

反射係数の対称性を考慮した方形導波管 5 段形フィルタの設計

今 井 弘*

Design of Rectangular Waveguide 5-stage Filter
Considering Symmetric Reflection Coefficient

Hiroshi IMAI*

(Received May 25, 1990)

This paper describes the design figures of the impedance matching microwave 5-stage filter, which consists of three resonators using the two metallic post in the rectangular waveguide.

The reflection characteristics of 5-stage filter are discussed by numerical calculations considering the symmetry of the bandwidth under the condition of permitted reflection coefficient $S_p = 5 \times 10^{-3}$ in the pass band.

As the results of numerical calculations, the metallic post diameters and interstage lengths of the impedance matching 5-stage filter having the symmetric bandwidth more than 50 MHz are determined.

The symmetric bandwidths of these filters satisfying the permitted reflection coefficient are achieved about 50% of the 3-dB pass band. The dynamic ranges are more than 80 dB at 800 MHz bandwidth.

1. ま え が き

方形導波管内 H 面中央に立てた二本の誘導性金属ポストにより共振回路が形成でき、この共振回路を数段、ある間隔で縦続接続して多段形のフィルタが構成できる。

方形導波管多段形フィルタの設計値は、その等価回路において F マトリックスを用いて導出した計算式より求める。しかし、金属ポストを用いたデバイスの中心周波数は、金属ポスト幅が影響して素子間隔を等価的に短くしてその設計値より高くなる⁽¹⁾。従来は経験的に素子間隔を補正し、金属ポストの中間に容量性の周波数微調用ポストを設けて、デバイスの中心周波数を強制的に設計値に一致させてきた⁽²⁾。

本論文で述べる多段形フィルタのように、多くの金属ポスト共振器を使用する場合には、共振器とその段間長間にそれぞれ周波数微調用ポストを設けなければならないため、その構造は複雑となり、構成上非常に不便である。

筆者は、これまでに金属ポストを用いたデバイスの中心周波数をその設計値に一致させるための金属ポスト間隔補正値を決定し⁽³⁾、その有効性を検証してきた⁽⁴⁾。また、インピーダンス整合の良い多段形フィルタは、4 段形以上で構成する必要があることを述べた⁽⁵⁾。さらに 4、5 段形フィルタにおいて、反射係数極小点で、反射係数許容値を満足する周波数帯域幅（以下、これを許容値帯域幅という）と減衰量周波数特性等を検討し、金属ポスト直径と共振器の共振長、段間長の値を求め、共振長と段間長に金属ポスト間隔補正値を適用して、インピーダ

*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

ンス整合の良い4段, 5段型フィルタの設計値を与えた⁽⁶⁾。

反射係数極小点での許容値帯域幅最大値より設計値を決定したこれらのフィルタの減衰量特性, 帯域通過特性は4段形, 5段形共に良好である。しかし, 減衰量周波数特性の中心周波数に対する対称性を比較すると, 4段形のほぼ対称な特性に比べて, 5段形の場合には非対称な特性となっている。

本論文では, 5段形フィルタにおいて, 反射係数極小点での許容値帯域幅最大値ではなく, 許容値帯域幅の最大値におけるその対称性を考慮して設計すると, フィルタが対称な減衰量周波数特性を持ち, 3 dB 通過帯域の比較的広帯域な範囲において良好なインピーダンスの整合性を持つことを示し, 設計値を与えた。

2. 5段形フィルタの設計式

金属ポストを用い, その損失を考慮した方形導波管多段形フィルタの設計値を得るためには, 減衰量, インピーダンス, 反射係数などの計算式とともに, 任意の周波数と金属ポスト直径に対する金属ポストの正規化コンダクタンスと金属ポスト間隔補正值が必要となる。

多段形フィルタの設計に必要な計算式については, 文献5), 6) において詳しく述べた。ここでは, 本論文に必要な5段形フィルタの諸式の結果のみを簡単に再掲しておく。図1-a, bは, 方形導波管5段形フィルタのE面断面図とその等価回路である。

