

3重モード誘電体円柱共振器を用いた帯域フィルタの設計

正員 小松 繁^{†*} 正員 小林 禧夫[†]

Design of Bandpass Filters Using Triple-Mode Dielectric Rod Resonators

Shigeru KOMATSU^{†*} and Yoshio KOBAYASHI[†], Members

あらまし 一つの物理空洞に複数の共振モードを縮退させた多重縮退モード誘電体共振器はマイクロ波帯の帯域フィルタ(BPF)の小形化に有効である。本論文では、 TM_{010} モードと2重モードである EH_{110} モードを縮退させた共振周波数8.5GHzの3重モード誘電体円柱共振器について、モード展開法により高精度設計を行い、この共振器を用いた3段チェビシェフ形BPF、および6段だ円関数形BPFの設計を行う。その際に誘電体共振器間の結合孔による結合係数をモード展開法による厳密な電磁界解析により計算し、その計算結果の有効性を実験により実証する。その結果、従来の3重モード円筒空洞共振器を用いたBPFに比べ、容積が約1/5に小形化されたBPFを実現した。

キーワード マイクロ波、誘電体共振器、帯域フィルタ

1. まえがき

最近、マイクロ波帯における帯域フィルタ(BPF)を小形化するために、3重縮退モードを用いることにより一つの空洞共振器で3段のBPFを実現する研究が盛んに進められている^{(1)~(3)}。また、更に小形化するために3重縮退モード誘電体共振器を用いたBPFの研究も進められている^{(4)~(6)}。しかし、3重モード誘電体円柱共振器に関する設計は、近似解法により行われているのみである⁽⁴⁾。そして、フィルタ実現に必要な結合孔による共振器間の結合係数 k に関しては解析的検討が行われておらず、また実験的に決定することが容易でないために、設計精度が低い難点があった。

本論文では、まずモード展開法による厳密解析に基づいて、共振周波数 $f_0=8.5\text{GHz}$ の3重モード誘電体円柱共振器の高精度設計を実現する。そして計算された電磁界を基に共振器間の結合孔による k の計算を行う。次に、これらの計算結果を利用して、この共振器を用いた3段チェビシェフ形BPF、および6段だ円関数形BPFを設計した。その結果、従来の3重モード円筒空洞共振器を用いたBPFに比べ、容積が約1/5に小形化

されたことを示す。

2. 共振器設計

図1に誘電体円柱共振器の構成を示す。比誘電率 ϵ_r 、直径 D 、長さ L の誘電体円柱が、比導電率 σ_r 、直径 d 、長さ h の導体円筒空洞内に対称的に配置される。この共振器のすべての共振モードの f_0 は、モード展開法により高精度に計算可能なことは既に実証されている⁽⁷⁾。次にその行列式を示す。

$$\det H(f_0; \epsilon_r, D, L, d, h) = 0 \quad (1)$$

但し、 N 行 N 列の行列要素は省略する⁽⁷⁾。

次に、三つの共振モードが縮退する3重モード誘電体円柱共振器の寸法を設計する。使用するモードは、電気ダイポールが互いに直交し励振が容易であることを考慮して、 TM_{010} モードと EH_{110} 2重モードを選んだ。それぞれのモードの電磁界分布を図2に示す。 EH_{110} モードは、図の電磁界分布を周方向に90度回転させた分布をもつ縮退直交モードが存在するので2重モードと呼ばれている。現在までに、この3重モード誘電体円柱共振器の設計は、 $\epsilon_r=38$ において近似解法により行われている⁽⁴⁾。この近似解法による設計⁽⁴⁾と厳密解法による式(1)の計算結果を比較して図3に示す。これより、これらの近似解の精度は、 TM_{010} モードについては高いが、 EH_{110} モードについてはかなり低いことがわか

[†] 埼玉大学工学部電気電子工学科, 浦和市
Faculty of Engineering, Saitama University, Urawa-shi, 338 Japan
^{*} 現在, 日本電気株式会社

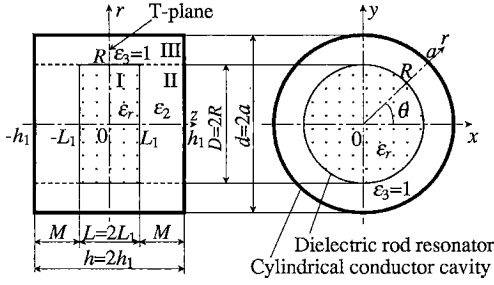


図1 誘電体円柱共振器の構成
Fig. 1 Configuration of a dielectric rod resonator.

