

矩形導波管中の金属ポストの補正值

今 井 弘*

Correction Values of Metallic Post in Rectangular Waveguide

Hiroshi IMAI*

(Received March 29, 1984)

The purpose of this paper is to determine the correction values of the metallic post spacings in a rectangular waveguide. In order to determine the correction values of the metallic post spacings, the performances of the resonator which consists of two metallic posts mounted at some spacings in the rectangular waveguide are examined.

The equations of input impedance and insertion loss for the resonator are derived. The equation is given from which the resonant length can be calculated taking into account the influence of the small normalized conductance of the metallic post, using the condition of minimum insertion loss. Some experimental investigations of the resonator properties are presented. The experimental results agree fairly well with the theoretical calculations. A comparison is also made between the experimental and theoretical resonant length, the correction values of the metallic post spacings are determined.

1 まえがき

マイクロ波ダイオードを用いて導波管形のマイクロ波デバイスを構成するとき、このマイクロ波デバイスは、矩形導波管内 H 面に金属ポストを立て、そこにダイオードを装荷し、これらを数段ある間隔で接続して構成される場合がある。筆者は、矩形導波管内に立てた金属ポストに pin ダイオードを装荷し、これらを管内 4 分の 1 または 4 分の 3 波長で接続して構成するマイクロ波多段形 pin ダイオード減衰器について種々検討してきた^{(1)~(3)}。

この導波管形の pin ダイオード減衰器は、pin 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中心周波数の管内 4 分の 3 波長で構成されている。したがって、ダイオード素子間隔は金属ポストの幅によって等価的に短くなり、減衰器の中

心周波数は設計中心周波数より高くなる。実験的検討を加えた 3 段形 pin ダイオード減衰器の場合、直径 3 mm の金属ポストはその直径の約 20% ダイオード素子間隔を短くし、中心周波数は設計中心周波数より約 40 MHz 高くなっている⁽³⁾。

このように、デバイス自身の中心周波数が設計中心周波数より高くなる。そこで、従来は素子間隔を設計値よりある程度補正し、更に、中心周波数を 5% 程度減少させ得る容量性の周波数微調用ポストを 2 本の金属ポストの間に設けて、強制的に中心周波数を設計中心周波数に一致させている⁽⁴⁾。この両者を一致させるための金属ポスト間隔の補正值は、これまでにまだ正確に求められていない。そこで、金属ポストの直径が素子間隔に与える影響、金属ポストの等価幅を正確に求めることは価値あることと思われる。

本論文は、矩形導波管内 H 面に 2 本の誘導性である金属ポストを立てて共振器を構成し、金属ポスト直径お

*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

よび金属ポスト間隔を種々変化させて、金属ポストの等価幅を求め、中心周波数を設計中心周波数に一致させるための金属ポスト間隔の補正値を決定しようとするものである。

もう少し具体的に述べれば、共振回路の等価回路での入力インピーダンス、透過減衰量の式を示し、これらの式を用いて共振回路の共振長を与える式を導出した。また、矩形導波管 WRJ-10 を用い、種々の直径の金属ポストにより共振長を変化させて共振器を製作し、透過電力の測定により、中心周波数、半値幅（3 dB 幅）、Q 値および挿入損失などを求めた。挿入損失の測定値から金属ポストの若干の正規化コンダクタンスの値を評価した。更に、共振回路の共振減衰特性、Q 値の測定値をそれぞれ計算値と比較検討し、等価回路で四端子定数を用いて導出された共振器の理論式の有効性が確かめられた。また、共振器の中心周波数における共振長の実験値と計算値を比較検討し、金属ポストの等価幅、金属ポスト間隔の補正値が求められた。

2 n 段形導波管ポスト回路の一般式

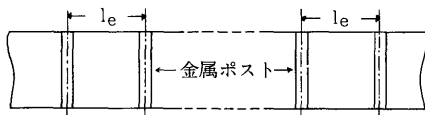


図 1-a 矩形導波管中に間隔 l_e で金属ポストを配列した n 段形導波管ポスト回路の E 面断面図

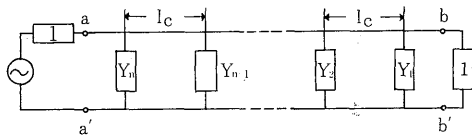


図 1-b n 段形導波管ポスト回路の等価回路

矩形導波管 H 面の中心に金属ポストを立て、これらを間隔 l_e で接続して構成した n 段形導波管ポスト回路の E 面断面図が図 1-a に示されている。図 1-a の金属ポストの正規化アドミタンスを Y_i とした等価回路が図 1-b の $a-a'$ 端子、 $b-b'$ 端子間で表わしてある。図 1-b に示したように、正規化アドミタンス $Y_1, Y_2, \dots, Y_n$ を伝送路に並列接続し、これらを間隔 l_c で接続して構成した回路の入力インピーダンス $Z_{in}(n)$ 、減衰量 α を与える式は、 n 段形 pin ダイオード減衰器の一般式と同じで、すでに筆者により導出されている⁽¹⁾。筆者が四端子定数を用いて導出したそれらの結果を以下に示す。

