

文章编号: 100124322(2004)1121421204

一种新型同轴 TEM₂圆波导 TE₁₁模式变换器^X

刘庆想¹, 袁成卫²

(1. 西南交通大学 理学院, 四川 成都 610031; 2. 国防科学技术大学 光电科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 提出了一种新型同轴插板式模式变换器, 可以实现同轴 TEM 到圆波导 TE₁₁ 模式的变换。介绍了这种模式变换器的工作原理: 即通过在同轴波导中沿轴向插入金属板, 将同轴 TEM 模变换成扇形截面波导 TE₁₁ 模, 进而利用不同扇形截面波导中的相移改变电场分布的轴对称性, 在同轴波导中形成同轴 TE₁₁ 模, 最后将同轴 TE₁₁ 模转换为圆波导 TE₁₁ 模式。基于这一原理设计了一个中心频率为 3.8GHz 的同轴 TEM₂ 圆波导 TE₁₁ 模式变换器, 并进行了数值模拟。模拟结果表明: 这种模式变换器可以承受高功率, 中心频率上转换效率为 98.5%, 转换效率大于 90% 的带宽超过 10%, 在 3.5~4.1GHz 的频率范围内反射损耗低于 0.3dB。

关键词: 模式变换器; 高功率微波; 同轴波导; 圆波导

中图分类号: TN811; TN814

文献标识码: A

多数高功率微波源具有旋转对称结构, 它们产生的模式多是旋转轴对称模。如轴向提取的虚阴极振荡器、相对论返波管、锥形慢波结构发生器等产生圆波导 TM₀₁ 模, 渡越管、磁绝缘线振荡器、相对论速调管等采用同轴结构提取微波的器件则输出同轴 TEM 模。无论是同轴 TEM 模还是圆波导 TM₀₁ 模, 由于其输出端口的口径场分布都具有旋转对称性, 将导致轴向为零的环状远场方向图, 不利于高功率微波的定向传输与发射。为了实现定向辐射, 通常要将圆波导 TM₀₁ 模和同轴 TEM 模变换为圆波导 TE₁₁ 模, 其中同轴 TEM 模要先变换为圆波导 TM₀₁ 模式, 再实现从 TM₀₁ 到 TE₁₁ 的变换。当前, 被广泛采用的高功率微波模式变换器有两种: 一是将开口圆波导斜切的 Vlasov 模式变换器^[1,2]; 另一种是双弯型圆波导模式变换器^[3,4], 即一个弯曲波导与另一个同直径、曲率方向相反的圆波导相切连接。第一种模式变换器将圆波导 TM₀₁ 模式变为具有一定方向性的准高斯模, 具有结构简单的优点, 但其辐射方向偏离波导轴线, 即输入输出不共轴; 第二种双弯型波导模式变换器可以高效地实现圆波导 TM₀₁ 到 TE₁₁ 模式变换, 但加工困难, 同时也存在输入输出不共轴的问题。由于输入输出不共轴, 使得上述两种模式转换器在某些特殊情况下使用受限, 模式转换与控制是高功率微波领域的一项重要研究内容之一, 人们一直在探索新型模式变换器^[5,6]。

本文给出一种同轴插板式模式变换器, 该模式变换器可以实现同轴 TEM 到圆波导 TE₁₁ 的模式变换, 且输入、输出共轴。而对于圆波导 TM₀₁ 模式, 则可以用简单的结构先将 TM₀₁ 模变为同轴 TEM 模, 再实现从 TEM 到 TE₁₁ 的模式变换。由于从圆波导 TM₀₁ 到同轴 TEM 模的变换结构较为简单, 已被广泛应用与微波源结构中(同轴输出的微波源通常在末端都采用了 TEM 模到 TM₀₁ 模的模式变换), 因此本文主要阐述和分析从同轴 TEM 到圆波导 TE₁₁ 的模式变换。

1 基本原理

同轴插板式同轴 TEM₂ 圆波导 TE₁₁ 模式变换器设计思想是: 在同轴波导内沿径向插入几块金属板, 将同轴波导分为几个扇形截面波导, 通过改变各扇形截面波导的长度来实现相移, 从而改变整个波导内电场的轴对称分布, 在同轴波导中产生 TE₁₁ 模式, 最终在输出口激励起圆波导 TE₁₁ 模式。