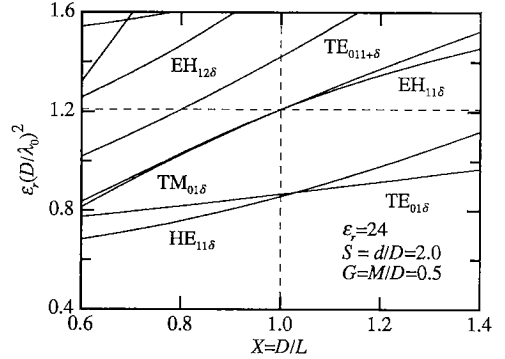


図4 3重モード誘電体円柱共振器のモードチャート
Fig. 4 A mode chart for a triple-mode dielectric rod resonator.

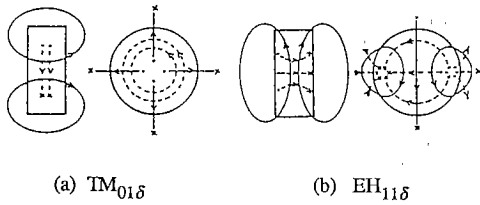


図2 電磁界分布 (— 電界, - - - 磁界)
Fig. 2 Field plots.

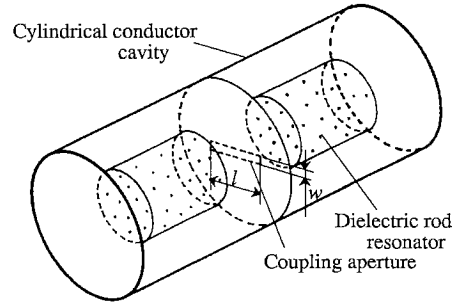


図5 二つの誘電体円柱共振器間の長方形結合孔による結合
Fig. 5 A square aperture coupling between two dielectric rod resonator. ($\epsilon_r=23.2$, $D=8.0\text{mm}$, $L=5.5\text{mm}$, $d=16.0\text{mm}$, $h=16.0\text{mm}$, $w=1.0\text{mm}$)

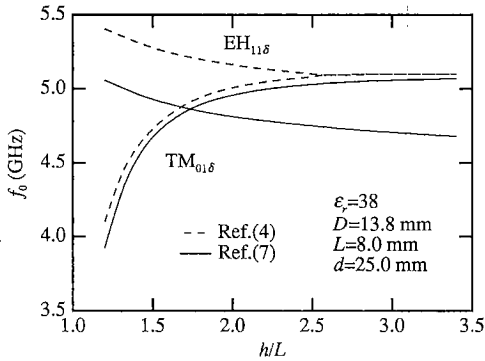


図3 共振周波数の近似解と厳密解の比較
Fig. 3 Comparison of an approximation with a rigorous analysis for resonant frequencies.

る。従って、誘電体共振器の高精度設計には、モード展開法による厳密解を用いることが有効である。

次に、 $\epsilon_r=24$ の誘電体を用いるとき、 $\text{TM}_{01\delta}$ モードと $\text{EH}_{11\delta}$ モードが縮退し、かつ隣接モードが離れるように式(1)を用いて設計した結果、以下の寸法を得た。

$$S=d/D=2.0, X=D/L=1.0, G=M/D=0.5 \quad (2)$$

この寸法比付近のモードチャートを図4に示す。一例として $\epsilon_r=24$ 、 $f_0=8.5\text{GHz}$ では、共振器寸法は $D=8.0\text{mm}$ 、 $L=8.0\text{mm}$ 、 $d=16.0\text{mm}$ 、 $h=16.0\text{mm}$ と決定される。

3. 共振器間結合係数

図5に導体板にあげられた長方形結合孔により結合された二つの誘電体円柱共振器を示す。従来より、空洞共振器間の結合孔による k の計算方法はよく知られている⁽⁶⁾。ここでは、この計算方法を誘電体共振器を用いた場合に適用し、モード展開法による電磁界解析の結果を用いて、 k の計算を行う。

結合孔による k は、電界結合の場合、

$$k_E = P \frac{E_0^2}{\int_{v_1} |E_1|^2 dv_1 + \epsilon_r \int_{v_2} |E_2|^2 dv_2} = P \frac{\epsilon_0 E_0^2}{2W} \quad (3)$$

