

金属ポスト間隔補正值を用いた方形導波管フィルタ

今 井 弘*

Rectangular Waveguide Filter Using Correction Value of Metallic Post Spacing

Hiroshi IMAI*

(Received April 14, 1986)

In a previous paper by the author, the correction values of various metallic post diameters have been determined using the two metallic post resonant circuit in the rectangular waveguide.

The purpose of this paper is to show the validity of the correction values for the nonresonant circuit in the rectangular waveguide.

In order to discuss these correction values, half power bandwidths of microwave filter which varied spacings between adjacent resonators are examined.

Microwave filters used in this investigation are constructed with two or three resonators consisting of the proceeding circuit. The measured values of half power bandwidths agree well with the calculated ones with the correction. And the other measured performances of filters are in very good agreement with the computed ones. It is shown that the correction values are also useful for the nonresonant circuit.

Numerical calculations are carried out to obtain the interstage lengths of 2-resonator filter having various metallic post diameters. As a design figures, 2-resonator filter lengths are presented for correcting the interstage and resonant lengths.

1. まえがき

多段形 pin ダイオード減衰器のように、方形導波管内 H 面に立てた金属ポストにダイオードを装荷し、これを数段ある間隔で接続して構成するマイクロ波デバイスでは、ダイオードを装荷した金属ポストの中心から中心までをダイオード素子間隔として設計する。したがって、ダイオード素子間隔は、主に金属ポストの幅により等価

的に短くなり、その中心周波数は設計値より高くなる。

筆者が報告した直径 3 mm の金属ポストを用いた 3 段形 pin ダイオード減衰器の中心周波数はその設計値より約 40 MHz 高くなる¹⁾。そこで、従来は素子間隔を設計値よりある程度経験的に補正し、さらに 2 本の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、強制的にデバイスの中心周波数をその設計値に一致させてきた²⁾。

このようなダイオードを装荷した金属ポストを用いた

*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

デバイスの中心周波数をその設計値に一致させるポスト間隔を知るために、筆者は、若干の損失を考慮した2段形金属ポスト共振回路において種々の検討を加えて、金属ポスト直径 $d=2.0\sim 4.5\text{ mm}$ まで 0.5 mm 毎の金属ポスト間隔補正值を決定してきた³⁾。

このとき、この共振回路の等価回路において、金属ポストの若干の損失を考慮した共振長を与える式も導出した。

本論文では、共振回路で得た金属ポスト間隔補正值が金属ポストを用いて構成する他の回路においても適用できるかどうかを検討する。ここで用いた回路は、直径 $d=2.0$ と 3.0 mm の金属ポストによる共振回路がある間隔で縦続接続した2段形、3段形フィルタである。

まず、これらのフィルタの共振器間の間隔、すなわち段間長を変化させたときの半値幅を理論と実験の両面より比較検討し、金属ポスト間隔補正值がこのような回路の設計においても有効であることを検証した。

次に、フィルタの諸特性も合わせて検討し、これらのフィルタの段間長を決定した。

さらに、共振器の金属ポスト直径にたいするフィルタの段間長最適値を数値計算により求め、フィルタ長の設計値を与えた。

2. 理論式^{3),4)}

2.1 共振器の共振長

筆者は、方形導波管内H面の中心に立てた金属ポストを素子間隔 l_e で接続して構成した n 段形金属ポスト回路の入力インピーダンス、減衰量の一般式をその等価回路において、四端子定数を用いてすでに導出した。2段形金属ポスト共振回路において、金属ポスト間隔補正值を中心に種々検討してきた。これまでに得た結果をまとめておく。

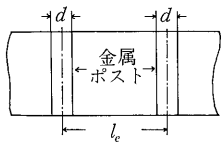


図1-a 2段形方形導波管
金属ポスト回路の
E面断面図

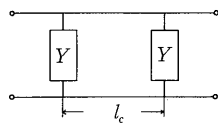


図1-b 図1-aの等価
回路

図1-aに示した方形導波管と2本の誘導性の金属ポストで構成した2段形金属ポスト回路の等価回路を図1-bで表す。 B は金属ポストの正規化サセプタンスで、その値はすでに良く知られている計算式⁵⁾を用いて与えられる。また、 G は金属ポストによる若干の損失を考慮した正規化コンダクタンスで、その値は筆者が報告した

