# CPW スロット共振器を用いた 30GHz 帯 HTS 帯域通過フィルタの設計

## 清水 隆志 小林 禧夫

## 埼玉大学工学部電気電子システム工学科

〒338-8570 埼玉県さいたま市桜区下大久保 255 E-mail: shimizu@reso.ees.saitama-u.ac.jp

**あらまし** まず、MgO 基板および YBCO 薄膜の測定結果にもとづき、単一共振器の無負荷 Q の検討を行った。その結果、 CPW 構造 1/4 波長共振器は、ミリ波帯において無負荷 Q が低いため、高温超電導体を用いる利点が少ないということが分かっ た。また、ミリ波帯において高い Q 値が得られる CPW 構造 H スロット共振器を提案し、その共振器を用いて、中心周波数 f<sub>0</sub>=30.5GHz、等リップル比帯域幅Δf/f<sub>0</sub>=1.5%、リップル幅 RW=0.01dB の HTS-CPW 構造 4 段チェビシェフ特性帯域通過フィルタ の設計を行い、良好な計算結果を得た。

キーワード 超電導体,コプレーナ線路,Hスロット共振器,帯域通過フィルタ,ミリ波

## Design of 30GHz HTS bandpass filter using CPW slot resonators

Takashi Shimizu and Yoshio Kobayashi

Department of Electrical and Electric Systems, Saitama University

255 Shimo-ookubo, Saitama-shi, Sakura-ku, Saitama, 338-8570 Japan

E-mail: shimizu@reso.ees.saitama-u.ac.jp

**Abstract** At first, the Q values for some resonators are calculated using the measured results of MgO substrates and YBCO thin films by an electromagnetic simulator. It is found that a coplanar quarter-wavelength resonator using high temperature superconductors has little advantage because of the low Q value. Furthermore, a CPW type H-slot resonator with high Q value at 30GHz is proposed. Moreover, a novel 30GHz HTS-CPW type 4-pole Chebyshev bandpass filter with a passband ripple of 0.01dB using the H-slot resonators is designed to have a fractional bandwidth of 1.5% at a center frequency  $f_0$ =30.5GHz. As a result, the design specifications are satisfied well.

Keyword Superconductor, Coplanar waveguide, H-Slot Resonator, Bandpass Filter, Millimeter Wave

## 1. はじめに

近年、小形低損失で急峻な周波数遮断特性を持つ超 電導フィルタの研究が盛んに行われており、高温超電 導(HTS)薄膜を用いたマイクロストリップ形帯域通過 フィルタ(BPF)が数多く報告されている<sup>[1][2]</sup>。一方、コ プレーナ線路(CPW)構造を用いたフィルタ<sup>[3][4]</sup>は、HTS 薄膜が基板の片面のみでよいため、両面に HTS 薄膜を 必要とするマイクロストリップ構造のものより低価格 化が期待できる。

これまで本研究室では、CPW構造 1/2 波長および 1/4 波長共振器を用いて、5GHz 帯で HTS 帯域通過フィル タを提案した<sup>[5]</sup>。さらに、ミリ波帯におけるこの種の フィルタの可能性を調べるために、30GHz 帯でその設 計を行ってきた<sup>[6][7]</sup>。また、空洞共振器法<sup>[8]</sup>、遮断円 筒導波管法<sup>[9]</sup>および 4 モードを用いたサファイヤ円柱 共振器法<sup>[10]</sup>を用いて、YBCO 薄膜基板となる MgO 基 板の複素誘電率およびYBCO 薄膜の表面抵抗のマイク 口波・ミリ波測定を行ってきた。その測定結果<sup>[10][11]</sup> は、30GHz・70K において、MgO 基板の誘電正接は 2x10<sup>-6</sup> 以下と無視できるほど小さく、表面抵抗は銅の 場合の 1/15 程度であった。

本研究では、まず MgO 基板および YBCO 薄膜の表 面抵抗の測定結果をもとに、CPW 構造 1/4 波長および H スロット単一共振器の無負荷 Q の検討を行い、高 Q 共振器の設計を行う。次に、ミリ波帯において高 Q 値 が得られる CPW 構造 H スロット共振器を提案し、応 用として HTS-CPW 構造 4 段チェビシェフ特性 BPF の 設計を行う。