また、磁界結合の場合、

$$k_H = M \frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{H_0^2}{\int_{v_1} |E_1|^2 dv_1 + \epsilon_r \int_{v_2} |E_2|^2 dv_2} = M \frac{\mu_0 H_0^2}{2W} \quad (4)$$

で定義される⁽⁸⁾。但し、

$$W = \frac{1}{2} \epsilon_0 \int_{v_1} |E_1|^2 dv_1 + \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r \int_{v_2} |E_2|^2 dv_2 \quad (5)$$

P : 結合孔の電気偏極率

M : 結合孔の磁気偏極率

E_1 : 空気領域 v_1 の電界成分

E_2 : 誘電体領域 v_2 の電界成分

E_0 : 結合孔における電界の垂直成分

H_0 : 結合孔における磁界の接線成分

である。 P, M の値は、いくつかの結合孔の形状について既に発表されている⁽⁸⁾。また、長さ l の長方形結合孔の場合、自由空間波長 λ に対する l を考慮し、そして結合板の厚さを考慮したとき、上述の M は次式により M'_t に補正される⁽⁸⁾。

$$M'_t = \frac{M}{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2} 10^{-4} \left[\frac{2.734A}{\lambda_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2} \right] \quad (6)$$

但し、

λ_c : 結合孔と同じ断面積をもつ導波管の TE₁₀ モードの遮断波長 (この場合 $\lambda_c = 2l$)

t : 結合板の厚さ

A : 定数 ($t < 0.02l$ のとき約 3)

EH_{11δ}モードと TM_{01δ}モードを分離させるため、 L を 8.0mm より 5.5mm に短くした誘電体共振器を用いて、本計算方法の有効性を実証する。結合板は厚さ 50μm の銅はくを用い、結合孔の幅 w を 1mm として長さ l を変化させた。また、誘電体円柱として BMT セラミクス ($\epsilon_r = 23.2$, $\tan\delta = 4.4 \times 10^{-5}$ at 11.5GHz), 支持誘電体にはリング状の発泡ポリスチレン ($\epsilon_2 = 1.031$), 円筒空洞として銅めっきされた真ちゅう製空洞 ($\sigma_r = 0.9$) を用いた。

まず、TM_{01δ}モード共振器間の k について述べる。このモードの共振器間結合は、結合孔に垂直な電界成分 E_z のみにより行われると仮定する。図 6 に結合板における E_z をモード展開法により計算した結果を示す。また、式(3)の E_0^2 の値として、結合孔における E_z 成分の 2 乗平均値を用いる。一方、実験の際には、結合により二つに分離した周波数のうち高いものを f_h , 低いものを f_l とすると k は次式により与えられる⁽⁹⁾。

$$k = \frac{f_h^2 - f_l^2}{f_h^2 + f_l^2} \quad (7)$$

k_E を式(3)により計算した結果と測定結果を図 7 に示す。これより、計算値と実験値はよく一致し、本計算方法の有効性が実証された。

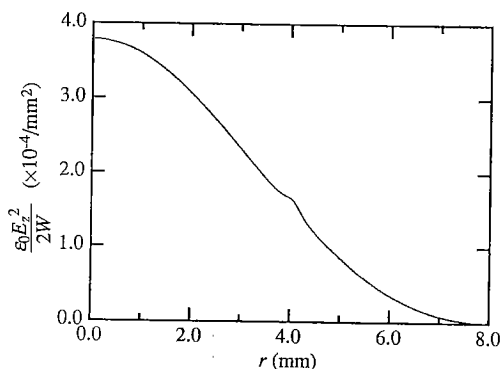


図 6 TM_{01δ}モード共振器の結合板における E_z 成分の計算結果

Fig. 6 Calculated results of E_z on an aperture for the TM_{01δ}-mode resonator.

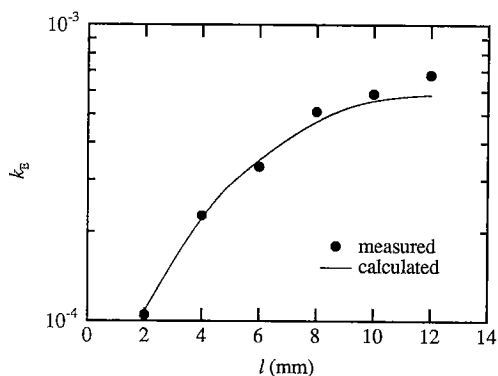


図 7 TM_{01δ}モード共振器の k_E の計算結果と測定結果

Fig. 7 Calculated and measured results of k_E for the TM_{01δ}-mode resonator.