実験式により与える。良く知られているように、この2段形金属ポスト回路は一つの共振回路を形成している。

等価回路の素子間隔、すなわち共振長 l_e はすでに導出した一般式を用い、挿入損失最小の条件より求めた。

その結果は次式のようにになる。

$$l_e = \frac{\lambda}{2} \left\{ n + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{2B}{B^2 + G^2 + 2G} \right) \right\} \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

この損失を考慮した(1)式は $G=0$ とすると、共振回路が整合し、そして挿入損失が零の場合の共振長になり、等価回路の開放および短絡アドミタンスより求められている良く知られた無損失の結果⁶⁾に一致している。

このときの挿入損失 L_0 (dB)は次式で与えられる。

$$L_0 = 20 \log_{10} (1 + G) \quad (2)$$

2段形金属ポスト回路のポスト間隔 l_e は金属ポスト直径 d の影響により等価的に短くなり、中心周波数 f_{e0} は共振長を l_e として求めた値より高くなる。すなわち、金属ポスト間隔 l_e と等価回路の素子間隔 l_c を等しいとすると、2段形金属ポスト回路の中心周波数 f_{e0} は等価回路の中心周波数 f_{c0} より高くなる。したがって、両者の中心周波数を一致させるためには、ポスト間隔 l_e を補正する必要性が生じてくる。金属ポスト間隔補正值 Δl は、すでに筆者により、両者の中心周波数が $f_0 = f_{c0} = f_{e0}$ となる金属ポスト間隔 l_e の実験値と素子間隔 l_c の計算値を比較検討して求められている。

この Δl を中心周波数 f_0 にたいする値として表すと次式になる。

$$\Delta l = a \cdot f_0 + b \quad (3)$$

ここで、表1は金属ポスト直径が $d=2.0\sim 4.5\text{ mm}$ まで 0.5 mm 毎の式 Δl の係数 a, b の値である。

表1 式 Δl の係数 a, b

$d(\text{mm})$	$a \times 10^{-3}$	$b \times 10^{-2}$
2.0	2.891	1.836
2.5	2.555	0.736
3.0	4.425	1.961
3.5	6.786	3.224
4.0	9.032	4.761
4.5	9.509	3.752

以下、 Δl を単に補正值という。

2 段形金属ポスト回路の中心周波数 f_{e0} と等価回路の中心周波数 f_{c0} が一致するポスト間隔, すなわち共振長 l_e は, 補正値 Δl を用いて次式で与えられる。

$$l_e = l_c + \Delta l \quad (4)$$

なお, 金属ポスト間隔 l_e と等価回路の素子間隔 l_c を等しく $l = l_e = l_c$ とした場合, 中心周波数 f_{e0} と f_{c0} の間に Δl を用いて, 次の関係式が成立する。

$$f_{e0} = f_{c0} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_{c0}}{\lambda_{eg}} \right)^2 \left\{ \left(1 + \frac{\Delta l}{l} \right)^2 - 1 \right\}} \quad (5)$$

$$f_{c0} = f_{e0} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_{e0}}{\lambda_{cg}} \right)^2 \left\{ \frac{1}{(1 + \Delta l/l)^2} - 1 \right\}} \quad (6)$$

ここで, λ_{c0} と λ_{e0} および λ_{cg} と λ_{eg} はそれぞれ中心周波数 f_{c0} , f_{e0} の自由空間波長と管内波長である。

$l = l_e = l_c$ とした場合の両者の中心周波数の差 ΔF は (5) 式または (6) 式を用いて, 次の式で与えられる。

$$\Delta F = f_{e0} - f_{c0} \quad (7)$$

2.2 フィルタの計算式

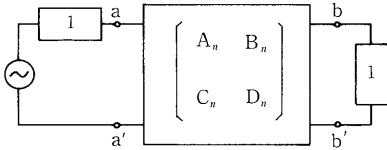


図2 四端子定数で表した回路網

図2の回路において, $a-a'$, $b-b'$ 端子間の四端子定数を A_n , B_n , C_n , D_n とすると, $a-a'$, $b-b'$ 端子間の減衰量 α は次式によって与えられる。

