

## スパイラル共振器を用いた小形高温超電導マイクロ波フィルタの研究

## Studies on Miniaturized HTS Microwave Filters Using Spiral Resonators

河口 民雄 馬 哲旺 小林 禧夫

Tamio Kawaguchi Zhewang Ma Yoshio Kobayashi

In this paper, two types of miniaturized high-temperature superconductor filters are described. The first type is developed by using small-sized microstrip spiral resonators, and the second type by coplanar waveguide quarter-wavelength resonators. The filters have greatly reduced size compared with most previous HTS filters. They are designed by employing an electromagnetic simulator in combination with appropriately chosen equivalent circuits. Their measured frequency responses agree well with theoretical predictions, and show low insertion losses in spite of their small sizes.

**Keywords:** High-temperature superconductor, bandpass filters, spiral resonators

## 1.はじめに

近年、移動体通信分野の急速な発展に伴い、今後ますます周波数帯の不足が見込まれており、帯域の有効利用および隣接帯域からの電波干渉が大きな課題となっている。これら問題を解決する手段として、高温超電導(HTS)薄膜の低損失性を用いた、周波数特性の急峻なマイクロ波帯域通過フィルタ(BPF)の研究開発が近年盛んに行われている<sup>1)</sup>。このHTS薄膜フィルタを移動体通信の基地局等に用いることにより、ガードバンドの有効利用、電波干渉の除去、消費電力の大幅低減など様々なメリットが期待されている。一方、現在、生成できるHTS薄膜の大きさには限界があり、HTS薄膜自体非常に高価である。従って、HTS薄膜の有効利用の観点からフィルタの小形化が望まれている。

本研究では、一般に平面回路にて良く用いられるマイクロストリップ線路(MSL)およびコプレーナ線路(CPW)構造を用いて、従来の共振器に比べ十分小形なスパイラル共振器を用いた小形マイクロ波フィルタの研究開発を行う。共振器の形状、大きさ、無負荷 $Q$ から共振器の選別を行い、共振器の励振構造と外部 $Q$ 値の関係および結合構造と結合特性の関係を調べた上で、種々のBPFを設計・試作・評価する。

2.共振器間結合係数の等価回路表示<sup>2)</sup>

共振器間結合係数は、BPFを設計するうえで重要なパラメータであり、その大きさがフィルタの帯域幅に直接影響を及ぼす。一般に、マイクロ波帯において分

布定数共振器を用いたBPFを設計するにあたり、純粋な電界結合(容量結合)や磁界結合(誘導結合)を実現することは難しく、ほとんどの場合はその両方が混在する電磁結合となる<sup>1)</sup>。図1(a)に電磁結合の等価回路を示す。ここで、 $L_m$ は相互インダクタンス、 $C_m$ は相互キャパシタンスである。図1(a)の回路をJインバータとKインバータの並列接続の形で表すと、図1(b)のように書き換えられる。図1(b)のJインバータを $C_m$ の□形等価回路で、Kインバータを $L_m$ のT形等価回路でそれぞれ表すと図1(c)のようになる。更に、中央部の容量 $C_m$ を $2C_m$ の直列の形で、 $L_m$ を $2L_m$ の並列の形で書き換えると(d)のようになる。次に、図1(d)の対称面が電気壁の場合、回路の共振周波数 $f_e$ は次式で与えられる。

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)(C+C_m)}} \quad (1)$$

また、図1(d)の対称面が磁気壁の場合、回路の共振周波数 $f_m$ は次式で与えられる。

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)(C-C_m)}} \quad (2)$$

これより、電磁界結合による結合係数 $k$ は $f_e$ および $f_m$ を用いて次の2つの形に定義することができる。磁界結合を主とする場合、 $k$ は電界結合による結合係数 $k_e$ と磁界結合による結合係数 $k_m$ を用いて次式で表される。

$$k = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m}{LC - L_m C_m} - \frac{LC_m}{LC - L_m C_m} = \frac{k_m}{1 - k_m k_e} - \frac{k_e}{1 - k_m k_e} \quad (3)$$

