



异型截面波导模式变换技术

张治强¹, 王克强², 胡 标^{2*}, 张庆元¹

(1. 西北核技术研究所高功率微波技术重点实验室 西安 710024; 2. 电子科技大学电子科学与工程学院 成都 611731)

【摘要】异型截面波导具有特殊的模式传输特性,理论上能够扩展现有的变模技术,推动多频点、宽带宽和紧凑化模式变换器的发展。但由于其结构复杂,难以通过数学方法直接获得准确描述模式耦合过程的解析表达,从而抑制了此类技术的发展。从麦克斯韦方程组出发,重新推导并给出了基于矢量波形函数的弯曲波导耦合波方程组以及耦合系数的表达式,结合数值求解矢量波形函数的方法即可解决异型波导模式变换器的优化问题。为验证该技术途径的有效性,设计了一个工作在 X 波段的椭圆波导 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器。仿真与数值计算结果一致,表明该模式变换器变模效率高于 95% 的带宽为 10%,最高转换效率高于 99%,较经典的圆波导变模器件有着更好的性能表现。

关键词 耦合波理论; 异型截面; TM_{01} - TE_{01} 模式变换器; 变模技术; 矢量波形函数
中图分类号 TN624 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2022098

The Mode Conversion Technology of Special-Shaped Section Waveguide

ZHANG Zhiqiang¹, WANG Keqiang², HU Biao^{2*}, and ZHANG Qingyuan¹

(1. Science and Technology on High Power Microwave Laboratory, Northwest Institute of Nuclear Technology Xi'an 710024;
2. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract The special-shaped section waveguide has special mode transmission characteristics. In theory, it can expand the existing mode conversion technology and promote the development of multi-frequency point, broadband and compact mode converter. However, due to its complex structure, it is difficult to directly obtain the analytical expression to accurately describe the mode coupling process through mathematical methods, which inhibits the development of this kind of technology. Based on Maxwell's equations, the coupled wave equations of curved waveguide and the expression of coupling coefficient based on vector waveform function are deduced and given. Combined with the numerical solution of vector waveform function, the optimization problem of special-shaped waveguide mode converter can be solved. In order to verify the effectiveness of this technical approach, this paper attempts to design an elliptical waveguide TM_{01} - TE_{11} mode converter working in X-band. The simulation and numerical results show that the mode conversion efficiency of this mode converter is higher than 95%, the bandwidth is 10%, and the maximum conversion efficiency is higher than 99%. It has better performance than classical circular waveguide mode converters.

Key words coupled wave theory; special-shaped section; TM_{01} - TE_{01} mode converter.; variable mode technology; vector waveform function

模式变换器是高功率微波链路系统中最为常见的导波器件,在军事、科研、民用等领域得到广泛使用^[1-5]。自 20 世纪 70 年代以来,基于规则波导的变模技术获得了发展,国际上提出了波导内各模式传输特性的耦合波理论^[6]。对于常规矩形波导、圆波导等规则截面波导而言,相应的耦合波方程也容

易推导^[7-8]。然而,针对诸如椭圆波导等异型截面波导,由于公式中的赫兹函数难以求出,给耦合波方程组的应用带来极大困难。为了解决此类问题,本文尝试运用矢量波形函数来推导非规则波导内的耦合波方程组。矢量波形函数可以直接根据时域有限元法进行求解,所以对于任何非规则截面波导都可

收稿日期: 2022-04-07; 修回日期: 2022-05-26

基金项目: 国家自然科学基金(62171083, 61601384)

作者简介: 张治强,男,(1978-),博士,副研究员,主要从事高功率微波传输与发射技术方面的研究。

*通信作者: 胡标, E-mail: hubiao@uestc.edu.cn

以采用这种方法。本文初步设计给出的 X 波段椭圆 TM_{01} - TE_{11} 波导模式变换器结果表明, 变模效率高于 95% 的带宽为 10%, 最高转换效率高于 99%, 较经典的圆波导变模器件有更好的性能表现, 充分说明了基于矢量波函数耦合波理论在非规则截面波导模式转换技术中应用的有效性。

1 矢量波函数的耦合波理论研究

为了分析弯曲波导中的场, 首先引用无源麦克斯韦方程组的复量形式:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (1a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon\mathbf{E} \quad (1b)$$

在弯曲波导中, 电磁场可以分解为横向分量和纵向分量, 即:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_t + i_z E_z \quad (2a)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_t + i_z H_z \quad (2b)$$

