

# 30GHz 帯 HTS-CPW 形 $\lambda/4$ 共振器 BPF の設計に関する検討

清水 隆志 馬 哲旺 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** 既に設計されている 30GHz 帯 HTS-CPW $\lambda/4$  共振器 4 段 BPF を YBCO 薄膜上に製作し、50K で測定を行った。その測定結果は計算結果と一致しなかった。回路シミュレータ ADS を使用して、試作した BPF の不具合箇所を検討した結果、入出力部に用いたインターディジタルギャップ構造部の素子値が設計値と異なっており、必要な製作精度が得られていないことがわかった。そこで、線路幅を通常の線路幅より広くした T 形開放ギャップを用いて、カインティックインダクタンスを考慮した 30GHz 帯 HTS-CPW 形 $\lambda/4$  共振器 4 段 BPF の設計を行った。さらに、同一仕様の 8 段 BPF の設計を行った。

**キーワード** 超電導体, コプレーナ線路,  $\lambda/4$  共振器, 帯域通過フィルタ, ミリ波

## Study for the design of 30GHz HTS-CPW type BPF using $\lambda/4$ resonator

Takashi Shimizu Zhewang Ma and Yoshio Kobayashi

Department of Electrical and Electric Systems, Saitama University

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

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

**Abstract** 30GHz HTS-CPW type 4-pole BPF using  $\lambda/4$  resonators, which has been presented, was manufactured on the YBCO thin film and measured by 50K. The measured result does not agree with the calculated result. The wrong parts of the filter pattern made with manufacture precision were examined by using the circuit simulator ADS. As a result, it is found that the element value of the inter-digital gap structure used for the input-and-output part differs from the design value, and required manufacture accuracy is not acquired. Then, 30GHz HTS-CPW type 4-pole BPF using  $\lambda/4$  resonators were designed in consideration of the kinetic inductance by using T-form opening gap which made transmission line width larger than the usual one. Furthermore, 8-pole BPF of the same specification was designed.

**Keyword** Superconductor, Coplanar waveguide, Quarter-Wavelength Resonator, Bandpass Filter, Millimeter Wave

### 1. はじめに

近年、小形低損失で急峻なスカート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フィルタが多く報告されている。これらのフィルタは HTS 薄膜を基板の両面に必要とするのに対し、コプレーナ線路 (CPW) 構造を用いたフィルタ<sup>[1]-[6]</sup>は、HTS 薄膜を基板の片面のみに必要とするため低価格化が期待される。

当研究室では、先に低損失特性を実現する CPW 形  $1/2$  波長および  $1/4$  波長共振器を用いた帯域通過フィルタ (BPF) の構造を提案し、30GHz 帯で BPF の設計を行ってきた<sup>[7]-[9]</sup>。

本研究では、先に設計した 30GHz 帯 CPW $\lambda/4$  共振器

4 段 BPF<sup>[9]</sup>を YBCO 薄膜上に試作し、測定を行う。さらに、その測定結果を用いて、試作した BPF の不具合箇所を回路シミュレータ ADS (Advanced Design System, Agilent Technologies 社製)を用いて特定した。その結果に基づき、線路幅を通常の線路幅より広くした T 形開放ギャップを提案し、カインティックインダクタンスを考慮した 30GHz HTS-CPW 形 $\lambda/4$  共振器 4 段 BPF の設計を行う。さらに同 8 段 BPF の設計を行った。

### 2. フィルタ構造

CPW $1/4$  波長共振器を用いた 30GHz 帯 4 段 BPF の構造を図 1 に示す。本フィルタ構造は、損失の原因となる線路の曲がり部分やエアブリッジを用いない。誘電体基板には比誘電率  $\epsilon_r=9.68$  (@77K)、厚さ 0.5mm の

MgOを用いる<sup>[10]</sup>。このフィルタは厚さ 0.5 $\mu$ m の YBCO 高温超電導薄膜を誘電体基板の上面に蒸着して構成され、断面寸法 3.0mm $\times$ 2.0mm の銅のパッケージに収められる。CPW とパッケージ上面との距離は 1.5mm、誘電体とパッケージ下面との距離は 1.0mm である。