该模式变换器的结构如图 1 所示, 同轴波导被四块角向均匀分布的金属板“1, 2, 3, 4”分割为几个扇形截面波导。图中以 B, C, D 表示的不同区域, 扇形截面波导的形状和数目不同。图 2 给出了不同区域的截面示意图和其内部的电场极化方向和相位关系示意图。

实现模式变换的过程如下: A 段为微波源输出的同轴 TEM 模。在 B 段转换为四个 90° 扇形截面波导中的 TE₁₁ 模式。在 C 段, 模式变换器的上部为一个 180° 扇形截面波导, 下部为两个 90° 扇形截面波导。由于上下两部分波导形状不同, 在里面传输的 TE₁₁ 模的传播常数也不同, 从而在 C 段的末端导致了上下两部分场的相

X 收稿日期: 2004203225; 修订日期: 2004208221

基金项目: 国家 863 计划项目资助课题

作者简介: 刘庆想(1964—), 男, 博导, 主要从事高功率微波技术研究。

位不同,见图 2 中的 C(begin)和 C(end)的电场方向示意图。当内插金属板的长度满足关系式

$$(\beta_1 - \beta_2) (L_1 - L_2) = \pi \quad (1)$$

时,在 C 段末端,上下两部份有 180°相移。式中 β_1, β_2 分别表示 180°和 90°扇形截面波导中 TE₁₁ 模的传播常数, L_1, L_2 分别表示金属板“1”和金属板“2”的长度。在 D 段,模式变换器为上下两个 180°扇形截面波导,里面传输电场极化方向一致的 TE₁₁ 模式。在 E 段,模式变换器呈现为传输 TE₁₁ 模的同轴波导。在 F 段同轴 TE₁₁ 模变为圆波导 TE₁₁ 模,最终实现从同轴 TEM 模到圆波导 TE₁₁ 模的变换。

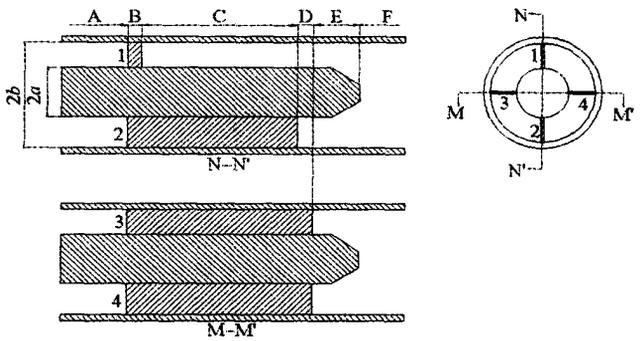


Fig. 1 Structure of the novel mode converter
图 1 新型模式变换器结构示意图

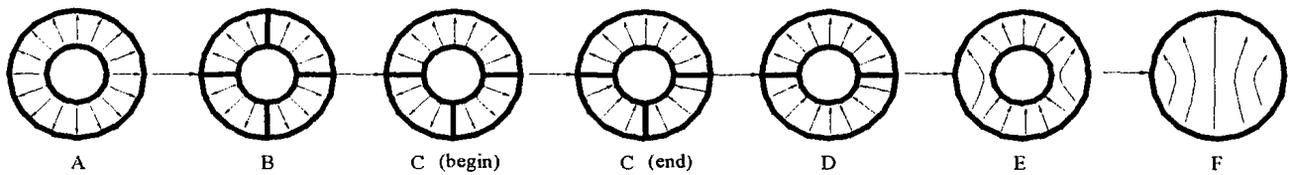


Fig. 2 Crosssections and electric field patterns of various waveguides
图 2 不同区域波导截面和电场示意图

2 模式变换器的设计

根据上述原理,设计一个用于虚阴极振荡器输出的模式变换器,该虚阴极振荡器的中心频率为 3.8GHz。为了使该模式变换器在 C 段实现上下两部份的 180°相移,必须保证在 C 段的三个扇形波导中 TE₁₁ 单模传输。即一方面必须保证 TE₁₁ 模式在两种扇形波导中可以传播,另一方面又不能出现其它模式。分析扇形波导中的 TE₂₁ 模的场结构特点,不难发现 A 段同轴波导中的 TEM 模不可能在扇形波导中激励起 TE₂₁ 模,同样 B 段两个 90°扇形波导中的两个相位一致的 TE₁₁ 模也不可能在 C 段的 180°扇形波导中激励起 TE₂₁ 模。因此对于扇形波导中单模的限制可以放宽到:扇形波导能够传输 TE₁₁ 模,且对 TE₃₁ 模截止。

