

矩形-圆形槽波导结的研究

崔立成 杨鸿生

(东南大学电子工程系 毫米波国家重点实验室, 南京 210096)

摘要 在圆形槽波导微波、毫米波器件中, 常遇到矩形-圆形槽波导结的问题. 应用模式匹配法, 分析了矩形-圆形槽波导结的散射特性, 讨论了圆形槽波导中放置带有矩形窗的膜片问题, 进行了实验测量. 理论分析结果与测量数据吻合.

关键词 圆形槽波导 模式匹配法 矩形-圆形槽波导结

圆形槽波导是一种新型的传输线, 与传统的矩形波导和圆波导相比, 圆形槽波导具有一些很好的特性, 诸如低损耗, 低色散, 大尺寸等, 尤其是它的大尺寸特点, 使得圆形槽波导的机械加工比较容易, 而且能够应用到较高的频段^[1].

在设计圆形槽波导微波、毫米波器件, 诸如圆形槽波导振荡器、滤波器的时候, 经常会遇到矩形-圆形槽波导结的问题. 本文采用电磁场数值方法——模式匹配法^[2~6], 在矩形-圆形槽波导结上, 匹配电磁场边界条件, 得到了矩形-圆形槽波导结的散射矩阵, 然后应用此散射矩阵, 并结合广义的散射矩阵法, 可得到圆形槽波导中加矩形膜片的等效电路参量. 最后进行了实验测量, 理论分析结果与实验测量数据相符.

1 矩形-圆形槽波导结

图 1 为矩形-圆形槽波导结的示意图. 矩形波导位于 z 轴负半轴, 具有较小的横截面尺寸. 圆形槽波导位于 z 轴正半轴, 具有较大的横截面尺寸. z 轴为两个波导的公共轴线.

$z = 0^-$ 处的横向场可以表示为矩形波导中各模式场的叠加:

$$\mathbf{e}_1(x, y) = \sum_m \sum_n (a_{mn}^{(h)+} + a_{mn}^{(h)-}) \mathbf{e}_{1,mn}^{(h)}(x, y) + (a_{mn}^{(e)+} + a_{mn}^{(e)-}) \mathbf{e}_{1,mn}^{(e)}(x, y), \quad (1)$$

其中, $\mathbf{e}_{1,mn}^{(h)}(x, y)$ 和 $\mathbf{e}_{1,mn}^{(e)}(x, y)$ 分别为矩形波导中 TE 和 TM 模的模式场; $a_{mn}^{(h)+}$, $a_{mn}^{(h)-}$ 和 $a_{mn}^{(e)+}$, $a_{mn}^{(e)-}$ 分别为对应于 $\mathbf{e}_{1,mn}^{(h)}(x, y)$ 和 $\mathbf{e}_{1,mn}^{(e)}(x, y)$ 的模式系数; 上标 + 和 - 分别代表入射场和散射场.

假定入射波为 TE_{10} 波, 分别写出此种情况下矩形波导中 TE 和 TM 的模式场:

$$\mathbf{e}_{1,mn}^{(h)}(x, y) = N_{mn} [\hat{x} \beta_{yn} \sin(\beta_{xm} x) \sin(\beta_{yn} y) + \hat{y} \beta_{xm} \cos(\beta_{xm} x) \cos(\beta_{yn} y)], \quad (2)$$

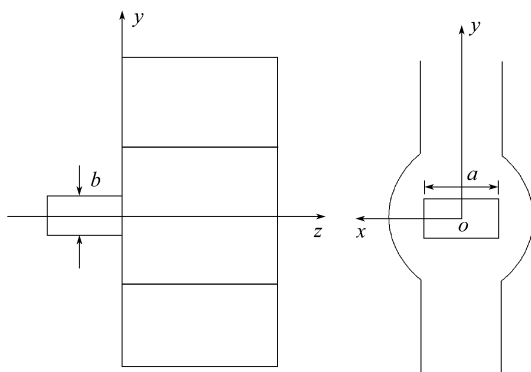


图 1 矩形-圆形槽波导结

$$\mathbf{e}_{1,mn}^{(e)}(x, y) = N_{mn} [\hat{x} \beta_{xm} \sin(\beta_{xm} x) \sin(\beta_{yn} y) - \hat{y} \beta_{yn} \cos(\beta_{xm} x) \cos(\beta_{yn} y)], \quad (3)$$

其中, $m=1, 3, 5, \dots, n=0, 2, 4, \dots$.