ここで、 $k_m k_e \ll 1$  とすると(3)式は次のように近似される。

$$k \approx k_m - k_e \quad (4)$$

上式より、 $k$ は磁界結合が支配的な場合には正の値をとり、電界結合が支配的な場合には負の値をとる。次に電界結合を主とする場合、 $k$ は次式で表される。

埼玉大学 工学部 電気電子システム工学科

Department of Electrical and Electronic Systems, Faculty of Engineering, Saitama University, Shimo-Okubo 255, Sakura-ku, Saitama-shi, Saitama 338-8570, Japan

$$k = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{LC_m}{LC - L_m C_m} - \frac{CL_m}{LC - L_m C_m} = \frac{k_e}{1 - k_m k_e} - \frac{k_m}{1 - k_m k_e} \approx k_e - k_m \quad (5)$$

上式より、 $k$ は電界結合が支配的な場合には正の値をとり、磁界結合が支配的な場合には負の値をとる。以上の結果より、 $k$ は $k_m$ と $k_e$ の差の形で常に表され、正、負またはゼロの値を持つ。これより、フィルタ設計の際に $k$ は必要に応じて式(4), (5)どちらを用いて定義してもよい。従って、本定義は正負の結合が必要となる有極フィルタを設計する際に好都合である。

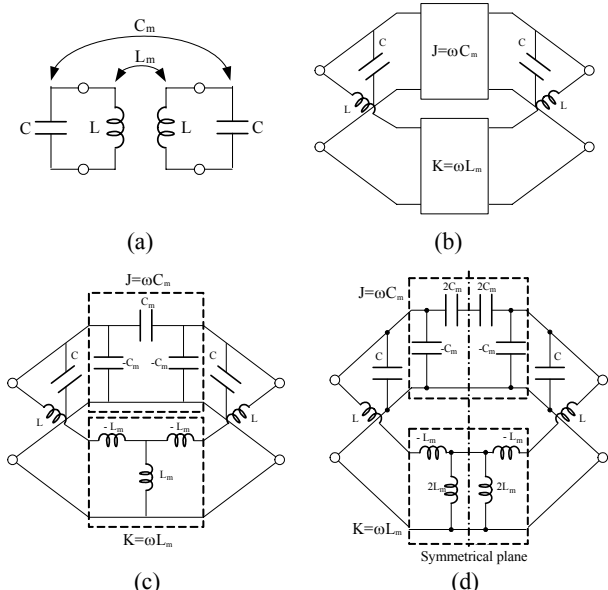


Fig.1 (a) Equivalent circuit of the electromagnetic coupling (b) Equivalent circuit with the J and K-inverters (c) Modified circuit (d) Symmetry expression

### 3. MSL 楕円関数特性 1/2 波長スパイラル BPF<sup>3)</sup>

2 節で示した電磁界結合の式(4) $k=k_m-k_e$ に基づいて、MSL 1/2 波長 G 字形スパイラル共振器を用いた楕円関数特性 4 段 BPF の設計を行う。なお、計算は Sonnet 社製 2.5 次元電磁界シミュレータ Sonnet em を用いて行う。図 2 に隣接する主要な結合を磁界結合とした楕円関数特性 4 段 BPF の等価回路を示す<sup>4)</sup>。フィルタの設計仕様を、中心周波数  $f_0=1.93\text{GHz}$ 、帯域幅  $\Delta f=38.6\text{MHz}$ 、帯域内リップル幅  $RW=0.01\text{dB}$ 、阻止域最小減衰量  $SB_{\min}=40\text{dB}$  とすると、等価回路中の外部  $Q$ 、 $Q_e$  および  $k$  の値は、 $Q_{e1}=Q_{e2}=31.7$ 、 $k_{12}=k_{34}=2.26 \times 10^{-2}$ 、 $k_{23}=1.75 \times 10^{-2}$ 、 $k_{14}=-2.42 \times 10^{-3}$  となる。ここで、誘電体基板には、 $t=1.15\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=2.6$ 、 $\tan\delta=1.5 \times 10^{-3}$  を用い、すべての線路幅  $W$  は  $50\Omega$  伝送線路幅  $3.0\text{mm}$  とする。

図 3(a)~(c)に $k$ の計算に用いた構造および共振器間の距離  $d$  に対する  $k$  の計算結果を示す。 $k_{12}$ 、 $k_{23}$ 、 $k_{34}$  の結合は磁界結合が支配的であることから正の値を実現している。飛び越し結合  $k_{14}$  は、スパイラル共振器の電界の強い開放端部分を近づけることで電界結合が支配的となり、負の値を実現している。なお、 $k$  の符号の判別