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 である。 $l_1$  から  $l_4$  の長さは、CPW 基本モードで約 1/4 波長である。共振器の一端は開放ギャップによって終端され、他端は短絡スタブによって終端される。入力ポートと 1 番目の共振器の結合は容量性により行われ、1 番目と 2 番目の共振器間結合は誘導性により行われる。以下、容量性と誘導性の結合が交互に用いられる。

1/4 波長共振器 4 段 BPF の等価回路を図 2(a)(b) に示す。ただし、左右対称構造であるため左半分のみを示す。等価回路中で共振器はそれぞれ電気長  $\pi/2$  の一様な伝送線路として表され、開放ギャップはキャパシタンスの  $\Pi$  形等価回路として、短絡スタブはインダクタンスの  $T$  形等価回路として表される。共振器直結形フィルタの設計理論<sup>[11]</sup>に基づき、 $J$ -インバータは電気長  $\phi_i$  の一様な伝送線路を  $\Pi$  形等価回路の両側に加えることにより実現される。また、 $K$ -インバータは電気長  $\phi_i$  の一様な伝送線路を  $T$  形等価回路の両側に加えることにより実現される。

### 3. 入出力部インターディジタルギャップ形 30GHz 帯 4 段 BPF の試作と測定結果

参考文献[9]にて、設計された入出力部インターディジタルギャップ形 30GHz 帯 4 段 BPF の試作および測定を行った。図 3 に試作したフィルタパターンの左半分の写真を示す。測定にはコプレーナプローブを用いた。図 4 に 50K におけるフィルタの周波数特性の測定結果を示す。これより、計算値と測定結果が一致していないことが分かる。この結果より、試作したフィルタパターン自体に問題があり、その改善が必要であることが分かった。

### 4. フィルタパターンの不具合箇所に関する検討

一般にフィルタの周波数特性の測定結果が計算結果と一致しなかった場合、その不具合箇所を勘や経験により、特定することは非常に困難である。そこで、回路シミュレータ ADS の最適化機能を用いたフィルタパターンの不具合箇所に関する検討を行う。

不具合箇所の特定には、図 2(b) に示す等価回路と図 4 に示す測定結果を用いる。まず、等価回路の各素子値にフィルタの設計仕様から計算された設計値を与える。この時の周波数特性を図 5 中に一点波線で示す。この理想特性が、図 5 中に波線で示す測定結果に一致する