N_{mn} 为矩形波导中模式归一化常数:

$$N_{mn} = 2 / \sqrt{ab(\beta_{yn}^2 + 2\beta_{xm}^2 / \varepsilon_n)},$$

$$\text{其中, } \beta_{xm} a = m\pi, \beta_{yn} b = n\pi, \varepsilon_n = \begin{cases} 1, & n=0, \\ 2, & n \neq 0. \end{cases}$$

$z=0^+$ 处的横向场可以表示为圆形槽波导中各模式场的叠加:

$$\mathbf{e}_{2,qlr}(x, y) = \sum_q \sum_l \sum_r (b_{qlr}^{(h)+} + b_{qlr}^{(h)-}) \mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)}(x, y) + (b_{qlr}^{(e)+} + b_{qlr}^{(e)-}) \mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)}(x, y), \quad (4)$$

其中, $\mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)}(x, y)$ 和 $\mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)}(x, y)$ 分别为圆形槽波导中 TE 和 TM 模的模式场. $b_{qlr}^{(h)+}$, $b_{qlr}^{(h)-}$ 和 $b_{qlr}^{(e)+}$, $b_{qlr}^{(e)-}$ 分别为对应于 $\mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)}(x, y)$ 和 $\mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)}(x, y)$ 的模式系数. 上标 + 和 - 分别代表入射场和散射场.

圆形槽波导中 TE 和 TM 模的模式场函数可参考文献[1]写为

圆形槽波导中心圆区的场函数:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)}(x, y) = & \sum_q \hat{x} \frac{H_q^{(h)} k_c^{(h)}}{N} \operatorname{Im} \left[\sum_{p=0}^{N-1} j^{q+1} \cos\left(\frac{2p\pi}{N}\right) e^{j\frac{2pq\pi}{N}} \cdot e^{-jk_c^{(h)}(C_p x + S_p y)} \right] \\ & + \hat{y} \frac{H_q^{(h)} k_c^{(h)}}{N} \operatorname{Re} \left[\sum_{p=0}^{N-1} j^q \sin\left(\frac{2p\pi}{N}\right) e^{j\frac{2pq\pi}{N}} \cdot e^{-jk_c^{(h)}(C_p x + S_p y)} \right], \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)}(x, y) = & \sum_q \hat{x} \frac{H_q^{(e)} k_c^{(e)}}{N} \operatorname{Im} \left[\sum_{p=0}^{N-1} j^q \sin\left(\frac{2p\pi}{N}\right) e^{j\frac{2pq\pi}{N}} \cdot e^{-jk_c^{(e)}(C_p x + S_p y)} \right] \\ & + \hat{y} \frac{H_q^{(e)} k_c^{(e)}}{N} \operatorname{Re} \left[\sum_{p=0}^{N-1} j^{q+1} \cos\left(\frac{2p\pi}{N}\right) e^{j\frac{2pq\pi}{N}} \cdot e^{-jk_c^{(e)}(C_p x + S_p y)} \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

这里采用了如下的变换式^[3]:

$$J_q(\rho h) e^{jq\alpha} \cong \frac{j^q}{N} \sum_{l=0}^{N-1} e^{j\frac{2lq\pi}{N}} e^{-jh(C_l x + S_l y)}, \quad (7)$$

其中, $x = \rho \cos \alpha$, $y = \rho \sin \alpha$, $C_l = \cos\left(\frac{l2\pi}{N}\right)$, $S_l = \sin\left(\frac{l2\pi}{N}\right)$, $N-1 > \rho h + N_0$, N_0 为一较小整数.

圆形槽波导平板区的场函数:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)}(x, y) = & \sum_r \hat{x} B_r^{(h)} k_{yr}^{(h)} \sin(k_{xr}^{(h)} x) \exp[-k_{yr}^{(h)}(y - y_0)] \\ & + \hat{y} B_r^{(h)} k_{xr}^{(h)} \cos(k_{xr}^{(h)} x) \exp[-k_{yr}^{(h)}(y - y_0)], \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)}(x, y) = & \sum_r \hat{x} B_r^{(e)} k_{xr}^{(e)} \sin(k_{xr}^{(e)} x) \exp[-k_{yr}^{(e)}(y - y_0)] \\ & + \hat{y} B_r^{(e)} k_{yr}^{(e)} \cos(k_{xr}^{(e)} x) \exp[-k_{yr}^{(e)}(y - y_0)], \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $q=1, 3, 5, \dots, r=1, 3, 5, \dots$. $H_q^{(i)}$ 和 $B_r^{(i)}$ ($i=h, e$) 分别为圆形槽波导模式归一化常数.

