

ミリ波多重モード導波管用共振スロット形モードフィルタ

Resonant-Slot Type Mode Filter for Multimode Waveguides in the Millimeter Wave Region

島田 禎 晉*
Sadakuni Shimada

内 容 梗 概

多重モード導波管において主伝送モードは通過し、その他の不要モードに大きな減衰を与えるモードフィルタに関し、特に円形導波管を取り上げて、不要モードに与える減衰量の近似理論式を求めている。同時に、 TM モード通過 TE モード阻止用のモードフィルタおよび TE_{01} 通過 TE_{0n} ($n=2, 3, \dots$)阻止用の円形 TE_{02} モードフィルタの二つを試作し、50 Gc/s帯で実験を行ない、理論値との比較を行なっている。

1. 緒 言

一般にマイクロ波帯では、伝送線路として単一モード方形導波管が使用されているが、波長が短くなりミリ波帯になると、この導波管の寸法は小さくなり、同時に壁面での熱損失が非常に大きくなる。そこで基本モードのみを伝送させるという従来の考えをやめて、導波管の寸法を故意に大きくし伝送損失を小さくするという方法が考えられた。このようにすると、導波管には主伝送モードのほかいくつかのモードが伝播可能となり、いわゆる多重モード導波管となる。

従来の単一モード導波管では、管内に障害物が存在したり、管が曲ったりした場合、その影響は反射が生ずるということだけであったが、多重モード導波管では、同時に、伝送主モードからその他のモード（不要モード）へのモード変換という現象が生ずる。発生した不要モードの存在は、多重モード導波管の特性を著しく複雑化し、不要モード対策が重要な課題となってきた。

不要モード対策としては、まず第一に不要モードの発生を少なくするために導波管の製作に注意することで、次に発生した不要モードを除去するためにモードフィルタを用意することが肝要である。モードフィルタは、単に伝送線路にそう入され不要モード除去に使用されるのみでなく、多重モード導波管の特性測定用として、たとえば各種モードを純粋に励振するためのモード変換器の付属部品など、一般的なミリ波コンポーネントとしても重要である。実際、モードフィルタとして多種のものが考案され実用されている⁽¹⁾が、本報告では筆者によって新しく開発された共振スロット形モードフィルタについて理論的実験的に検討した結果を報告している。

2. 共振スロット形モードフィルタの動作原理 および近似理論

2.1 フィルタ効果

共振スロット形モードフィルタの動作原理は、導波管壁面に流れる表面電流の分布が各モードによって異なっていることを利用している。主モード（通過モード）に対しては、細長いスロットの長軸が壁面電流線と平行になるように管壁にスロットを設け、不要モード（阻止モード）に対しては、電流線がスロットを横切るように設ける。表面電流 K は、管壁での磁界 H と $K=n \times H$ (n は管内方向の法線単位ベクトル) の関係にあるので、いいかえると、通過モードに対しては、スロットの長軸が磁界に垂直になるように、阻止モードに対しては磁界に平行となるようにスロットを設置すればよい。

このとき、スロットが十分細ければ、通過モードでは電流がスロットの長軸に沿って流れるので、スロットによる電流の乱れはほと

んど無いが、阻止モードでは電流がスロットを横切って流れるので、電流が乱され、波がスロットから導波管外へ放射したり、また管内に同一モードで再放射あるいは他のモードへ変換されて再放射する。スロットが導波管の周辺に多数分布されていれば、最後のモード変換は少なくなるが、あとで述べる理論では簡単化のために、このモード変換は考慮に入れておらず、阻止モードの減衰は、管外へのエネルギーの放射のみによって考えて近似理論を進めている。

上記のような、管壁での表面電流分布に注目したモードフィルタの基本的な考え方は、すでによく知られているが、本報告ではさらに次の2点を加え、新形モードフィルタを実現させている。

- (1) 波の管外への放射を大きくするために、スロットの長さを $1/2$ 波長あるいはその整数倍に選んで、スロットで波を共振させる。
- (2) このような共振スロットをモードの表面電流分布を考慮に入れて導波管の周辺にいくつか分布させ、同時に、軸方向に等間隔あるいは適当な分布関数で多数並べる。

次節では、いくつかの仮定のもとで、一つの共振スロットの等価回路を、スロットアンテナの理論⁽²⁾を拡張した近似理論で求め、円形導波管モードを特に取り上げて、 L 形、 T 形と称する代表的な二つの形について具体的な理論式を求めている。2.3節では、共振スロットが等間隔で軸上に多数存在するとき、これを一種の線路と考え、2.2節で求めた共振スロットの等価回路の理論値と、この線路の減衰定数との関係を求めている。