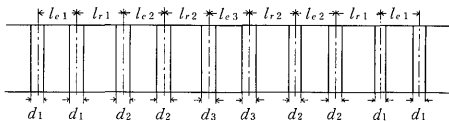


図1-a 方形導波管5段形(N=5)フィルタE面断面図

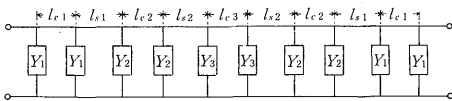


図1-b 図1-aの等価回路

5段形フィルタは, 直径 d_n の2本の金属ポストからなる共振長 l_{en} の共振器5個を段間長 l_{rn} で縦続接続して構成されている。金属ポスト直径, 共振長そして段間長はそれぞれ入出力側から見て対称に配列され, フィルタの入出力特性に対称性を持たせている。

5段形フィルタの等価回路において, その四端子定数を A_5, B_5, C_5, D_5 とすると, この回路の減衰量 α , 入

力インピーダンス $Z_{in}(5)$ は, それぞれ次式で与える。

$$\alpha = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{A_5 + B_5 + C_5 + D_5}{2} \right| \quad (1)$$

$$Z_{in}(5) = \frac{A_5 + B_5}{C_5 + D_5} \quad (2)$$

入力インピーダンス $Z_{in}(5)$ と反射係数 S の間には次の関係がある。

$$S = \frac{Z_{in}(5) - 1}{Z_{in}(5) + 1} \quad (3)$$

ここで, 5段形(N=5)フィルタの四端子定数 A_5, B_5, C_5, D_5 は, 次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A_5 & B_5 \\ C_5 & D_5 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & B_{11} \\ C_{11} & D_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{s1} & \sinh \gamma_{s1} \\ \sinh \gamma_{s1} & \cosh \gamma_{s1} \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} A_{12} & B_{12} \\ C_{12} & D_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{s2} & \sinh \gamma_{s2} \\ \sinh \gamma_{s2} & \cosh \gamma_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{13} & B_{13} \\ C_{13} & D_{13} \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{s2} & \sinh \gamma_{s2} \\ \sinh \gamma_{s2} & \cosh \gamma_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{12} & B_{12} \\ C_{12} & D_{12} \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{s1} & \sinh \gamma_{s1} \\ \sinh \gamma_{s1} & \cosh \gamma_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} & B_{11} \\ C_{11} & D_{11} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

ただし, $A_{1n}, B_{1n}, C_{1n}, D_{1n}$ は共振器の四端子定数で,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A_{1n} & B_{1n} \\ C_{1n} & D_{1n} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_n & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{cn} & \sinh \gamma_{cn} \\ \sinh \gamma_{cn} & \cosh \gamma_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_n & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{cn} + Y_n \cdot \sinh \gamma_{cn} & 2 Y_n \cdot \cosh \gamma_{cn} + (1 + Y_n^2) \cdot \sinh \gamma_{cn} \\ \sinh \gamma_{cn} & \cosh \gamma_{cn} + Y_n \cdot \sinh \gamma_{cn} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

$n = 1, 2, 3$

である。上記の(4), (5)の諸式において, γ_{cn}, γ_{sn} は, それぞれ共振器内および段間長間での伝搬定数で次式で与えられる。ただし, λ は波長である。

$$\begin{aligned} \gamma_{cn} &= j \left(2 \pi / \lambda \right) l_{cn} \\ \gamma_{sn} &= j \left(2 \pi / \lambda \right) l_{sn} \end{aligned} \quad (6)$$

また, 正規化アドミタンス Y_n は, 金属ポストの誘導性の正規化サセプタンス B_n とポストに流れる電流による若干の損失を考慮した正規化コンダクタンス G_n で, 次式で与える。

$$Y_n = G_n + jB_n \quad (7)$$

G_n は任意の周波数とポスト直径に対して与えた実験式⁽⁶⁾, B_n はすでに良く知られた計算式⁽⁷⁾から求められ, この正規化サセプタンスの計算値は, 使用導波管 WRJ-10 内で金属ポストの直径が $d_n < 4.58$ mm のときに数パーセントの誤差で評価できる。計算においては B_n の値に数%の補正を加えた⁽⁸⁾。