$$\alpha = 20 \log_{10} |I_n| \quad (8)$$

$$I_n = (A_n + B_n + C_n + D_n) / 2 \quad (9)$$

また, $a-a'$ 端子より見た入力インピーダンス $Z_{in}(n)$ は次式によって与えられる。

$$Z_{in}(n) = \frac{A_n + B_n}{C_n + D_n} \quad (10)$$

ここで, (10) 式の入力インピーダンス $Z_{in}(n)$ と反射係数 S , 定在波比 ρ の間には次の関係が存在する。

$$S = \frac{Z_{in}(n) - 1}{Z_{in}(n) + 1} \quad (11)$$

$$\rho = \frac{1 + |S|}{1 - |S|} \quad (12)$$

金属ポスト共振回路の等価回路は図1-bに示してある。この回路の四端子定数 A_1 , B_1 , C_1 , D_1 は次のようになる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_c & \sinh \gamma_c \\ \sinh \gamma_c & \cosh \gamma_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cosh \gamma_c + Y \sinh \gamma_c & \\ 2 Y \cosh \gamma_c + (1 + Y^2) \cdot \sinh \gamma_c & \\ \sinh \gamma_c & \\ \cosh \gamma_c + Y \sinh \gamma_c & \end{bmatrix} \quad (13) \end{aligned}$$

ここで, γ_c は伝搬定数で, $\gamma_c = j\beta l_c = j(2\pi/\lambda) l_c$ である。ただし, λ は波長である。

先に (1) 式で示した共振長 l_c は, この (13) 式と (8), (9) 式を用いて, 挿入損失最小の条件より求めることができる。また, このとき挿入損失を最大にする素子間隔もこれらの諸式を用いて求めることができる³⁾。

本論文においては, 図1-aで示した金属ポスト共振回路で構成する2段形および3段形フィルタを用いて, 金属ポスト間隔補正値 Δl を検証する。

図3-aは2個の共振器を間隔 l_{se} で接続して構成し

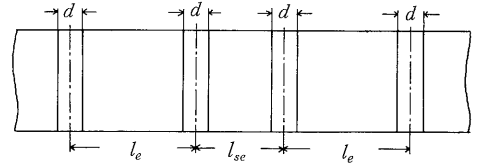


図3-a 2段形方形導波管フィルタのE面断面図

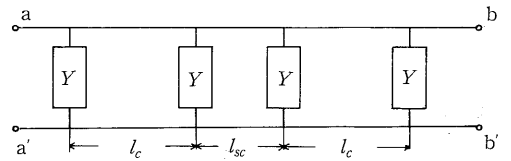


図3-b 図3-aの等価回路

た2段形フィルタのE面断面図である。図3-bはその等価回路で, この回路の四端子定数 A_2 , B_2 , C_2 , D_2 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_s & \sinh \gamma_s \\ \sinh \gamma_s & \cosh \gamma_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \quad (14) \end{aligned}$$

ここで、 γ_s は2個の共振器間での伝搬定数であり、 $\gamma_s = j\beta l_{sc} = j(2\pi/\lambda) l_{sc}$ である。

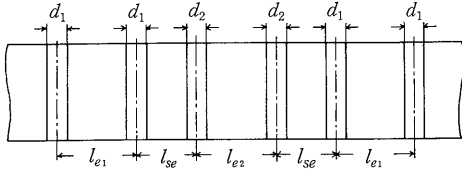


図4-a 3段形方形導波管フィルタのE面断面図

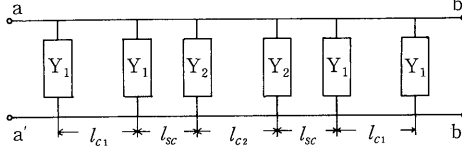


図4-b 図4-aの等価回路

図4-aは直径が異なる3個の共振器をそれぞれ間隔を l_{se} で接続して構成した3段形フィルタのE面断面図である。図4-bはその等価回路である。共振器の四端子定数は(12)式で与えられるが、この場合、直径が異なる2種類の共振器を用いる。そこで、金属ポスト直径 d_1 または d_2 の共振器の四端子定数は、(12)式においてアドミッタンスを Y_1, Y_2 として、それぞれ添字を用い $A_{11}, B_{11}, \dots, A_{12}, B_{12}, \dots$ で表す。

