

Bandpass Filter with Steep-Skirt Behavior Constructed by Double Open-Loop Microstrip Resonators

Mikio TSUJI* and Hiroyuki DEGUCHI

(Received November 22, 2021)

This paper proposes microstrip bandpass filters consisting of a half-wavelength resonator and quarter-wavelength stubs set at the center of the resonator. The proposed filter easily and compactly produces the bandpass characteristic due to the dual-mode operation and also steep-skirt stopband behavior having attenuation poles in both outside regions of the passband. Furthermore this filter structure can have dual-passband behavior by adding open stubs. Usefulness of the proposed filters is also verified from measuring transmission characteristics of the fabricated ones.

Key words : microstrip line, bandpass filter, dual mode, open-loop resonator, transmission zero

キーワード : マイクロストリップ線路, 帯域通過フィルタ, デュアルモード, オープン共振器, 伝送零点

ダブルオープンループマイクロストリップ共振器で構成された 急峻なスカート特性を持つ帯域通過フィルタ

辻 幹男, 出口 博之

1. はじめに

高速無線通信システムの発展に伴い, 帯域通過フィルタ (BPF) にも様々な特性が要求されている. フィルタを構成する共振器にはマイクロストリップ両端開放半波長共振器を基本として, 半波長共振器を折り曲げたヘアピン型共振器¹⁾やその形状をさらに変形したオープンループ共振器²⁻⁶⁾などがある. また複数の共振モードを用いるデュアルモード動作のフィルタもオープンループ共振器とともにフィルタの小型化に有効な形状⁷⁻¹²⁾として提案されている. さらに, オープンループ共振器自体を線対称に構成し, 偶モードと奇モードによるデュアルモードで動作させるフ

ィルタも研究されている¹³⁾. これらフィルタでは隣接チャンネルとの干渉を避けるためにフィルタの通過帯域外のスカート特性も重要であり, 極力急峻なスカート特性を持つことが実用的には要求される.

そこで, 本論文では先ず, オープンループ共振器自体を線対称に配置した形状を並列 2 段で用いるダブルオープンループ共振器¹⁴⁾を提案している. そして, このフィルタが通過帯域両側で減衰極による急峻なスカート特性を持たせることが可能なことを数値的検討ならびに実験的検討より明らかにしている.

近年, シングルバンドフィルタだけでなく, 複数帯域で動作するマルチバンドフィルタの研究¹⁵⁻¹⁷⁾も盛

*Department of Electronics, Doshisha University, Kyoto
Telephone:+81-774-65-6358, FAX: +81-774-65-6824, E-mail:mtsujii@mail.doshisha.ac.jp

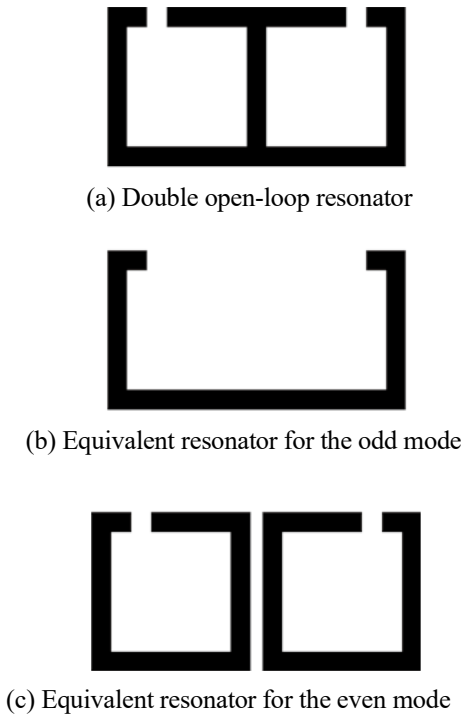


Fig. 1. Basic resonator shapes of the proposed filter.

んに行われている. オープンループ共振器の内側に開放スタブを追加した形状を用いてデュアルバンドBPFを実現している例¹⁵⁾があるが, この形状では共振周波数と減衰極が離れているので鋭い減衰特性は得られていない. また, 1.8/2.4GHz 帯デュアルバンドBPFとして1/4波長の開放スタブを用いたもの¹⁶⁾もあるが, この形状ではフィルタの縦方向寸法が大型化するとともに阻止帯域の抑圧が十分でないという問題もある. ここで提案するダブルオープンループ共振器を用いればスタブを装荷するだけで両通過域ともに急峻なスカート特性を持つデュアルバンドBPFが構成できることも明らかにしている¹⁸⁾. さらには, 励振部にオープンスタブを装荷することで, 阻止帯域で生じるスプリアス共振を抑制できることも示している.