等価回路の共振長 l_{cn} は, 挿入損失最小の条件より求めることができ, その結果は次式となる⁽³⁾。

$$l_{cn} = \frac{\lambda}{2} \left\{ p + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{2 B_n}{B_n^2 + G_n^2 + 2 G_n} \right) \right\}$$

$$p = 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

5 段形フィルタの共振長 l_{en} と段間長 l_{rn} の設計値は計算の結果与えられる共振長 l_{cn} と段間長 l_{sn} を任意の周波数と金属ポスト直径に対して与えた金属ポスト間隔補正值 Δl_n ⁽⁶⁾ を用いて補正し, 次式で与える。

$$\left. \begin{aligned} l_{en} &= l_{cn} + \Delta l_n \\ l_{rn} &= l_{sn} + \Delta l_n \end{aligned} \right\} n = 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

3. 5 段形フィルタの計算

3.1 設計条件

方形導波管 5 段形フィルタは, ポスト直径が異なる共振器を最大 3 種類用い, ポスト直径 d_1, d_2, d_3 と段間長 l_{s1}, l_{s2} を決定しなければいけない。設計値の計算は, 次の設計条件のもとでポスト直径および段間長を連続的に変化させて行なう。

設計条件としては, 5 段形フィルタは, その入出力特性に対称性を持たせるため, 図 1 に示したようにそれぞれの共振器のポスト直径, 共振長と段間長を入出力両側からみて対称に構成する。さらに設計中心周波数を $f_0 = 9.5$ GHz とし, フィルタの挿入損失をできるだけ小さくするために入出力側のポスト直径を $d_1 = 2.0$ mm とした。また, 反射係数許容値を $S_p = 5.0 \times 10^{-3}$ とする。なお, この反射係数許容値は定在波比に直すと $\rho \approx 1.01$ である。

5 段形フィルタの反射係数はある適当なポスト直径において, その許容値を十分満足する反射係数極小点が複数箇所存在する。この内 2 箇所の反射係数極小点で許容値 S_p を満足する許容値帯域幅 ΔF_s が比較的大きく取れる。 ΔF_s の最大値はポスト直径 $(d_2, d_3) = (3.02, 3.26)$ mm, 段間長 $(l_{s1}, l_{s2}) = (0.2226, 0.2638) \lambda$ と $(d_2, d_3) = (3.03, 3.25)$ mm, $(l_{s1}, l_{s2}) = (0.1427, 0.1355) \lambda$ において得られ, 反射係数最小値 S_{min} は S_p に比べて 4 桁程度小さな値になっている。

このとき ± 400 MHz において約 80 dB 程度の減衰量が得られ, フィルタの減衰量としては十分であるが, 許

容値帯域幅 ΔF_s と減衰量周波数特性は共に, 設計中心周波数 f_0 に対し非対称となる⁽⁶⁾。

本論文では, 3 dB 通過帯域におけるインピーダンスの整合性がより広帯域になり, 減衰量周波数特性が設計中心周波数 f_0 に対し対称性を持つように, 反射係数極小点での許容値帯域幅最大値ではなく, 許容値帯域幅の最大値におけるその対称性を考慮して検討した。