図4-bの等価回路の四端子定数を A_3, B_3, C_3, D_3 は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & B_{11} \\ C_{11} & D_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_s & \sinh \gamma_s \\ \sinh \gamma_s & \cosh \gamma_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{12} & B_{12} \\ C_{12} & D_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma_s & \sinh \gamma_s \\ \sinh \gamma_s & \cosh \gamma_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{11} & B_{11} \\ C_{11} & D_{11} \end{bmatrix} \quad (15)$$

金属ポスト直径 d_1, d_2 の共振器の伝搬定数 γ_{c1}, γ_{c2} はそれぞれ次のようになる。

$$\begin{aligned} \gamma_{c1} &= j\beta l_{c1} = j(2\pi/\lambda) l_{c1} \\ \gamma_{c2} &= j\beta l_{c2} = j(2\pi/\lambda) l_{c2} \end{aligned} \quad (16)$$

以上に示した諸式を用いて金属ポストによる多段形の導波管フィルタの諸量の計算を行う。したがって、波長 λ には管内波長を用いる。

4段形以上のフィルタの四端子定数は、同様の手法で得ることができる。

3. 実験結果とその考察

図3-aは2段形フィルタの、図4-aは3段形フィルタの方形導波管E面断面図である。図に示したように、これらのフィルタは方形導波管(WRJ-10)と直径 $d =$

2.0 または 3.0 mm の金属ポストで構成されている。

これらのフィルタにおいて、共振器間の間隔、段間長 l_{se} を変化させたときの諸特性を計算値と比較検討し、補正值 Δl がこれらの回路の設計においても有効であることを論ずる。

3.1 共振器の諸元

表2は2段形、3段形フィルタの構成に使用した金属ポスト直径 $d = 2.0$ と 3.0 mm の共振器の諸元である。

本来は中心周波数を定め、(1)式と(3)、(4)式を用いて共振器の共振長 l_e を求め、補正を加えて設計値 l_e を与えるが、ここでは、共振器製作の都合上初めに共振器長 l_e を与えた。

表2 共振器の諸元

ポスト直径 d (mm)	2.0		3.0		
共振長 l_e (mm)	19.832	19.713	21.925	21.844	21.750
中心周波数 f_{e0} (GHz)	9.360 (9.3467)	9.390 (9.3723)	9.255 (9.2719)	9.294 (9.2883)	9.329 (9.3074)
半値幅 ΔF (MHz)	299.3 (296.85)	295.0 (302.65)	111.4 (110.59)	110.5 (112.05)	110.3 (113.78)
挿入損失 L_0 (dB)	0.12 (0.114)	0.13 (0.112)	0.28 (0.290)	0.28 (0.286)	0.27 (0.282)

表2の括弧内は計算値で、中心周波数は(1)、(5)式を、挿入損失は(2)式を、そして半値幅は(8)、(9)と(14)式より得られた減衰量の式を用いてそれぞれ計算した。

計算値にたいする測定値の誤差の平均は中心周波数で0.16%半値幅で1.43%で、かなり良く一致している。また、挿入損失での両者は非常に良く一致している。

金属ポスト直径 $d = 2.0$ または 3.0 mm で製作した共振器の共振器長 l_e は、工作精度のため表2に示したようにそれぞれ若干異なっている。その結果、中心周波数にも差異が生じた。したがって、これらの共振器でフィルタを構成するとき、それぞれの中心周波数を一致させなければいけない。基本となる共振器に中心周波数を一致させるために、周波数微調用ネジを中心周波数が高い方の共振器の金属ポストの中間H面に設けた。

しかし、この周波数微調用ネジは精度良く製作した共振器では本来必要ではない。表2に示した共振器で構成するフィルタの中心周波数は $d = 2.0$ mm で $f_{e0} = 9.360$ GHz、 $d = 3.0$ mm で $f_{e0} = 9.255$ GHz となる。

3.2 フィルタの特性⁷⁾

ここで検討するフィルタは、表2で示した諸特性を持

つ共振器を用いて段間長 l_{se} を変化させて構成した。

図3-aの2段形フィルタはポスト直径 $d=2.0$ または 3.0 mm の、図4-aの3段形フィルタは $d=3.0$ mm の共振器で構成されている。これらのフィルタにおいて、透過電力による減衰特性から、中心周波数、挿入損失そして半値幅を測定し、さらにQ値を求め、計算値と比較検討した。

