

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 $f_0=30.5\text{GHz}$ 、等リップル比帯域幅 $\Delta f/f_0=1.5\%$ 、リップル幅 $\text{RW}=0.01\text{dB}$ 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 $f_0=30.5\text{GHz}$. 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^{[1][2]}。一方、コプレーナ線路 (CPW) 構造を用いたフィルタ^{[3][4]}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^[5]。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^{[6][7]}。また、空洞共振器法^[8]、遮断円

筒導波管法^[9]および 4 モードを用いたサファイヤ円柱共振器法^[10]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ロ波・ミリ波測定を行ってきた。その測定結果^{[10][11]}は、30GHz・70K において、MgO 基板の誘電正接は 2×10^{-6} 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 、 Q_u の計算を行う。ここで、 Q_u は次式で定義される。

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

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^{[10][11]}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 $\epsilon_r=9.68$ (@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 0.5 μ m 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 \times 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、 Q_u は次式で求められる。

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

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (3)$$

ただし、 Q_L は負荷 Q 、 $I.L.$ は挿入損失、 Δf_{3dB} 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^{[12][13]}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 $W=0.218$ mm, 地導体間隔 $d=0.400$ mm, Type B: $W=0.054$ mm, $d=0.100$ mm) 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 $L=1.0$ mm, 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。

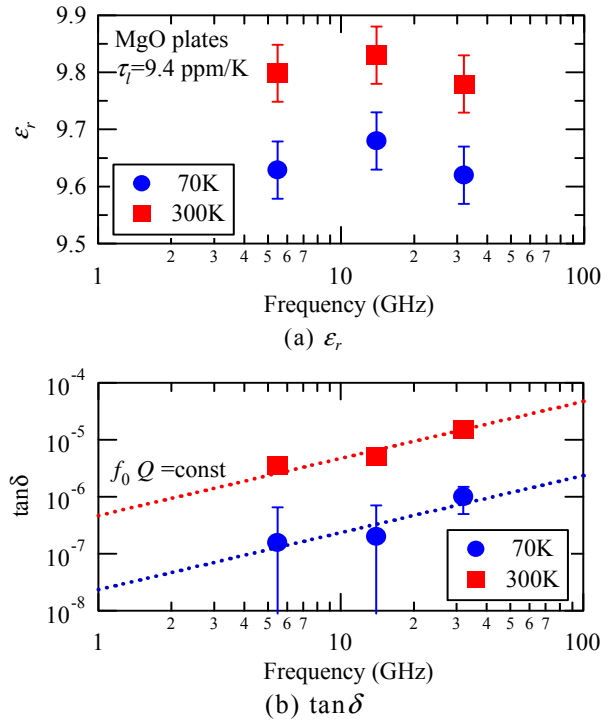


図 1 MgO 基板の複素誘電率の測定結果

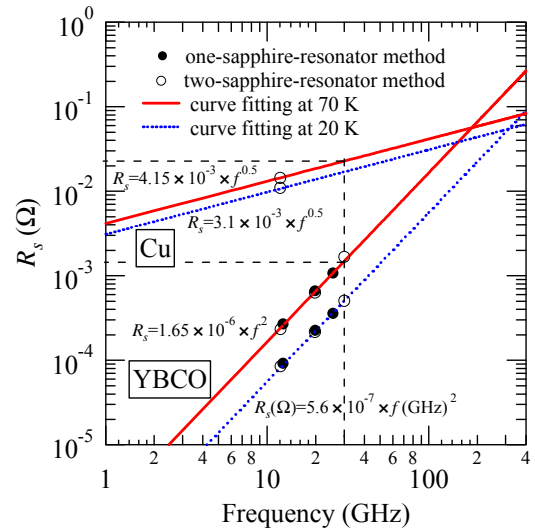


図 2 YBCO 薄膜および銅板の表面抵抗の測定結果^[10]