式中, t 代表横向截面分量; z 代表纵向传播分量。作为场方程组 (1) 和纵向单位矢量 i_w 的矢积, 根据环形坐标系中的关系, 可简化为:

$$h_3(\nabla \times \mathbf{E}) \times i_w = -j\omega\mu h_3 \mathbf{H}_t \times i_w \quad (3a)$$

$$h_3(\nabla \times \mathbf{H}) \times i_w = -j\omega\varepsilon h_3 \mathbf{E}_t \times i_w \quad (3b)$$

对于直波导, $w \rightarrow z$, $h_3 \rightarrow 1$; 这样电磁场就可以拆分为横向分量和纵向分量两部分。另外, 将横向和纵向电磁场用矢量波形函数 (\mathbf{e} , \mathbf{e}^* , \mathbf{h} , \mathbf{h}^*) 和幅度函数 (V , V^* , I , I^*) 展开, 可得横向电磁场:

$$\mathbf{E}_t = \sum_k V_k(z) \mathbf{e}_k + \sum_k V_k^*(z) \mathbf{e}_k^* \quad (4a)$$

$$\mathbf{H}_t = \sum_k I_k(z) \mathbf{h}_k + \sum_k I_k^*(z) \mathbf{h}_k^* \quad (4b)$$

纵向电磁场:

$$\mathbf{E}_z = \sum_k I_k(z) \mathbf{e}_{zk} \cdot i_z \quad (5a)$$

$$\mathbf{H}_z = \sum_k V_k(z) \mathbf{h}_{zk} \cdot i_z \quad (5b)$$

这里使用 i 和 k 代表两个不同的 TM 模式, 用 i^* 和 k^* 代表两个不同的 TE 模式。由式 (3a) 的两边分别点乘 \mathbf{e}_i , 再积分可得:

$$\int -j\omega\mu h_3 H_z i_z \times i_w \cdot \mathbf{e}_i d\Omega = -j\omega\mu \sum_k I_k \int h_3 \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i d\Omega - j\omega\mu \sum_k I_k^* \int h_3 \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i d\Omega \quad (6a)$$

$$\int \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \omega} (\mathbf{i}_w \times \mathbf{E}_t) \right] \times \mathbf{i}_w - \nabla_t (h_3 E_z i_z) \right\} \cdot \mathbf{e}_i d\Omega = \frac{dV_i}{d\omega} + j\omega\mu \sum_k \frac{I_k}{\omega^2 \mu \varepsilon} \int h_3 [\nabla_t \cdot (\nabla_t \cdot \mathbf{e}_k)] \cdot \mathbf{e}_i d\Omega \quad (6b)$$

整理后可得:

$$\frac{dV_i}{d\omega} = -j\omega\mu \sum_k \frac{I_k}{\omega^2 \mu \varepsilon} \int h_3 [\nabla_t \cdot (\nabla_t \cdot \mathbf{e}_k)] \cdot \mathbf{e}_i d\Omega - j\omega\mu \sum_k I_k \int h_3 \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i d\Omega - j\omega\mu \sum_k I_k^* \int h_3 \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i d\Omega \quad (7)$$

式中, μ 和 ε 分别表示导磁系数和介电常数, 式 (1) 和式 (3a) 的两边分别点乘 \mathbf{e}_i^* , 再积分可得:

$$\int -j\omega\mu h_3 H_z i_z \times i_w \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega = -j\omega\mu \sum_k I_k \int h_3 \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega - j\omega\mu \sum_k I_k^* \int h_3 \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega \quad (8a)$$

$$\int \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \omega} (\mathbf{i}_w \times \mathbf{E}_t) \right] \times \mathbf{i}_w - \nabla_t (h_3 E_z i_z) \right\} \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega = \frac{dV_i^*}{d\omega} + j\omega\mu \sum_k \frac{I_k \chi_k^2}{\omega^2 \mu \varepsilon} \int h_3 \cdot \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega = \frac{dV_i^*}{d\omega} \quad (8b)$$

整理两式可得:

$$\frac{dV_i^*}{d\omega} = -j\omega\mu \sum_k I_k \int h_3 \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega - j\omega\mu \sum_k I_k^* \int h_3 \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega \quad (9)$$