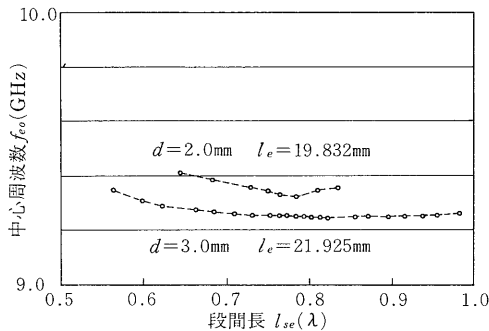


図5 2段形フィルタの中心周波数 f_0 の測定結果

図5は2段階フィルタの段間長 l_{se} にたいする中心周波数 f_0 の測定結果である。

これらの f_0 の平均値はポスト直径 $d=2.0$ mm で 9.355 GHz、 3.0 mm で 9.216 GHz である。基本の共振器との周波数差はそれぞれ5および6 MHz である。また、(5)または(6)式より求めた計算値との誤差の割合はそれぞれ0.09および0.12% である。

図6は2段形フィルタの段間長 l_{se} にたいする挿入損失 L_0 の測定結果である。

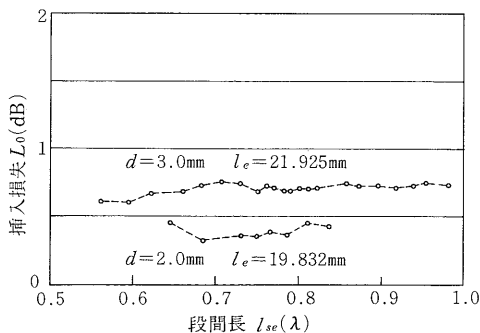


図6 2段形フィルタの挿入損失 L_0 の測定結果

これらの L_0 の平均値は $d=2.0$ mm で 0.39 dB、 3.0 mm で 0.70 dB であり、それぞれの計算値は 0.225 、 0.590 dB である。フィルタを構成する共振器接続面での損失が若干加わり、測定値は計算値より $0.1 \sim 0.2$ dB 程度大きくなっている。

3段形フィルタにおいても、中心周波数、挿入損失について検討したが、上記と同様の結果を得ている。

このような中心周波数、挿入損失特性を持つフィルタの帯域幅 (-3 dB) について検討した。

図7は、ポスト直径 $d=3.0$ mm、2段形フィルタの段間長計算値 l_{sc} にたいする半値幅の結果である。

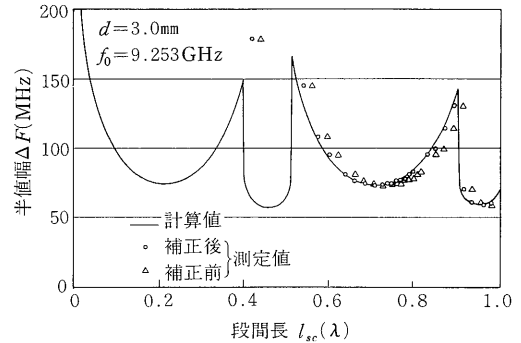


図7 2段形フィルタ ($d=3.0$ mm) の段間長 l_{sc} にたいする半値幅 ΔF

図7において、実線は、(8)、(9)式と(14)式を求めた計算値である。また、 $\triangle$ 印は測定値で、 $\circ$ 印は測定値を(3)式 Δl を用いて補正した結果である。このように補正すると測定値と計算値は良く一致することが判る。

図7に示したように、半値幅極小点が段間長 $\lambda/2$ 毎に二箇所存在する。その一つは計算値 $l_{sc}=0.7139 \lambda$ で、これに対応する実験値は測定結果より $l_{se}=0.734 \lambda$ となる。今、 l_{sc} を $\Delta l=2.125 \times 10^{-2} \lambda$ で補正すると、 $l_{se}=l_{sc}+\Delta l \approx 0.735 \lambda$ となり、この値は実験値 $l_{se}=0.734 \lambda$ にほぼ等しい。

$d=2.0$ mm、2段形フィルタと $d=3.0$ mm、3段形フィルタにおいても検討したが、同様の結果を得ている。

表3にはこれらのフィルタの共振長、段間長を他の特性と共に示した。

表3において、フィルタ段間長は後に述べるその最適値を示し、 l_{se} の括弧内は上記と同様に l_{sc} を補正した値で、それぞれ実験値と良く一致している。

