文章编号: 1001 - 2486(2003) 06 - 0076 - 03

圆波导斜劈形端口辐射器的有限元分析*

袁海军, 钟辉煌, 周蔚红
(国防科技大学理学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 有限元法(FEM) 适用于电磁场的散射、辐射和透射, 运用三维有限元法分析了圆波导斜劈形辐射器的辐射场并计算出圆波导内部场分布, 用此方法计算了X波段的辐射场, 与相关文献进行了比较, 结果在主瓣相当一致, 分析表明在 C 波段圆波导 TM_{01} 模斜劈形辐射器斜切角为 30° 时, 辐射波束偏离轴向 27° ~ 42°, 增益为 11 ~ 14dB, 可以作为高功率微波的辐射天线。

关键词: 有限元法; 圆波导斜劈形端口; 辐射器; 高功率微波
中图分类号: TN827. 1 文献标识码: A

Finite-element Analysis of a Circular Waveguide Bevel Cut Radiator

YUAN Hai-jun, ZHONG Hui-huang, ZHOU Wei-hong
(College of Science, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The finite-element method(FEM) is a popular technique for analyzing electromagnetic scattering, radiation, and penetration. Far-field radiation pattern of circular waveguide bevel cut and fields in the waveguide are analysed with three-dimensional FEM. Results of X band are compared with related documents and FEM follows the main beam very well but disagrees more with the measurements away from the main beam. The theoretical analysis shows that the main beam of far-field radiation pattern shifts from axis direction about 27° ~ 42° and the gain is about 11 ~ 14dB with 30° the bevel cut angle in G-band, it can be applied to high power microwave.

Key words: finite-element method; circular waveguide bevel cut; radiator; high power microwave

高功率微波源大多以轴对称模输出(如 TEM 同轴线模或 TM_{01} 圆波导模), 如果直接辐射, 将产生轴向为零的环状远场方向图。模式转换技术将不需要的轴对称模转换成能产生前向峰值的模, 如将 TM_{01} 模转换成 TE_{11} 圆波导模或 TE_{01} 矩形波导模, 然而模式转换存在较大的损耗, 转换效率在 50% ~ 75% 之间, 同时它增加了系统的重量和长度[1], 圆波导 TM_{01} 模斜劈形端口辐射器利用其非对称结构场, 将圆波导中的轴对称模辐射为有一定方向性的空间辐射场, 对于 X 波段圆波导 TM_{01} 模斜劈形辐射器, John H. Beggs[2] 用三维时域有限差分法(FDTD) 进行了分析, 钟哲夫[3] 用等效电磁流原理进行了分析, 它们的分析结果表明斜切角小于 45° 时有较好的辐射特性, 但它们没有给出圆波导内部场分布。

1 有限元法(FEM)

如图 1 为圆波导斜劈形辐射器, 终端可以是任意形状, 入射孔径处有长度为 $\frac{1}{4}\lambda_0$(λ_0 为自由空间波长) 的内导体, 以激励起轴对称模, λ_{c01} 为圆波导 TM_{01} 模的截止波长, 其定义为:

$$\lambda_{c01} = \frac{2\pi R}{\chi_{01}} \tag{1}$$

这里 χ_{01} 为贝塞尔函数 $J_0(\chi)$ 的第 1 个根, 当 $\lambda_0 < \lambda_{c01}$ 时, 圆波导传输主模为 TM_{01} 模。

* 收稿日期: 2003 - 04 - 20
基金项目: 国家 863 项目资助(863 - 410 - 7)
作者简介: 袁海军(1966—), 男, 博士生。

圆波导内及其孔径面上电场可写成下述等价变分问题[4, 5]:

$$F = \frac{1}{2\mu_r}\iiint_V (\nabla \times E)\cdot(\nabla \times E) - k_0^2\varepsilon_r E\cdot E]\,\mathrm{d}V$$

$$- 2\mathrm{j}k_0 z_0 \iint_{S_1} M(r)\cdot H^{\mathrm{inc}}(r)\,\mathrm{d}s \qquad (2)$$