次に、EH_{11δ}モード共振器間の k について述べる。このモードの共振器間結合は、結合孔の長さ方向に平行な磁界成分 H_r のみにより行われると仮定する。図 8 に結合板における H_r をモード展開法により計算した結果を示す。また、式(4)の H_0^2 の値として、結合孔における H_r 成分の 2 乗平均値を用いる。 k_H を式(4), 式(6)により計算した結果と測定結果を図 9 に示す。これより、計算値と実験値はよく一致し、本計算方法の有効性が実証された。

4. 3 段チェビシェフ形 BPF

4.1 構造と設計仕様

図 10 に 3 段チェビシェフ形 BPF の構成を示す。まず、Probe- α により EH_{11δ}モード (モード 1) を励振し、金属ねじ C₁₂ によりこれに直交する縮退 EH_{11δ}モード

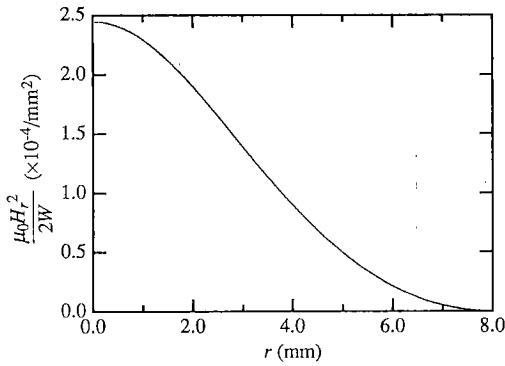


図8 EH_{11 δ} モード共振器の結合板におけるH_r成分の計算結果
Fig. 8 Calculated results of H_r on an aperture for the EH_{11 δ} -mode resonator.

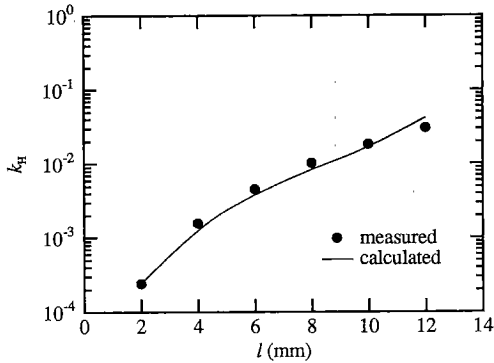


図9 EH_{11 δ} モード共振器のk_Hの計算結果と測定結果
Fig. 9 Calculated and measured results of k_H for the EH_{11 δ} -mode resonator.

(モード2)を励振し、更に金属ねじC₂₃によりTM_{01 δ} モード(モード3)を励振し、最後にProbe- β で出力を取り出す。プローブには後述のセミリジッドケーブルを用いた。また、各共振モードのf₀の調整は誘電体ねじT₁~T₃により行った。中心周波数8.5GHz、3dB帯域幅32MHz(比帯域幅0.38%)、帯域内リプル幅0.01dBの3段チエビシェフ形BPFを実現するために必要な外部Q、Q_eとkは、

$$Q_e = Q_{ea} = Q_{eb} = 310, k_{12} = k_{23} = 2.6 \times 10^{-3} \quad (8)$$

である⁽¹⁰⁾。

4.2 モード間結合係数

式(7)を用いて、共振器に直径2mmの金属ねじを挿入したときのモード間のkの測定を行った。C₁₂の挿入長lに対するEH-EHモード間のkの測定結果を図11に示す。次に、C₂₃のlに対するEH-TMモード間のk

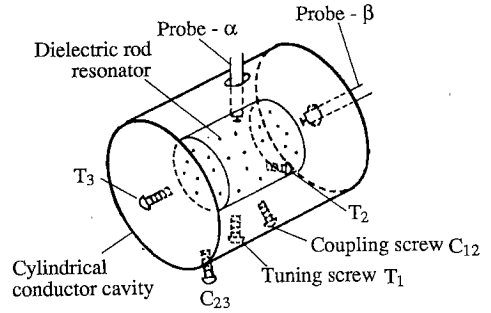


図10 3段チエビシェフ形BPFの構成
Fig. 10 Structure of a 3-stage Chebyshev BPF. ($\epsilon_r=23.2$, $D=8.0\text{mm}$, $L=8.0\text{mm}$, $d=16.0\text{mm}$, $h=16.0\text{mm}$)

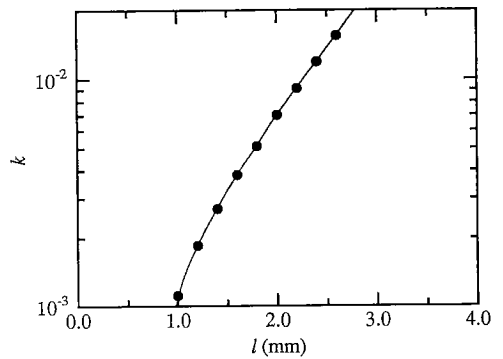


図11 金属ねじC₁₂によるEH-EHモード間のkの測定結果
Fig. 11 Measured results of k between EH-EH mode by a conducting screw C₁₂.