以下ではそれぞれのフィルタ形状の有用性を, 3次元有限要素法の解析シミュレータHFSS (Ansys社)を用いた特性解析および測定結果から検証していく.

2. ダブルオープン共振器

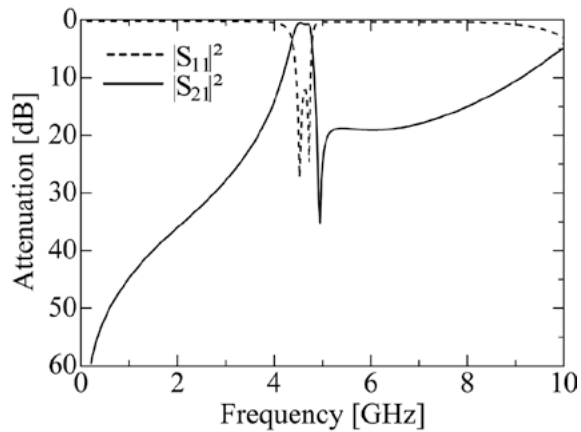
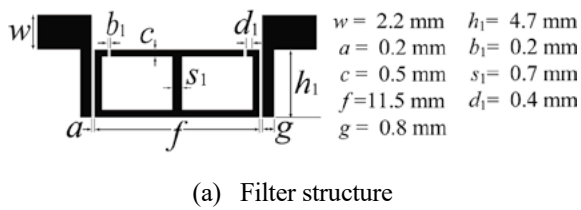
2.1 帯域通過フィルタの構成

まず, 帯域通過フィルタの基となるオープンループ

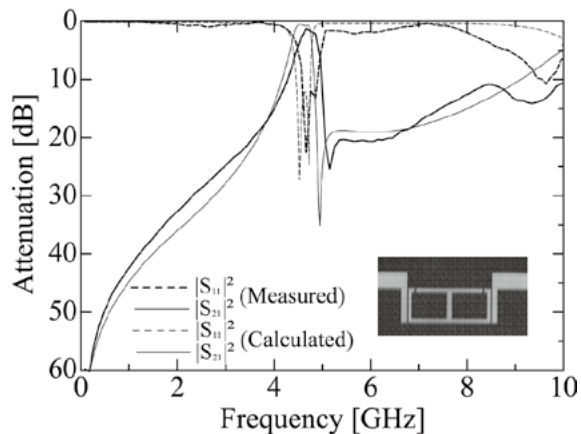
共振器の基本共振器形状を Fig. 1(a)に示す. この形状は線対称のため二つの偶奇基本共振モードを有する. 奇モードにおいては, 対称面となる中心線上に電気壁が存在することと等価であることから Fig. 1(b)に示すように中央にあるT字の線路を除いた外周の線路が半波長共振器として働く. 一方, 偶モードにおいては対称面となる中心線上に磁気壁が存在することと等価であることから Fig. 1(c)に示すように, T字の線路と外周半分の線路が半波長共振器として働く. このときT字の線路はオープンスタブとしても働き, 減衰極を作ることになる. 共振器の構成上, 明らかのように偶モードの共振径路のほぼ半分の長さがオープンスタブにあたることから, 通過域とされる半波長共振のかなり近い周波数に1/4波長共振による減衰極ができ, 鋭い減衰特性を持たせることができる. しかも外周の線路が偶奇モードで共通であることからT字の部分の長さを調節して偶モード, 奇モードの共振周波数の大小を入れ替えることで通過域の高域側, または低域側に減衰極を作ることが可能となる. しかも偶奇モードの共振周波数を近づけることで両モードの結合による通過帯域を構成することも容易に行える. なお, 以下の計算は誘電体基板の比誘電率 $\epsilon_r = 3.2$, 基板厚 $t = 1.1[\text{mm}]$ とし, 放射損を考慮した開放型回路として解析を行っている.