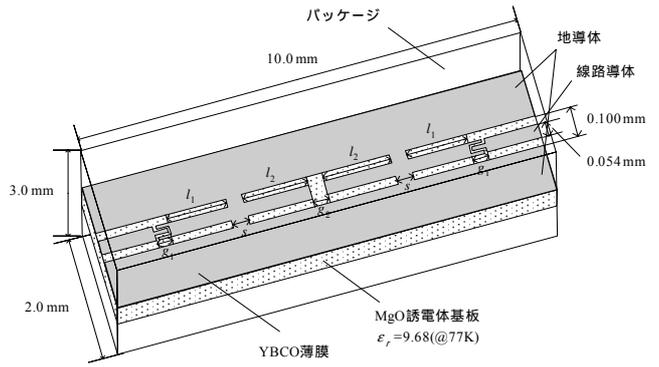


図 1 CPW1/4 波長共振器を用いた 4 段 BPF の構造

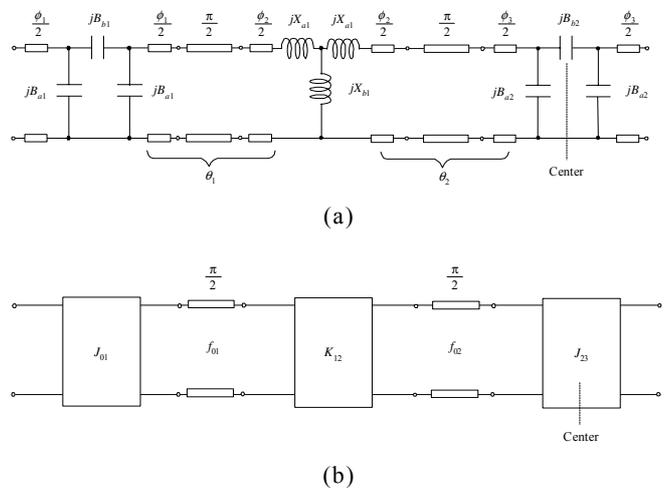


図 2 1/4 波長共振器 4 段 BPF の等価回路

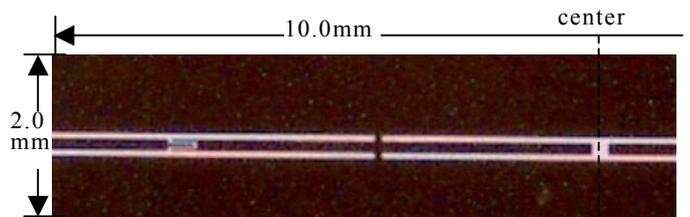


図 3 試作した 30GHz 4 段 BPF (左半分) の写真

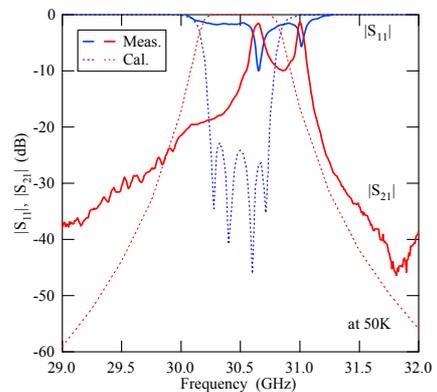


図 4 30GHz 4 段 BPF の周波数特性の測定結果

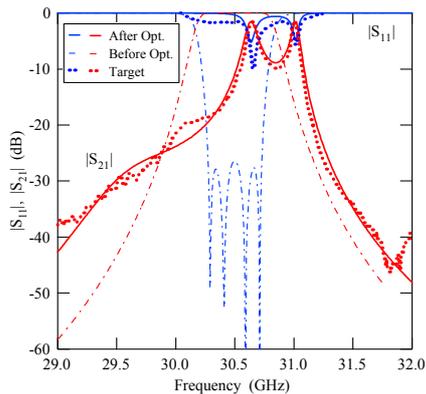


図 5 周波数特性の比較

表 1 設計値と最適化値の比較

パラメータ	設計値	最適化値	誤差(%)
$f_{01}$	30.50GHz	29.94GHz	-1.8
$f_{02}$	30.50GHz	30.77GHz	0.9
$f_{03}$	30.50GHz	30.78GHz	0.9
$f_{04}$	30.50GHz	29.53GHz	-3.2
$J_{01}/Y_0$	0.128553	0.179568	39.7
$K_{12}/Z_0$	0.012736	0.014636	14.9
$J_{23}/Y_0$	0.009355	0.010223	9.3
$K_{34}/Z_0$	0.012736	0.013981	9.8
$J_{45}/Y_0$	0.128553	0.186492	45.1

ように等価回路の各素子値を変数として最適化を行う。最適化後の周波数特性を図 5 中に実線で示す。結果より、最適化後の周波数特性は、測定結果にほぼ一致していることが分かる。このときの等価回路の各素子値を表 1 に示す。ここで、誤差は最適化値の設計値に対する相対誤差である。これより、1 段目と 4 段目の素子値が設計値と大きくずれていることが分かる。これは、入出力部にインターディジタルギャップ構造を用いたため、必要な製作精度が得られなかったためと考えられる。

以上より、ミリ波帯フィルタの設計では、製作精度の影響を受けにくいフィルタパターンを考える必要があるといえる。

### 5. 30GHz 帯 4 段 BPF の再設計

本節では、製作精度の影響を受けにくい線路幅を通常の線路幅より広くした T 形開放ギャップを提案する。さらに、そのパターンを入出力部に用いて、30GHz 帯 HTS-CPW $\lambda/4$  共振器 4 段 BPF の再設計を行う。