中心周波数 f_0 は図7で示した上記の極小点付近での f_0 の平均値である。半値幅測定値は極小点付近の最小値で、Q値は最大値を示している。また、挿入損失測定値は全体の平均値で示してある。ただし、括弧内は計算値である。

このように補正値 Δl を用いると、測定値と計算値は良く一致し、フィルタ段間長の設計値 l_{se} は l_{sc} を Δl で補正することにより与えられることが判る。

以上、金属ポスト間隔補正値 Δl が、共振器を数段連続接続して構成するフィルタのような回路においてもやは

表3 2 段形, 3 段形フィルタの諸量

	2 段形フィルタ		3 段形フィルタ
ポスト直径 $d(\text{mm})$	2.0	3.0	3.0
中心周波数 $f_0(\text{GHz})$	9.355	9.253	9.255
共振長 $l_c(\text{GHz})$	0.442	0.478	0.478
$l_c(\lambda)$	0.4313	0.4572	0.4572
補正值 $\Delta l(\lambda)$	8.69×10^{-3}	2.125×10^{-2}	2.126×10^{-2}
段間長 $l_{sc}(\lambda)$	0.707(0.704)	0.734(0.735)	0.737(0.737)
$l_{sc}(\lambda)$	0.6950	0.7139	0.7160
半値幅 $\Delta F(\text{MHz})$	195.1(194.89)	72.9(73.0)	76.2(76.10)
Q 値	47.9(48.0)	126.9(126.76)	122.4(121.48)
挿入損失 $L_0(\text{dB})$	0.39(0.226)	0.70(0.59)	1.05(0.880)

り有効であることを検証した。

図7に示したように、半値幅極小点が段間長 $\lambda/2$ 毎に二箇所存在する。この二箇所の共振減衰特性について検討し、段間長の最適値について考える。

図8-a, bはこれらの二箇所での共振減衰特性の結果である。

図8-aは段間長 $l_{sc}=0.7139\lambda$, 0.9552λ の共振減衰特性の計算結果である。これらの計算値は半値幅の場合と同様に(8), (9)式と(14)式を用いて求めた。

図8-bは計算値に対応した半値幅極小付点近でのX-Yレコーダによる測定結果である。

図8-a, bの計算結果と測定結果において、減衰量の表示が若干異なっているが、両者はかなり良く一致していることが判る。

このことは、表3の結果と共に、用いてきた計算式が有効であることを示している。

図8の二つの結果を比べる。中心周波数での半値幅は $l_{sc}=0.7139\lambda$ で $\Delta F=73.0\text{ MHz}$, $l_{sc}=0.9552\lambda$ では 58.866 MHz となり、後者の方が半値幅は狭くなっている。しかし、図に示されているように、前者は一個の共振点を持ち、全体に良好な狭帯域の共振減衰特性を示すが、後者は三個の共振点を持ち、10 dB 以上の減衰特性が悪くなる。

したがって、 $l_{sc}=0.7139\lambda$ が中心周波数 $f_0=9.253\text{ GHz}$ のフィルタ段間長の最適値となる。

$l_{sc}=0.9552\lambda$ での共振点の一つ $f_0=9.4615\text{ GHz}$ での共振長を(1)式より求めると、 $l_c=0.4550\lambda$ となり、これは段間長 l_{sc} より $\lambda/2$ 差し引いた値にほぼ一致している。したがって、この共振点は段間長 l_{sc} での共振であることが判る。この共振は中心周波数での共振長が $l_c=0.4572\lambda$ より若干短い所で起こっている。

すなわち、基本の共振器間に $2.2 \times 10^{-2}\lambda$ 短い共振器が入り、フィルタは3個の共振器が直接に縦続接続された形となっている。