2.2 通過域高周波側での減衰極生成

上述の原理を用いて, 偶奇共振周波数の高周波数側に減衰極を作るには Fig. 1(b) (c)に示す偶奇モードの半波長共振器のストリップ長の1/2よりもT字で構成されるオープンスタブ長を短くすればよい. 形状の一例を Fig. 2(a)に, HFSSによって計算した透過および反射特性を Fig. 2(b)に示す. ここでは低周波数側の3.76GHzが奇モードの共振点であり, 4.41GHzが偶モードの共振点である. 通過帯域高域側に急峻なスカート特性を持たせるために減衰極の生じる周波数を極力通過帯域上端に近づけるようスタブ長を調整しており, 解析結果においても原理通りの特性が得られている. また, Fig. 2(c)はエッチングにより製作



(b) Transmission and reflection characteristics



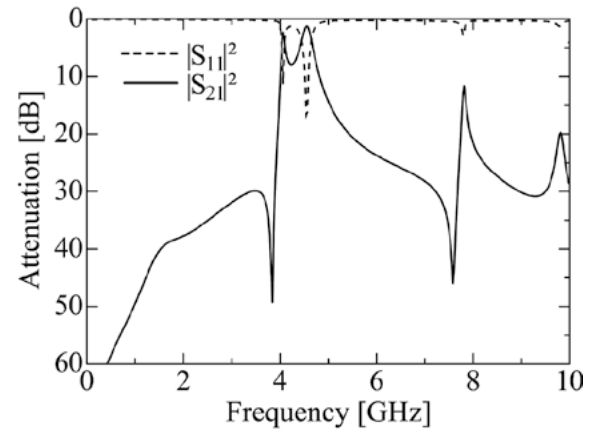
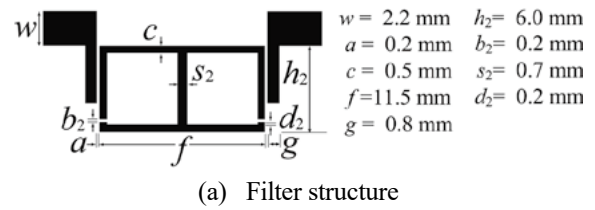
(c) Measured filter characteristics

Fig. 2. Filter characteristics of the basic structure with a transmission zero in the high-frequency side of the stopband.

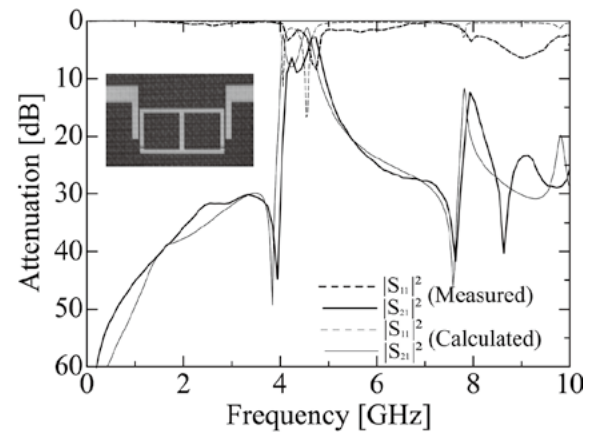
したフィルタの写真とそのフィルタ特性の測定結果を理論値と比較したもので、実験によっても通過帯域の高周波数側に急峻なスカート特性の生成可能なことが確かめられた。

2.3 通過帯域低周波側での減衰極生成

低域で減衰極を生成するには偶モードの共振径路



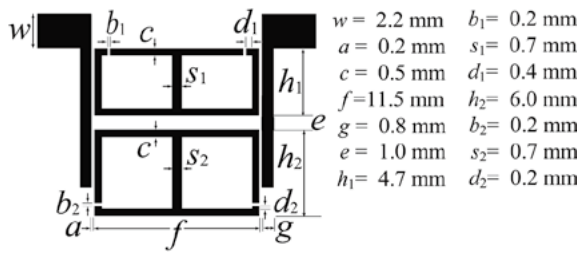
(b) Transmission and reflection characteristics



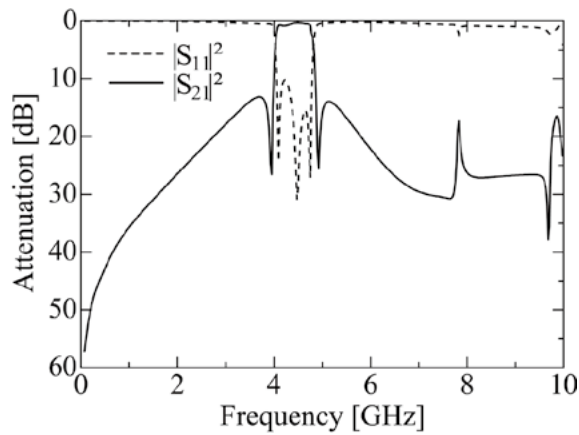
(c) Measured filter characteristics

Fig. 3. Filter characteristics of the basic structure with a transmission zero in the low-frequency side of the stopband.