図 6 に T 形開放ギャップを用いた CPW $\lambda/4$  波長共振器 4 段 BPF の構造を示す。ただし、左右対称構造であ

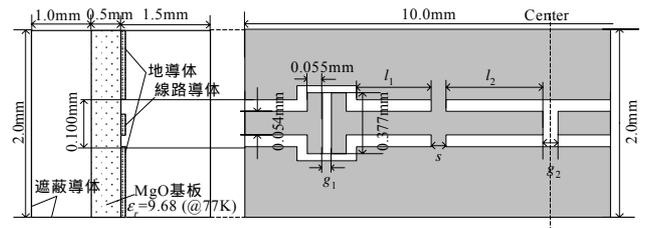


図 6 T 形開放ギャップを用いた CPW $\lambda/4$  波長共振器 4 段 BPF の構造

表 2 30GHz 帯域通過フィルタの設計仕様

段数 n	4
特性	チェビシェフ
中心周波数 $f_0$	30.5GHz
リップル幅 RW	0.01dB
比帯域幅 $\Delta f/f_0$	1.5%

るため左半分のみを示す。また、BPF の設計仕様を表 2 に示す。チェビシェフ特性原形低域通過フィルタの素子値を用い、このフィルタの  $J$ -インバータと  $K$ -インバータの値を決定した<sup>[11]</sup>。このフィルタの設計は、以下の手順により行われる。ただし、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は考慮する。

#### 5.1. $L_k$

超電導電子が関与するカイネティックインダクタンス  $L_k$  は、線路幅  $w$ 、線路導体の長さ  $l$  とすると、次式で表される。

$$L_k = \frac{L_s}{w} \times l \quad (1)$$

2 流体モデルに従うと、 $L_s$  の値は温度  $T$  における磁場侵入長  $\lambda(T)$  から求められ、次式で定義される<sup>[12]</sup>。

$$L_s = \mu_0 \lambda(T) \quad (2)$$

ただし、

$$\lambda(T) = \frac{\lambda(0)}{\{1 - (T/T_c)^4\}^{1/2}} \quad (3)$$

真空の透磁率  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m、ロンドン侵入長  $\lambda(0)$ 、臨界温度  $T_c$  K である。

$T \ll T_c$  の範囲において、YBCO 薄膜の場合、 $\lambda(0) = 100\text{-}300\text{nm}$  である。ここでは、 $\lambda(0) = 200\text{nm}$  として検討

を行う。2.5次元電磁界シミュレータ SONNET em<sup>[13]</sup>では $L_s$ を設定するので、上式より、 $T=70K$ では $L_s$ を求めると0.349pHとなる。

### 5.2. T

入出力部に用いるT形開放ギャップの構造を図9に示す。図中の参考面 $T_1, T_2$ は、 $\Pi$ 形等価回路のそれぞれ入力ポートと出力ポートに対応する。2.5次元電磁界シミュレータ SONNET em<sup>[13]</sup>を用い、T形部線路長さ0.055mmと固定し、様々なT形部線路幅 $w_l$ とギャップ幅 $g_1$ について、 $T_1, T_2$ におけるSパラメータを求

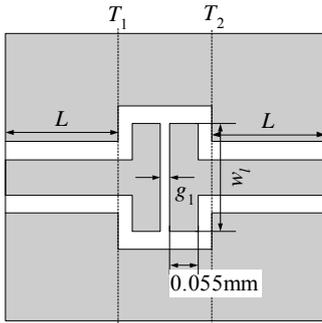


図9 T形開放ギャップの構造

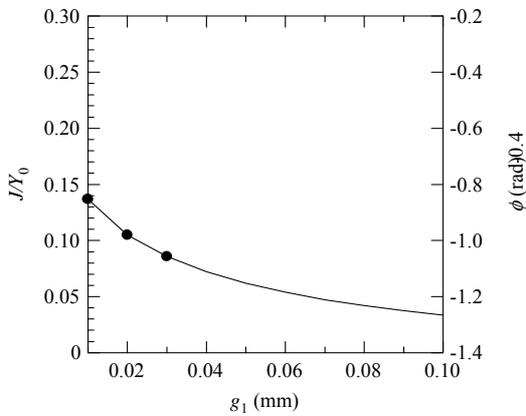
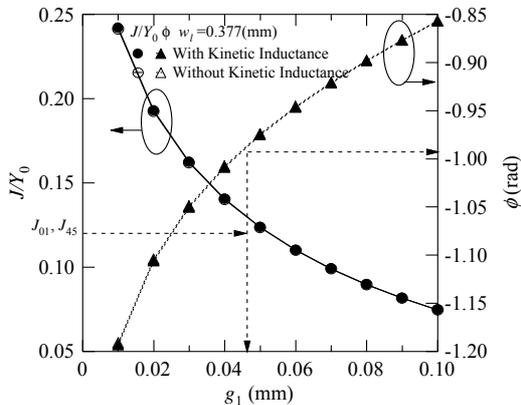