3.2 計算結果とその検討

図 2 は, ポスト直径 $(d_2, d_3) = (2.95, 3.14)$ mm の場合の反射係数等高線図である。

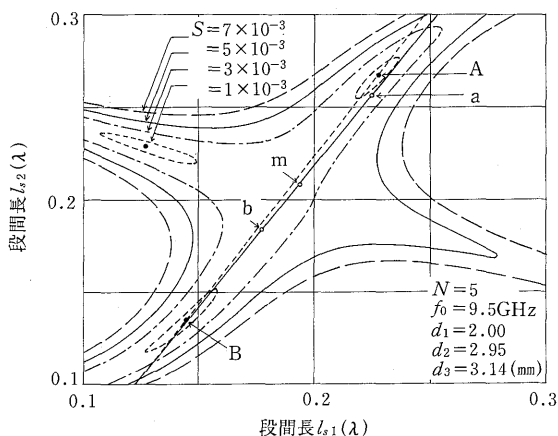


図 2 設計中心周波数での反射係数等高線図

図 2 において, 実線が反射係数許容値 $S_p = 5.0 \times 10^{-3}$ を満足する等高線である。この等高線内に 3 箇所反射係数極小点 (・印) がある。この内 A, B の 2 点が上記に述べた特性を持つ反射係数極小点である。図中の直線 ab は段間長 l_{s2} に対して l_{s1} を変化させたときの許容値帯域幅 ΔF_s 最大値を与える l_{s1}, l_{s2} の関係である。 ΔF_s 最大

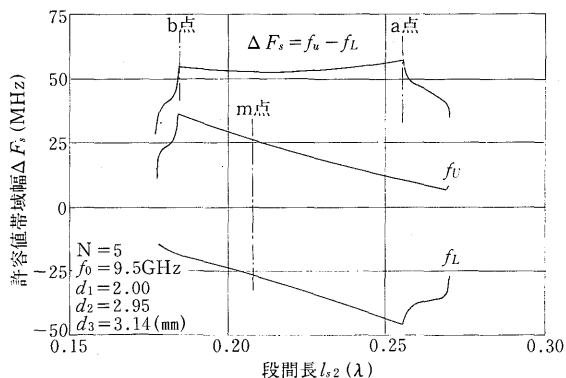


図 3 許容値帯域幅 ΔF_s の最大値とその上限値 f_u , 下限値 f_L

値を与える段間長は反射係数極小点 A, B を結ぶ直線の近傍にあり, S_p を十分満足する範囲にある。

図3は図2の直線 ab 上の l_{s2} に対する ΔF_s と ΔF_s の上限, 下限周波数 f_U, f_L である。 ΔF_s は図2に示した a, b 2点 $(l_{s1}, l_{s2}) = (0.2260, 0.2562), (0.1770, 0.1840)\lambda$ において極大値 55.19, 57.37 MHz を持つが, 点 A, B の場合と同様に設計中心周波数 f_0 に対し非対称な特性となっている。しかし, その中間点 $m(l_{s1}, l_{s2}) = (0.1929, 0.2076)\lambda$ で ΔF_s は対称性を持ち, その値も 52.95 MHz と 50 MHz 以上の許容値帯域幅が取れる。

図4はこれら a, b, m 点における減衰量周波数特性で, やはり a, b 点で非対称性を, m 点で対称性を示す。

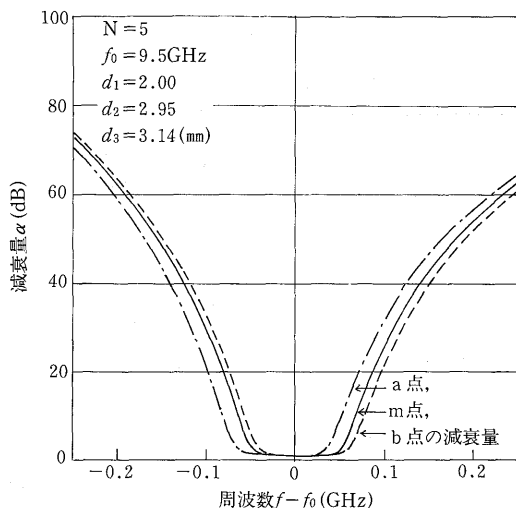


図4 許容値帯域幅 ΔF_s の最大値 a, b 点と m 点における減衰量周波数特性

ΔF_s 対称点 m の設計中心周波数の反射係数は $S_0 = 2.68 \times 10^{-3}$ で, 反射係数極小点に比べて 2 桁程度劣化するが, S_p を十分満足している。