$a-a'$ 端子より見た回路の入力インピーダンス $Z_{in}(n)$ は次式によって表わされる。

$$Z_{in}(n) = \frac{a_{n0} + \dots + a_{ni} T(\gamma)^i + \dots + a_{n,n-1} T(\gamma)^{n-1}}{b_{n0} + \dots + b_{ni} T(\gamma)^i + \dots + b_{n,n-1} T(\gamma)^{n-1}} \quad (1)$$

ここで、 $T(\gamma) = \tanh \gamma$ であり、波長 λ で表わすと、 $\gamma = j(2\pi/\lambda)l_c$ となる。(1)式中に与えられている a_{ni}, b_{ni} の間には次の関係式が存在する。

$$a_{ni} = a_{n-1,i} + b_{n-1,n-1} \quad (2)$$

$$b_{ni} = a_{n-1,i-1} + b_{n-1,i} + (a_{n-1,i} + b_{n-1,i-1}) Y_n$$

ただし、 $n \geq 3$ の整数で、 $i = 0, 1, 2, \dots, n-1$ で、添字 $i-1$ が負となる場合には $a_{n-1,i-1} = b_{n-1,i-1} = 0$ となり、また、 $a_{n-1,n-1} = b_{n-1,n-1} = 0$ である。

さらに、 $n = 2$ の場合には、 a_{ni}, b_{ni} は次式で与えられる。

$$a_{20} = 1$$

$$a_{21} = 1 + Y_1 \quad (3)$$

$$b_{20} = 1 + Y_1 + Y_2$$

$$b_{21} = 1 + Y_2 + Y_1 Y_2$$

次に、 $a-a'$ 端子、 $b-b'$ 端子間の減衰量 α は次の諸式によって表わされる。

$$\alpha = 20 \log_{10} |I_n| \quad (4)$$

$$2I_n = F_2 F_3 \dots F_n \{Z_{in}(n) + 1\} \quad (5)$$

$$F_2 = b_{20} \cos h\gamma + b_{21} \sin h\gamma \quad (6)$$

$$F_i = \{Z_{in}(i-1) Y_i + 1\} \cos h\gamma + \{Z_{in}(i-1) + Y_i\} \sin h\gamma \quad (7)$$

ただし、(7)式において、 $i \geq 3$ の整数である。

3 2 段形導波管ポスト回路

3-1 共振長 l_{c0}

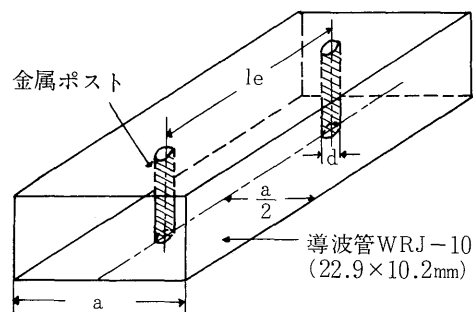


図 2 2 段形導波管ポスト回路

図 2 には矩形導波管中に間隔 l_e で 2 本の金属ポストを立てた 2 段形導波管ポスト回路が示されている。導波管内 H 面に立てた金属ポストは、金属ポストの損失を無視すると、純粋な誘導性素子として働く。金属ポストの正規化サセプタンスを B とすると、図 2 の回路は図

3-aの等価回路で示される。図3-aのように間隔 l_{co} を隔てて正規化サセプタンス B を接続している回路は、図3-bの等価回路で示した並列共振回路で表わされ、図2で示した2段形導波管ポスト回路は一つの空洞共振回路を形成することはすでに良く知られている^[5]。