式 (3b) 两边分别点乘 \mathbf{h}_i , 再积分可得:

$$\int j\omega\varepsilon h_3 \mathbf{E}_t \times i_w \cdot \mathbf{h}_i d\Omega = -j\omega\varepsilon \int \sum_k h_3 V_k (\mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i) d\Omega - j\omega\varepsilon \int \sum_k V_k^* h_3 (\mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i) d\Omega \quad (10a)$$

$$\int \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \omega} (\mathbf{i}_w \times \mathbf{H}_t) \right] \times \mathbf{i}_w - \nabla_t (h_3 H_z i_z) \right\} \cdot \mathbf{h}_i d\Omega = \frac{dI_i}{d\omega} - \int \nabla_t [h_3 \sum_k V_k (\mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_k) \cdot \mathbf{i}_z] \cdot (\mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_i) d\Omega = \frac{dI_i}{d\omega} \quad (10b)$$

整理上述两式可得:

$$\frac{dI_i}{d\omega} + j\omega\varepsilon \int \sum_k h_3 V_k (\mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i) d\Omega + j\omega\varepsilon \int \sum_k V_k^* h_3 (\mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i) d\Omega = 0 \quad (11)$$

由式 (3b) 两边点乘 \mathbf{h}_i^* , 再积分可得:

$$\int j\omega\varepsilon h_3 \mathbf{E}_t \times i_w \cdot \mathbf{h}_i^* d\Omega = -j\omega\varepsilon \int \sum_k h_3 V_k (\mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^*) d\Omega - j\omega\varepsilon \int \sum_k V_k^* h_3 (\mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^*) d\Omega \quad (12a)$$

$$\int \left\{ \left[\frac{\partial}{\partial \omega} (\mathbf{i}_w \times \mathbf{H}_t) \right] \times \mathbf{i}_w - \nabla_t (h_3 H_z \mathbf{i}_z) \right\} \cdot \mathbf{h}_i^* d\Omega = \frac{dI_i^*}{d\omega} - j \frac{1}{\omega \mu} \int \sum_k h_3 V_{k^*} (\chi_k^*)^2 \cdot (\mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^*) d\Omega \quad (12b)$$

整理上面两式, 可得:

$$\begin{aligned} \frac{dI_i^*}{d\omega} &= j \frac{1}{\omega \mu} \int \sum_k h_3 V_{k^*} (\chi_k^*)^2 (\mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^*) d\Omega - \\ & j \omega \varepsilon \int \sum_k h_3 V_k (\mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^*) d\Omega - \\ & j \omega \varepsilon \int \sum_k V_{k^*} h_3 (\mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^*) d\Omega \end{aligned} \quad (13)$$

将式 (7)、式 (9)、式 (11) 和式 (13) 中的 h_3 替换为 $1 + \xi$, 整理后可分别得到关于矢量波形函数的耦合波方程组为:

$$\begin{aligned} \frac{dV_i}{d\omega} + j \frac{\beta_i^2}{\omega \varepsilon} I_i &= -j \omega \mu \left[\int \sum_k \xi I_k^* \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i d\Omega + \right. \\ & \left. \int \sum_k \xi I_k \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i d\Omega - \int \sum_k \xi \frac{I_k \chi_k^2}{\omega^2 \mu \varepsilon} \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i d\Omega \right] \end{aligned} \quad (14a)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_i^*}{d\omega} + j \omega \mu I_i^* &= \\ -j \omega \mu \left[\int \sum_k \xi I_k \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega + \int \sum_k \xi I_k^* \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega \right] \end{aligned} \quad (14b)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_i}{d\omega} + j \omega \varepsilon V_i &= \\ -j \omega \varepsilon \left[\int \sum_k \xi V_k \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i d\Omega + \int \sum_k \xi V_{k^*} \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i d\Omega \right] \end{aligned} \quad (14c)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_i^*}{d\omega} + j \omega \varepsilon V_i^* - j \frac{1}{\omega \mu} (\chi_i^*)^2 V_i^* &= \\ j \frac{1}{\omega \mu} \int \sum_k \xi V_{k^*} (\chi_k^*)^2 \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega - j \omega \varepsilon \left[\int \sum_k \xi V_k \mathbf{e}_k \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega + \right. \\ & \left. \int \sum_k \xi V_{k^*} \mathbf{e}_k^* \cdot \mathbf{e}_i^* d\Omega \right] \end{aligned} \quad (14d)$$