ΔF_s の上限値と下限値の絶対値の差が 0.1 MHz 以下のときを対称 ΔF_s とみなし, 対称 ΔF_s が 50 MHz 以上得られるポスト直径と段間長について, ΔF_s 対称点 m の近傍において検討した。

一例として, この条件を満たす $(d_2, d_3) = (2.95, 3.14)$ mm の場合の段間長 l_{s2} に対する対称 ΔF_s と段間長 l_{s1}, l_{s2} の結果を図5に示した。この場合, 段間長は, $(l_{s1}, l_{s2}) = (0.1889, 0.2037) \sim (0.1953, 0.2100)\lambda$ の範囲において, 一次式 $l_{s1} = 1.0241 l_{s2} - 0.0197$ で与えられ, $\Delta F_s = 52.06 \sim 52.95$ MHz の対称許容値帯域幅が得られている。

図6は, ポスト直径 d_2 が一定としたときのポスト直径 d_3 と段間長 l_{s2} の関係をまとめた結果である。

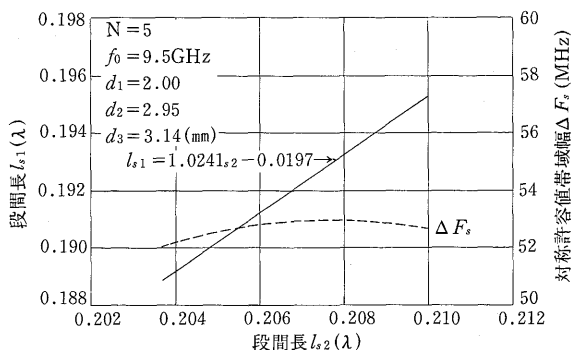


図5 対称許容値帯域幅 ΔF_s とそのときの段間長 l_{s1}, l_{s2} の関係

図6において, 破線で囲まれた領域のポスト直径 d_2, d_3 と段間長 l_{s2} が 50 MHz 以上の対称 ΔF_s を与える。これらの場合の段間長 l_{s1}, l_{s2} は, やはり図5に示した結果

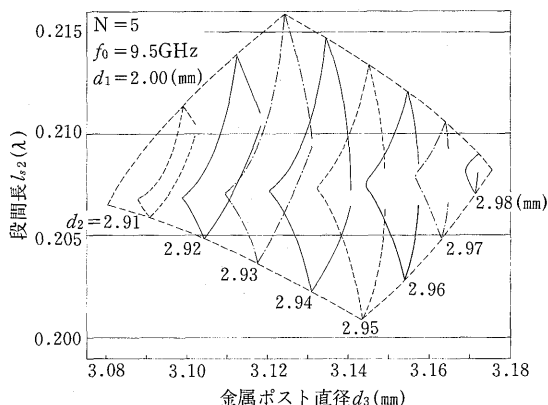


図6 50 MHz 以上の対称許容値帯域幅 ΔF_s を与えるポスト直径 d_3 と段間長 l_{s2} の関係

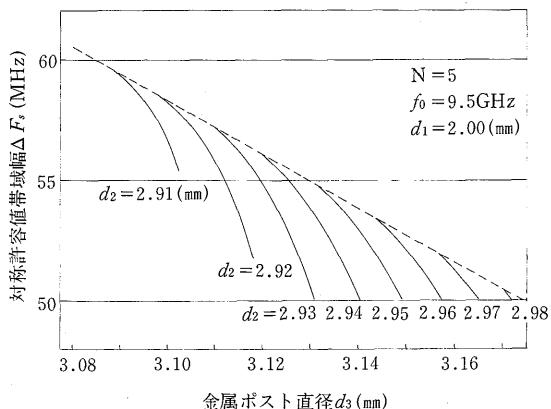


図7 ポスト直径 d_3 と対称許容値帯域幅 ΔF_s の関係

と同様に一次の関係にある。 l_{s1} についても図 6 と同様の結果が得られている。

図 7 はこのときの対称 ΔF_s の値である。

図 8 はポスト直径 d_2 に対して ΔF_s が最大値をとるときの対称 ΔF_s 、ポスト直径 d_3 と段間長 l_{s1} 、 l_{s2} の結果である。ポスト直径の関係には ΔF_s が 50 MHz になる d_3 の値も合わせて破線で示してある。