我们首先分析波导中可存在的模式及其截止顺序。扇形截面波导中的 TM 模和 TE 模的临界波数 k_c 分别满足方程^[7]

$$J_\nu(k_c b) Y_\nu(k_c a) - J_\nu(k_c a) Y_\nu(k_c b) = 0 \quad (2)$$

$$J_\nu(k_c b) Y_\nu(k_c a) - J_\nu(k_c a) Y_\nu(k_c b) = 0 \quad (3)$$

式中 $J_\nu(x)$ 和 $Y_\nu(x)$ 分别为 ν 阶贝塞尔函数和 ν 阶诺依曼函数; $\nu = n / \alpha$; α 为扇形波导的夹角; a, b 为同轴波导的内导体半径和外导体内径。TM_{*ni*} 的临界波数 k_c 为方程(2)的第 i 个根,TE_{*ni*} 的临界波数 k_c 为方程(3)的第 i 个根。 $\nu = n$ 时,以上两式可以用于求解同轴波导中各模式的临界波数。

取同轴波导内导体半径 $a = 2\text{cm}$ 、外导体内径 $b = 4.5\text{cm}$,表 1 给出了同轴波导和两种扇形截面波导中不同模式的截止频率。由表中数据可以看到,要使 90°扇形波导中 TE₁₁ 可以传输,必须满足 $f > 2.942\text{GHz}$;要使 180°扇形波导中 TE₃₁ 截止,必须满足 $f < 4.298\text{GHz}$ 。即在 $2.942\text{GHz} < f < 4.298\text{GHz}$ 的频率范围内可满足单模工作条件。因此在中心频率 $f_0 = 3.8\text{GHz}$ 的情况下,取 $a = 2\text{cm}, b = 4.5\text{cm}$ 可以满足单模工作条件。

表 1 同轴波导和两种扇形波导中各模式的截止频率($a = 2\text{cm}, b = 4.5\text{cm}$)

Table 1 Cutoff frequencies in coaxial waveguide and fan2shaped waveguides($a = 2\text{cm}, b = 4.5\text{cm}$)

| waveguide | different modes' cutoff frequency/ GHz | | | |
|--------------------------|--|------------------|------------------|------------------|
| | TE ₁₁ | TE ₂₁ | TE ₃₁ | TE ₄₁ |
| coaxial waveguide | 1.499 | 2.942 | 4.298 | 5.567 |
| 180°fan2shaped waveguide | 1.499 | 2.942 | 4.298 | 5.567 |
| 90°fan2shaped waveguide | 2.942 | 5.567 | | |

在内外导体半径确定的条件下,金属板的长度与频率有关,四块金属板中“1”和“2”的长度差 $L_2 - L_1$ 要满

足(1)式。由频率和传播常数的关系式

$$= \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 - k_c^2} \tag{4}$$

可求出中心频率下不同扇形截面波导中 TE₁₁ 模的传播常数 β_1, β_2 , 从而由式(1)可求得

$$L_2 - L_1 = \lambda / (\beta_1 - \beta_2) \tag{5}$$

在 3.8GHz 的中心频率处可求得 $L_2 - L_1 = 12.5\text{cm}$ 。金属板“3”、“4”的长度相等且大于 L_2 , 保证在 D 段形成两个极化方向相同的扇形截面波导 TE₁₁ 模式。为了实现从同轴波导 TE₁₁ 模到圆波导 TE₁₁ 模的转换, 在 E 段, 内导体的末端设计成一个锥体。

3 模式变换器的数值计算结果

依据上面的讨论, 我们设计了如图 1 所示的模式变换器, 基本参数为: $a = 2\text{cm}, b = 4.5\text{cm}, f_0 = 3.8\text{GHz}, L_1 = 0.3\text{cm}, L_2 = 12.8\text{cm}, L_3 = L_4 = 14\text{cm}$ 。用有限元方法(FEM)对上述结构进行了数值计算, 转换效率与频率的关系如图 3 所示, 可以看到在中心频率上转换效率为 98.5%, 转换效率大于 90% 带宽超过 10%; 反射损耗与频率的关系如图 4 所示, 中心频率上反射损耗为 0.023dB, 在 3.5 ~ 4.1 GHz 的频率范围内反射损耗低于 0.3dB。