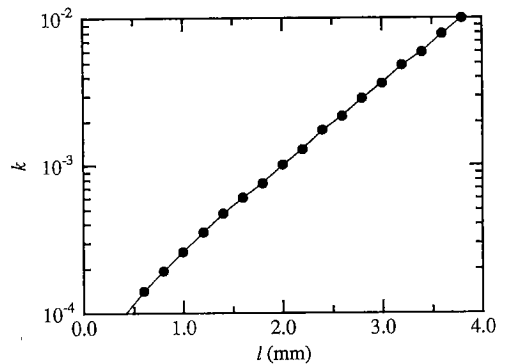


図12 金属ねじC₂₃によるEH-TMモード間のkの測定結果
Fig. 12 Measured results of k between EH-TM mode by a conducting screw C₂₃.

の測定結果を図12に示す。

4.3 励振方法と外部Q

共振器の励振と検波に直径2.2mmのセミリジッド

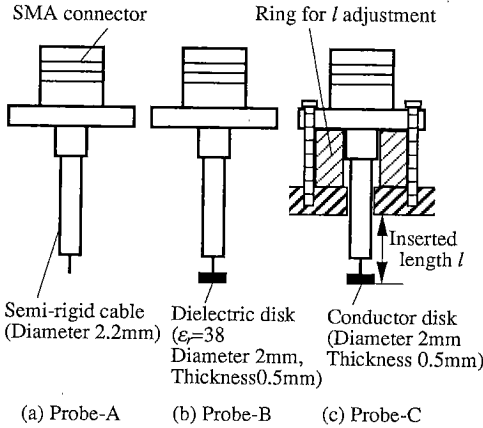


図13 励振線の構造
Fig. 13 Structure of probe.

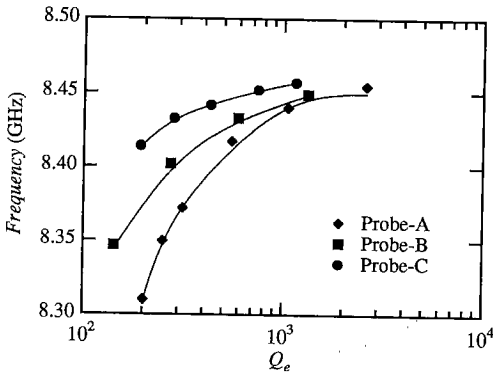


図14 Probe-αによるEH_{11δ}モードの外部Qの測定結果
Fig. 14 Measured results of external Q by a probe-α for the EH_{11δ} mode.

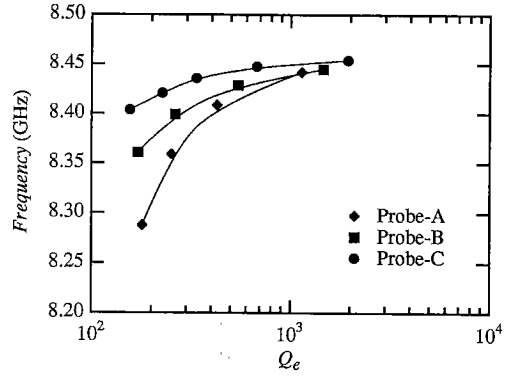


図15 Probe-βによるTM_{01δ}モードの外部Qの測定結果
Fig. 15 Measured results of external Q by a probe-β for the TM_{01δ} mode.

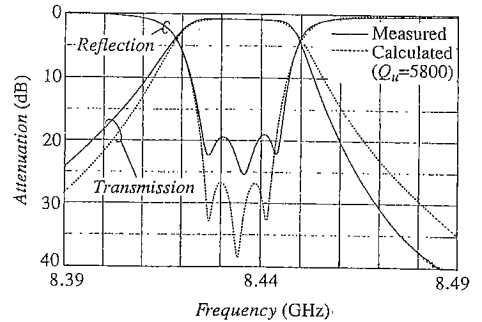


図16 3段チェビシェフ形BPFの通過特性と反射特性の測定結果と計算結果
Fig. 16 Measured and calculated results of transmission and reflection characteristics of a 3-stage Chebyshev BPF.