2 数值计算与仿真验证

为了验证推导的矢量波函数耦合波理论的正确性, 本文设计一种高功率微波传输系统中重要的波导器件 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器, 其主要作用是将高功率微波源产生的不利于传输和辐射的 TM_{01} 模式转换为适合传输与辐射的 TE_{11} 模式^[9-12]。

首先, 利用时域有限元法对给定椭圆波导 (中心频率为 9 GHz, 椭圆长半轴和短半轴长度分别为 30 mm 和 20 mm) 内的本征模进行求解, 得到各个模式的矢量波形函数; 然后, 利用编写好的计算程序和前面推导的公式对椭圆波导内耦合波方程组进

行数值求解; 再利用迭代算法对椭圆 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器进行合成设计^[13]。计算结果显示, 当波导弧长为 0.35 m 时, 转换效率可以达到 99% 以上, 达到迭代收敛要求。整个模式转换器整体为三弯曲对称互易结构, 输入和输出端口平行且中心点在同一水平直线, 便于系统前后级对接。为了清晰地展示波导内各个模式的耦合过程, TM_{01} - TE_{11} 模式转换器的结构及各个模式沿纵向的能量变化情况如图 1 所示, 从图中可以看出 TM_{01} 逐渐转变为 TE_{11} 模式。另外, 在波导前半段和后半段有少量能量分别转换为 TM_{11} 和 TE_{21} 模式, 其主要原因是 TM_{01} - TM_{11} 和 TE_{11} - TE_{21} 模式对之间的耦合能力较强。

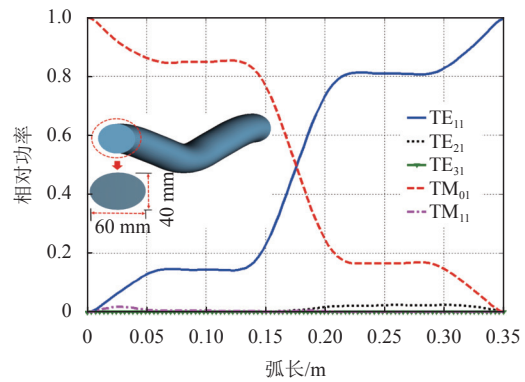


图 1 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器各个模式沿纵向的能量变化情况

将数值计算合成的椭圆 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器在 CST 内进行建模与仿真, 电磁波在 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器内部将沿椭圆波导传播方向的电场分布及输入/输出端口处的模式电场分布如图 2 所示。显然, 在输入端口注入的椭圆 TM_{01} 模式经过变换器后在输出端口转换为椭圆 TE_{11} 模。

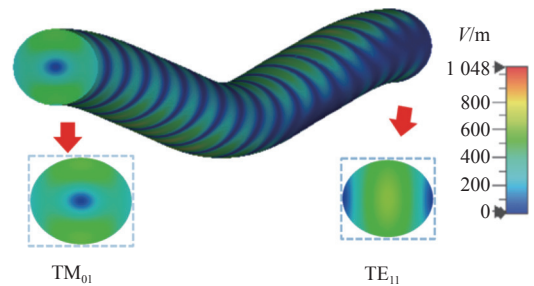


图 2 椭圆 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器结构及端口和传播方向处的电场分布图

通常, 在高功率微波应用系统中, 模式转换器在真空状态下 (小于 10^{-2} Pa) 的峰值击穿场强阈值通常取为 1×10^8 V/m。因此, 根据式 (15) 可以计算得到变换器在各个频段的功率容量:

$$P = E_{\max}^2 / E_{1W}^2 \quad (15)$$

式中, E_{\max} 为真空条件下微波最大击穿场强阈值; E_{1W} 为当输入功率为 1W 时的峰值场强。从图中还可看出, 当注入功率为 0.5 W 时, 弯头内最大峰值电场强度为 1 048 V/m, 折合计算出该模式变换器的最大功率容量达到 4.55 GW。

分别采用数值计算和 CST 仿真的方法对椭圆变换器的带宽特性进行计算和比较, 结果如图 3 所示。通过对比可以发现, 该变换器在中心频点的转换效率达到 99.5%, 95% 以上转换效率带宽超过 0.9 GHz。另外, 在靠近中心频点两侧, 数值与仿真结果存在一定误差, 这主要是由于偏离中心点后数值计算精度降低所致。但总体上数值与仿真结果具有良好的一致性, 验证了上述对非规则截面波导内耦合波方程组推导的正确性。