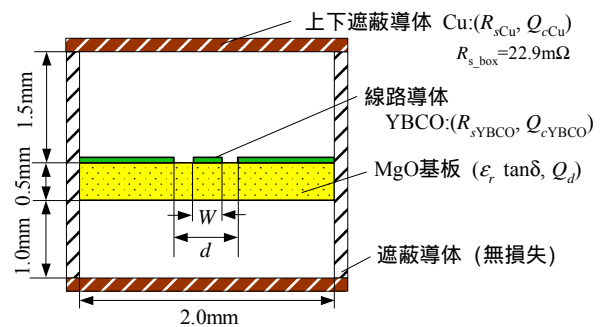


図 3 遮蔽ボックスの断面図

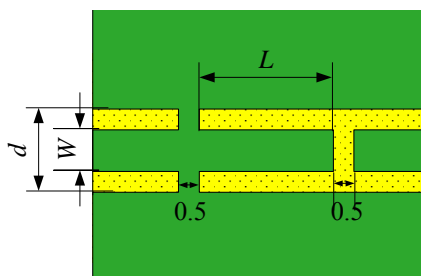


図 4 1/4 波長単一共振器の構造

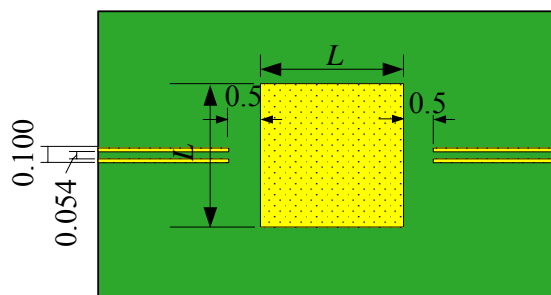


図 6 方形スロット共振器の構造

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_{cCu}	3588900	2980000	497000
Q_d	554700	447000	561700
Q_u	2800	1300	8500

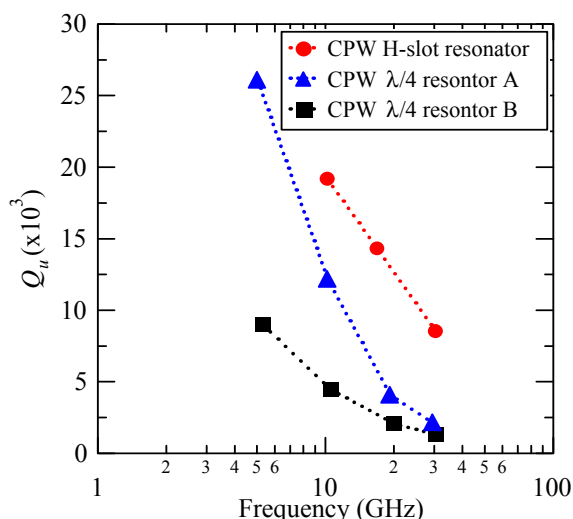


図 5 無負荷 Q , Q_u の周波数依存性の計算結果

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 Q_u が 1500 程度と低くなるのが分かった。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. H 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 $L=2.205\text{mm}$ 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

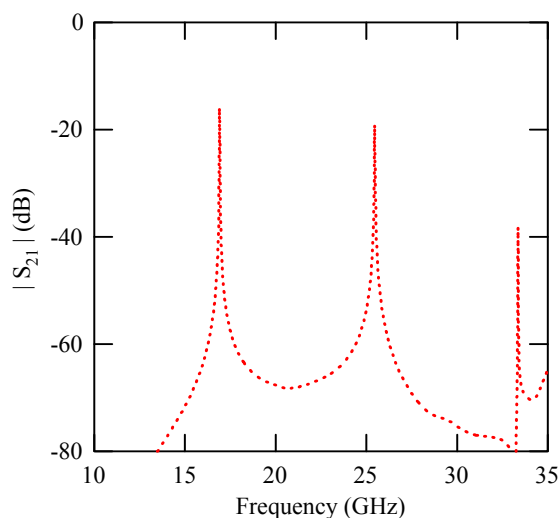


表 2 上部に示す。これより、 Q_u は 15000 程度と高く取れることが分かる。しかしながら、最低次モードと 2 番目の共振モードが隣接しているため、フィルタの構成に用いた場合に帯域外特性が劣化することが予想される。