ケーブルを用いて必要な Q_e を得ようとする、 f_0 の変化が大きくなりフィルタの実現が困難であることがわかった。そこで、TM_{01δ} モード、EH_{11δ} モードに対して設計値 $Q_e=310$ を実現するための f_0 に対する影響が少ない励振線の構造について検討を行った。図13に用いた励振線の構造を示す。EH_{11δ} モードについて Probe-α による Q_e を反射法により測定した結果を図14に示す。また、TM_{01δ} モードについて Probe-β による Q_e の測定結果を図15に示す。これより f_0 の変化が最も少ない Probe-C の励振線を採用した。

4.4 フィルタ特性

図16に3段チェビシェフ形BPFの通過特性と反射特性の測定結果を示す。中心周波数における挿入損失 $I.L.$ は0.85dBであり、これは、無負荷 Q 、 $Q_u=5,800$

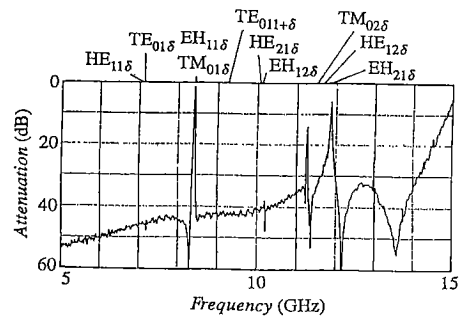


図17 3段チェビシェフ形BPFの広帯域通過特性の測定結果
Fig. 17 Measured results of wide-band transmission characteristics of a 3-stage Chebyshev BPF.

に相当する。図17に広帯域特性の測定結果を示す。この励振方法では、TM₀ モード以外の他のモードの励振

表1 中心周波数8.5GHzの3段BPFの容積比較

共振器	フィルタ容積 (mm ³)	容積比
3重モード誘電体円柱共振器 (TM _{01δ} , EH _{11δ})	3,220	1
TM _{01δ} モード誘電体円柱共振器 (ε _r =24)	4,620	1.43
3重モード円筒空洞共振器 (TM ₀₁₀ , TE ₁₁₁)	15,690	4.87
TE ₀₁₁ モード円筒空洞共振器	240,400	74.7

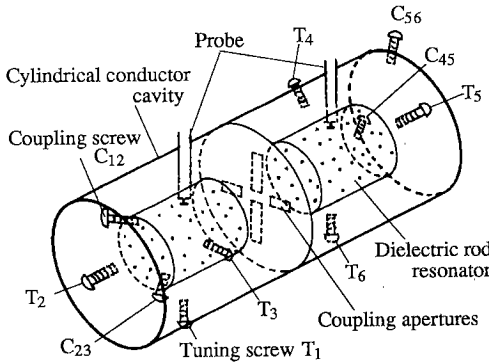


図18 6段だ円関数形BPFの構成
Fig. 18 Structure of a 6-stage elliptic function BPF. (ε_r=23.2, D=8.0mm, L=8.0mm, d=16.0mm, h=16.0mm)

が抑制されるため、良好な広帯域特性が実現された。

次にフィルタ体積を比較するために、中心周波数8.5GHzの3段BPFをさまざまな共振器を用いて設計した^{(1),(11)}。表1に設計値を示す。これより、本フィルタ構造は小形化に有効と結論される。

5. 6段だ円関数形BPF

5.1 構造と設計仕様

図18に6段だ円関数形BPFの構成を示す。二つの3重モード誘電体共振器が結合板を通して接続される。モード間結合係数 k_{12} , k_{23} , k_{45} , k_{56} は金属ねじ C_{12} , C_{23} , C_{45} , C_{56} により、共振器間結合係数 k_{16} , k_{25} , k_{34} は厚さ $50\mu\text{m}$ の銅はくにあけた結合孔により行われる。各共振モードの f_0 の調整は誘電体ねじ $T_1 \sim T_6$ により行う。図19に6段だ円関数形BPFの等価回路を示す。中心周波数8.5GHz, 3dB帯域幅26MHz(比帯域幅0.3%), 帯域内リプル幅0.01dB, 阻止域最小減衰量40dBの6段だ円関数形BPFを実現するために必要な Q_e , k を次に示す⁽¹⁰⁾。

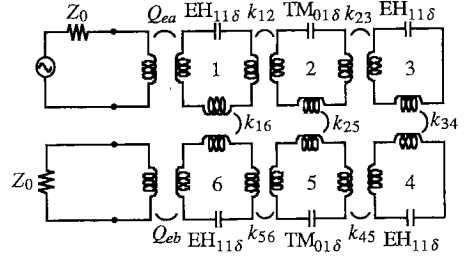


図19 6段だ円関数形BPFの等価回路
Fig. 19 Equivalent circuit of a 6-stage elliptic function BPF.