2.2 共振スロットの等価回路と近似理論式

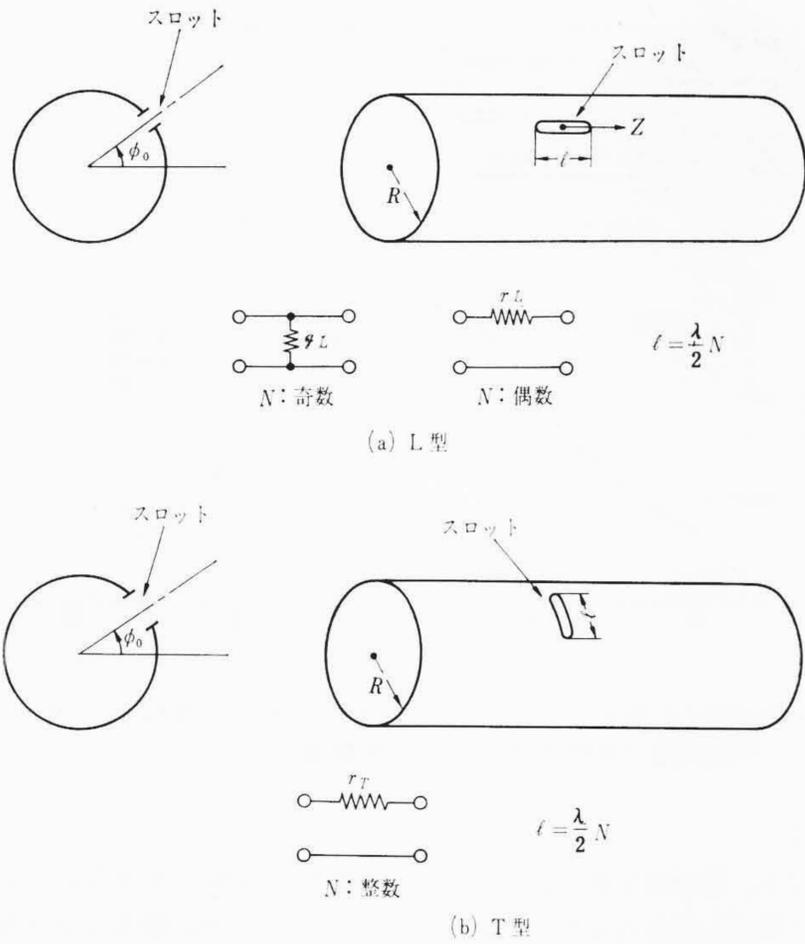
多重モード導波管としてよく使用されている円形導波管を特に取り上げて、第1図に代表的な二つの基本形を示す。 L 形は、スロットの長軸が円形導波管の軸方向に向いており、 T 形では円周方向に向いている。

一般に TM モードは軸方向磁界成分は零で、壁面での磁界は円周方向に限られるので、 L 形では常に通過モードとなる。したがって、 L 形は TM 通過、 TE 阻止のモードフィルタとして貴重である。もちろん、 TE モードでも軸方向磁界が零の位置にスロットが置かれれば通過モードとなり得る。しかし TE_{0n} モードは軸方向磁界が円周上で一様なので通過モードとはなり得ない。 L 形の共振時の等価回路は、スロットの長さ l が $\lambda/2$ (λ は自由空間波長) の奇数倍のときは並列規格化コンダクタンス g_L で示され、偶数倍のときは直列規格化抵抗 r_L で示される。

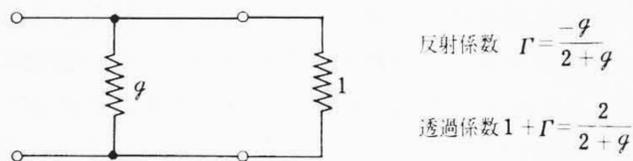
次に、 T 形の場合は、 TE 、 TM いずれも通過モードとなり得るが、 TM_{0n} だけは円周方向磁界が円周上で一様なので通過モードとはならない。共振時の等価回路は、 N の奇数偶数にかかわらず、直列規格化抵抗 r_T で示される。

上記の g_L 、 r_L 、 r_T の理論式は、次の仮定のもとで、スロットアンテナ

* 日立製作所中央研究所



第1図 共振スロット形モードフィルタの基本形および共振時での等価回路



第2図 規格化並列コンダクタンス g

ナの理論⁽²⁾を拡張して求められた。ここでは、モードフィルタの特性を明らかにするために、かなり大胆な仮定を与えて問題の簡単化を行なっている。理論式の誘導方法は g_L を例にあげて付録に示してある。

- (1) スロットの幅 w は十分狭い。
- (2) スロットの長さ l は $\lambda/2$ の整数倍にだいたい等しく、共振の状態にある。
- (3) スロット上の電界は、その方向はスロットの長軸に垂直で、軸に沿って正弦状の変化をしている（もちろん、スロットの両端で電界は零となる）。
- (4) 導波管は完全導体で、スロットを含む金属壁は無限に薄い。
- (5) スロットを含む面は完全導体で、無限に広い平面と考える。したがって、スロットからの放射は半空間に行なわれるとする。
- (6) スロットによるモード変換(モード結合)はないものとし、不要モードの減衰は導波管外への放射によるものだけとする。

次に g_L, r_L, r_T の誘導結果(近似理論式)をまとめて示しておく。

$$\left. \begin{aligned} g_L \\ r_L \end{aligned} \right\} = \frac{2\varepsilon_m}{\pi} \cdot \frac{\zeta}{R_r} \cdot \frac{s}{\chi'^2_{mn} - m^2} \cdot \frac{\lambda'_{gmn}}{\lambda} \times \cos^2(m\phi_0) \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda'_{gmn}} N\right) & (N: \text{奇数}) \\ \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda'_{gmn}} N\right) & (N: \text{偶数}) \end{cases} \quad (1)$$

上式は TE_{mn} モードに関するもので、 TM_{mn} モードに対しては常に $g_L = r_L = 0$ である。次に r_T について示す。

第1表 N と s との関係

N	s	N	s
1	1	4	0.641
2	0.783	5	0.606
3	0.694		

TM_{mn} モードに関しては

$$r_T = \frac{2\varepsilon_m}{\pi} \cdot \frac{\zeta}{R_r} \cdot \left\{ \frac{kR}{m^2 - (kR)^2} \right\}^2 s \times \frac{\lambda_{gmn}}{\lambda} \begin{cases} \cos^2(m\phi_0) \cos^2\left(\frac{m\lambda}{4R} N\right) & (N: \text{奇数}) \\ \sin^2(m\phi_0) \sin^2\left(\frac{m\lambda}{4R} N\right) & (N: \text{偶数}) \end{cases} \quad (2)$$