这里, V 为计算域的体积, S_1 为它的入射场孔径, $M = E \times \hat{z}$ 为在入射场孔径上的等效磁流, H^{inc} 为入射磁场, 入射端口的入射场为 TEM 波, 在导体壁上电场切向为零, 在辐射器周围有 6 ~ 8 层 PML 吸收媒质, k_0 为自由空间波数, z_0 为自由空间波阻抗。

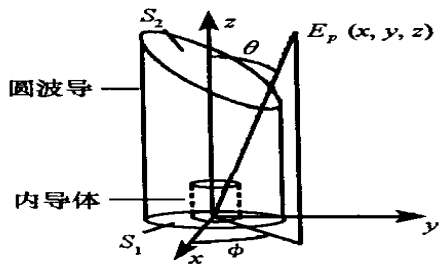


图 1 圆波导斜劈形辐射器

Fig. 1 Circular waveguide bevel cut radiator

将三维场域离散化, 我们将计算空间离散成小的四面体:

$$E = \sum_{i=1}^{N} C_i N_i \qquad (3)$$

N_i 代表矢量基函数, C_i 为对应的待定系数, N 代表总的离散元素个数。

将(3) 式代入(2) 式得到矩阵方程: $\boldsymbol{AC} = \boldsymbol{b}$ (4)

这里, $\boldsymbol{A}$ 是对称矩阵, $\boldsymbol{C}$ 是离散场域的未知矢量, $\boldsymbol{b}$ 是已知的矢量, 其值由入射场决定, $\boldsymbol{A}$ 矩阵由(2) 式的第一项积分决定, 通过求解矩阵方程(4) 式得到 $\boldsymbol{C}$, 代入(3) 式求得电场 E。

2 辐射场

当计算辐射场时, 用辐射面上的场来计算天线的远区场, 计算公式如下:

$$E_P(x, y, z) = \int_{S_2} (\mathrm{j}\omega\mu_0 H_{\tan} G_0 + E_{\tan} \times \nabla G_0 + E_{\mathrm{normal}} \nabla G_0)\,\mathrm{d}s \qquad (5)$$

$H_{\tan}$ 是与辐射面相切的磁场分量; E_{normal} 是辐射面的法向电场分量; $E_{\tan}$ 是与辐射面相切的电场分量; G_0 中的 r 和 r' 分别代表场点和源点, 当 $r \gg r'$ ($r \gg \lambda_0$) 时,

$$G_0 \approx \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k_0 r}\mathrm{e}^{\mathrm{j}k_0 \hat{r} r'}}{r} \qquad (6)$$

天线的增益定义为: $$G = \frac{r^2}{30}\cdot\frac{E_P^2(x, y, z)}{P_{\mathrm{in}}} \qquad (7)$$

其中, P_{in} 为天线的输入功率, 它可由入射磁场 H^{inc} 求得。

天线的口径效率为:

$$v = \frac{\left|\iint_{S_2} E_{S_2}\,\mathrm{d}s\right|^2}{S_2\iint_{S_2} |E_{S_2}|^2\,\mathrm{d}s} \qquad (8)$$

上述的 E_{S_2} 为辐射面上的电场, 这里 S_2 代表辐射面面积。

3 计算结果与分析

圆波导直径 $2a$ = 47.6mm, 频率 f = 8.6GHz, 且辐射场在 Φ = 90° 方向, 图 2 的斜切角为 30°, 图 3 的斜切角为 60°, 由图可以看出, 本文计算结果与文献[2] 用 FDTD 计算的结果及测量结果在主瓣区域具有较好的一致性, 斜切角是指波导的斜切面与 – z 轴的夹角。

圆波导直径 $2a$ = 84mm, 频率 f 分别为 6GHz、5GHz 和 4GHz, 斜切角为 30°。当辐射场在方向时, 辐射场如图 4 所示, 由图可见, 频率增高, 主瓣向轴向偏移, 主瓣增益提高, 但副瓣电平也增加, 在 C 波段内辐射波束偏离轴向范围 27° ~ 42°, 增益范围 11 ~ 14dB, 第一副瓣电平小于 15dB。