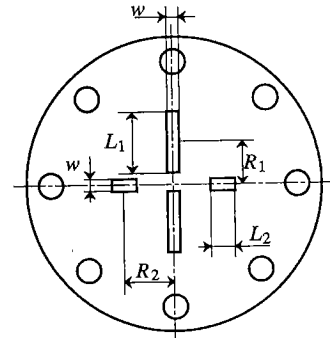


図20 長方形結合孔の形状
Fig. 20 Structure of square coupling aperture.

$$\left. \begin{aligned} Q_e = Q_{ea} = Q_{eb} &= 275 \\ k_{12} = k_{56} &= 2.59 \times 10^{-3} \\ k_{23} = k_{45} &= 1.60 \times 10^{-3} \\ k_{16} &= 0.159 \times 10^{-3} \\ k_{25} &= -0.721 \times 10^{-3} \\ k_{34} &= 2.11 \times 10^{-3} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

二つの3重モード共振器を用いて、6段だ円関数形BPFを実現するには、一つの結合板を介して、3組の共振器間結合を独立に設定することが必要となる。そこで、図20に示す形状の結合板を考える⁽¹⁾。この形状は、結合孔間の距離、結合孔の幅、結合孔の長さの三つのパラメータをもつため、3組の共振器間結合を独立に設定することが可能であると仮定して設計を行った。この結果、3.で述べた計算方法を用いて結合孔を設計した寸法は次のように決定された。

$$\left. \begin{aligned} w &= 1.0\text{mm} \\ R_1 &= 3.2\text{mm}, \quad R_2 = 3.7\text{mm} \\ L_1 &= 5.0\text{mm}, \quad L_2 = 2.0\text{mm} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

5.2 フィルタ特性

図21に6段だ円関数形BPFの通過特性と反射特性

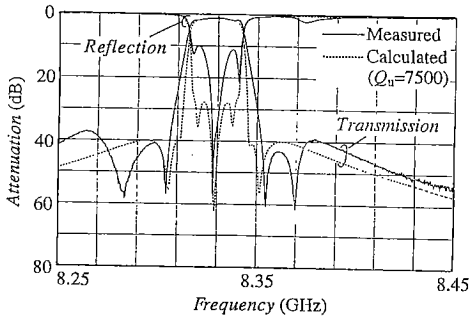


図 21 6 段だ円関数形 BPF の通過特性と反射特性の測定結果と計算結果

Fig. 21 Measured and calculated results of transmission and reflection characteristics of a 6-stage elliptic function BPF.

の測定結果を示す。中心周波数における $I.L.$ は 1.1dB であり、 $Q_u=7,500$ に相当する。フィルタ調整を繰り返し行ったが、通過特性も反射特性もかなり理論値と異なる結果となった。3. で $TM_{01\delta}$ モードと $EH_{11\delta}$ モードが縮退していない共振器間の結合孔による設計についてその有効性を実証し、5.1 で縮退しているときでもこの設計法が適用できるものとした。空洞共振器を用いたフィルタ⁽¹⁾ では結合孔において TE_{111} モードが E_z 成分をもたないために $TM_{01\delta}$ モードと直交しており、三つの独立した結合を実現している。一方、誘電体共振器の $EH_{11\delta}$ モードは H_r 成分のほかに E_z 成分をもつために、 $TM_{01\delta}$ モードと $EH_{11\delta}$ モード間に結合が生じ、不要な k_{24} , k_{26} などの飛び越し結合が起こってしまったため所望のフィルタ特性が実現できなかったと結論される。従ってこの形状の結合孔では所望の特性の実現をすることは困難であり、今後新しい結合方法を考える必要がある。広帯域特性の測定結果は図 22 に示すように良好である。

6. むすび

本論文では、3 重モード誘電体円柱共振器を用いた、3 段チェビシェフ形 BPF、6 段だ円関数形 BPF の設計を行い、以下の結果を得た。

- (1) モード展開法を用いることにより 3 重モード誘電体共振器の高精度設計を実現した。
- (2) 電磁界の計算結果を基に共振器間結合係数の解析的検討を行い、実験によりその有効性を実証した。
- (3) 外部 Q に対して共振周波数に影響を与えない BPF の励振線としてセミリジッドケーブルの先端に銅円板をつけたものが特性が良好である。