$k_c^{(i)}$ ($i = h, e$) 为圆形槽波导截止波数. $k_{xr}^{(i)}$ 和 $jk_{yr}^{(i)}$ ($i = h, e$) 为对应于 x 和 y 方向的截止波数.

矩形波导与圆形槽波导中的磁场可由 $\mathbf{h} = \mathbf{Y} \cdot \hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{e}$ ($\mathbf{Y}$ 为波导纳) 给出.

在矩形-圆形槽波导结上, 匹配电磁场边界条件为

$$\mathbf{e}_2(x, y) = \begin{cases} \mathbf{e}_1(x, y) & (\text{面 } S_1 \text{ 上}), \\ 0 & (\text{面 } S_2 - S_1 \text{ 上}), \end{cases} \quad (10)$$

$$\mathbf{h}_2(x, y) = \mathbf{h}_1(x, y) \quad (\text{面 } S_1 \text{ 上}), \quad (11)$$

其中, S_1 和 S_2 分别为矩形波导与圆形槽波导的横截面.

将对应的场表达式代入方程(10)和(11), 然后两边点乘模式函数, 并在相应的横截面上积分:

$$\int_{S_2} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)} \cdot \mathbf{e}_2 \mathrm{d}s = \int_{S_2} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(h)} \cdot \mathbf{e}_1 \mathrm{d}s, \quad (12)$$

$$\int_{S_2} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)} \cdot \mathbf{e}_2 \mathrm{d}s = \int_{S_2} \mathbf{e}_{2,qlr}^{(e)} \cdot \mathbf{e}_1 \mathrm{d}s, \quad (13)$$

$$\int_{S_1} \mathbf{h}_{1,mn}^{(h)} \cdot \mathbf{h}_2 \mathrm{d}s = \int_{S_1} \mathbf{h}_{1,mn}^{(h)} \cdot \mathbf{h}_1 \mathrm{d}s, \quad (14)$$

$$\int_{S_1} \mathbf{h}_{1,mn}^{(e)} \cdot \mathbf{h}_2 \mathrm{d}s = \int_{S_1} \mathbf{h}_{1,mn}^{(e)} \cdot \mathbf{h}_1 \mathrm{d}s, \quad (15)$$

可以得到一系列含有未知模式系数 a^- 和 b^- 的代数方程. 将这些代数方程写为简洁的矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} a^- \\ b^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^+ \\ b^+ \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\text{其中, } a^- = \begin{bmatrix} a^{(h)-} \\ a^{(e)-} \end{bmatrix}, b^- = \begin{bmatrix} b^{(h)-} \\ b^{(e)-} \end{bmatrix}, a^+ = \begin{bmatrix} a^{(h)+} \\ a^{(e)+} \end{bmatrix}, b^+ = \begin{bmatrix} b^{(h)+} \\ b^{(e)+} \end{bmatrix}.$$