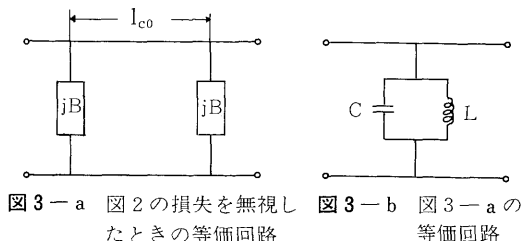


図3-aの入力インピーダンス $Z_{in}(2)$ 、減衰量 α を与える式 I_2 は2章で示した諸式を用い、 $n=2$ 、 $Y_1=Y_2=jB$ と置いて次のように表わせる。

$$Z_{in}(2) = (1 - B \tan \beta l_{co} + j \tan \beta l_{co}) / [1 - B \tan \beta l_{co} + j \{2B + (1 - B^2) \tan \beta l_{co}\}] \quad (8)$$

$$2I_2 = 2(\cos \beta l_{co} - B \sin \beta l_{co}) + j \{2B \cos \beta l_{co} + (2 - B^2) \sin \beta l_{co}\} \quad (9)$$

ここで、 $\beta = 2\pi/\lambda$ である

共振器が整合する条件、 $Z_{in}(2)=1$ より、(8)式=1と置いて次式が得られる。

$$\tan \beta l_{co} = 2/B \quad (10)$$

次に、減衰量 α を与える(9)式より、 $d|I_2|^2/d\beta l_{co}=0$ と置いて、次式が求まる。

$$\tan 2\beta l_{co} = 4B/(B^2 - 4) \quad (11)$$

この(11)式を変形して、

$$4(B \tan \beta l_{co} - 2)(\tan \beta l_{co} + B/2) = 0$$

したがって、次の2式が得られる。

$$\tan \beta l_{co} = 2/B \quad (12)$$

$$\tan \beta l_{co} = -B/2 \quad (13)$$

(12)式の $\tan \beta l_{co} = 2/B$ のとき、 $|I_2|^2=1$ で減衰量 $\alpha=0$ となり、(13)式の $\tan \beta l_{co} = -B/2$ では $|I_2|^2=(1+B^2/2)^2$ となり、 α は最大値を取る。したがって、 α が最小となる条件は(12)式で表わされ、整合条件より得られた(10)式に一致する。

2段形導波管ポスト共振器が整合し、かつ挿入損失が零になる条件式、(10)式または(12)式より、共振器の共振長 l_{co} は次の式によって表わされる。

$$l_{co} = \frac{\lambda}{2} \left\{ n + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{2}{B} \right) \right\}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

(14)式で与えられる結果は、図3-bの等価回路で開放および短絡正規化アドミッタンスより求めたすでに良く知られている結果に一致している^[5]。(14)式より、正規化サセプタンスが容量性で $B>0$ の場合には、 $l_{co}>0.5\lambda$

となり、本論文のように、金属ポストを用いると、正規化サセプタンスは誘導性で $B<0$ となり、 $l_{co}<0.5\lambda$ となる。

3-2 共振長 l_c

以上、金属ポストを純粋な誘導素子としたときの共振長などについて述べてきた。ここでは、金属ポストの若干の損失を考慮した場合について考える。

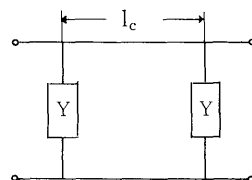


図3-c 図2の損失を考慮したときの等価回路

金属ポストの若干の損失を考慮して、正規化コンダクタンスを $G \neq 0$ とすると、金属ポストの正規化アドミッタンスは $Y = G + jB$ となる。図3-cは、この場合の図2の等価回路である。

図3-cの入力インピーダンス $Z_{in}(2)$ 、減衰量 α は2章で示した諸式を用い、 $n=2$ 、 $Y_1=Y_2=Y=G+jB$ と置いて求められる。ここで、減衰量 α を与える式 I_2 は次の式によって表わされる。

$$I_2 = (1 + G)(\cos \beta l_c - B \sin \beta l_c) + j [B \cos \beta l_c + \{1 + G + (G^2 - B^2)/2\} \sin \beta l_c] \quad (15)$$

挿入損失が最小になる条件を求めるために、(15)式より、 $d|I_2|^2/d\beta l_c=0$ と置くとき次式が求まる。

$$\tan 2\beta l_c = 4B(G^2 + B^2 + 2G) / \{(G^2 + B^2 + 2G)^2 - 4B^2\} \quad (16)$$