TE_{mn} モードに関しては

$$r_T = \frac{2\varepsilon_m}{\pi} \cdot \frac{\zeta}{R_r} \cdot \left\{ \frac{kR}{m^2 - (kR)^2} \right\}^2 \cdot \frac{sm^2}{\chi'^2_{mn} - m^2} \times \frac{\lambda}{\lambda'_{gmn}} \begin{cases} \cos^2(m\phi_0) \cos^2\left(\frac{m\lambda}{4R} N\right) & (N: \text{奇数}) \\ \sin^2(m\phi_0) \sin^2\left(\frac{m\lambda}{4R} N\right) & (N: \text{偶数}) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、各記号は次のように定義してある。

$$\varepsilon_m = \begin{cases} 1 & (m=0) \\ 2 & (m \neq 0) \end{cases}$$

ζ : 自由空間インピーダンス ($120\pi \Omega$)

R_r : 1/2 波長ダイポールアンテナの放射抵抗 (73.13Ω)

λ : 自由空間波長

$\lambda_{gmn}, \lambda'_{gmn}$: TM_{mn}, TE_{mn} モードの管内波長

χ_{mn}, χ'_{mn} : $J_m=0, J'_m=0$ の零以外の n 番目の根

R : 円形導波管の半径

ϕ : L 形の場合は $H_z \propto \cos(m\phi)$, T 形の場合は $H_\phi \propto \cos(m\phi)$ となるように座標を考える。

ϕ_0 : スロットの円周方向の位置(第1図参照)

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

s : N によって変わる。 $N=1\sim 5$ に対しては第1表に示す(付録参照)。

(1)~(3)式は第1図に示すように、円周方向 ϕ_0 の位置にある共振スロット一つあたりの値であるが、導波管の周辺にスロットがいくつか存在するときは、これらの値の和をとればよい。 $m=0$ の場合は、スロットの数だけ倍すればよいが、 $m \neq 0$ のときは、 ϕ_0 の値によって $\cos^2(m\phi_0)$ または $\sin^2(m\phi_0)$ の変化をしているので注意しなければならない(円周上等間隔にスロット列が存在するときは簡単になり、2.4節に結果を示している)。いま、これらの和を g, r と考える。 g, r はスロット1組(1組あたりのスロットの数はスロット列の数に等しい)あたりの規格化コンダクタンス、規格化抵抗をそれぞれ示している。

2.3 g, r と減衰定数との関係

結果を先に示すと、 $g, r \ll 1$ ならば、モードフィルタにおける任意のモードの減衰定数 α は近似的に次式で与えられる。

$$\alpha = \frac{g}{2d}, \quad \frac{r}{2d} \quad N/m \quad (4)$$

ここで、 d はスロットの間隔で、軸方向に等間隔 d で並んでいるとする。 dB/m の単位で示すときは、(4)式の8.686倍の値をとればよい。次に、 g を例にとって(4)式の誘導を行なう。

いま、第2図のように、 g が一つ存在し、出力側は無反射終端と

なっているとき、 g に関して、入射電力を1とすると

$$\text{反射電力} \left(\frac{g}{2+g}\right)^2, \text{透過電力} \left(\frac{2}{2+g}\right)^2, \text{消費電力} \frac{4g}{(2+g)^2}$$

となる。 g における消費電力は $g=2$ で最大となり、反射電力は g が大きいくほど単調に増加して1に近づき、透過電力は g が大きくなるにつれて単調に減少して0に近づく。

あとの試作モードフィルタの場合からでも明らかなように、一般には g は1より十分小さいと考えられるので、反射電力は十分小さいと考えてよい($g=1$ の場合でも反射電力は $1/9$ となる)。このときは、反射波の影響は無視して、 g を透過した波の電力のみに注目することにする。一つの g を通過する場合の電力損失は

$$-20 \log_{10} \frac{2}{2+g} \doteq -20 \log_{10} \left(1 - \frac{g}{2}\right) \text{ dB}$$

となり、この g が等間隔 d で n_0 個連続しているモードフィルタでは

$$-20 n_0 \log_{10} \left(1 - \frac{g}{2}\right) \text{ dB} \dots\dots\dots (5)$$

となる。次に、このモードフィルタの減衰定数を α とすると、 n_0 個の g を含む線路は、長さ $n_0 d$ と考えてよいので、結局、減衰量は

$$-20 \log_{10} e^{-\alpha(n_0 d)} = -20 n_0 \log_{10} e^{-\alpha d} \text{ dB} \dots\dots\dots (6)$$

で与えられる。いま、 $\alpha d \ll 1$ ならば、 $e^{-\alpha d} \doteq 1 - \alpha d$ で近似されるので、(5)式と比較すれば、(4)式の関係が近似的に成立することがわかる。これは、線路の単位長あたりの規格化コンダクタンスを g/d として、別の考え方で証明できる⁽³⁾。

一般には、スロットが等間隔 d で管軸方向に並び、(4)式から減衰定数を求める方法が便利であるが、特別な場合で d が $1/2$ 管内波長の整数倍に等しくなるときは、 n_0 組のスロットの全コンダクタンスは $n_0 g$ に等しくなる。このとき、モードフィルタの減衰量は次のようになる。

$$-20 \log_{10} \left(\frac{2}{2+n_0 g}\right) \text{ dB}$$

また、反射係数は $-n_0 g / (2+n_0 g)$ となる。この場合は、(4)式の考えは成立しがたいので別に取り扱わなければならない。特に、反射が大きくなる可能性があるため、むしろ、この場合は避けたほうがよい。

結局、スロットの間隔 d は $\lambda_g/2$ (λ_g は管内波長)の整数倍にならないようにしなければならない。

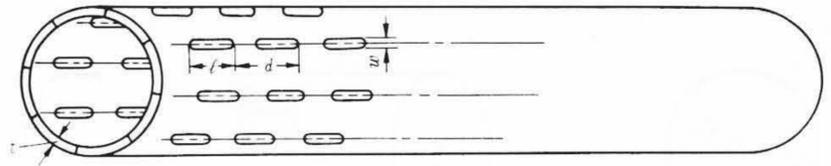
入力側反射係数をさらに小さくするには、スロット列の両端のいくつかのスロットの長さを調節したり、円周上の各スロット列の始端を少しずつずらしたり、さらに積極策としては、スロットを軸方向上適当な分布関数で不等間隔で並ばせるなど種々の方法が考えられるが、ここでは紙数のつごうのため、等間隔の場合だけを述べている。