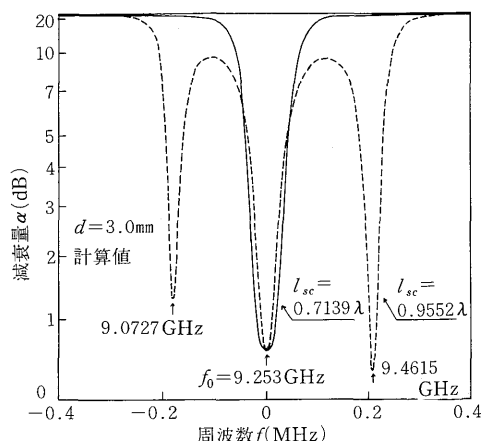


図8-a 2 段形フィルタ ($d=3.0\text{ mm}$) の共振減衰特性, 計算値

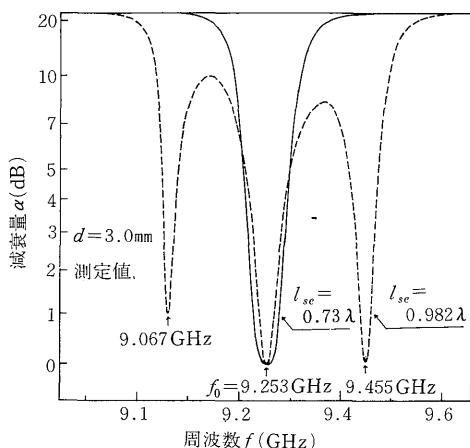


図8-b 2 段形フィルタ ($d=3.0\text{ mm}$) の共振減衰特性, 測定値(X-Yレコーダによる)。

4. 段間長 $l_{sc}^{(8)}$

減衰特性より求めた最適段間長の考え方に基づいて、2 段形フィルタ段間長 l_{sc} を決定する。

図3-b, 図4-bの等価回路で示したような n 段形フィルタのフィルタ長計算値 L_c は(1)式で求められる共振長 l_c と段間長最適値 l_{sc} を用い、次式で与えられる。

$$L_c = n \cdot l_c + (n-1) \cdot l_{sc}, \quad n=2, 3, 4, \dots \quad (17)$$

したがって、フィルタ長 L_c のフィルタと同一の中心周波数を持つ n 段形フィルタのフィルタ長設計値 L_{el} は、(3)式で与えられる補正值 Δl を用いて(17)式の l_c , l_{sc} をそれぞれ補正することにより、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} L_e &= n \cdot l_c + (n-1) \cdot l_{sc} + (2n-1) \cdot \Delta l \\ &= L_c + (2n-1) \cdot \Delta l, \quad n=2, 3, 4, \dots \end{aligned} \quad (18)$$

ここでは、直径 $d=2.0\sim 4.5\text{ mm}$ まで 0.5 mm 毎の金属ポストを用いて構成する2段形フィルタの段間長 l_{sc} を、等価回路を用いて中心周波数 $f_0=8.5\sim 12.5\text{ GHz}$ の範囲で数値計算により求めた。

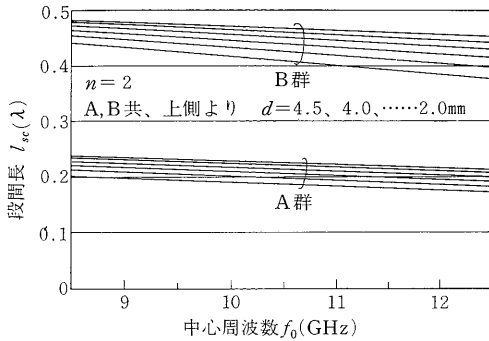


図9 中心周波数 f_0 にたいする半値幅極小の段間長 l_{sc}

図9は図7にも示した半値幅が極小となる二箇所での段間長 l_{sc} の計算結果である。

図9において、A群は段間長最適値を与え、B群は3章で述べた三個の共振点を持つ場合の段間長である。このB群の段間長 l_{sc} は、基本となっている共振器の共振長 l_c に比べて若干短く、 $l_{sc} < l_c$ となっている。

2段形フィルタのフィルタ長計算値 L_c は、前述したように上記のA群で示した段間長最適値 l_{sc} と共振長 l_c を用いて、(17)式において、 $n=2$ として与えられる。

したがって、中心周波数が等価回路による計算値と一致する2段形フィルタのフィルタ長設計値 L_e は、金属ポストの補正値 Δl を用いて(18)式のように補正することにより与えられる。図10はその結果である。