(11)式から(12)、(13)式を求めた場合と同様に、(16)式を変形すると、次の2式が得られる。

$$\tan \beta l_c = 2B / (G^2 + B^2 + 2G) \quad (17)$$

$$\tan \beta l_c = -(G^2 + B^2 + 2G) / 2B \quad (18)$$

(17)式の場合には、 $|I_2|^2=(1+G)^2$ となり、最小値を取り、(18)式の場合には、 $|I_2|^2=(1+G)^2+B^2+(G^2+B^2+2G)/4$ となり、最大値を取る。以上の結果より、金属ポストの損失を考慮したときの挿入損失 L_o が最小になる条件は(17)式で与えられ、このときの挿入損失 L_o (dB)は次の式によって表わされる。

$$L_o = 20 \log_{10} (1 + G) \quad (19)$$

したがって、金属ポストの若干の損失を考慮したときの共振器の共振長 l_c は、挿入損失最小の条件式、(17)式より次のように表わされる。

$$l_c = \frac{\lambda}{2} \left\{ n + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{2B}{B^2 + G^2 + 2G} \right) \right\}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (20)$$

(20)式において $G=0$ とすると、共振回路が整合し、かつ挿入損失が零になる無損失の場合の共振長 l_{c0} に l_c は一致する。

4 共振器の測定結果

金属ポストの等価幅を決定するための共振器の構造図は図2に示されている。共振器は、矩形導波管 WRJ-10 を用い、直径 $d=2.0\sim 4.5$ mm まで 0.5 mm 毎の真鍮の金属ポストで、それぞれの直径 d に対して金属ポスト間隔、共振長実験値 $l_e \approx 17\sim 23$ mm まで7種類の寸法で製作されている。透過電力により、共振器の共振減衰特性が測定され、中心周波数 f_{e0} 、半値幅 Δf_e および挿入損失 L_0 が求められ、更に、 $Q_e = f_{e0}/\Delta f_e$ により Q 値が求められた。

図4は $d=3.0$ mm, $l_e=20.15$ mm のときの共振減衰特性測定結果と中心周波数 $f_{e0}=9.650$ GHz での計算結果を示している。

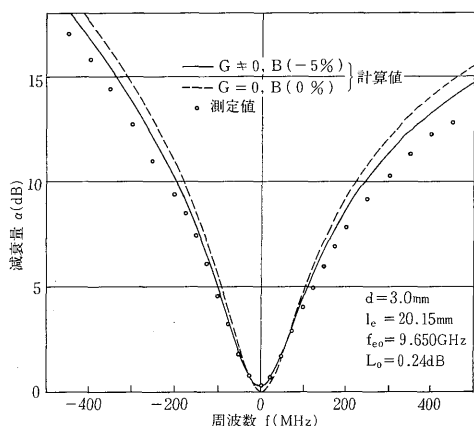


図4 共振減衰特性の一例

この減衰量 α は2章で示した諸式を用いて計算される。この場合、正規化サセプタンス B の値は、すでに良く知られている計算式⁽⁶⁾により与えられる。この計算式は、本実験の使用周波数 8.2~12.2GHz では $d/a < 0.2$ ，すなわち、金属ポスト直径 $d < 4.58$ mm において、数パーセントの誤差で評価できる。したがって、本実験では金属ポスト直径 d は 4.5 mm までとして共振器を製作した。正規化コンダクタンス G の値は、後に詳しく述べるように、挿入損失測定値と(19)式より決定した実験式から求めた。図4の破線は金属ポストの損失を無視し、金属ポストは純粋な誘導性素子と考えたときの計算結果で、(14)式より求めた共振長は $l_{c0}=19.270$ mm である。実線は金属ポストの損失を考慮し、正規化サセプタンス B の値は計算値よりも更に5%減じた値を用いたときの計算結果で、(20)式より求めた共振長は $l_c=19.178$ mm

である。この場合、同一の中心周波数 f_{e0} を与える共振長計算値 l_c は実験値 l_e より $\Delta l = l_e - l_c = 0.972$ mm だけ短くなっている。すなわち、これは直径 $d=3.0$ mm の金属ポストによって、金属ポスト間隔が等価的に Δl だけ短くなることを意味している。

図4に示したように、測定値は破線よりも実線で示した計算値に良く一致している。その理由として、上述した正規化サセプタンス B の計算値自体が持つ数パーセントの誤差と矩形導波管内に立てた金属ポストの直列の容量性素子の影響を等価回路において考慮していないための誤差が上記の5%の減少の原因と考えられる。