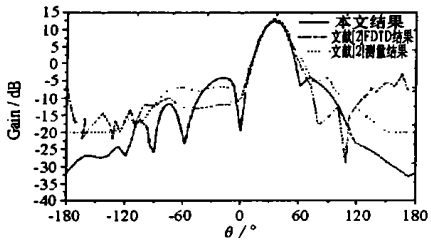


图2 斜切角30°方向图
Fig. 2 Numerical patterns of the bevel cut radiator with 30° bevel cut angle

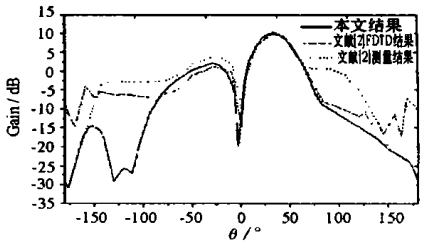


图3 斜切角60°方向图
Fig. 3 Numerical patterns of the bevel cut radiator with 60° bevel cut angle

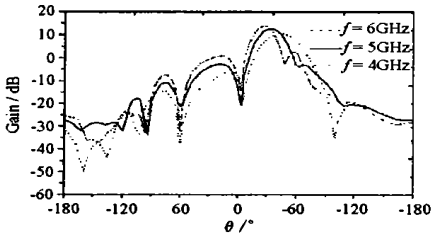


图4 斜切角30°时不同频率的方向图
Fig. 4 Numerical patterns of the bevel cut radiator with 30° bevel cut angle at various frequencies

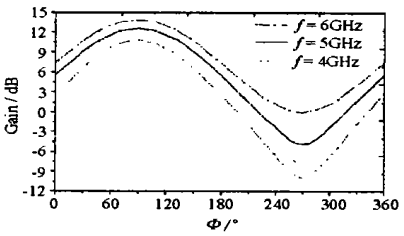


图5 对应图4中最大增益锥面上的方向图
Fig. 5 Numerical patterns of the bevel cut radiator at the beam peak in conical surface



图6 圆波导斜劈形辐射器内电场 E 分布
Fig. 6 E fields in Circular waveguide bevel cut radiator



图7 圆波导斜劈形辐射器内磁场 H 分布
Fig. 7 H fields in Circular waveguide bevel cut radiator

图5对应图4中最大增益锥面上的方向图。图6和图7分别为波导内电场 E 分布和磁场 H 分布,由图可见,在内导体和波导之间呈TEM模分布,在波导内场呈 TM_{01} 模分布。圆波导 TM_{01} 模斜劈形端口辐射器能产生偏离轴向的辐射场,其偏离角度随频率不同而改变。当斜切角为30°,频率为4~6GHz时,辐射波束主瓣方向变化约15°,对应的增益为11~14dB,频率高时增益高,对应的口径效率为45%~51%,当微波源频率较稳定,增益要求不是太高时可以作为辐射天线使用。

参考文献:

[1] Courtney C, Baum C. The Coaxial Beam-Rotating Antenna (COBRA): Theory of Operation and Measured Performance [J]. IEEE Trans. Antennas Propagat., 2000, 48(2): 299-309.

[2] Beggs J H, Luebbers R J, Ruth B G. Analysis of Electromagnetic Radiation from Shaped-end Radiators Using the Finite Difference Time Domain Method [J]. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1993, 41(9): 1324-1327.

[3] 钟哲夫. 圆波导劈形端口辐射器的数值分析 [J]. 强激光与粒子, 1999, 11(6): 733-736.

[4] Lee J F, Sun D K, Cendes Z J. Full-wave Analysis of Dielectric Waveguides Using Tangential Vector Finite Elements [J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1991, 39(8): 1262-1271.

[5] Liu J, Jin J M. A Special Higher Order Finite-element Method for Scattering by Deep Cavities [J]. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1999, 48(5): 694-703.