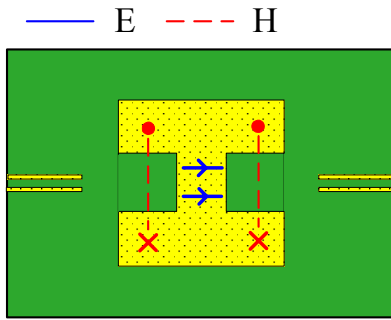


図 9 最低次モードの電磁界分布

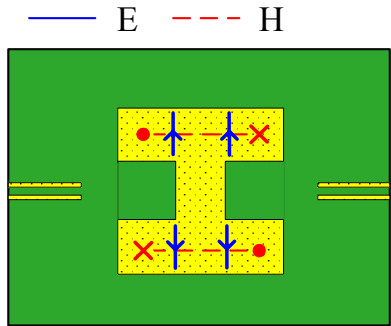


図 10 2 番目の共振モードの電磁界分布

そこで、スロット内側にスタブ間隔 w_x 、スタブ幅 w_y 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、 $L=2.205\text{mm}$ 、 $w_y=0.395\text{mm}$ のときの w_x 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_u 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_x 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_x を狭くすると Q_u 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 $L=1.105\text{mm}$ 、 $w_x=0.205\text{mm}$ 、 $w_y=0.465\text{mm}$ と決定した。この時、この共振器の無負荷 Q 、 Q_u 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_u 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 $f_0=30.5\text{GHz}$ 、等リップル比帯域幅 $\Delta f/f_0=1.5\%$ 、帯域内リップル $RW=0.01\text{dB}$ 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_0 、外部 Q 、 Q_e 、結合係数 k_{ij} は、それぞれ $f_0=30.5\text{GHz}$ 、 $Q_e=47.52$ 、 $k_{12}=k_{34}=0.0162$ 、 $k_{23}=0.0119$ 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 $L=1.105\text{mm}$ 、スタブ間距離 $w_x=0.205\text{mm}$ 、スタブ幅 $w_y=0.465\text{mm}$ 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。

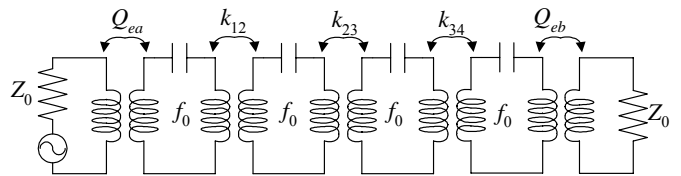


図 11 共振器直結形 4 段 BPF の等価回路

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_e 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_e は次式で求められる。このとき、 Q_u 、 Q_{eb} を無限大とする。

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

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

励振線長 ex と Q_e 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 ($Q_e=0.7415 \cdot ex^{-7.641}$) 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。