図8  $g_1$  に対する  $J/Y_0$  と  $\phi$  の変化



める。計算したSパラメータから、次式により $\Pi$ 形等価回路の素子値 $B_a, B_b$ を得る。

$$jB_a = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}-2S_{12}}{\Delta} \quad (4)$$

$$jB_b = \frac{2S_{21}}{\Delta} \quad (5)$$

ただし、

$$\Delta = (1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21} \quad (6)$$

これらの値から、 $J$ -インバータの $\phi$ と $J/Y_0$ は次式により計算される<sup>[11]</sup>。

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{2B_b}{Y_0} + \frac{B_a}{Y_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{B_a}{Y_0}\right) \quad (7)$$

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} = \left| \tan\left\{\frac{\phi}{2} + \tan^{-1}\left(\frac{B_a}{Y_0}\right)\right\} \right| \quad (8)$$

ただし、 $Y_0 = 1/Z_0$ である。

図10に $w_l$ をパラメータとした時の $g_1$ に対する $J/Y_0$ と $\phi$ の計算結果を示す。結果より、 $J/Y_0$ の変化がある程度ゆるやかとなる、 $w_l=0.377\text{mm}$ と決定した。図8に $w_l=0.377\text{mm}$ としたときの $g_1$ に対する $J/Y_0$ と $\phi$ の変化を示す。図中の黒印がカインティックインダクタンスを示す。

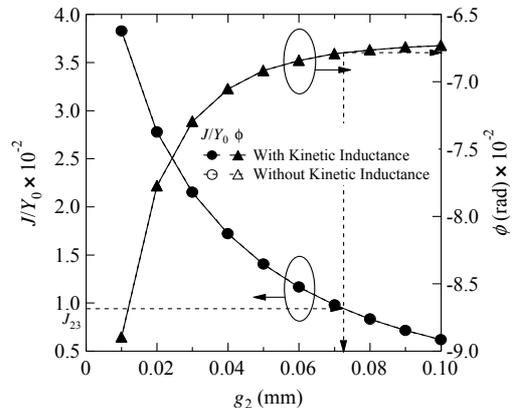


図7  $g_2$  に対する  $J/Y_0$  と  $\phi$  の変化

考慮した結果であり、白印が考慮しない結果である。  
T形開放ギャップ部は、カインティックインダクタンスの影響がほとんど無いことが分かる。この結果より、必要なJ-インバータ値、 $J_{01}/Y_0=J_{45}/Y_0=0.128553$  を実現するため、 $g_1=0.047\text{mm}$  と決定した。

### 5.3.

2段目と3段目の共振器の結合に用いる開放ギャップの構造を図9に示す。 $\phi$ と $J/Y_0$ の値は(4)-(8)式により計算される。ギャップ幅 $g_2$ に対する $J/Y_0$ と $\phi$ の計算結果を図7に示す。開放ギャップ部は、カインティックインダクタンスの影響がほとんど無いことが分かる。この結果より、必要なJ-インバータ値、 $J_{23}/Y_0=0.009355$  を実現するため、 $g_2=0.073\text{mm}$  と決定した。