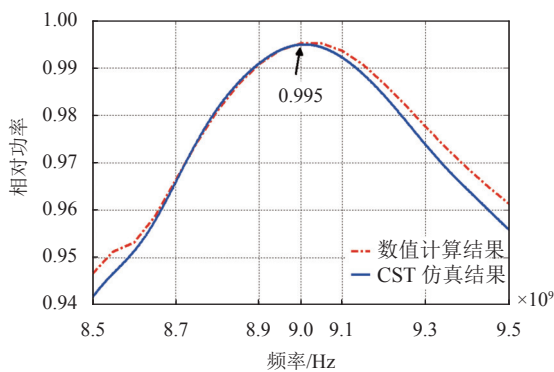


图3 数值计算和 CST 仿真的带宽特性比较

3 结束语

基于赫兹矢量函数的耦合方程及其表达形式是描述圆波导、方波导等规则结构的弯曲波导模式变换的经典理论。随着应用的不断扩展, 此类变模技术已无法满足多频点、宽频带和紧凑性等技术要求。本文重新推导并给出了基于采用矢量波形函数的耦合波理论表达形式, 结合数值求解的方法可以处理任意非规则截面轴向弯曲波导内的电磁特性, 具有更强的求解能力和更广的应用范围。设计的 X 波段椭圆 TM_{01} - TE_{11} 波导模式变换器证明了本文方案的有效性, 为推动非规则截面变模技术的发展提出了新的努力方向。

参考文献

- [1] BENFORD J. Space applications of high power microwaves[C]//The 16th IEEE International Pulsed Power Conference. [S.l.]: IEEE, 2007: 258-265.
- [2] ROBERT J B, EDL S. High-Power microwave sources and technologies[M]. [S.l.]: The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2001.
- [3] GOLD S H, NUSINOVICH G S. Review of high-power microwave source research[J]. *Review of Scientific Instruments*, 1997, 68: 3945-3974.
- [4] 葛悦涛, 蒋琪, 文苏丽, 等. 美国 CHAMP 项目先进反电子设备高功率微波导弹首次作战试飞评估分析[J]. *飞航导弹*, 2013(4): 29-32.
GE Y T, JIANG Q, WEN S L, et al. Evaluation and analysis of the first operational flight test of the high power microwave missile of the advanced anti electronic equipment of the American CHAMP program[J]. *Aerodynamic Missile Journal*, 2013(4): 29-32.
- [5] 蒋铁珍. 一种性能独特的信息化武器——雷达电磁脉冲武器[J]. *中国电子科学研究院学报*, 2011, 6(2): 154-157.
JIANG T Z. An informatization weapon with unique performance: radar electromagnetic pulse weapon[J]. *Journal of China Academy of Electronics and Information Technology*, 2011, 6(2): 154-157.
- [6] 黄宏嘉. 微波原理[M]. 北京: 科学出版社, 1963.
HUANG H J. Microwave principle[M]. Beijing: Science Press, 1963.
- [7] LI H F, THUMM M. Mode conversion due to curvature in corrugated waveguides[J]. *International Journal of Electronics*, 1991, 71(2): 333-347.
- [8] 李宏福. 弯曲圆波导模式耦合的研究[J]. *电子科技大学学报*, 1991, 20(5): 491-496.
LI H F. A study on mode coupling in curved circular waveguides[J]. *Journal of University of Science & Technology of China*, 1991, 20(5): 491-496.
- [9] THUMM M. High power mode conversion for linearly polarized HE_{11} hybrid mode output[J]. *International Journal of Electronics*, 1986, 61(6): 1135-1153.
- [10] YANG S W, LI H F. Optimization of novel high-power millimeter-wave TM_{01} - TE_{11} mode converters[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, 45(4): 552-554.
- [11] LEE B, LEE W, YOON Y, et al. X-band TM_{01} - TE_{11} mode converter with short length for high power[J]. *Electronics Letters*, 2004, 40(18): 1126-1127.
- [12] LI J W, DENG G J, GUO L T, et al. Polarization controllable TM_{01} - TE_{11} mode converter for high power microwaves[J]. *AIP Advances*, 2018, 8(5): 055230.
- [13] DENISOV G G, KALYNOVA G I, SOBOLEV D I. Method for synthesis of waveguide mode converters[J]. *Radiophys Quantum Electron*, 2004, 47(8): 615-620.

编辑 税红