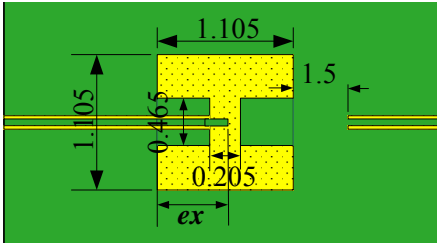


図 12 外部 Q , Q_e の計算に用いた構造

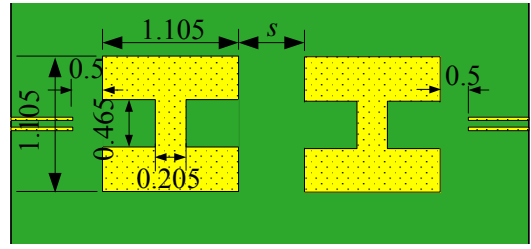


図 14 結合係数 k の計算に用いた構造

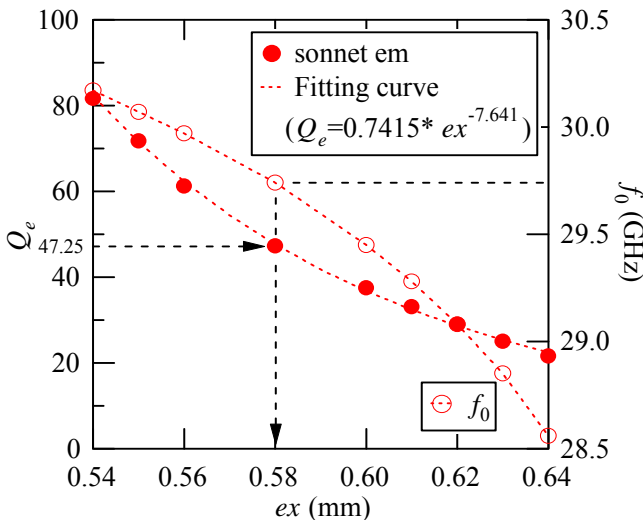


図 13 外部 Q , Q_e の計算結果

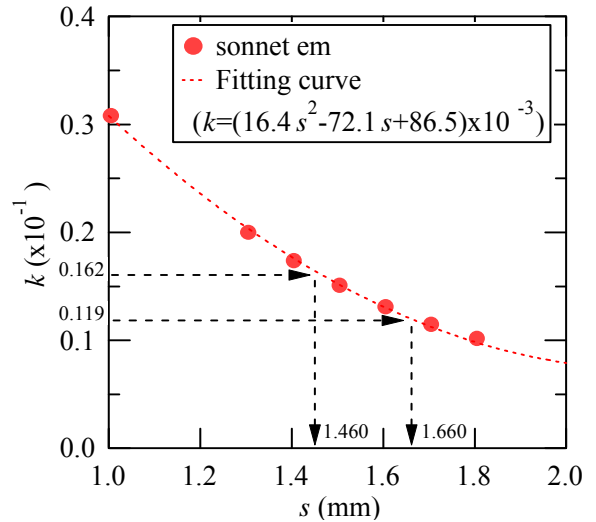


図 15 結合係数 k の計算結果

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 と f_l ($f_h > f_l$) より、 k は次式で求められる。

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} \quad (6)$$

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 ($k = (16.4s^2 - 72.1s + 86.5) \times 10^{-3}$) 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 $s_{12} = s_{34} = 1.460 \text{ mm}$ 、 $s_{23} = 1.660 \text{ mm}$ 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

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_0 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^[13]、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

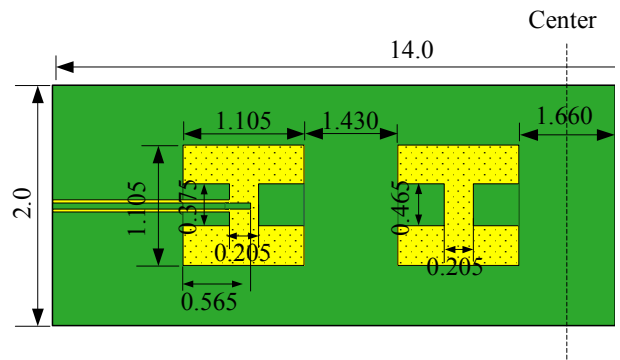


図 16 HTS-CPW 構造 H スロット 4 段 BPF の最終パターン

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、 $f_0=30.5\text{GHz}$ 、 $\Delta f/f_0=1.5\%$ 、 $\text{RW}=0.01\text{dB}$ 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。