程度の通過特性を持ち, 1.6 GHz, 2.1 GHz にて -45 dB の減衰を示している。挿入損失は -2.6 dB である。段数を増やしたことにより, 減衰特性が向上し, 挿入損失が増加していることが確認できる。ここで示した 3 段 BPF モデルにおいては, パラメータ検討等の最適化を行っていない状態であり, さらなる形状の検討により挿入損失の向上は可能であると考えられる。

そこで, 次に, 各形状要因が特性へ与える影響について検討を行う。モーメント法解析により, 中心共振器の長さを変化させたときの S_{21} 特性を図 13 に示す。中心共振器の共振器長を 17.1 mm より ± 0.7 mm 変化させると, 中心周波数はおよそ ± 25 MHz 変化する。また, 通過帯域もおよそ ± 50 MHz 変化していることが分かる。左共振器と中心共振器間の距離を変化させたときの S_{21} 特性を図 14 に示す。共振器間距離を 14.3 mm より ± 3.2 mm 変化させると, 通過帯域はおよそ ± 25 MHz 変化するが, 共振周波数に大きな変化はないことが分かる。次に, 阻止域, 通過域における磁界強度の最大時における分布を図 15 に示す。磁界強度分布において, 阻止域では, 一次側の磁界分布が二次側に伝わっておらず, 通過域では, 一次側の磁界分布が二次側に伝わり, 電磁界として結合している様子が確認できる。

これら解析結果より, 3 段 BPF モデルの形状が特性に与える影響は, 共振器長の変化により, 共振周波数, 通過帯域が共に変動するなど, より複雑化していることが分かる。さらに考慮すべきパラメータの組み合わせも増大するため, その特性調整は困難であり, モーメント法解析を用い, そのフィルタ設計を行うことは非常に有用であると考えられる。

図 13 共振器長による S_{21} 特性への影響

Fig.13. Influence of the resonator length on S_{21} characteristics.

図 14 共振器間距離の S_{21} 特性への影響

Fig. 14. Influence of the length of distance between resonators on S_{21} characteristics.

(a) Stopband (1.7 GHz)

(b) Passband (1.9 GHz)

図 15 磁界強度分布

Fig. 15. Magnetic field distributions.

9. まとめ

2 段共振器結合形 BPF モデルにおいて, 実測結果と, モーメント法による数値解析結果との比較を行ったところ, 通過特性, 阻止特性ともに良い一致を示した。また, 共振器結合形フィルタの各形状要因が特性へ与える影響を検討す

るため、2段BPFモデルにおいて、共振器長・調整ネジ・共振器間距離を変化させたときの伝送特性解析を行った。

その結果、共振器長・調整ネジは主として共振周波数に影響を与え、共振器間幅は主として通過帯域、通過帯域内のリプルに影響を与えることが確認できた。次に、3段BPFモデルにおいて、モーメント法による特性解析を行ったところ、2段BPFモデルと比べ、減衰特性は向上し、挿入損失は増加するという結果が得られた。また、3段BPFモデルの形状パラメータが特性に与える影響は、より複雑化していることを確認し、多段型のフィルタにおいては検討すべきパラメータの組み合わせが増大してしまうことと併せて、より複雑化するフィルタ設計にモーメント法解析を適用することが非常に有効であることを確認した。

今後は、モーメント法を用いたフィルタ特性解析と種々の最適化手法と組み合わせることにより、仕様を満足する共振器結合形フィルタの自動設計に関する検討を行う予定である。

(平成19年3月6日受付, 平成19年6月21日再受付)

文 献

- (1) 豊田幸弘・濱田裕之:「遮断導波管の中に円柱誘電体共振器を装荷した帯域フィルタ」, 信学論 C-I, Vol.J79-C-I, No.5, pp.145-147 (1996)
- (2) 栗井郁雄:「内部構造をもったマイクロ波共振器」, 信学論 C, Vol.J85-C, No.4, pp.217-226 (2002)
- (3) 橋本琢万・平田勝弘 他:「誘電体フィルタの特性解析」, 電学全大会講演論文集, 1-176 (2003)
- (4) 東出祐樹・小林禧夫:「マイクロストリップ集中定数帯域通過フィルタの設計方法の改善」, 信学技報, MW2002-163 (2003-1), pp.39-44 (2003-1)

光 武 義 雄 (正員) 1969年12月23日生。1992年3月同志社大学工学部電気工学科卒業。1994年3月同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年松下電工(株)入社, 技術研究所勤務。主として電磁界解析, 電磁アクチュエータ, 電磁センサ, トランスの研究開発に従事。

平 田 勝 弘 (上級会員) 1958年4月10日生。1982年3月大阪大学機械工学科卒業。同年4月松下電工(株), 技術研究所勤務。2005年大阪大学大学院工学研究科・助教授を経て, 2007年同大教授, 現在に至る。主として電磁界解析, リニア電磁アクチュエータ, 電磁センサに関する研究に従事。工学博士。2003年文部科学大臣賞(研究功績者)受賞。2004年オーム技術賞受賞。IEEE 会員他。

中 田 学 (正員) 1980年8月18日生。2003年3月同志社大学工学部電気工学科卒業。2005年3月同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年松下電工(株)入社, 技術研究所勤務。主として電磁界解析, 共振器結合形フィルタ, 高周波トランスの研究開発に従事。

石 原 好 之 (正員) 1964年同志社大・工・電気卒業。同年岡山大・工・助手, 講師, 助教授を経て, 1981年同志社大助教授, 1985年同大教授, 現在に至る。工博。主として, 電気機器鉄心の磁気特性に関する研究及び太陽光発電システムに関する研究に従事。

戸 高 敏 之 (正員) 1961年同志社大・工・電気卒業。1963年同大学院工学研究科修士課程修了。同年同大・工・助手, 1981年同教授, 現在に至る。工博。主として, 磁気応用に関する研究に従事。