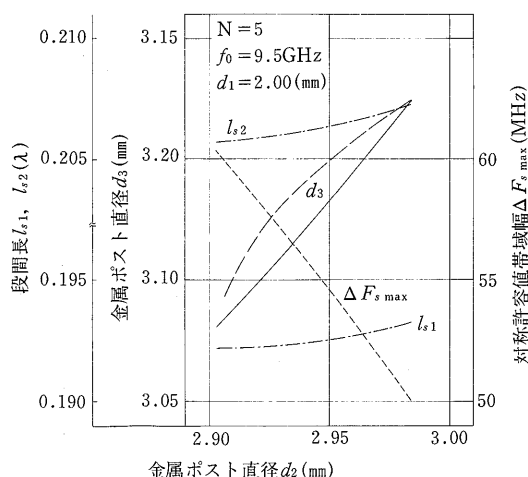


図 8 対称許容値帯域幅 ΔF_s 最大値を与えるポスト直径 d_2 、 d_3 、段間長 l_{s1} 、 l_{s2}

以上の結果から、ポスト直径が $(d_2, d_3) = (2.903, 3.081) \sim (2.984, 3.174)$ mm において、50.0~60.53 MHz の対称許容値帯域幅が得られ、またポスト直径 d_2 として 2.94~2.95 mm 前後の値を取ると、ポスト直径

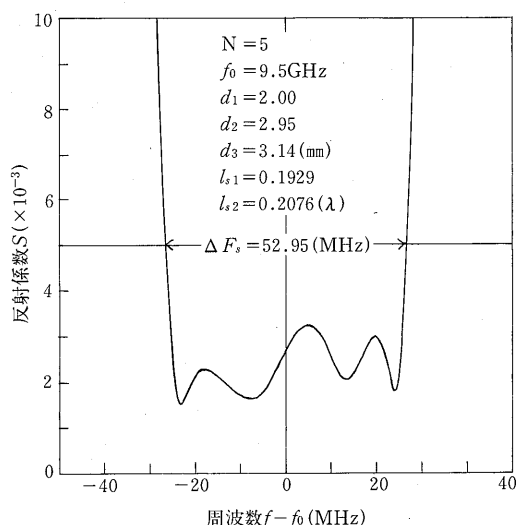


図 9 許容値 S_p を満足する反射係数周波数特性

d_3 と段間長 l_{s1} 、 l_{s2} の範囲は比較的広く取れることが判る。例えば、 $d_2=2.95$ mm とすると、 $d_3=3.132\sim3.149$ mm、 $(l_{s1}, l_{s2})=(0.1866, 0.2009)\sim(0.1981, 0.2134)$ λ で、 $\Delta F_s=50.0\sim54.58$ MHz となる。

図 9 は、 $(d_2, d_3) = (2.95, 3.14)$ mm の場合の反射係数周波数特性図で S_p を十分満足する $\Delta F_s=52.95$ MHz の対称許容値帯域幅が得られる。

図 10 は、この時の減衰量周波数特性図である。この 3 dB 帯域幅は $\Delta F=107.03$ MHz で、その下限値は -52.25 MHz、上限値は 54.78 MHz とほぼ対称な特性となっている。また、 ± 400 MHz において 80 dB 程度の減衰量が得られ、フィルタの減衰量としては十分に良好な結果となっている。なお、この場合の挿入損失は 1.07 dB である。

