

次世代無線通信を支えるマイクロ波・ミリ波・テラヘルツ・

光パッシブデバイスの理論設計と応用 (第2報)

陳 春平* 武田 重喜** 穴田哲夫***

Theoretical Design and Its Application in Microwave, Millimeter-wave, Terahertz-wave, and Light-wave Passive Devices for Next-generation Wireless Communications (The 2nd Report)

Chun-Ping CHEN* Shigeki TAKEDA** Tetsuo ANADA***

1. 緒言

1979年に最初の移動通信システムが商用開始されて以降、概ね10年ごとに次の世代の通信規格に進化・発展を遂げる中、携帯電話、WiFi技術は我々の日常生活において無くてはならない存在となっている。この新たな5G無線通信に利用される周波数帯は、各国によって若干異なっており、日本では3.7GHz帯と4.5GHz帯のSub6(6GHz未満の周波数帯)とミリ波(28GHz帯)の周波数帯を利用する。米国では2.4GHz帯と28GHz帯、39GHz帯を利用し、隣国の韓国では3.5GHz帯、28GHz帯を利用する。また中国では3.5GHz、4.9GHzと25GHz及び38GHz帯を許可している。この5G無線通信システムの本格的な普及・発展に向けて、キーコンポーネントである高周波フィルタに対して超小型・低損失および高性能化の電気的仕様を満たす集積技術開発、さらに回路基板の誘電損失を少なくする材料・測定技術の開発が必要となる(この誘電損失とは誘電体に高周波電界の印加時にエネルギーが熱として失われることで高周波信号の劣化がおこる)。従って、5G移動体通信システムの基盤構築に対応するために迅速なフィルタ設計手法を確立することが急務である。今後、5G、IoT及び車載レーダ技術などの進展に伴い、高周波回路技術の開発はさらに加速し、基本的デバイスとしてのストリップ線路(MSL)構造は、比較的容易なPCB加工プロセスと適度のQ値の共振素子を実現できることから盛んに研究されている。

日本の総務省により発表した移動通信システムのコンセプト及び技術トレンドに関するホワイトペーパー [1]には、5G無線システムの要件が以下のように発表されている。①従来の1000倍ともなるネットワークの大容量化；②10Gb/sを超えるピークデータレートの高速度化；③100倍同時接続端末の増大；④無線区間の遅延を1ms以

下へ短縮し低遅延化；⑤低消費電力化。

シャノン限界法則により、5Gの10Gbps以上の通信容量を実現するために、非常に広い帯域幅が必要である。このような超広帯域を持つUWB無線システムを実現するためには、必要不可欠な機能デバイスであるUWBフィルタの開発が解決すべき焦点課題として注目を集めている。

一方、平行結合線路は構造が単純、設計が簡単、適用範囲が広いなどの利点を有するため、バンドパスフィルタの設計にはよく用いられている[2]-[4]。多段平行結合線路を用いたフィルタの設計において、これまで、幾つかの合成/設計理論が提案されている。文献[4]では原型低域通過型(はしご型)フィルタの係数を用いて、フィルタの設計式を導出した。分布定数回路素子で、集中定数回路素子を近似するため、[4]で提案した合成手法で設計したフィルタの伝送線路理論モデルによる実際の周波数特性において、中心周波数のところではフィルタの設計に使用する目標関数と完全に一致するが、中心周波数から離れれば離れるほど目標関数との乖離が大きくなるた

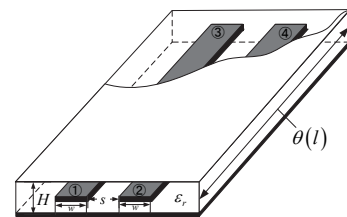


図1 ストリップ平行結合線路構造の立体図

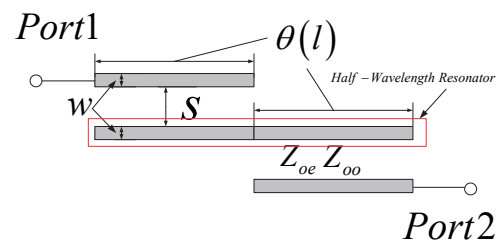


図2 ストリップ平行結合線路を用いた2段広帯域バンドパスフィルタの上面図

*准教授 電気電子情報工学科

Associate Professor, Dept. of Electrical and Electronic Information Engineering

**客員研究員(名誉教授) 神奈川大学工学研究所

Guest Researcher (Professor Emeritu), Research Institute for Engineering

***客員研究員 神奈川大学工学研究所

Guest Researcher, Research Institute for Engineering

め、比帯域幅 (FBW) 20%以上の広帯域フィルタを設計する際に、帯域幅などにおける大きな誤差が生じる。本稿では、次世代無線通信システムに向けて、平行結合線路を用いた比帯域幅 (FBW) 30%以上の広帯域バンドパスフィルタの新たな合成理論を提案する。

2. ストリップライン平行結合線路バンドパスフィルタの設計

2 段ストリップライン平行結合線路バンドパスフィルタを例として提案の設計手法を説明する。図 1 にストリップ平行結合線路の立体図を示す。ポート②と③を開放してポート①と④をそれぞれ入出力ポートとした場合の平行結合線路の ABCD 行列は以下のように与えられる。

$$F = \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta & j \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 + (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{0e} - Z_{0o}} & \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 θ は線路の電気長であり、 Z_{0e} と Z_{0o} はそれぞれ線路の偶-奇モードインピーダンスである。