2.4 スロット列の円周上分布

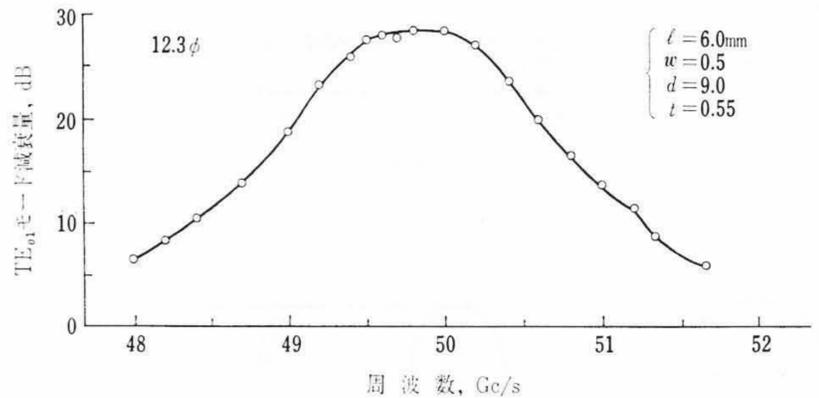
円形導波管では、 TE_{on} と TM_{on} を除いたすべてのモードは、回転対称な縮退モードをもっている。この縮退関係にある二つのモードは、電磁界を示す式中、 $\cos m\phi$ と $\sin m\phi$ という2通りの表示方法で区別されている。

共振スロット形モードフィルタで、円周上いくつかのスロット列を設ける場合、この縮退モードの存在を考えて、スロット列の数および分布に特別な注意をしなければならない。

結論を先に述べると、理想的には、 TE_{mn} または TM_{mn} ($m \neq 0$)に対し円周上 $90/m$ 度ごと、等間隔に $4m$ 個またはその整数倍のスロット列を設けることが望ましい。(このときの最低数 $4m$ を基準スロット列数と呼ぶことにする。この場合の、スロット1組あたりの並列規格化コンダクタンス g および直列規格化抵抗 r は、式(1)~(3)で $\cos^2(m\phi_0)$ および $\sin^2(m\phi_0)$ を除いた残りの式の $2m$ 倍と



第3図 共振スロット形モードフィルタ(L形)の試作例



第4図 L形モードフィルタ(第3図)における TE_{01} モードの減衰量(実効長90mm)の実験値

なる)。

以上、理想的な場合を述べたが、一般には、 $4m$ より少ないスロット数でももちろんかまわない。ただ、スロット列の数および分布を不適当に選ぶと、モード変換が大きくなったり、モードフィルタの入出力側で阻止モードの偏波面の向きが変化したり、モードフィルタに入射する阻止モードの偏波面の角度によって減衰量が変わったりする。極端な場合には、減衰効果が全然ない場合もある。

先に述べた基準スロット列数より数を少なくしたい場合には、一般には、 TE_{mn} または TM_{mn} ($m \neq 0$)に対しできるだけ $p > 2m$ (p はスロット列の数)とし、 $360/p$ 度ごとに等間隔に円周上に分布させるとよい。この場合には、 g および r は、式(1)~(3)で $\cos^2(m\phi_0)$ および $\sin^2(m\phi_0)$ を除いた残りの式の $p/2$ 倍となる。

TE_{on} または TM_{on} の場合には、回転対称な縮退モードはないので、適当にスロット列を円周上にいくつか分布させるとよい。ただし、モード変換を考えると、できるだけ数を多くして、しかも一様に設けることが望ましい。この場合には、 g および r は、式(1)~(3)で $\cos^2(m\phi_0)$ および $\sin^2(m\phi_0)$ を除いた式の p 倍となる。

3. TM通過 TE阻止用モードフィルタ

前章で述べたL形モードフィルタを周波数50 Gc/s($\lambda=6.00$ mm)で試作し、50 Gc/s帯での実験結果と前章の理論式による計算値との比較を行なっている。試作したモードフィルタは第3図のように、円周方向45度ごとに入つたスロット列をもっており、各部の寸法(単位mm)は

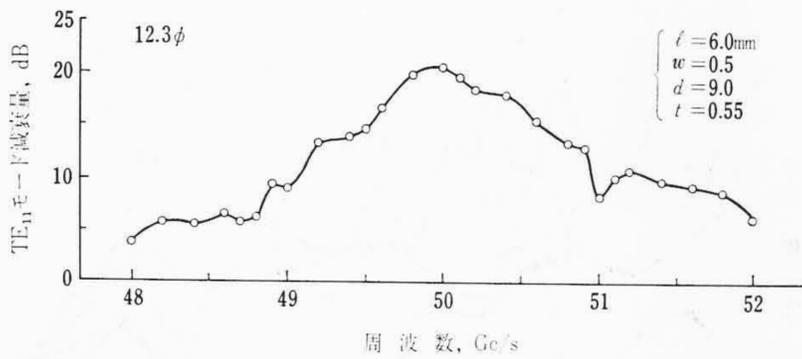
- 円形導波管 内径 $2R=12.3\phi$, 外径 13.4ϕ , 肉厚 $t=0.55$
- スロット 長さ $l=6.0$ ($N=2$), $w=0.5$, 間隔 $d=9.0$
- スロットの数 1列10個, 円周方向45度ごとに8列 合計80個

上記の仕様で、単位長110mmのフランジ付モードフィルタとし、これを3本製作した。

実験は、通過モード(TM)の一つとして TM_{11} , 阻止モード(TE)として TE_{01} , TE_{11} の二つを選んで、モードフィルタにおける減衰量を測定した。