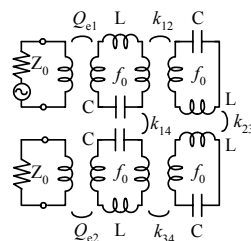


Fig. 2 Equivalent circuit of 4-pole elliptic function filter

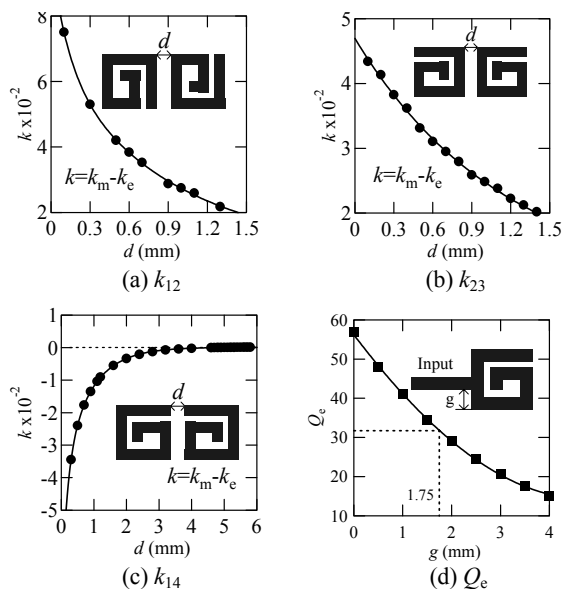


Fig. 3 Calculation results of  $k$  and  $Q_e$

は、各構造に対する位相特性の計算結果を用いて行った<sup>5)</sup>。図 3(d)に  $Q_e$  の計算に用いた構造および  $Q_e$  の計算結果を示す。この結果、所望の  $Q_e=31.7$  を満たす  $g=1.75\text{mm}$  となる。

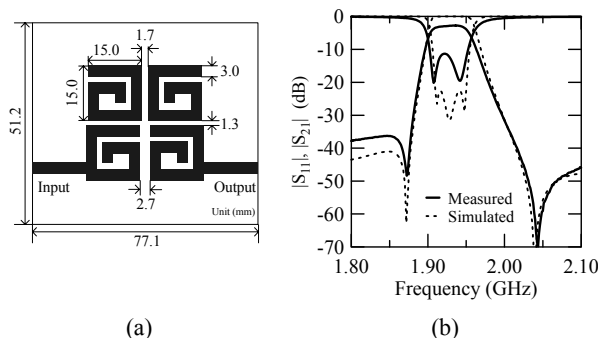


Fig. 4 (a) Configuration of a 4-pole elliptic BPF using microstrip spiral resonators (b) The simulated responses of the spiral filter

以上の結果を用いてフィルタの各寸法を決定し、最終的に得られた楕円関数特性 4 段 BPF の構造を図 4(a) に示す。このフィルタを製作し、常温にて測定した結果を図 4(b) に示す。図中の実線は測定結果、破線は Sonnet em の計算結果である。この結果、 $f_0=1.93\text{GHz}$ 、 $\Delta f=38\text{MHz}$ 、挿入損失  $I.L.=2.7\text{dB}$ 、帯域内の反射特性  $|S_{11}|$  は  $-12\text{dB}$  程度となり所望のフィルタ特性を得た。

### 4. HTS 薄膜を用いたチェビシェフ特性 8 段 BPF

本節では、MSL S 字スパイラル共振器<sup>6), 7)</sup>を用いたチェビシェフ特性 8 段 BPF の設計を行う。

図5に共振器直結形8段BPFの等価回路を示す。設計するチェビシェフ特性8段BPFの仕様を、 $f_0=1.93\text{GHz}$ ,  $\Delta f=20\text{MHz}$ ,  $RW=0.1\text{dB}$  とすると、設計に必要な  $Q_e$  および  $k$  の設計値は、 $Q_{eA}=Q_{eB}=115$ ,  $k_{12}=k_{78}=7.93\times 10^{-3}$ ,  $k_{23}=k_{67}=5.94\times 10^{-3}$ ,  $k_{34}=k_{56}=5.62\times 10^{-3}$ ,  $k_{45}=5.56\times 10^{-3}$  となる<sup>8)</sup>。また、誘電体基板には厚さ  $t=0.5\text{mm}$ , 比誘電率  $\epsilon_r=23.4$  の  $\text{LaAlO}_3$ , 地導体・線路導体には YBCO 薄膜を用いた。