他の寸法の共振器についても、共振減衰特性の測定値と計算値は比較検討され、同様の結果が得られており、全体的な比較検討は、後に Q 値について行う。

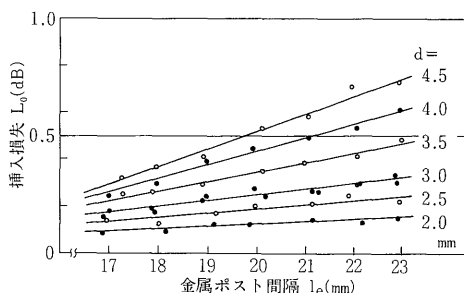


図5-a 各共振器の挿入損失 L_0 の測定結果

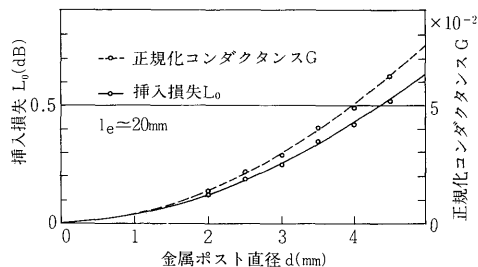


図5-b 金属ポスト直径 d と挿入損失 L_0 および正規化コンダクタンス G の関係

図5-aは、以上の測定から得られた挿入損失の結果である。図5-aに示したそれぞれの挿入損失測定値に対応する正規化コンダクタンス G の値が(19)式から求められた。図5-bは、共振長実験値 $l_e \approx 20$ mm での金属ポスト直径 d に対する挿入損失 L_0 とそれぞれに対応する(19)式から求めた正規化コンダクタンス G の値を示している。これらの G の値に最小二乗法を適用して、次の正規化コンダクタンス G の実験式が決定された。

$$G = (0.2295d^{2.442} \times l_e - 1.596d^{2.862}) \times 10^{-3} \quad (21)$$

この(21)式は前述した共振減衰特性および共振長 l_c の

計算に使用される。

図6は共振長実験値 l_e に対する中心周波数 f_{eo} の、図7は半値幅 Δf_e の測定結果である。図6、7を見れば判るように、中心周波数 f_{eo} 、半値幅 Δf_e 共に大きくなればつきはなく、実験的に妥当な値である。これらの f_{eo} 、 Δf_e 測定値については、次章で $Q_e = f_{eo}/\Delta f_e$ として計算値 Q_c と比較検討を行う。

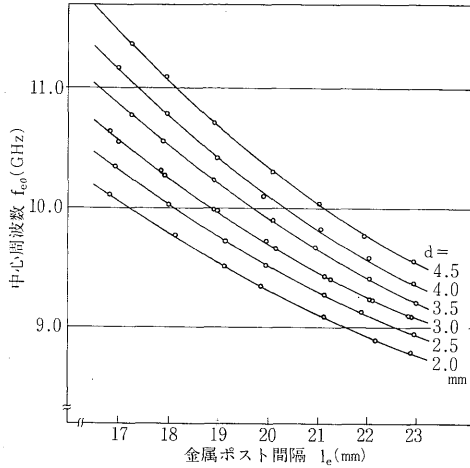


図6 各共振器の中心周波数 f_{eo} の測定結果

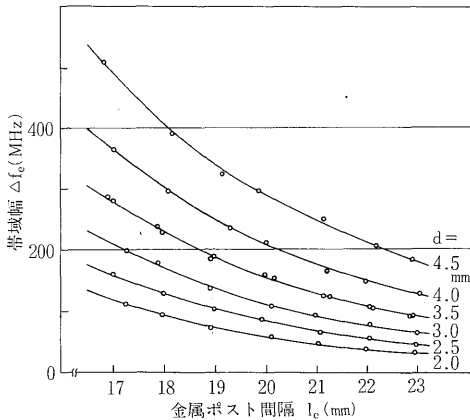


図7 各共振器の半値幅 Δf_e の測定結果

5 測定値と計算値の比較および検討

図8は共振長計算値 l_c に対する測定値 Q_e と計算値 Q_c を示している。実線で示した計算値は、前述した理由により金属ポストの損失を考慮し、5%減じた正規化サセプタンス B の値によるもので、以下の計算は全てこれらの値を用いて行われる。図8の計算値は $Q_c = md^n$ の曲線になり、係数 m 、 n の値は、筆者により求められている。測定値 Q_e と計算値 Q_c は良く一致している。 Q_c に対する Q_e の誤差の割合、 $(Q_e - Q_c)/Q_c$ は金属ポスト