3.1 TE_{01} の減衰量

第4図に試作モードフィルタ1本あたりの TE_{01} の減衰量の周波数特性を示す。共振時の減衰量は、データのピーク値に相当するので⁽⁴⁾, 28.4 dBであることがわかる。共振周波数は50 Gc/sより少し低くなっている。



第5図 L形モードフィルタ(第3図)における TE_{11} モードの減衰量(実効長 270 mm)の実験値

次に、(1)式から理論式を求める。 $N=2$ のときは直列抵抗で与えられ、円周方向8個所にスロットが存在するので、スロット1組あたりの直列規格化抵抗 r は

$$r = \frac{16}{\pi} \cdot \frac{120\pi}{73.13} \cdot \frac{0.783}{\chi'^2_{01}} \cdot \frac{\lambda'_{g01}}{\lambda} \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda'_{g01}} \times 2\right) \dots (7)$$

ここに、 $(\chi'_{01}=3.83171)$

50 Gc/s では $\lambda=5.996$, $\lambda'_{g01}=7.457$ (単位 mm) だから、 $r=0.581$ となる。したがって、(4)式より減衰定数 α は 0.280 dB/mm となる。モードフィルタ1本の実効長 ($n_0 d=10 \times 9.0$) は 90 mm だから、減衰量は 25.2 dB と計算されるが、この値は実験値 28.4 dB と 3 dB 差であり、だいたい一致していると考えてよい。

3.2 TE_{11} の減衰量

第5図に試作モードフィルタ3本あたりの TE_{11} の減衰量を示す。共振時減衰量は 20.4 dB で、減衰量は TE_{11} の偏波面の角度に無関係である。

(1)式から、前節と同様理論式を求めると次のようになる(2.4節の検討で、 $p=8$ だから $r=4r_L$ (ただし $\phi_0=0$ とおく))。

$$r = \frac{16}{\pi} \cdot \frac{120\pi}{73.13} \cdot \frac{0.783}{\chi'^2_{11}-1} \cdot \frac{\lambda'_{g11}}{\lambda} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda'_{g11}} \times 2\right) \dots (8)$$

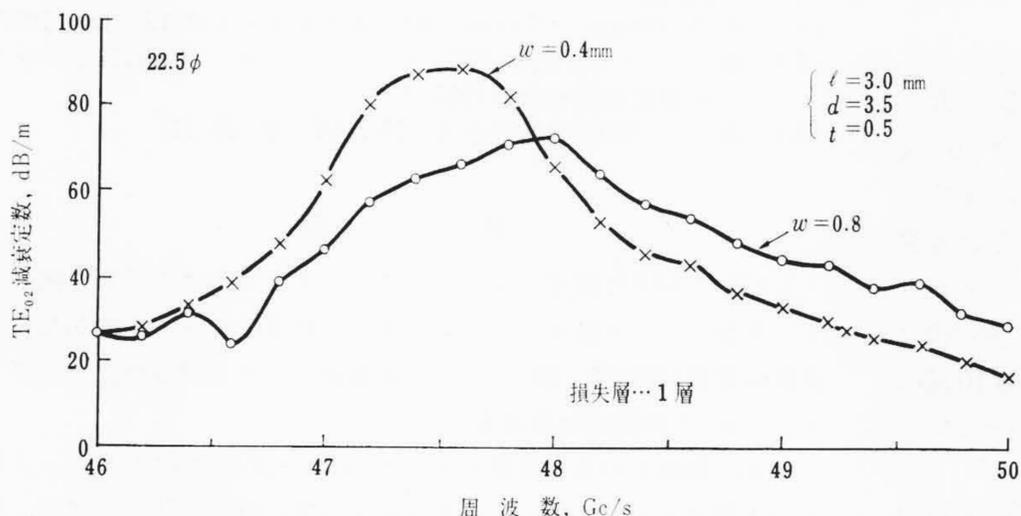
ここに、 $(\chi'_{11}=1.84118)$

50 Gc/s では、 $\lambda'_{g11}=6.257$ mm だから、 $r=0.153$ で、 $\alpha=0.0738$ dB/mm となる。モードフィルタ3本では、実効長は 270 mm だから、減衰量の理論値は 19.9 dB となり、実験値とよく一致している。

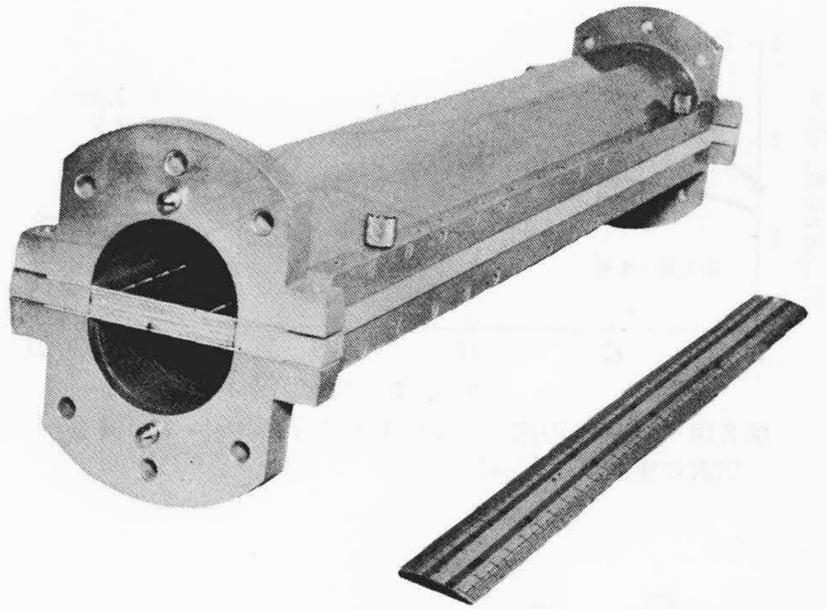
第5図のデータでは、51 Gc/s で減衰量が急に小さくなっているが、これはスロットの間隔 d が $3/2\lambda_g$ に等しくなったようで、反射を測定すると、他の周波数の場合にくらべかなり大きくなっていた。定在波比で示すと、50 Gc/s で約 1.2 に対し、51 Gc/s では約 2 であった。完全な円形導波管では $d=3/2\lambda_g$ になるのは 51.95 Gc/s のときであるが、 d の寸法精度、スロットの存在による λ_g の変化などで約 1 Gc/s だけ周波数がずれたようである。