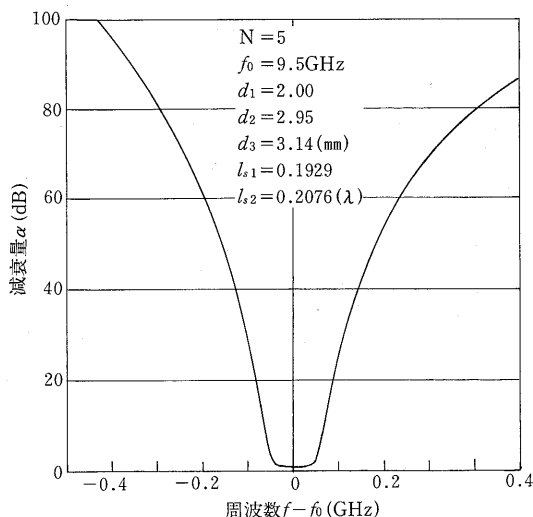


図 10 50 MHz 以上の対称許容値帯域幅を持つ 5 段形フィルタの減衰量周波数特性

これらの場合の対称許容値帯域幅 ΔF_s が 3 dB 帯域幅 ΔF に占める割合は $\Delta F_s/\Delta F=49.47\%$ である。この結果は、反射係数極小点における許容値帯域幅最大値を検討して得られた結果 44.80%⁽⁹⁾ に比べて 4.67% 広帯域になっている。全体としては $\Delta F_s/\Delta F=48.58\sim53.47\%$ で、3.78~8.69% 広帯域化されている。

以上に述べてきたように、許容値帯域幅の最大値におけるその対称性を考慮して検討した結果、3 dB 通過帯域でのインピーダンス整合の広帯域化を計り、減衰量周波数特性に対称性を持たせた 5 段形フィルタのポスト直径、段間長を決定することができた。これらの計算結果の代表例を共振器の共振長、ポスト間隔補正值等と共に表 1 に示した。

表1 5 段形フィルタ計算値代表例

ポスト直径 d_n (mm)	d_1	2.00	2.00	2.00	2.00
	d_2	2.93	2.94	2.95	2.96
	d_3	3.12	3.13	3.14	3.15
段間長 l_{sn} (λ)	l_{s1}	0.1926	0.1927	0.1929	0.1930
	l_{s2}	0.2072	0.2074	0.2076	0.2078
共振長 l_{cn} (λ)	l_{c1}	0.4289	0.4289	0.4289	0.4289
	l_{c2}	0.4531	0.4534	0.4536	0.4538
	l_{c3}	0.4570	0.4572	0.4574	0.4576
補正值 Δl_n (λ)	$\Delta l_1 \times 10^{-3}$	9.880	9.880	9.880	9.880
	$\Delta l_2 \times 10^{-2}$	2.164	2.179	2.194	2.209
	$\Delta l_3 \times 10^{-2}$	2.459	2.475	2.491	2.507
コンダクタンス G_n	$G_1 \times 10^{-2}$	1.275	1.275	1.275	1.275
	$G_2 \times 10^{-2}$	3.032	3.058	3.084	3.110
	$G_3 \times 10^{-2}$	3.555	3.584	3.614	3.643
サセプタンス B_n	B_1	-4.167	-4.167	-4.167	-4.167
	B_2	-6.586	-6.618	-6.650	-6.820
	B_3	-7.217	-7.251	-7.286	-7.321

表2 5 段形フィルタ代表例の諸特性

金属ポスト直径 d_2 (mm)	2.93	2.94	2.95	2.96
挿入損失 α_0 (dB)	1.06	1.06	1.07	1.08
f_0 の反射係数 S_0	2.73×10^{-3}	2.68×10^{-3}	2.70×10^{-3}	2.81×10^{-3}
半値幅 ΔF (MHz)	109.23	108.12	107.03	105.94
S_p 帯域幅 ΔF_s (MHz)	54.77	53.84	52.95	52.09
$\Delta F_s/\Delta F$ (%)	50.14	49.80	49.48	49.17
± 400 MHz 減衰量 α (dB)	>80	>80	>80	>80

表1に示したポスト直径で構成されるインピーダンス整合の良い5段形フィルタの共振長と段間長の設計値 l_{en} , l_{rn} は、これらの l_{cn} , l_{sn} と Δl_n を(9)式に適用して与えられる。