### 5.4.

1段目と2段目、3段目と4段目の共振器の結合に用いる短絡スタブの構造を図12

章8を1票ゾ

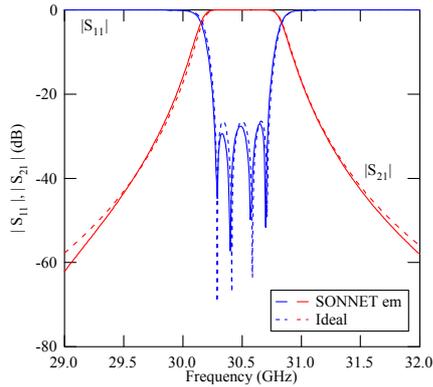


図 16 4 段 BPF の周波数特性

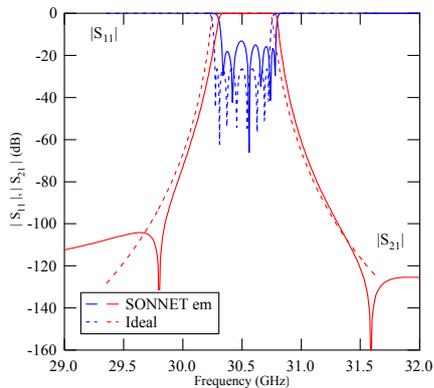


図 15 8 段 BPF の周波数特性

カインティックインダクタンスを考慮すると、 $f_0$  が 0.5GHz 程度減少することがわかった。以上の結果をもとに、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、設計仕様を満たす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。その周波数特性を図 16 に示す。図中、実線が em による計算結果であり、波線が理想特性である。

同様にして、同一仕様の 8 段 BPF の設計を行った。その結果を図 15 に示す。

## 7. まとめ

入出力部に T 形開放ギャップを用いた 30GHz 帯 HTS-CPW 形  $\lambda/4$  共振器 4 段および 8 段 BPF の設計を行った。4 段 BPF に関しては、 $f_0=30.49\text{GHz}$ 、 $\Delta f/f_0=1.48\%$ 、8 段 BPF に関しては、 $f_0=30.54\text{GHz}$ 、 $\Delta f/f_0=1.47\%$  となり、設計仕様を満足した。

ミリ波帯フィルタの設計では、製作精度の影響を受けにくいフィルタパターンを考える必要がある。

## 謝辞

フィルタパターン製作をして頂いた日本電気株式会社 吉武務氏に深謝いたします。また、実験に御協力頂いた本学 橋本経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 14 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] K. Yoshida, K. Sashiyana, S. Nishioka, H. Shimakage, and Z. Wang, "Design and performance of miniaturized superconducting coplanar waveguide filters," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol.9, no.2, pp.3905-3908, June 1999.
- [2] R. Weigel, M. Nalezinski, A. A. Valenzuela, and P. Russer, "Narrow-band YBCO superconducting parallel-coupled coplanar waveguide band-pass filters at 10GHz," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol.3, no.LL-5, pp.1285-1288, June 1993.
- [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] 和田, 粟井, 岩本, "スプリアス応答抑制特性を有する両端接地地形コプレーナ線路共振器帯域通過フィルタ," 信学技報 MW98-38, OPE98-30, pp.25-30, June 1998.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 滝口, 馬, 小林, "30GHz 帯コプレーナ形  $1/2$  帯域通過フィルタの設計", 信学総大, C-2-105, Mar. 2000.
- [8] Z. Ma, Y. Takiguchi, Y. Kobayashi, "Design of two types of millimeter wave filters using coplanar waveguide structures," *2000 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc.*, pp. 516-519, Dec. 2000.
- [9] 鈴木, 馬, 小林, "30GHz 帯コプレーナ形  $1/4$  共振器を用いた帯域通過フィルタの設計," 信学ソ大, C-2-51, , pp.78, Oct. 2000.
- [10] 橋本, 上條, 板本, 小林, "MgO および BMT 基板の複素誘電率の低温特性のマイクロ波測定," 信学技報 SCE99-5, MW99-5, pp.27-32, Apr. 1999.
- [11] G.L. Matthaei, L. Young, and E.M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, pp.97-104, pp.464-472, McGraw-Hill, New York, 1964.
- [12] Z. Shen, "High-Temperature Superconducting Microwave Circuits," Artech House, Boston, pp.25-32, 1994.
- [13] Em, *Electromagnetic Analyzing Software*, Sonnet Software Inc., ver.8.5, Liverpool, NY, 1998.