#### 2. CPW 構造単一共振器の高 Q 化設計

ミリ波高温超電導フィルタの可能性を検討するために、CPW構造単一共振器の無負荷 Q, Quの計算を行う。ここで、Quは次式で定義される。

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_{cYBCO}} + \frac{1}{Q_{cCu}} + \frac{1}{Q_d}$$
(1)

ただし、 $Q_{cYBCO}$ は YBCO 薄膜の表面抵抗  $R_{sYBCO}$ による Q、 $Q_{cCu}$ は上下遮蔽導体に用いる銅の表面抵抗  $R_{sCu}$ に よる Q、 $Q_d$ は MgO 基板の誘電正接 tan $\delta$ による Q であ る。また、本検討において YBCO 薄膜の  $R_{sYBCO}$ 、上下 遮蔽導体の  $R_{sCu}$ 、MgO 基板の tan $\delta$ は、各周波数におけ る 70K の測定結果<sup>[10][11]</sup>より求めた値を使用した。そ の結果を図 1および図 2にそれぞれ示す。

誘電体基板には比誘電率 ε,=9.68(@70K)、厚さ 0.5mm の MgO 基板、導体には誘電体基板の上面に蒸着され た厚さ 0.5μm の YBCO 薄膜を用いることを想定した。 検討を行う単一共振器は断面寸法 3.0mm ×2.0mm の銅 の遮蔽ボックスに収められる。CPW と遮蔽ボックス上 面および下面との距離はそれぞれ 1.5mm、1.0mm であ る。図 3に遮蔽ボックスの断面図を示す。

単一共振器の構造を電磁界シミュレータ sonnet em に入力し、そのSパラメータの計算結果より、Quは次式で求められる。

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - 10^{I \cdot L/20}}$$
(2)

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \tag{3}$$

ただし、*QL* は負荷 *Q*、*I*.*L*.は挿入損失、*Δf*<sub>3dB</sub> は 3dB 帯 域幅である。YBCO 薄膜の厚さは無視し、カイネティ ックインダクタンスの影響<sup>[12][13]</sup>を考慮して計算した。

また、 $Q_{cYBCO}$ は、 $Q_{cCu}$ および  $Q_d$ を無限大とすることにより、式(1)および式(2)を用いて求められる。 $Q_{cCu}$ 、 $Q_d$ についても同様に求められる。

### 2.1.1/4 波長共振器

まず、2種類の CPW 構造 1/4 波長共振器(Type A:線路幅 W=0.218mm, 地導体間隔 d=0.400mm、Type B: W=0.054mm, d=0.100mm)の無負荷 Q について、検討を 行った。図 4に検討に用いた構造を示す。

Type A, B の共振器長 L=1.0mm, 0.9mm とし、30GHz において、各損失による Q の計算を行った。その結果 を表 1に示す。結果より、遮蔽導体および MgO 基板 の tan  $\delta$ による Q は無視できるほど高いことがわかった。 さらに、Lを 1~6mm と変化させて、5~30GHz の範囲 で、 $Q_u$ の周波数依存性の計算を行った。その計算結果 を図 5に三角印および四角印で示す。





図 3 遮蔽ボックスの断面図



図 4 1/4 波長単一共振器の構造

## 表 1 30GHz における各損失による *Q* 値の 計算結果

Q	1/4 波長 共振器 Type A	1/4 波長 共振器 Type B	H スロット 共振器
$Q_{cYBCO}$	2800	1300	8800
$Q_{c\mathrm{Cu}}$	3588900	2980000	497000
$Q_d$	554700	447000	561700
$Q_u$	2800	1300	8500



図 5 無負荷 Q,Quの周波数依存性の計算結果

これより、1/4 波長共振器は、ミリ波帯では、共振器寸法が小さくなるため、HTS 薄膜を用いても Quが1500 程度と低くなることが分かった。これより、この 共振器構造では、ミリ波帯において HTS 薄膜を用いる 利点がほとんど得られないことがわかった。

## 2.2. Η スロット共振器

次に、高Q共振器の設計に関する検討を行った。

無負荷 Q を高くするため、ミリ波帯において比較的 共振器寸法が大きくとることが出来る方形スロット共 振器に着目した。図 6に方形スロット共振器の構造を 示す。まず、共振器寸法 L=2.205mm と決定し、em に より計算を行った。その計算結果を図 7中実線および



図 6 方形スロット共振器の構造



表 2上部に示す。これより、Q<sub>u</sub>は 15000 程度と高く取 れることが分かる。しかしながら、最低次モードと 2 番目の共振モードが隣接しているため、フィルタの構 成に用いた場合に帯域外特性が劣化することが予想さ れる。