2 圆形槽波导中放置具有矩形窗口的膜片

图2给出了圆形槽波导中放置具有矩形窗口的膜片的示意图. 将此结构视为一级联系统, 应

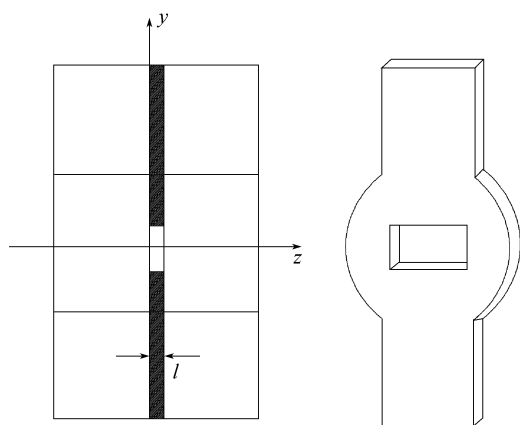


图2 圆形槽波导中放置具有矩形窗口的膜片

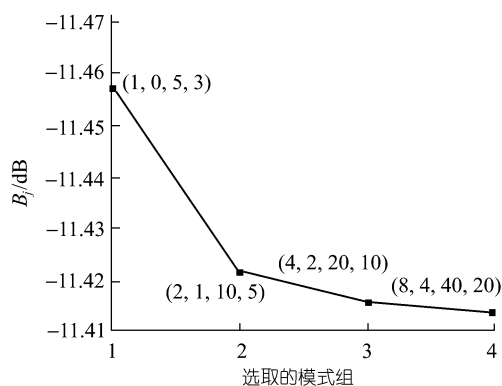


图3 圆形槽波导-矩形波导结归一化电纳 B_j 随选取模式组的变化曲线

用广义的散射矩阵法^[2,3,5]以及得到的散射矩阵,可以得到矩形膜片的散射矩阵,详细的推导过程在此不再做具体的描述.

3 数值结果以及实验验证

首先讨论圆形槽波导-矩形波导结的数值结果,若选取的频段使得两个波导中的传输模式只有 $TE_{11}^{(1)}$ 模,其他模式均为截止的,则可以得到圆形槽波导-矩形波导结的归一化导纳:

$$Y_j/Y_0 = jB_j = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}, \tag{17}$$

其中, Y_0 为 $TE_{11}^{(1)}$ 模的特性导纳, Γ 为 $TE_{11}^{(1)}$ 模的反射系数,可由(16)式得到.

在进行数值计算时,必须考虑波导模式的选取数目对数值结果的影响.从文献[2, 3, 5]中可以看出,波导模式的选取数目直接影响数值结果的收敛性以及精确度.本文选取了4个不同的模式组(见表 1)进行了计算,得到了(17)式在选取不同模式组时的结果,见图 3.从曲线可以看出随着模式选取数目的增加,数值结果的收敛性越好.当在矩形波导中选取 8 个 TE 模式,4 个 TM 模式,在圆形槽波导中选取 40 个 TE 模式,20 个 TM 模式时,结果已经基本收敛.

表 1

选取的模式组	矩形波导中选取的 TE 模的个数	矩形波导中选取的 TM 模的个数	圆形槽波导中选取的 TE 模的个数	圆形槽波导中选取的 TM 模的个数
1	1	0	5	3
2	2	1	10	5
3	4	2	20	10
4	8	4	40	20

图 4 为结归一化导纳随频率的变化曲线图,从曲线可以看出,结归一化导纳随频率的增加而减小.图 5 给出了圆形槽波导中放置具有矩形窗的膜片后散射系数的数值结果,这在设计圆形槽波导滤波器时有一定的指导作用.

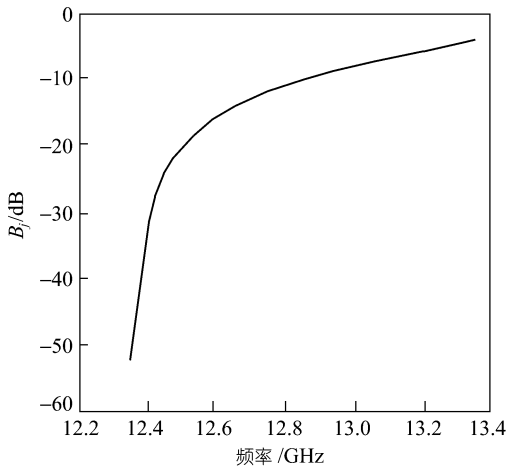


图 4 圆形槽波导-矩形波导结归一化电纳 B_j 随频率变化曲线图

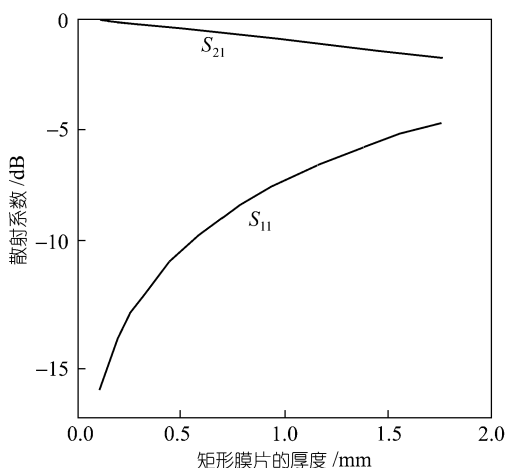


图 5 散射系数随矩形膜片厚度变化曲线图

4 实验验证

为了验证分析方法的正确性, 我们设计了实验系统, 见图 6. 图 7 给出了数值结果与实验结果的对照图, 从曲线可以看出, 两者吻合, 从而证明了分析方法的正确性.