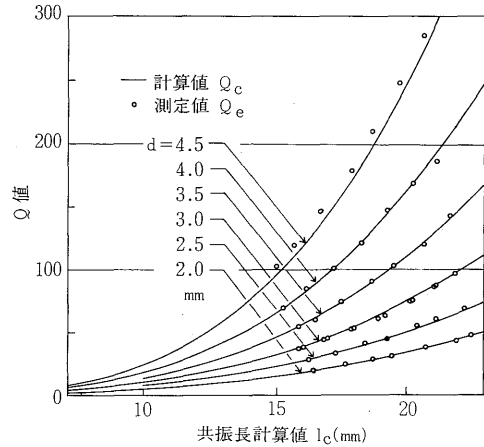


図8 共振長計算値 l_c と各共振器の測定値 $Q_e = \Delta f_e / f_{eo}$ と計算値 Q_c の関係

直径 $d = 2.0 \sim 4.0$ mm では 1.1~2.9% であり、 $d = 4.5$ mm では少し大きくなり 5.5% である。これは、正規化サセプタンス B の計算値の適用範囲が前述した如く、 $d < 4.58$ mm で、 $d = 4.5$ mm では適用限界に近付き、誤差が大きくなるためである。前章で示した共振減衰特性の結果と同様に、 Q 値の測定値と計算値は良く一致している。このことは、2、3章で示した等価回路による計算式が本実験の結果を表わす式として有効であることを示している。

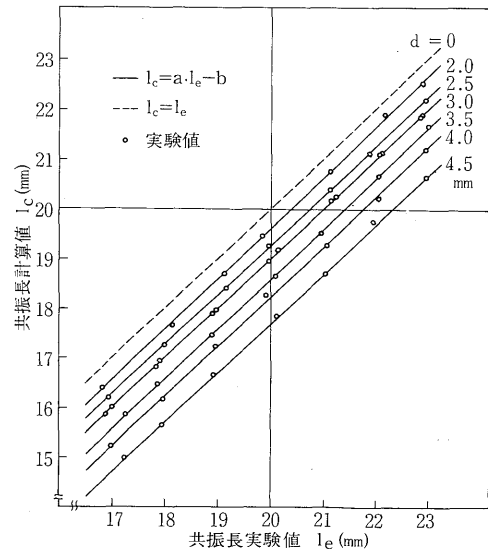


図9 共振長実験値 l_e と計算値 l_c の関係

図9は共振長実験値 l_e と計算値 l_c の関係を示している。 l_c は金属ポスト間隔、共振長実験値 l_e の共振器のそれぞれの中心周波数 f_{eo} (図6) での共振長計算値で、(20)式より求められた。図9において、実線はそれぞれの l_e 、 l_c に最小二乗法を適用して求めた直線、 $l_c = al_e - b$

表1 金属ポスト直径 d に対する直線 $\ell_c = a\ell - b$ の係数 a , b の値

d (mm)	a	b
2.0	1.0199	0.7999
2.5	0.9915	0.5682
3.0	1.0026	1.0574
3.5	1.0077	1.5685
4.0	1.0057	1.8873
4.5	0.9948	2.2137

で、係数 a , b は表1に示してある。破線は、仮想的に直径 $d=0$ の金属ポストを考えたときの直線、 $\ell_c = \ell_e$ である。したがって、図9の破線と実線の差が、共振長実験値 ℓ_e と計算値 ℓ_c の差、 $\Delta\ell = \ell_e - \ell_c$ を与える。この $\Delta\ell$ は共振長計算値 ℓ_c に対する金属ポスト間隔の補正值である。表1に示したように、直線 ℓ_c の勾配は $a \approx 1$ であるから、金属ポスト間隔の補正值 $\Delta\ell$ は共振長実験値の中間点 $\ell_e = 20.0$ mm で代表的に表わしても差し支えない。

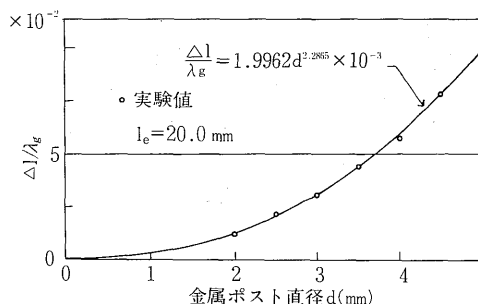


図10 金属ポスト直径 d と金属ポスト間隔補正值の波数 $\Delta\ell/\lambda g$ の関係

図10は、 $\ell_e = 20.0$ mm で図9より求めた $\Delta\ell$ を中心周波数 f_{eo} での管内波長で割って、波数で表わした結果である。