3.3 TM_{11} のそう入損失

50 Gc/s での TM_{11} モードのそう入損失は、50 Gc/s で、モードフ



第7図 22.5 φ 半円形モデルにおける TE_{02} モードの減衰定数の実験値 ($N=1$)



第6図 円形 TE_{02} モードフィルタ (内径 51 mm, 長さ 500 mm)。二つの半円形導波管の間に、パルサと抵抗塗料から成る電波吸収体がはさまれている。

フィルタ1本あたり約 1 dB であった。この値は熱損失 (0.029 dB, 理論値) にくらべかなり大きく、通過モードに対してもスロットの影響があることを示しているが、阻止モードに対する減衰効果 (モードフィルタ1本あたり、共振時で TE_{01} に対し 28.4 dB, TE_{11} に対し 6.8 dB) にくらべれば十分小さい。

以上、3.1~3.3節で述べた実験結果は、第3図の形で open のままであったが、実用上は損失体でモードフィルタをおおって、外部の影響がないようにしなければならない。実際、実験ではモードフィルタを手で触れると減衰量は大幅に変化する。損失体の構造は、スロットから放射された波の電波吸収壁として、スロットから少し離れたところに、同心円状に木材とか皮膜抵抗などの吸収体を設置すればよい。次章の円形 TE_{02} モードフィルタでは、パルサという桐のように軽い木材と、抵抗塗料を使って損失層を構成している。

4. 円形 TE_{02} モードフィルタ

筆者の考案による円形 TE_{02} モードフィルタ⁽⁵⁾⁽⁶⁾の二つの形のうち、サンドウィッチ形は共振スロット形に相当する。

円形 TE_{02} モードフィルタでは、通過モードは TE_{01} , 阻止モードは TE_{on} (ただし、 $n=2, 3, 4, \dots$) である。普通は阻止モードとして最低次の TE_{02} を対象にして検討を進めている。

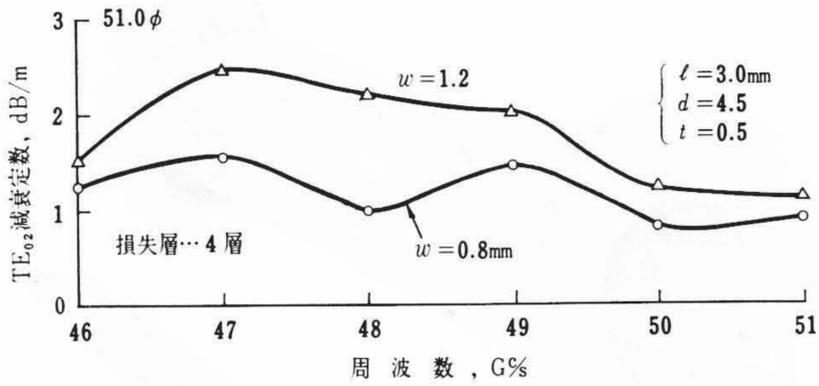
このモードフィルタの構造は第6図のように、円形導波管を2等分し、上下の平坦部にそれぞれ2列のスロット列を設けている。スロットの位置は、中心から $0.6276R$ (R は半径) のところにある。これは、前記のL形の一つであるが、通過モード TE_{01} の軸方向磁界零の位置が円周上では求められないので、このような特別な構造にしてある。一般には、円形導波管を扇形状に何分割してもよいが、円形導波管とこれらの扇形部分とのテーパが複雑となるので2分割が最適と考えられる。

このモードフィルタでは、1/4円に1列のスロット列が存在するので、(1)式の値 (ただし $m=0$ とおく) を4倍し、さらに軸方向磁界の半径方向変化を考慮に入れる* と、 TE_{on} モードに対し

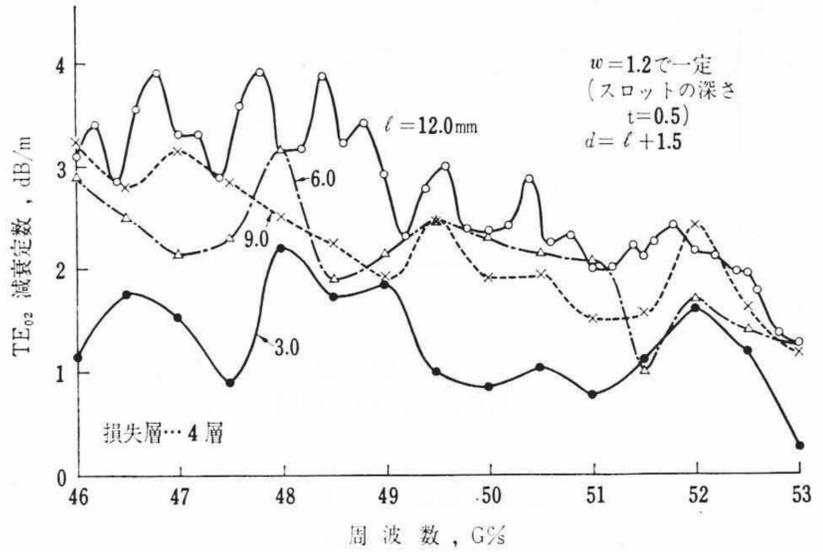
* 一般には

$$\frac{J_m^2\left(\chi'_{mn} \frac{\rho}{R}\right)}{J_m^2(\chi'_{mn})} \quad \left(\rho \text{ は中心からスロットまで}\right)$$