図 9 最低次モードの電磁界分布



図 10 2番目の共振モードの電磁界分布

そこで、スロット内側にスタブ間間隔 w<sub>x</sub>、スタブ幅 w<sub>y</sub>のスタブを設けた H スロット共振器を提案する。そ の構造を図 8に示す。この構造において、*L*=2.205mm, w<sub>y</sub>=0.395mm のときの w<sub>x</sub>を変化させた時の周波数特性 の変化を図 7に示す。また、Q<sub>u</sub>の計算結果を表 2に示 す。さらに、最低次モードおよび 2 番目の共振モード の電磁界分布を図 9および図 10にそれぞれ示す。

計算結果および電磁界分布より、最低次モードにお いては、w<sub>x</sub>を狭くするとスタブ間の容量が増加し、共 振周波数が低下することが分かる。一方、2 番目の共 振モードにおいては、スタブ間の容量はあまり変化せ ず、共振周波数もまたあまり変化しないことが分かる。 また、w<sub>x</sub>を狭くすると Q<sub>u</sub>が低下することが分かる。 これは、スタブ内に電流が集中するためであると考え られる。

以上の検討をもとに、最低次モードが 30.5GHz とな るように、H スロット共振器の寸法を *L*=1.105mm, *w<sub>x</sub>*= 0.205mm, *w<sub>y</sub>*=0.465mm と決定した。この時、この共振 器の無負荷 Q, *Q<sub>u</sub>* は 8500 となる(表 1右側)。また、こ の共振器の各部の寸法比を保ったまま、共振周波数が 10、20GHz 付近となるように *L* を 2.205mm, 4.405mm とした時の *Q<sub>u</sub>* の変化を図 5に丸印で示す。

以上の結果より、HTS-CPW 構造 H スロット共振器 は高 Q 共振器であり、ミリ波帯において HTS 薄膜の 利点を生かせる共振器であると結論される。

## 3. H スロット共振器を用いた BPF の設計

ミリ波帯においても高い*Q*値が得られるHスロット 共振器を用いて、中心周波数 f<sub>0</sub>=30.5GHz、等リップル 比帯域幅 Δf/f<sub>0</sub>=1.5%、帯域内リップル RW=0.01dB の HTS-CPW 構造 4 段チェビシェフ特性帯域通過フィル タの設計を行う。ここで、誘電体基板、導体、遮蔽ボ ックス等の計算条件は、単一共振器のときと同一であ る。ただし、本設計では無損失を仮定して計算を行う。

このフィルタの設計は、共振器直結形フィルタの設 計手法にもとづいて行う。図 11に4段帯域通過フィル タの等価回路を示す。設計仕様より、各共振器の f<sub>0</sub>、 外部 Q, Q<sub>e</sub>、結合係数 k<sub>ij</sub> は、それぞれ f<sub>0</sub>=30.5GHz、 Q<sub>e</sub>=47.52、k<sub>12</sub>=k<sub>34</sub>=0.0162、k<sub>23</sub>=0.0119 となる。

まず、共振器の  $f_0$ が 30.5GHz となるように、共振器 寸法 L=1.105mm、スタブ間距離  $w_x=0.205$ mm、スタブ 幅  $w_y=0.465$ mm と決定した。また、入出力線路導体幅 は 0.054mm で、特性インピーダンス  $Z_0=50\Omega$ とするた め、2 つの地導体の間隔は 0.100mm とする。



図 11 共振器直結形 4段 BPF の等価回路

#### 3.1. 外部 Qの計算

次に、仕様の外部 Q を満たす励振線部分の設計を行 う。

外部 *Q*, *Q*<sub>e</sub>の計算に用いた構造を図 12に示す。この 構造を em に入力し、その S パラメータの計算結果よ り、*Q*<sub>e</sub>は次式で求められる。このとき、*Q*<sub>u</sub>, *Q*<sub>eb</sub>を無限 大とする。

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} = Q_L = Q_{ea} \tag{4}$$

:: 
$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ea}} + \frac{1}{Q_{eb}}$$
 (5)

励振線長 *ex* と *Q*<sub>e</sub>の関係を図 13に丸印で示す。また、 電磁界解析による計算を減らすために、em による外部 *Q* の計算結果に一致するように実験式(*Q*<sub>e</sub>=0.7415・ *ex*<sup>-7.641</sup>)を導入した。実験式による外部 *Q*の計算結果を 破線で示す。