次に、 $k$  および  $Q_e$  の計算を行いフィルタの各寸法を決定する。図6に最終的に得られた8段BPFの構造を示す。このフィルタを実際に直径30mmの基板上に製作し、70Kにおいて測定した結果を図7(a)に示す<sup>9)</sup>。図中の実線は測定結果、破線は Sonnet em の計算結果である。この結果、帯域内の反射特性  $|S_{11}|$  は  $-10\text{dB}$  以下となった。挿入損失に関しては、 $0.1\text{dB}$  以下と良好な結果が得られた。一方、 $f_0=1.92\text{GHz}$  となり仕様より低域側に波形がずれてしまった。この  $f_0$  ずれは、 $\text{LaAlO}_3$  基板の  $\epsilon_r$  のばらつきによるものであると考えられる。次に、帯域外周波数特性を図7(b)に示す。3GHz付近にある共振ピークは、共振器の2倍波であり、シミュレータの計算結果ともよく一致している。また、4GHz付近に現れている山は、遮蔽ボックスによる共振であると考えられる。

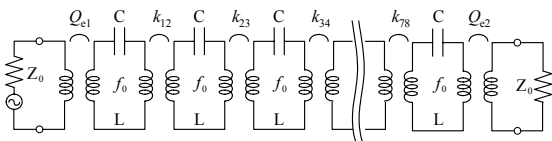


Fig. 5 Equivalent circuit of 8-pole BPF

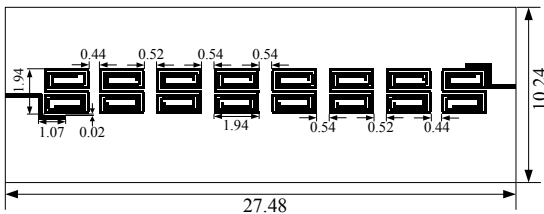


Fig. 6 Configuration of a 8-pole BPF using S-type resonators

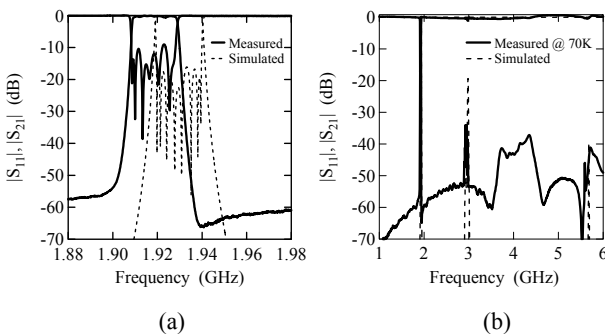


Fig. 7 Measured frequency response for a 8-pole BPF. (a) Narrowband response (b) Wideband response

### 5. CPW1/4 波長共振器インターディジタル BPF<sup>10)</sup>

CPW 構造は、信号線とグランドが基板の片面にあるため、高価な HTS 薄膜を用いる場合、両面製膜の MSL 構造より非常に経済的である利点を持つ<sup>11)</sup>。本節では、

CPW1/4 波長共振器の  $Q_u$  の検討を行い、チェビシェフ特性 5 段 BPF の設計を行う。

図8(a)に共振周波数  $f_0=5.0\text{GHz}$  の CPW1/4 波長共振器の構造を示す。誘電体基板には、厚さ  $t=0.5\text{mm}$ , 比誘電率  $\epsilon_r=9.68$ , 誘電正接  $\tan\delta=2.3\times 10^{-7}$  (@70K, 5GHz) の  $\text{MgO}$  を用い、線路導体・地導体には表面抵抗  $R_s=0.04\text{m}\Omega$  の YBCO 薄膜、上下遮蔽導体には  $R_s=7.6\text{m}\Omega$  の  $C_u$  とした。W の値を 0.1, 0.2, 0.4, 0.8mm に固定し、スロット幅 s を変化させたときの  $Q_u$  値の計算結果を図8(b)に示す。この結果、線路幅を大きくするよりスロット幅を大きくすることで、より高い Q 値が得られることがわかった。本設計では、共振器の高 Q 化を実現するため、 $W=0.4\text{mm}$ ,  $s=0.4\text{mm}$  を用いる。