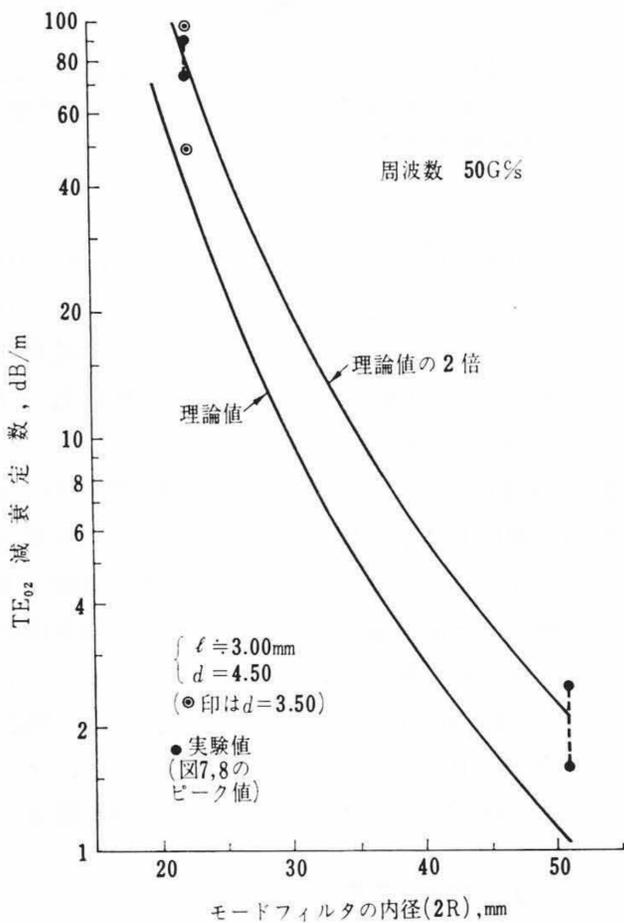
の距離を(1)式に乗ずればよい



第8図 51φ半円形モデルにおける TE_{02} モードの減衰定数の実験値 ($N=1$)



第10図 51φ半円形モデルにおける TE_{02} モードの減衰定数の実験値 ($l=3.0$ のときのデータは第8図とは損失層が多少異なっている)



第9図 円形 TE_{02} モードフィルタにおける TE_{02} モードの共振時減衰定数の理論値と実験値 ($N=1$)

$$g \left. \vphantom{\begin{matrix} g \\ r \end{matrix}} \right\} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{120\pi}{73.13} \cdot \frac{s}{\chi'^2_{on}} \cdot \frac{\lambda'_{gon}}{\lambda}$$

$$\times \frac{J_0^2(0.6276\chi'_{on})}{J_0^2(\chi'_{on})} \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda'_{gon}} N\right) & (N: \text{奇数}) \\ \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda'_{gon}} N\right) & (N: \text{偶数}) \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

もちろん, TE_{01} に対しては, $g=r=0$ である。

次に不要モードとして TE_{02} を選び, 50 Gc/s 帯で実験を行なった結果を第7,8図に示す。いずれも $N=1$ のときで, 第7図は $R=11.25$ mm, 第8図は $R=25.5$ mm の場合である。第9図は(9)式の理論式による計算値 ($N=1$ のとき) とともに, 第7,8図の実験データのピーク値をプロットしてある。これをみると, 実験値は理論値の約2倍となっているようである。この場合は, スロット列が少ないのでモード変換の影響がかなりあると思われるが, 詳細な検討は別の機会にゆずる。最後に, N を変えたときの実験値を第10図に示す。第2表に50 Gc/sでの理論値を示してあるが, 実験とだいたい一致していることがわかる。

通過モード TE_{01} のそう入損失は十分小さいことを実験でも確認している⁽⁵⁾。

第2表 51φ円形 TE_{02} モードフィルタにおける TE_{02} モードの減衰定数(50 Gc/s)の理論値

N	l (mm)	TE_{02} 減衰定数 (dB/m)
1	3.0	1.05
2	6.0	1.97
3	9.0	2.79
4	12.0	3.83

($d=l+1.5$)

5. 結 言

共振スロット形モードフィルタの考え方および不要モードの減衰量の近似理論式を, 円形導波管を特に取り上げて, まとめて示した。理論値との比較を行なうために, 二つのモードフィルタを試作し, 実験を行なったが, 理論値とだいたい一致した結果を得ることができた。

現在の理論式は近似的なもので, 特に共振時の不要モード減衰量を知ることができるだけで, 減衰量の周波数特性を知ることにはできない。スロットで発生した不要モードの影響, スロットの幅, スロットの存在する壁の厚みなどに関する仮定と実際のモードフィルタの寸法との関係など残された問題は多いが, 本報告の近似理論式は簡単で, モードフィルタの減衰効果の第1段階の見通しを得るのに便利であり, モードフィルタの設計に役立つものと思われる。

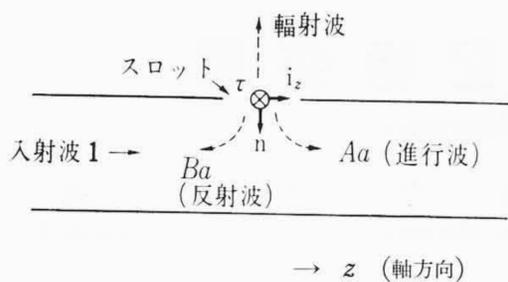
参 考 文 献

- (1) 島田: エレクトロニクス(オーム社), 昭40-12, 掲載予定
- (2) 例えば S. Silver: Microwave Antenna Theory and Design, 287 (1949, McGraw-Hill)
- (3) 末武国弘: マイクロ波回路, 80 (昭33 オーム社)
- (4) A. A. Oliner: Trans. IRE, AP-5, 4および12, (Jan. 1957)
- (5) 島田: ミリ波円形 TE_{02} モードフィルタ, 電気通信学会マイクロ波伝送研究会 (1965. 1. 21)
- (6) 島田: 昭40電通学全大, No. 321 (昭40-11)