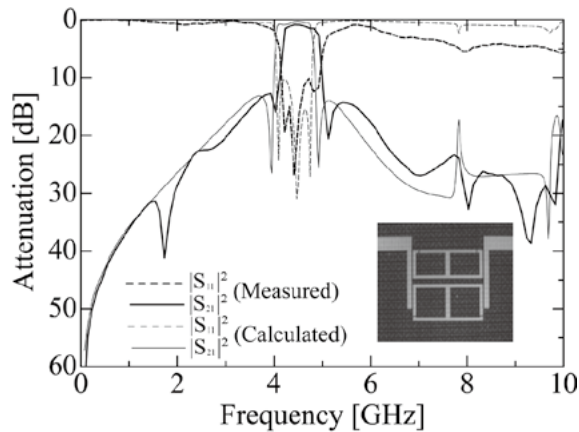
を奇モードのそれより長くし、しかもT字で構成されるオープンスタブ長を偶モードの共振長の1/2よりも長くすればよい。形状の一例を Fig. 3(a)に、HFSSによって計算した透過および反射特性を Fig. 3(b)に示す。ここでは低周波数側の3.72 GHzが偶モードの共振点であり、4.00GHzが奇モードの共振点である。通過帯域低域側に急峻なスカート特性を持たせる場



(a) Filter structure



(b) Transmission and reflection characteristics



(c) Measured filter characteristics

Fig. 4. Filter characteristics of the proposed structure with transmission zeros in both stopbands outside the passband.

合にも減衰極の生じる周波数を極力通過帯域下端に近づけるようスタブ長を調整しており、解析結果は原理通りの特性を示している。また、Fig. 3(c)はエッチングにより製作したフィルタの写真とそのフィルタ特性の測定結果を理論値と比較したもので、通過帯

域の低周波数側に急峻なスカート特性の生成可能なことが実験的に検証された。

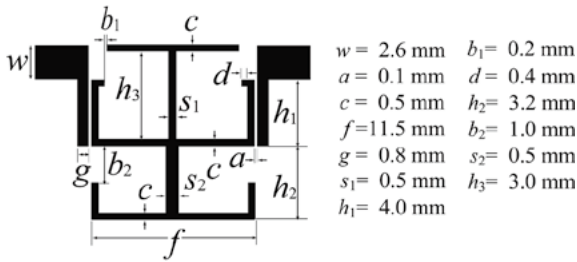
2.4 通過域両側での減衰極生成

前節までで述べた通過域の高域側および低域側に減衰極を生成するフィルタ形状を組み合わせることで、通過域の両側に急峻な減衰特性を持つ帯域通過フィルタを構成することが可能となる。組み合わせの一例として、Fig. 4(a)に入出力線路に沿ってFig. 2(a)およびFig. 3(a)の共振器形状を一系列に配置したフィルタ形状を示す。Fig. 4(b)はHFSSによって計算した透過および反射特性を示したもので、通過域両側に減衰極を生成することで急峻な減衰特性の得られていることが分かる。Fig. 4(c)はエッチングにより製作したフィルタの写真とそのフィルタ特性の測定結果を理論値と比較したもので、両者はよく一致していることが示されている。このフィルタ形状は共振器を2段に配置していることから、フィルタ面積が大きくなること、さらには2段の共振器の奇モード共振周波数を一致させて不要共振が通過帯域内で生じないように調整の必要のあることが欠点となっていることから、次章では急峻な帯域外特性を持つことに加えて、デュアルバンドフィルタにも拡張可能な新たなフィルタ形状を提案する。