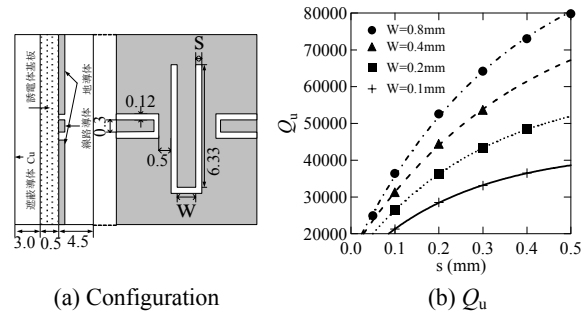


Fig. 8 Calculation of unladen  $Q$  for CPW  $\lambda/4$  resonator

次に、 $Q_u$  の計算結果より決定した共振器寸法を用い、 $f_0=5.0\text{GHz}$ ,  $\Delta f=160\text{MHz}$ ,  $RW=0.01\text{dB}$  の CPW1/4 波長共振器チェビシェフ特性 5 段 BPF を設計する。仕様より、設計に必要な  $Q_e, k$  の値は、 $Q_e=22.28$ ,  $k_{12}=k_{34}=3.46\times 10^{-2}$ ,  $k_{23}=2.54\times 10^{-2}$  となる。k および  $Q_e$  の計算を行いフィルタの各寸法を決定し、最終的に得られた BPF の構造を図9に示す<sup>12)</sup>。本設計では CPW1/4 波長共振器の向きを交互に変え、インターディジタル形フィルタを構成する。図10(a)にこのフィルタの周波数特性の計算結果を示す。この結果、帯域内の  $|S_{11}|$  は  $-20\text{dB}$  以下となり所望のフィルタ特性が得られた。次に、設計したフィル

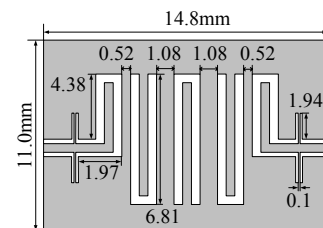


Fig. 9 Configuration of a 5-pole interdigital BPF

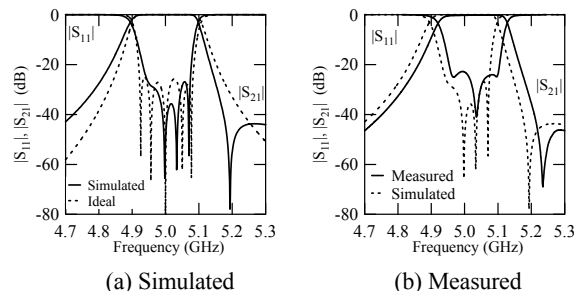


Fig. 10 Frequency responses of 5-pole interdigital BPF

タを製作し、60Kにて測定した結果を図10(b)に示す。なお、製作・測定は(株)NTTドコモにて行われた。この結果、帯域内の $|S_{11}|$ は-20dB以下となり、良好な特性を得た。

### 6. CPW1/4 波長スパイラル共振器を用いた BPF<sup>13)</sup>

本節では、6節で設計したフィルタの更なる小形化のため、CPW1/4 波長スパイラル共振器を提案し、この共振器を用いたチェビシェフ特性5段BPFの設計を行う。

図11にCPW1/4波長スパイラル共振器の構造を示す。この共振器は、一端を地導体に短絡することで1/4波長共振器を構成し、線路導体を内側に巻き込むことで小形化される。 $f_0=5\text{GHz}$ となる時の共振器の寸法は、縦・横1.71mm×1.00mm、線路幅0.1mm、スロット幅0.1mmである。この共振器を用いて、6節と同じ仕様のチェビシェフ特性5段BPFの設計を行う。 $k, Q_c$ の計算結果を用いて、フィルタの各寸法を決定しBPFを構成する。図12に設計したフィルタの最終寸法を示す。このフィルタは、6節のインターディジタルBPFに比べ、面積にして約1/3以下に小形化されている。図13にスパイラル5段BPFの周波数特性の計算結果を示す。この結果、所望のフィルタ特性が得られた。また、スプリアス特性についても良好な結果を得た。