これより、仕様を満たす励振線長 ex は、0.580mm となる。このとき、 $f_0$  は 29.74GHz となるため、 $w_y$ を変化させることにより  $f_0$ を微調整する。



図 12 外部 Q, Q<sub>e</sub>の計算に用いた構造



3.2. 結合係数 k の計算

最後に、仕様の結合係数を満たす共振器間隔を決定 する。

結合係数 kの計算に用いた構造を図 14に示す。この 構造を em に入力し、S パラメータの計算結果より得ら れた 2 つの共振周波数  $f_h \geq f_l (f_h > f_l)$ より、k は次式で求 められる。

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} \tag{6}$$

共振器間隔 *s* と *k* との関係を図 15に示す。また、電磁界解析による計算を減らすために、em による *k* の計算結果に一致するように実験式(*k*=(16.4*s*<sup>2</sup>-72.1*s*+86.5)x10<sup>-3</sup>)を導入した。実験式による *k* の計算結果を破線で示す。

これより、仕様を満たす共振器間隔は、それぞれ  $s_{12}=s_{34}=1.460$ mm、 $s_{23}=1.660$ mm となる。

## 4. BPF の周波数特性の計算結果

3 節で決定したフィルタ各部の初期寸法をもとに、 emを用いて周波数特性を計算した。その計算結果を図



図 14 結合係数 k の計算に用いた構造



17(a)に一点破線で示す。また、理想特性を同図中に破線で示す。これより、f<sub>0</sub>はほぼ仕様を満たしているが、 帯域内最小リターンロスは約 10dB 程度にとどまって いることが分かった。

そこで、Agilent 社製回路シミュレータ ADS の最適 化機能および em による計算結果を用いて、フィルタ 各部の素子値を推定し<sup>[13]</sup>、理想特性に一致するように フィルタ各部寸法の微調整を行い、最終寸法を決定し た。図 16にフィルタ各部の寸法を微調整した最終パタ



図 16 HTS-CPW 構造 H スロット 4 段 BPF の最 終パターン

#### 謝辞

5GHz帯での MgO 基板の複素誘電率測定に御協力頂 いた本学 折笠篤氏に感謝いたします。なお、本研究の 一部は、文部科学省の平成 15 年度科学研究費補助金 (課題番号 14550318)によって行われた。

## 参考文献

- [1] H. Fuke, Y. Terashima, F. Aiga, M Yamazaki, H. Kayano, and T. Hashimoto, "High-Tc superconducting sharp skirt tunable filters," IEICE Trans. Elec., Vol. E85 C, No.3, pp.704-707, Mar. 2002.
- [2] 河口,馬,小林,"マイクロストリップ S 字形スパ イラル共振器を用いた小形帯域通過フィルタの設 計,"信学技報,MW2002-134, pp.39-44 Dec. 2002.
- [3] J.K.A. Everard and K.K.M. Cheng, "High performance direct coupled bandpass filters on coplanar waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory* & *Tech.*, vol.41, no.9, pp.1568-1573, Sept. 1993.
- [4] A. Sanada, H. Takehara, and I. Awai, "Design of the CPW in-line  $\lambda/4$  stepped-impedance resonator bandpass filter," 2001 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc., pp.633-636, Dec. 2001.
- [5] 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.
- [6] Z. Ma, Y. Takiguchi, Y. Kobayashi, "Design of two types of millimeter wave filters using coplanar

ーンを示す。

さらに、その周波数特性を図 17(a)に実線で示す。 これより、計算結果と理想特性がほぼ一致し、仕様を 満たしていることが分かる。また、広帯域特性を同図 (b)に示す。約 42GHz 付近に 2 番目の共振モードによ る通過域が生じていることが分かる。

#### 5. まとめ

ミリ波帯において、高い Q 値が得られる CPW 構造 H スロット共振器を提案し、その共振器を用いて、 f<sub>0</sub>=30.5GHz、Δf/f<sub>0</sub>=1.5%、RW=0.01dBの HTS-CPW 構造 4 段チェビシェフ特性帯域通過フィルタの設計を行い、 良好な計算結果を得た。また、CPW 構造 1/4 波長共振 器は、ミリ波帯において無負荷 Q が低いため、高温超 電導体を用いる利点が少ないことが明らかにされた。