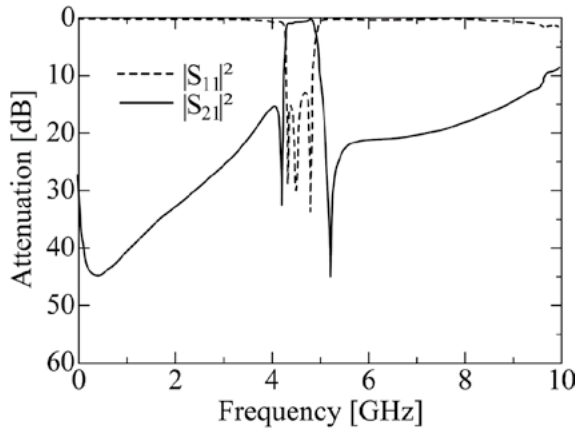
3. 奇モード径路を共通にしたフィルタ形状

3.1 シングルバンドフィルタ

奇モードの共振径路が複数存在するFig. 4(a)のフィルタ形状を改善するために、Fig. 5(a)に示す奇モードの共振径路を共通にした形状を提案する。奇モードの共振では分岐点の電界が零となることから上下に分岐した両T字スタブは働かず、1つの共振点となり、偶モードの共振では上下2つのT字スタブ共振径路で別個に定まる2つの共振点を得られる。Fig. 5(b)はHFSSによって計算した透過および反射特性を示したもので、通過域に3つの共振点および通過域両側急峻な減衰特性の得られていることが分かる。なお、これ以降の計算は誘電体基板の比誘電率 $\epsilon_r = 2.8$ 、基板厚 $t = 1.0[\text{mm}]$ とし、放射損を考慮した開放型回路として解析を行っている。



(a) Filter structure



(b) Transmission and reflection characteristics

Fig. 5. Filter characteristics of the structure directly connecting two basic filters to make odd-resonance passes common.

3.2 デュアルバンドフィルタ

Fig. 5(a) に示すフィルタ形状をもとにデュアルバンドフィルタを構成した形状をFig. 6(a)に示す. この形状を2つに分解したものがFig. 6(b)およびFig. 6(c)であり, Fig. 6(b)はFig. 5(a)と同じ形状で、新たに付加した形状Fig. 6(c)は3段の折り曲げた半波長共振器で構成されている. 各々の共振径路はFig. 6(b)の各モードの共振径路より短く構成できることから、高周波数側に新たに3段の通過域を生成することが可能となる. 形状の一例をFig. 7(a)に、HFSS によって計算した透過および反射特性をFig. 7(b)に示す. Fig. 7(a)ではFig. 5(a)と共通する部分では形状寸法を一致させており、3段共振器による帯域通過フィルタがFig. 5(b)で得られた通過帯域の高周波数側に実現できることがわかる.

そこで、低周波数域ならび高周波数域に通過帯域をもつフィルタ形状を組み合わせることでFig. 6(a)に



(a) Dual-band structure

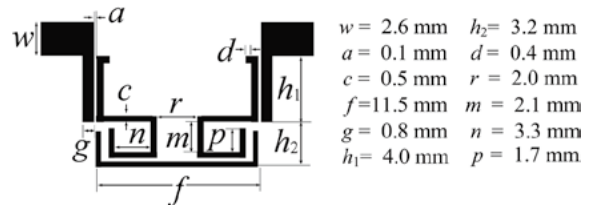


(b) Low-passband structure

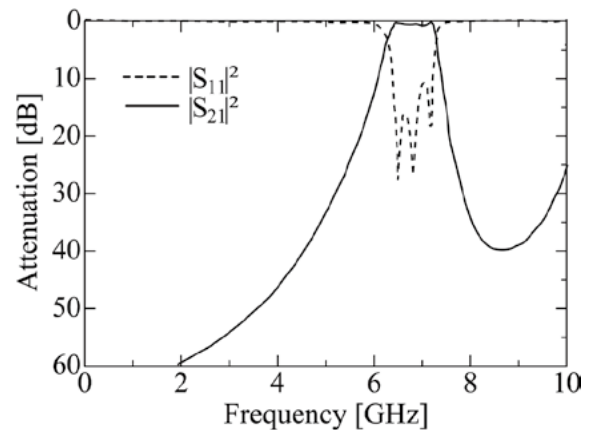


(c) High-passband structure

Fig. 6. Proposed dual-band filter.