図 2 にストリップ平行結合線路を用いた 2 段広帯域バンドパスフィルタの上面図を示す。以下の手順により、広帯域バンドパスフィルタを設計する。

Step 1 : フィルタの実際の伝達特性の算出

伝送線路理論に基づき、実際の 2 ポート回路の散乱パラメータ S_{11} と S_{21} は以下の式によって与えられる[3]。

$$\begin{aligned} S_{11m} = S_{22m} &= \frac{A_i + B_i/z_0 - C_i z_0 - D_i}{A_i + B_i/z_0 + C_i z_0 + D_i} \\ S_{21m} = S_{12m} &= \frac{2(A_i D_i - B_i C_i)}{A_i + B_i/z_0 + C_i z_0 + D_i} \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 A_i , B_i , C_i , D_i は ABCD 行列の 4 つの要素であり、 z_0 は入出力ポートの特性インピーダンスで 50Ω に設定した。

無損失の場合は、散乱パラメータ S_{11} と S_{12} と特性関数 T の関係は以下の式によって与えられる。

$$|S_{21m}|^2 = \frac{1}{1 + |T|^2} = \frac{1}{1 + |S_{11m}/S_{21m}|^2} \quad (3)$$

ここで、 $T = (p_2 \tan^2 \theta + p_0) / [\tan \theta (1 + \tan^2 \theta)]$ であり、 p_2 と p_0 は θ と無関係で Z_{0e} と Z_{0o} の関数である。

Step 2 : 広帯域フィルタの理論フィルタリング関数の計算

伝送線路理論により、実際のフィルタ回路の特性関数 T に対応するチェビシェフ形フィルタの理論フィルタリング関数を $H = (q_2 \tan^2 \theta + q_0) / [\tan \theta (1 + \tan^2 \theta)]$ のように導出ができる。理論関数のグラフを図 3 に示す。ここで、 q_2 と q_0 は θ と無関係の関数である。

Step 3 : 広帯域バンドパスフィルタの設計方程式の導出

実際の特性関数を理論フィルタリングと比較することにより、広帯域バンドパスフィルタの設計方程式を以下のように得られる。

$$\begin{cases} q_2(Z_{0o}, Z_{0e}) = \varepsilon \cdot p_2(\theta_c) \\ q_0(Z_{0o}, Z_{0e}) = \varepsilon \cdot p_0(\theta_c) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 θ_c は設計するフィルタの低域側の遮断周波数に対応する電

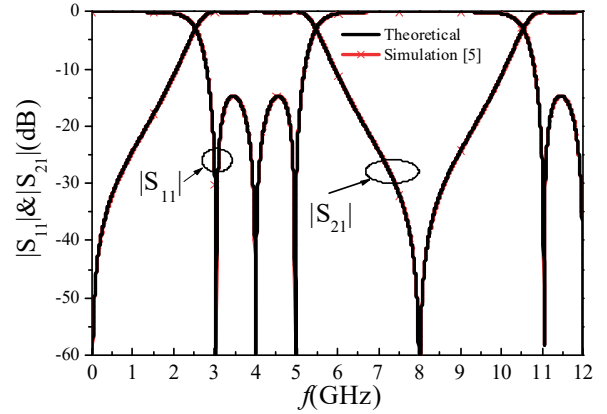


図3 ストリップ先端開放平行結合線路による広帯域バンドパスフィルタ ($Z_{0e}=68.4\Omega$, $Z_{0o}=205.8\Omega$, 基板誘電率: $\varepsilon_r=2.2$, 基板厚さ $H=3\text{mm}$, $w=0.243\text{mm}$, $s=0.135\text{mm}$, $l=12.633\text{mm}$) の理論周波数特性とシミュレーション結果との比較

気長であり、 ε はリプル定数である。

設計例として、中心周波数 $f_0=4\text{GHz}$ 、比帯域幅 55.56% ($\theta_c=65^\circ$)、帯域内リプル値 $\varepsilon=0.1875$ ($L_{Ar}=0.15\text{dB}$) を持つ広帯域フィルタの設計を行った。上記のフィルタの仕様を設計式(4)に代入すると、 Z_{0e} と Z_{0o} はそれぞれ 68.40Ω と 205.79Ω として決定される。更に、式(4)による設計結果の有効性を確かめるために、ストリップ線路を用いてフィルタを実現し、シミュレーション[5]により確認した。ここで、基板比誘電率 $\varepsilon_r=2.2$ 、 $\tan \delta=0$ 、基板厚さ $H=3.0\text{mm}$ 、中心導体の厚み $t=0$ 、 $w=0.243\text{mm}$ 、 $s=0.135\text{mm}$ 、 $l=12.633\text{mm}$ (1/4 波長)。図 3 に示すフィルタの理論(チェビシェフ型)周波数特性とシミュレーション[5]結果がよく一致しているため、式(4)の有効性が確認された。

4. むすび

本稿では、1/4 波長ストリップライン平行結合構造を用いた広帯域バンドパスフィルタの新たな合成理論を提案した。実際例として、比帯域幅 55% のフィルタを設計し、数値計算手法により確認した。理論結果とシミュレーション結果が良く一致することにより、新設計理論の有効性が確かめられた。

参考文献

- [1] 20B AH ホワイトペーパー, "Mobile Communications Systems for 2020 and beyond," <http://www.arib.or.jp/english/20bah-wp-100.pdf>
- [2] J.S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Wiley, New York, 2001.
- [3] G. Mattaei, L Young, and E.M.T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill, 1964.
- [4] S. B. Cohn, "Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters," in IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 6, no. 2, pp. 223-231, April 1958.
- [5] ANSYS HFSS 2020, ANSYS, Inc., 2020.