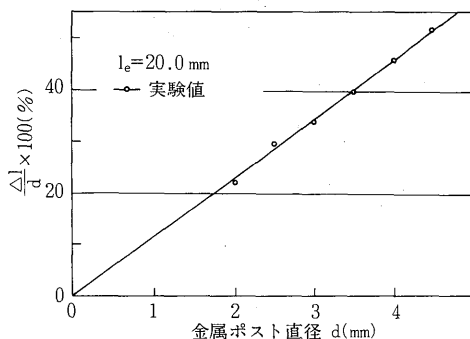


図11 金属ポスト直径 d での金属ポストの等価幅

図11は、これらの補正值 $\Delta\ell$ を金属ポスト直径 d に対する割合として示した結果で、これらが各直径での金属ポストの等価幅になる。直径 $d=3.0$ mm の金属ポ

表2 金属ポスト間隔補正值 $\Delta\ell$ と誤差

d (mm)	$\Delta\ell$ (mm), 括弧内 $\times 10^{-4} \lambda$		
	$\ell_e = 17.0$	20.0	23.0 (mm)
2.0	0.460 (5.3)	0.439	0.393 (-8.9)
2.5	0.716 (5.8)	0.694	0.646 (-9.7)
3.0	1.028 (5.0)	1.010	0.970 (-8.3)
3.5	1.396 (2.6)	1.387	1.369 (-3.9)
4.0	1.820 (-1.8)	1.826	1.844 (4.0)
4.5	2.290 (-8.8)	2.327	2.298 (-6.7)

トは、その直径 d の33.7%だけ金属ポスト間隔を短くするように作用する。

表2は、このときの金属ポスト間隔補正值 $\Delta\ell$ の具体的な値を与えている。表2には、 $\ell_e = 17.0$, 23.0 mm のときの $\Delta\ell$ の値と $\ell_e = 20.0$ mm での $\Delta\ell$ に対する誤差を括弧内に波数で表わし、合わせて示してある。

金属ポスト間隔は、(20)式の計算値 ℓ_c と表2の補正值 $\Delta\ell$ を用いて、 $\ell_e = \ell_c + \Delta\ell$ により与えられる。例えば、 $d=3.0$ mm の金属ポストを用いて、設計中心周波数 $f_{eo} = 9.459$ GHz の共振器を製作する場合には、 $\ell_e = 20.0$ mm と $\Delta\ell = 1.01$ mm より、実際の共振器の金属ポスト間隔は $\ell_e = 21.01$ mm になる。なお、補正值 $\Delta\ell$ として表2の $\ell_e = 20.0$ mm の値を取ったとき、 ℓ_c の勾配が真に1でないために起る誤差の平均値は、表2より $\ell_e = 17.0$ mm のときで、約 $5 \times 10^{-4} \lambda$ 、 $\ell_e = 23.0$ mm のときで、約 $7 \times 10^{-4} \lambda$ であり、全体的には $10^{-3} \lambda$ 以内に収まっている。これを周波数に直すと、誤差は10 MHz以内である。

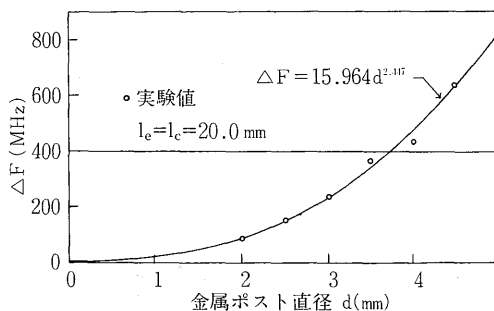


図12 $\ell_e = \ell_c$ としたときの金属ポスト直径 d と中心周波数実験値、計算値の差 $\Delta F = f_{eo} - f_{co}$ の関係

図12は、 $\ell_e = \ell_c = 20.0$ mm としたときの中心周波数の実験値 f_{eo} と計算値 f_{co} の差、 $\Delta F = f_{eo} - f_{co}$ の結果を示している。金属ポスト間隔 ℓ_e が共振長計算値 ℓ_c に等しいとすると、金属ポストの幅によって、 ℓ_e は等価的に ℓ_c より

短くなり、その結果 f_{eo} は f_{co} より高くなる。直径 $d=3.0\text{ mm}$ とすると、 $\ell_e=20.0\text{ mm}$ の場合、 f_{eo} は f_{co} より $\Delta F=234.8\text{ MHz}$ だけ高くなる。