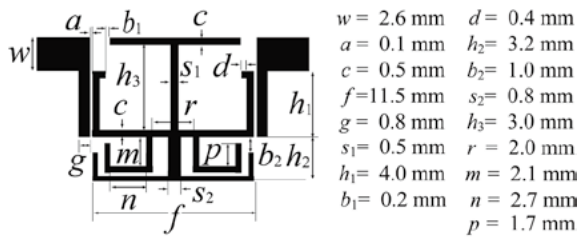


(a) Filter structure

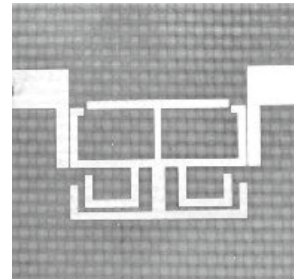


(b) Transmission and reflection characteristics

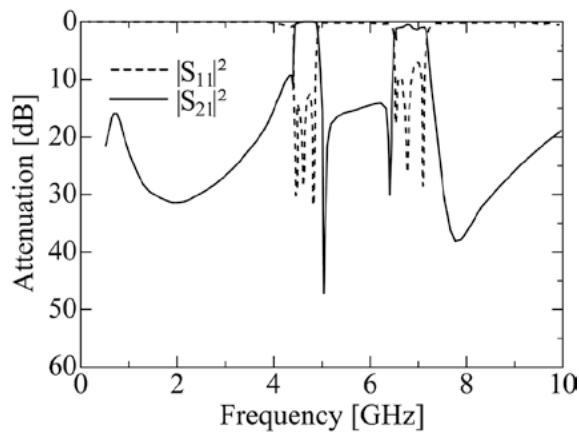
Fig. 7. Filter characteristics of the structure producing the passband in the high-frequency side.



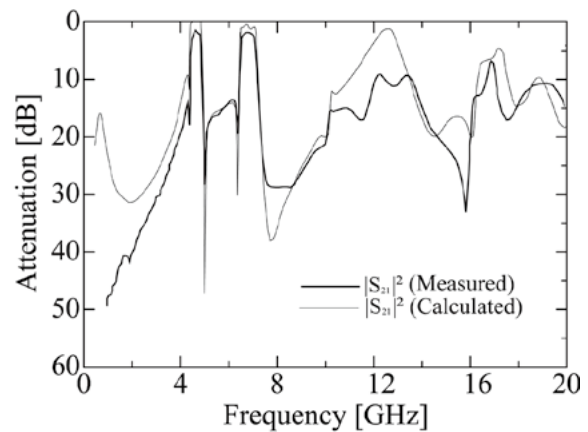
(a) Filter structure



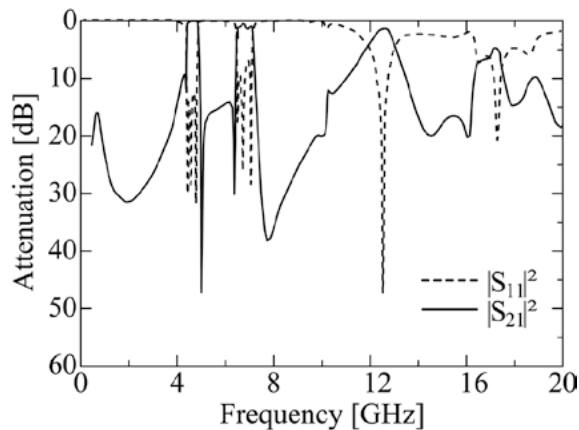
(a) Photograph of the fabricated filter



(b) Transmission and reflection characteristics



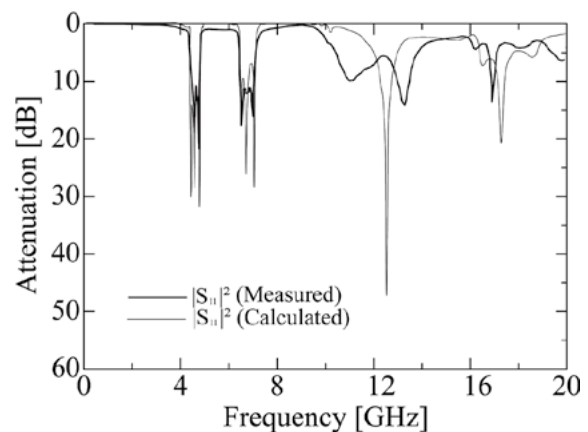
(b) Measured and calculated transmission characteristics



(c) Characteristics extended to 20GHz

Fig. 8. Filter characteristics of the dual-band structure shown in Fig. 6(a).

示すデュアルバンドフィルタが得られる。Fig. 8(a)にその形状寸法、Fig. 8(b)にHFSS によって計算した透過および反射特性を示す。図より、フィルタ面積を大きくすることなく2つの通過帯域が生成され、デュアルバンド特性が実現可能なことが分かる。次に周波数を20GHzまで広げたときのフィルタ特性がFig. 8(c)であり、12.5GHz付近にスプリアス共振が現れている。



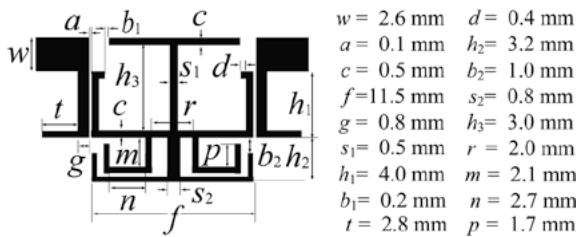
(c) Measured and calculated reflection characteristics

Fig. 9. Filter characteristics of the dual-band structure shown in Fig. 6(a).