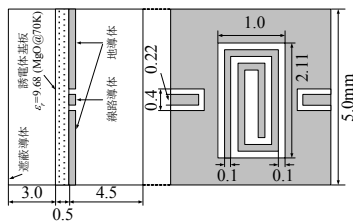


Fig. 11 Configuration of a CPW  $\lambda/4$  spiral resonator

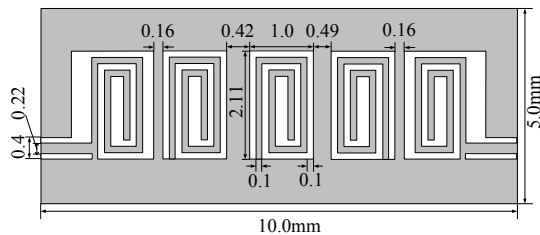


Fig. 12 Configuration of a 5-pole BPF using CPW  $\lambda/4$  spiral resonators

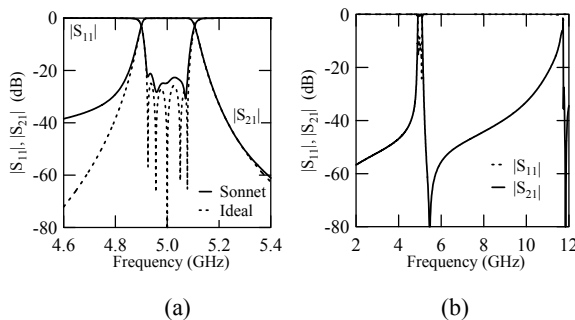


Fig. 13 Simulated frequency response for a 5-pole BPF using CPW  $\lambda/4$  spiral resonators. (a) Narrowband response (b) Wideband response

## 7. まとめ

MSL1/2 波長 G 字形および S 字形スパイラル共振器を用いた 4 および 8 段 BPF の設計・測定・評価を行い、所望の特性を得た。CPW1/4 波長インターディジタルおよびスパイラル共振器を用いた 5 段 BPF の設計を行った。また、CPW インターディジタル 5 段 BPF の測定・評価を行い、所望の特性を得た。これらの共振器およびフィルタを用いて、さらなる小形・高性能なフィルタが実現可能であることを実証した。

## 謝辞

フィルタの製作に御協力いただいた(株)東芝の加屋野博幸氏、フィルタの製作・測定に御協力いただいた(株)NTTドコモの植橋祥一氏、佐藤圭氏、小泉大輔氏に深く感謝いたします。

## 参考文献

- 1) J. -S. Hong and M. J. Lancaster, Microwave filters for RF/Microwave applications, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- 2) T.Kawaguchi and Y.Kobayashi, "A novel equivalent circuit expression for electromagnetic coupling between distributed line resonators," 34th EuMC. Proc., pp.629-632, Oct. 2004.
- 3) 河口, 馬, 小林, "マイクロストリップスパイラル共振器を用いた楕円関数特性帯域通過フィルタの設計," 信学技報, MW2004-126, pp.13-18, Sep. 2004.
- 4) A. E. Williams, "A four-cavity elliptic waveguide filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-18, pp. 1109-1114, Dec. 1970.
- 5) 河口, 小林, "Open-loop 共振器間結合係数の磁気結合と静電結合の判別," 信学総大, C-2-79, pp. 114, Mar. 2004.
- 6) C. K. Ong, L. Chen, J. Lu, C. Y. Tan, and B. T. G. Tan, "High-temperature Superconducting Bandpass Spiral Filter," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, no.10, pp.407-409, Oct. 1999.
- 7) 馬, 河口, 小林, "6 種類のマイクロストリップスパイラル共振器の特性の比較研究," 信学技報, MW2002-70, pp.1-5, Sep. 2002.
- 8) G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures. New York: Wiley, 1964.
- 9) Z.Ma, T.Kawaguchi and Y.Kobayashi, "Miniaturized high-temperature superconductor bandpass filters using microstrip S-type spiral resonators," IEICE Trans. Electron., Vol. E88-C, No. 1, pp.57-61, Jan. 2005.
- 10) 馬, 野見山, 河口, 小林, "コプレーナ 1/4 共振器を用いた小形インターディジタル帯域通過フィルタの設計," 信学技法, SCE2003-12, MW2003-12, pp. 67-72, Apr. 2003.
- 11) H. Suzuki, Z. Ma, Y. Kobayashi, K. Satoh, S. Narahashi and T. Nojima, "A low-loss 5 GHz bandpass filter using HTS quarter-wavelength coplanar waveguide resonators," IEICE Trans. Elec., Vol. E 85-C, No. 3, pp.714-719, Mar. 2002.
- 12) 河口, 馬, 小林, "CPW1/4 波長共振器を用いた 5GHz インターディジタル形 BPF の設計," 信学ソ大, C-2-80, pp.96, 2004.
- 13) 河口, 馬, 小林, "CPW1/4 波長スパイラル共振器を用いた 5GHz 帯域通過フィルタの設計," 信学ソ大, C-2-81, pp.97, 2004.