この様に構成される5段形フィルタの諸特性は表2に示した。

4. 結 言

本論文では金属ポストを用いた方形導波管5段形フィルタにおいて、その減衰量周波数特性の設計中心周波数に対する対称性と、3 dB 通過帯域でのインピーダンス整合の広帯域化を検討した。

反射係数極小点では、その減衰量周波数特性が非対称性を持つ。そこで、反射係数極小点での許容値帯域幅の最大値ではなく、反射係数許容値 $S_p=5.0 \times 10^{-3}$ を満足する領域内で、許容値帯域幅の最大値におけるその対称性も考慮し、5段形フィルタのポスト直径を連続的に

変化させ50.0 MHz 以上の対称許容値帯域幅が得られるポスト直径、段間長などを数値計算により決定した。

その結果は、次の通りである。

- (1) ポスト直径 $(d_2, d_3) = (2.903, 3.081) \sim (2.984, 3.174)$ mm の範囲において50.0 MHz 以上の対称許容値帯域幅 ΔF_s が得られ、この ΔF_s の最大値60.53 MHz は $(d_2, d_3) = (2.903, 3.081)$ mm のとき与えられる。ポスト直径 d_2 として、 $d_2=2.93 \sim 2.96$ mm の値を取ると、ポスト直径 d_3 と段間長 l_{s1} , l_{s2} は比較的広い範囲で設定できる。
- (2) 50.0 MHz 以上の対称許容値帯域幅 ΔF_s が得られる段間長 l_{s1} , l_{s2} は互いに一次の関係にあり、これらの値は反射係数最小点での許容値帯域幅の最大値から求めた4段形フィルタの段間長最適値 $(l_{s1}, l_{s2}) = (0.1901, 0.2032) \lambda$ の近傍にある。
- (3) 対称許容値帯域幅 ΔF_s が3 dB 帯域幅 ΔF に占める割合は、上記のポスト直径の範囲で $\Delta F_s/\Delta F=48.6$

～53.5%である。この結果は、反射係数極小点における許容値帯域幅最大値から得た結果より広帯域化された。

(4) 3 dB 帯域幅における減衰量周波数特性の対称性は、設計中心周波数に対して帯域幅の 2, 3 パーセントの誤差で得られた。

(5) 3 dB 通過帯域幅でインピーダンスの整合性が良い 5 段形フィルタのポスト直径、共振長そして段間長の代表例は、設計値を与えるための金属ポスト間隔補正值と共に与えた。

方形導波管 5 段形フィルタを金属ポストを用いて構成すると、金属ポストに流れる電流による損失のため、フィルタの挿入損失は約 1 dB 程度になる。この挿入損失を軽減させるために、誘電体ポスト用いたフィルタの設計について検討する必要がある。

本研究は、本学特別研究費の援助によって行ったもので、関係各位に感謝致します。

参 考 文 献

- 1) 今井 弘：“金属ポスト回路の素子間隔”，昭 60，東海支部連大，p 307。
- 2) 石井 宗典，ほか：“電子回路設計シリーズ”，マイクロ波回路”，p 118，日刊工業新聞社（昭 44-02）。
- 3) 今井 弘：“矩形導波管中の金属ポストの補正值”，中部大工学部紀要，20，pp.27～33（1984）。
- 4) 今井 弘：“金属ポスト間隔補正值を用いた方形導波管フィルタ”，中部大工学部紀要，22，pp.35～42（1986）。
- 5) 今井 弘：“金属ポストを用いた方形導波管多段形フィルタの整合”，中部大工学部紀要，24，pp.33～40（1988）。
- 6) 今井 弘：“金属ポストを用いた方形導波管多段形フィルタの最適設計”，中部大工学部紀要，25，pp.35～42（1989）。
- 7) Marcuvitz：“Waveguide Handbook”，pp.257～263，Dover（1951）。
- 8) 今井 弘：“矩形導波管中の金属ポストの等価幅”，昭 58，東海支部連大，p 326。