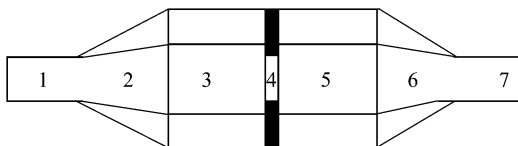


图 6 实验装置示意图
1 和 7 示标准矩形波导, 2 和 6 示矩形-圆形槽波导变换器, 3 和 5 示圆形槽波导段, 4 示矩形窗口膜片

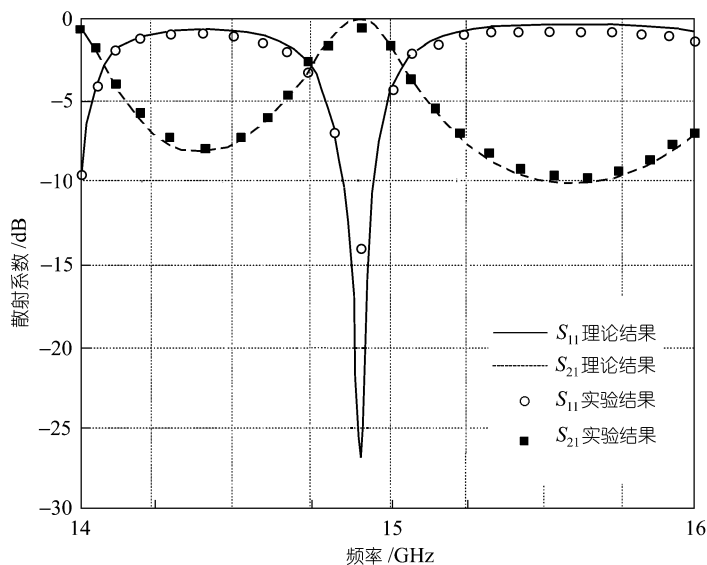


图 7 理论分析结果与实验结果的比较图

矩形膜片宽度 $a = 11$ mm, 矩形膜片高度 $b = 4.9$ mm, 矩形膜片厚度 $l = 0.5$ mm, 圆形槽波导半径 $R = 7.95$ mm, 圆形槽波导半板间距 $c = 5.17$ mm

5 结论

本文采用经典的模式匹配法, 对矩形-圆形槽波导结以及圆形槽波导中的矩形膜片问题进行了分析讨论.

当选取适当的波导模式数目时, 本文选取 8 个 TE, 4 个 TM 矩形波导模式, 40 个 TE, 20 个 TM 圆形槽波导模式, 得到了收敛的数值结果.

本文的工作可应用到圆形槽波导滤波器、多工器的膜片设计, 以及圆形槽波导振荡器输出结构的设计中.

参 考 文 献

- 1 Yang H S, Ma J L, Lu Z Z. Circular groove guide for short millimeter and submillimeter waves. IEEE Trans Microwave

- Theory Tech, 1995, MTT-43: 324~330
- 2 Wade J D, MacPhie R H. Scattering at circular-to-rectangular waveguide junctions. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1986, MTT-34: 1085~1091
 - 3 Macphie R H, Wu K L. Scattering at the junction of a rectangular waveguide and a larger circular waveguide. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1995, MTT-34: 2041~2045
 - 4 Wu K L, MacPhie R H. A rigorous analysis of a cross waveguide to large circular waveguide junction and its applications in waveguide filter design. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1997, MTT-45: 153~157
 - 5 Naini R S, MacPhie R H. Scattering at rectangular-to-rectangular waveguide junctions. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1982, MTT-30: 2060~2063
 - 6 Amdt F, Beyer R, Reiter J M, et al. Automated design of waveguide components using mode-matching/numerical EM building-blocks in optimization-oriented CAD frameworks-state-of-the-art and recent advances. IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1997, MTT-45: 747~760
 - 7 Collin R E. Foundations for Microwave Engineering. New York: McGraw-Hill, 1966