付 録

2.2節にあげた仮定のもとで, スロットアンテナの理論を拡張して, 共振スロット形モードフィルタにおけるスロット1個あたりの共振時等価回路(第1図)を求め, 具体例として並列規格化コンダクタンス g_L の理論式を求める。

いま, 振幅1のある任意のモード(a モードと呼ぶ)がスロット部分へ入射すると, スロットの存在によって, 壁面電流が乱され, 反射波(振幅 B_a)と進行波(振幅 A_a)が生ずる(A図)。2.2節の仮定



A図 スロットによる波の発生

(6)によって、発生モードは a モードに限られているとする。

このとき、 B_a と A_a は文献(2)によって次式で与えられる。積分はスロット上の面積分である。

$$2B_a S_a = \iint_{\text{slot}} (j E_{1\tau} K_{a\tau} + E_{1z} K_{az}) \exp(-j \beta_a z) dS \dots (a)$$

$$2A_a S_a = \iint_{\text{slot}} (j E_{1\tau} K_{a\tau} - E_{1z} K_{az}) \exp(j \beta_a z) dS \dots (b)$$

ここで、 S_a : a モードの伝送電力 (Poynting Power) の2倍

$E_{1z}, E_{1\tau}$: スロット上の電界。 z は軸方向、 τ は横方向。

$K_{az}, K_{a\tau}$: スロットのないときの、スロットの中心位置における a モードの表面電流密度。それぞれ、 $H_{a\tau}, -H_{az}$ に相当する。

β_a : a モードの位相定数

(a), (b)式をみると、 L 形の場合は $E_{1z}=0$ だから、(a), (b)式の第1項のみを考えればよく、 T 形の場合は $E_{1\tau}=0$ だから第2項のみを考えればよい。以下、 L 形で N が奇数の場合を特に取り上げて、 g_L を求めることにする。

L 形の場合は、 TM モードについては常に $B_a=A_a=0$ だから、 TE モードだけについて考えればよい。

Waveguide Handbook (1949 McGraw-Hill) によると、 TE_{mn} モードの軸方向磁界 H_z^* と伝送電力 P は

$$\left. \begin{aligned} H_z &= -j \eta \frac{\lambda \chi'_{mn}}{2\pi R} V_{mn}'' \sqrt{\frac{2\epsilon_m}{\pi}} \frac{\chi'^2_{mn}}{\sqrt{\chi'^2_{mn} - m^2}} \frac{1}{R} \cos(m\phi) \\ P &= \frac{S_a}{2} = \frac{|V_{mn}''|^2}{\zeta \frac{\lambda'_{gmn}}{\lambda}} \end{aligned} \right\} (c)$$

* Handbook の値は実効値だから、振幅は $\sqrt{2}$ 倍されなければならない。

** $N=1$ のときは文献(2)のとおりでよい。 $N=2$ 以上のときは、スロットアンテナの放射パターンを考えて、電圧 V_0 と全放射電力の関係を求めた後、係数 s を決定する。結果のみを第1表に示してある。

以上の準備の後、まず次のような C を定義する。

$$C = \frac{S_a B_a}{w E_0} = \frac{S_a \Gamma}{V_0} \dots (d)$$

(w はスロットの幅、 Γ は電圧反射係数)

この C は、(a), (b)式からあきらかなように、スロット上の電界分布と TE_{mn} モードの軸方向位相変化項の積をスロット上で z について積分することによって求まる。

N が奇数のときは、スロット上の電界分布を、次のように仮定する。

$$E_{1\tau} = E_0 \cos(kz) \quad \left(\frac{l}{2} \geq z \geq -\frac{l}{2}, l = \frac{\lambda}{2} N \right) \dots (e)$$

この式は、 $z=0$ に対し偶関数なので、(a), (b)式の $\exp(-j B_a z)$ は実数部のみが積分に寄与する。したがって、 $B_a=A_a$ となるので、スロットは並列回路として働く。(e)式を(a), (b)式に代入して積分すると、 C の値は次のようになる。

$$C = \frac{2P\Gamma}{V_0} = -|H_z| \cos\left(\beta'_{mn} \frac{\lambda}{4} N\right) \frac{k}{k^2 - \beta'^2_{mn}} \dots (f)$$

$$\text{ここに、} \quad \left(\beta'_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda'_{gmn}} \right)$$

いままで、 E_0 の値は未知であったが、エネルギー保存則から E_0 の側を知ると同時に、並列規格化コンダクタンス g_L を直接求める。

エネルギー保存則は

$$\begin{matrix} \text{入射電力} & \text{反射電力} & \text{透過電力} & \text{放射電力} \\ P & = & P\Gamma^2 + P(1+\Gamma)^2 + & P_r \end{matrix} \dots (g)$$

ここで、放射電力は次式で与えられる**。

$$P_r = \frac{R_r}{\zeta^2} V_0^2 \frac{1}{s} \dots (h)$$

いま、並列コンダクタンス g_L に消費される電力は

$$P_s = P \frac{4g_L}{(2+g_L)^2} \dots (i)$$

で、この値は(h)式と等しくならなければならない。(f)式を考慮に入れて整理すると、結局

$$g_L = \frac{\zeta^2}{R_r} \cdot \frac{C^2}{P} s = \frac{\zeta^2}{R_r} \cdot s \frac{|H_z|^2}{P} \left(\frac{k}{k^2 - \beta'^2_{mn}} \right)^2 \cos^2\left(\beta'^2_{mn} \frac{\lambda}{4} N\right) \dots (j)$$

となる。 H_z のところに(c)式を入れると、本文の(1)式が求まる。

(j)式は円形導波管に限らず、ほかの導波管にも適用可能で、 H_z および P を Handbook で調べ(j)式に代入すれば g_L は直ちに求まる。 N が偶数のときは、 \cos が \sin に変わるだけで一般性は失われない。