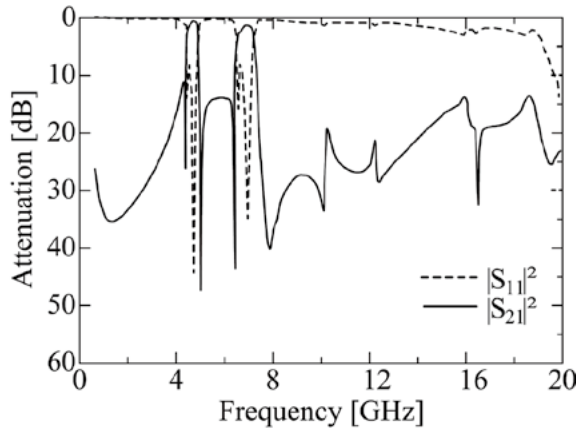
Fig. 9(a)はデュアルバンドフィルタを製作した写真であり、またFig. 9(b)(c)は透過特性および反射特性の測定結果と計算結果の比較を行ったものである、両者は概ね一致しており、提案デュアルバンドフィルタの有用性が実験的にも確かめられた。

最後にスプリアス応答を抑制するために入出力線

路の先端にオープンスタブを装荷した形状をFig. 10(a)に示す. スタブの長さがスプリアス応答の生じる周波数で1/4波長となるように調整されている. HFSSによって計算した透過および反射特性がFig. 10(b)に示されており, 2つの通過帯域特性にほとんど影響を与えることなく, スタブ装荷によるスプリアス応答の抑制効果が明確に現れている. Fig. 11(a)はオープンスタブ装荷のデュアルバンドフィルタを製作した写真であり, またFig. 11(b) (c)は透過特性および反射特性の測定結果と計算結果の比較を行ったもので, 両者は概ね一致しており, スタブ装荷の効果が実験的にも確認できる.



(a) Filter structure

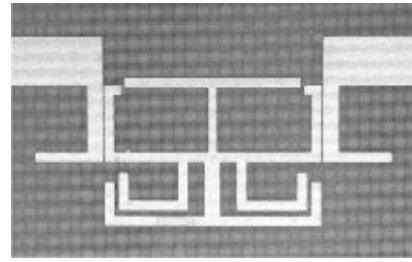


(b) Transmission and reflection characteristics

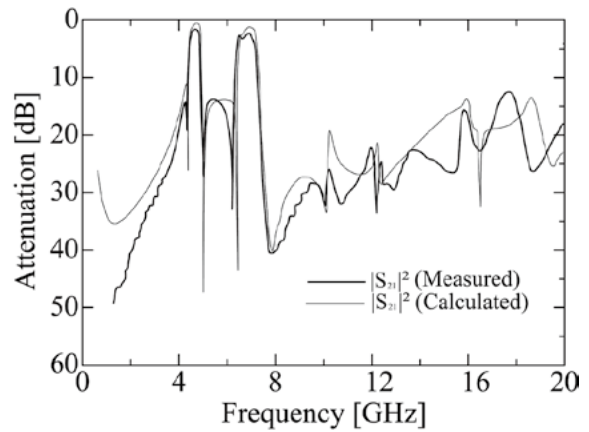
Fig. 10. Filter characteristics of the dual-band structure with the open stubs at the input and the output ports to suppress the spurious response.

4. 結論

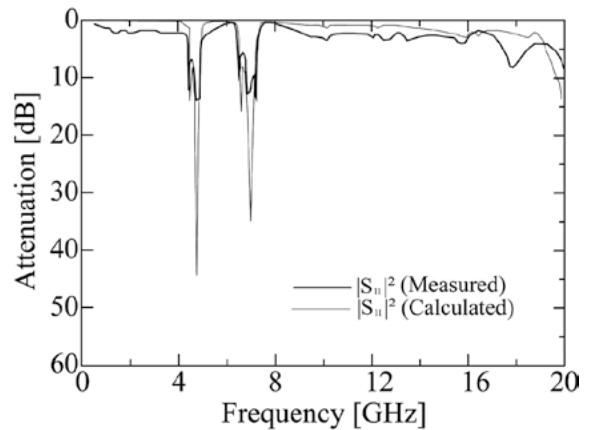
急峻なスカート特性を持つ帯域通過フィルタを実現するためにデュアルモード動作のダブルオープンループ共振器を重ね合わせたフィルタ構造を提案した. 本フィルタは通過帯域両端の極近傍の阻止帯域



(a) Photograph of the fabricated filter



(b) Measured and calculated transmission characteristics



(c) Measured and calculated reflection characteristics

Fig. 11. Filter characteristics of the dual-band structure with the open stubs at the input and the output ports.