図13は、図10の補正值 $\Delta\ell$ の波数と図12の中心周波数の差 ΔF の関係を示している。図13の○印は左下より、それぞれ $d=2.0, 3.0, \dots, 4.5\text{ mm}$ に対応している。図13に示したように、 ΔF は $\Delta\ell/\lambda_g$ に対して直線的に変化しており、 f_{co} と $\Delta\ell/\lambda_g$ の積は、ほぼ ΔF になり、次式で表わせる。

$$\Delta F = k f_{co} (\Delta\ell/\lambda_g) \quad (22)$$

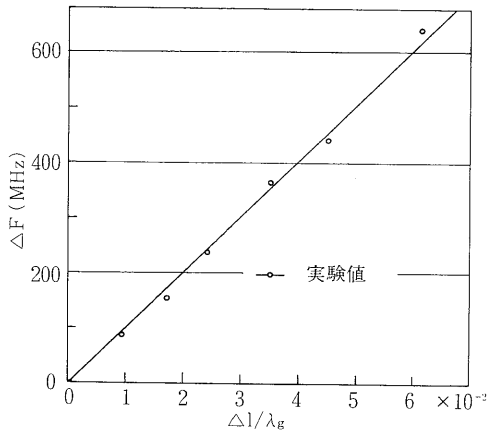


図13 補正值の波数 $\Delta\ell/\lambda_g$ と中心周波数の差 ΔF の関係

図13で示した結果では、比例定数は $k \approx 1$ となっている。図13は、 $\ell_e = \ell_c$ とした場合、金属ポスト間隔 ℓ_e の補正值 $\Delta\ell$ の波数に対して、共振器の中心周波数 f_{eo} が計算値 f_{co} よりどの程度高くなるかを示している。 $d=3.0\text{ mm}$ 、 $\ell_e=20.0\text{ mm}$ の共振器を製作したとき、 $\ell_c=20.0\text{ mm}$ の f_{co} を計算により求め、図13より ΔF を求めれば、共振器の実際の f_{eo} は、 $f_{eo} = f_{co} + \Delta F = 9459 + 238 = 9697\text{ MHz}$ として求められる。

6 結言

矩形導波管内の金属ポストの等価幅を求め、金属ポスト間隔の補正值を決定するために、共振器の等価回路による解析と実験が行われ、以下の結果が得られた。

- (1) n 段形導波管ポスト回路の入力インピーダンス $Z_{in}(n)$ 、透過減衰量 α の一般式が示された。
- (2) 矩形導波管と2本の金属ポストによって構成さ

れる共振器において、

- (a) 金属ポストは純粋な誘導性素子であるとした場合の共振長 ℓ_{co} が整合条件、挿入損失零の条件より導出された。
- (b) 金属ポストは若干の損失を持つとした場合の共振長 ℓ_c が挿入損失最小の条件より導出され、このときの挿入損失の式も導出された。
- (3) 共振器の共振減衰特性が測定され、挿入損失を与える金属ポストの正規化コンダクタンス G の実験式が決定された。共振減衰特性の測定値と計算値の比較検討がなされ、正規化サセプタンス B の計算式の評価が行われた。更に、 Q 値の測定値と計算値が良く一致することを示し、等価回路から求めた計算式の有効性が明らかにされた。
- (4) 共振長の実験値 ℓ_e と計算値 ℓ_c の比較検討により、金属ポストの等価幅、金属ポスト間隔の補正值 $\Delta\ell$ が決定された。
- (5) $\ell_e = \ell_c$ とした場合、補正值 $\Delta\ell$ の波数と中心周波数実験値 f_{eo} の積は、中心周波数実験値 f_{eo} と計算値 f_{co} の差 ΔF にほぼ等しいことを示し、 $\Delta\ell/\lambda_g$ と f_{co} から f_{eo} が推定されることを示した。

今後の問題としては、(2)の共振長 ℓ_c の計算式を用いて、pin ダイオード減衰器の場合のような損失素子を含んだ金属ポストの等価幅について、更に、理論的に検討して行きたい。また、(5)については、詳細な検討を加えていく。

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

参考文献

- (1) 今井 弘：“広帯域マイクロ波 PIN ダイオード減衰器の設計”，中部工大紀要，15-A，pp.59~66(1979)。
- (2) 今井 弘：“帯域設計法によるマイクロ波3段形PIN ダイオード減衰器II”，中部工大紀要，18-A，pp.59~66(1982)。
- (3) 今井 弘：“帯域設計法によるマイクロ波3段形PIN ダイオード減衰器II”，中部工大紀要，18-4，pp.59~66(1982)。
- (4) 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）。
- (5) 小口 文一：“マイクロ波およびミリ波回路”，pp.250~252，丸善（昭39-02）。
- (6) Marcuvitz, N. “Waveguide Handbook”，pp.257~263, Dover (1951).