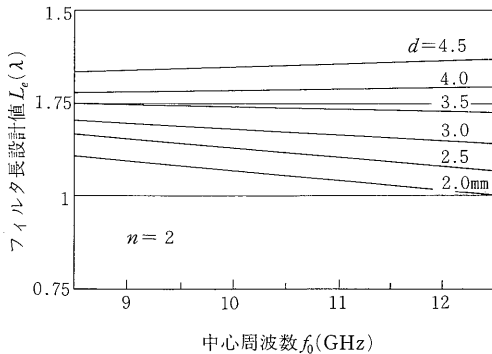


図10 中心周波数 f_0 にたいする2段形フィルタのフィルタ長設計値 L_e

図10には直径 $d=2.0\sim 4.5\text{ mm}$ まで 0.5 mm 毎の金属ポストで構成した2段形フィルタのフィルタ長設計値 L_e が、中心周波数 f_0 にたいする値として示されている。

る。

このように、2段形フィルタのフィルタ長 L_e は等価回路により求めた共振長 l_c と段間長最適値 l_{sc} を金属ポスト間隔補正値 Δl で補正して得られる。

図11はこれらの2段形フィルタの半値幅 ΔF の計算結果である。

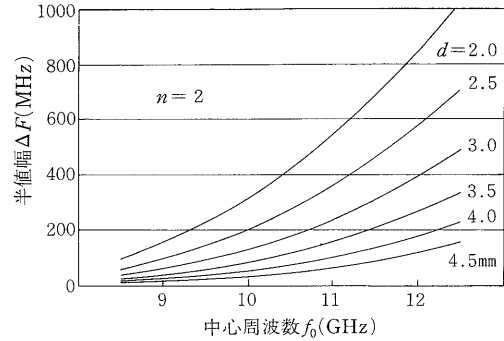


図11 中心周波数 f_0 にたいする2段形フィルタの半値幅 ΔF

5. 結 言

本論文では、これまでに共振回路で得た金属ポスト間隔補正値が金属ポストを用いた他の回路においても適用可能かどうかを、金属ポストによる2段形、3段形フィルタにおいて種々検討し、補正値の有効性を検証した。

このとき、2段形フィルタの段間長についても検討し、その最適値を求め、これよりフィルタ長の最適設計値を決定した。

それらの結果は以下に述べる通りである。

- (1) 任意の段間長を持つ n 段形フィルタを設計するに必要な入力インピーダンス、透過減衰量の一般式を与えた。
- (2) 2段形、3段形フィルタの段間長を変化させたときの半値幅の測定値と計算値を比較検討し、既に筆者が求めた中心周波数を一致させるための金属ポスト間隔補正値 Δl を用いれば、両者が良く一致することを示し、この Δl がこのような段間長の補正にも有効であることを検証した。
- (3) このとき、半値幅極小値は段間長 $\lambda/2$ 毎に二箇所存在することを示し、そこでの共振減衰特性より段間長最適値を決定した。
- (4) これらの二箇所での共振減衰特性測定値と計算値を比較検討し、(2)の結果も合わせて本論文で用いた理論式の有効性を確認した。
- (5) 直径 $d=2.0\sim 4.5\text{ mm}$ まで 0.5 mm 毎の金属ポストで構成した2段形フィルタの段間長最適値を数値計算により求め、補正値 Δl で補正した2段形フィルタ

のフィルタ長設計値を与えた。

今後、 n 段形フィルタの金属ポスト直径にたいする段間長最適値を数値計算により求め、 n 段形フィルタのフィルタ長設計値を得たい。また、共振点が複数個存在する段間長でのフィルタとしての諸特性について検討していきたい。

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

参 考 文 献

- 1) 今井 弘：“帯域設計法によるマイクロ波 PIN ダイオード減衰器II”，中部工大紀要，17-A，pp.59～66（1982）。
- 2) 石井 宗典，他：“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（昭和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：“方形導波管金属ポスト回路の中心周波数の決定”，中部大工学部紀要，21，pp.21～26（1985）。
- 5) Marcuvitz. N：“Waveguide Handbook”，pp.257～263，Dover（1951）。
- 6) 小口 文一：“マイクロ波およびミリ波回路”，pp.250～252，丸善（昭和39-02）。
- 7) 今井 弘：“金属ポスト回路の素子間隔”，昭60 東海支部連大，307。
- 8) 今井 弘：“補正值を用いたフィルタの設計”，昭60 北陸支部連大，200。