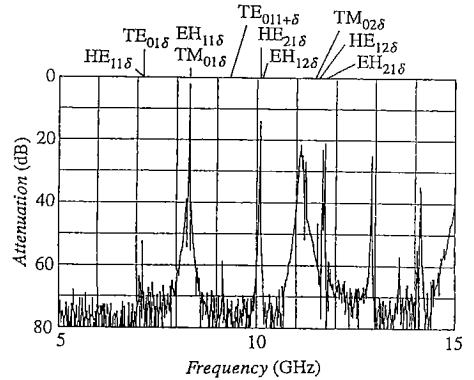


図 22 6 段だ円関数形 BPF の広帯域通過特性の測定結果
Fig. 22 Measured results of wide-band transmission characteristics of a 6-stage elliptic function BPF.

(4) 3 重モード誘電体共振器を用いた 3 段チェビシェフ形 BPF は所望の特性をほぼ満足した。

(5) 6 段だ円関数形 BPF は十分な特性が得られていない。不要な飛び越し結合の存在が原因であると考えられる。

(6) 3 重モード誘電体共振器を用いることにより、3 重モード空洞共振器を用いた BPF に比べ、容積が約 1/5 に小形化された。

6 段だ円関数形 BPF について、通過特性および反射特性の改善が今後の課題である。

謝辞 本研究に際し、実験装置の製作に御協力頂いた埼玉大学技官加藤正之氏に深く感謝します。また誘電体材料を提供して頂いた株式会社村田製作所に感謝の意を表します。

文 献

- (1) Tang W. C. and Chaudhuri S. K.: "A True Elliptic-Function Filter Using Triple-Mode Degenerate Cavities", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-32**, 11, pp. 1449-1454 (Nov. 1984).
- (2) 野本俊裕: "入出力導波管形 12GHz 帯 3 重モードフィルタ", 信学論(C), **J71-C**, 12, pp. 1680-1687 (1988-12).
- (3) Bonetti R. R. and Williams A. E.: "A TE Triple-Mode Filter", IEEE MTT-S Dig., pp. 511-514 (1988).
- (4) Gan Z. M., Li Y. Q., Feng C. D. and Yang S. G.: "Triple-Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity", IEEE MTT-S Dig., pp. 687-690 (1991).
- (5) Tang W. C.: "An 8-Pole Quazi-Elliptic Function Filter Realized in 3 Dielectric Resonator Cavities", IEEE MTT-S Dig., pp. 349-351 (1986).
- (6) Siu D.: "Realization of an Exact 5-Pole Elliptic Function Filter Employing Dielectric Loaded Triple-Dual-Mode Cavity Structure", IEEE MTT-S Dig., pp. 357

- 359 (1986).
- (7) Kobayashi Y. and Nakayama S.: "Design charts for shielded dielectric rod and ring resonators", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., J-8, pp. 241-244 (1986).
 - (8) Matthaei G. L., Young L. and Jones E. M. T.: "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures", McGraw Hill, New York (1964).
 - (9) Zaki K. A. and Chen C.: "Coupling of Non-Axially Symmetric Hybrid Modes in Dielectric Resonators", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-35**, 12, pp. 1136-1142 (Dec. 1987).
 - (10) Skwirzynski J. K.: "Design Theory and Data for Electrical Filters", D. Van. Nostrand Company Ltd. (1965).
 - (11) 古神義則, 小林禎夫: "誘電体装荷高温超伝導空洞共振器の高Q特性", 信学技報, **MW91-73** (1991-09).
(平成6年3月24日受付, 7月12日再受付)



小松 繁

平4埼玉大・工・電気卒。平6同大学院博士前期課程了。同年NEC入社。現在、同社パーソナルコミュニケーション事業部ネットワークターミナル開発部勤務。在学中、誘電体共振器を用いたマイクロ波フィルタの研究に従事。



小林 禎夫

昭38都立大・工・電気卒。昭40同大学院修士課程了。同年埼玉大・理工・電気助手。現在、同大学工学部電気電子工学科教授。マイクロ波誘電体共振器、誘電体フィルタ、誘電体材料測定、高温超伝導体のマイクロ波特性とフィルタへの応用に関する研究に従事。

工博。電気学会、IEEE各会員。