に減衰極を生成し, 急峻なスカート特性を実現することができる. また, 構造の簡単化ならびに不要共振点の影響を取り除くために奇モードの共振径路を共通にした新たなフィルタ構造を考案し, 前例と同様の急峻なスカート特性の得られることを示した.

さらにダブルオープン共振器の内側にオープンスタブを追加しただけの構造でデュアルバンド帯域通

過フィルタを構成できることを明らかにするとともに、入出力線路の先端にオープンスタブを装荷することでスプリアス応答が抑制され、阻止帯域特性が広帯域にわたり改善されることも示した。提案フィルタの特性については試作、測定を行い、実験的にもそれらの有用性を検証した。

本学大学院生であった政岡武志氏ならびに戎恭平氏に特性解析、回路製作ならびに測定に協力頂いた。ここに記して謝意を表します。

参考文献

- 1) E. G. Cristal, S. Frankel, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, **20**[11], 719-728 (1972).
- 2) I. Wolff, "Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator", *Electronics Letters*, **8**[12], 302-303(1972).
- 3) J. S. Hong, M.J. Lancaster, "Canonical Microstrip Filter Using Square Open-Loop Resonators", *Electronics Letters*, **31**[11], 2020-2022(1995).
- 4) J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **44**[11], 2099-2109(1996).
- 5) J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **45**[12], 2358-2365(1997).
- 6) Q. X. Chu, H. Wang, "A Compact Open-Loop Filter with Mixed Electric and Magnetic Coupling", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **56**[2], 431-439(2007).
- 7) J. A. Curitis, S. J. Fiedziuszko, "Miniature Dual Mode Microstrip Filters", *Proc. IEEE MTT-S Int. Symp.*, 443-446(1991).
- 8) R. R. Mansour, "Design of Superconductive Multiplexers Using Single Mode and Dual Mode Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **42**[7], 1411-1418 (1994).
- 9) J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Bandpass Characteristics of New Dual Mode Microstrip Square Loop Resonators", *Electron. Lett.*, **31**[11], 891-892(1995).
- 10) J. S. Hong, S. Li, "Theory and Experiment of Dual-Mode Microstrip Triangular Patch Resonators and Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **52**[4], 1237-1243(2004).
- 11) C. Lugo, J. Papapolymerou, "Bandpass Filter Design Using a Microstrip Triangular Loop Resonator with Dual-Mode Operation," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, **15**[7], 475-477(2005).
- 12) R. Wu, S. Amari, "New Triangular Microstrip Loop Resonators for Bandpass Dual-Mode Filter Applications", *Proc IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, 941-944(2005).
- 13) J. S. Hong, H. Shanman, Y. H. Chun, "Dual-Mode Microstrip Open Loop Resonators and Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **55**[8], 1764-1770, (2007).
- 14) M. Masaoka, H. Deguchi, M. Tsuji, K. Ebitu, "Microstrip Bandpass Filters with Attenuation Poles due to Dual-mode Behavior", *Proc. EuMC.*, 1381-1841(2009).
- 15) Y. P. Zhang, M. K. Mandel, "Dual-Band Microstrip Bandpass Filters Using Stepped Impedance Resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **54**[10], 1764-1770, (2006).
- 16) X. Guan, Z. Ma, P. Cai, Y. Kobayashi, T. Anada, G. Hagiwara, "Synthesizing Microstrip Dual-Band Bandpass Filters Using Frequency Transformation and Circuit Conversion Technique", *IEICE Trans. Electron.* **E89-C**[4], 495-502 (2006).
- 17) P. Mondel, K. Mandal "Design of Dual-Band Bandpass Filters Using Stub-Loaded Open-Loop Resonators", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **56**[1], 150-155(2008).
- 18) 戎恭平, 出口博之, 辻幹男, "スタブ装荷ダブルオープンループ共振器を用いたデュアルバンド帯域通過フィルタ", 信学技研報告, EMT-11-39 (2011).