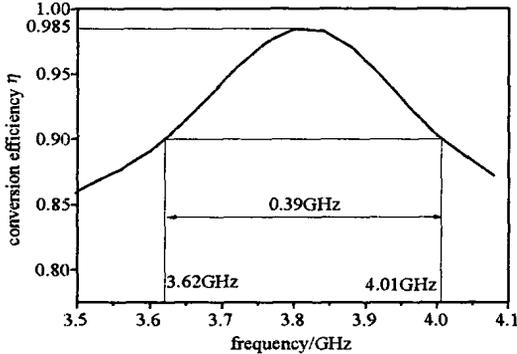


Fig. 3 Conversion efficiency of the optimized mode converter

图 3 优化结构模式变换器的转换效率

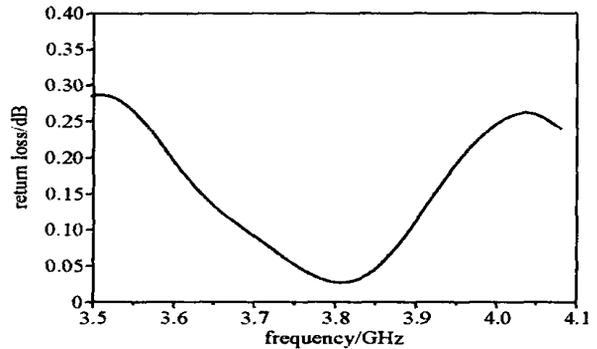


Fig. 4 Return Loss of the optimized mode converter

图 4 优化结构模式变换器的反射损耗

图 5 为模式变换器内的电场分布图。左端输入模式为同轴 TEM 模, 右端输出模式为圆波导 TE₁₁ 模。从图 5 可以看到, 在金属插板的端面没有电场的集中, 这是由于同轴波导中 TEM 模电场为径向场, 插入的金属板属于感性结构, 不会造成电场集中。对整个模型中电场的检测表明, 电场的最大值出现在图 5 中的锥体部分。模拟时当输入功率为 1W 时, 整个模式转换器中最大电场为 11.8V/cm。Robert J. B. [8] 给出的真空中金属表面射频击穿场强度大于 1MV/cm, 按照这个数据可以估算出上述模式变换器的功率容量大于 7.18GW。另外, 还对满足单模工作条件的其它尺寸模式变换器进行了模拟, 结果表明: 随着结构尺寸增大, 功率容量进一步提高。

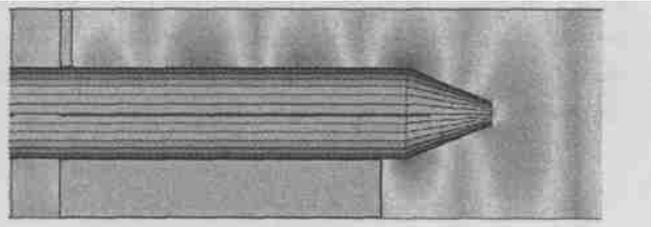


Fig. 5 Electric field in the mode converter

图 5 模式变换器内部电场图

4 结论

本文提出并研究了一种新的同轴 TEM₂圆波导 TE₁₁ 模式变换器。研究表明: 这种变换器可以承受高功率, 具有尺寸小、易于实现、输入输出共轴等优点。基于这一原理, 初步设计了一个中心频率为 3.8GHz 的模式变换器。数值模拟的结果表明: 在中心频率上转换效率为 98.5%, 转换效率大于 90% 带宽超过 10%; 中心频率上反射损耗为 0.023dB, 在 3.5 ~ 4.1 GHz 的频率范围内反射损耗低于 0.3dB。

参考文献:

[1] Vlasov S N, Orlova I M. Quasioptical transformer which transforms the waves in a waveguide having a circular cross section into highly directional wave beam [J]. *Radiofizika*, 1974, 17(1): 148—154.

- [2] Wada O, Nakajima M. Quasioptical reflector antennas for high power millimeter waves[A]. Proc of Joint Workshop on ECE and ECRH[C]. Oxford, 1987. 369—376.
- [3] Yang S W, Li H F. Numerical modeling of 8mm $TM_{02}TE_{11}$ mode converter[J]. *Int J Infrared and Millimeter Waves*, 1996, **17**(11): 1935—1943.
- [4] 牛新建, 李宏福, 谢仲怜. 高功率毫米波圆波导 $TM_{02}TE_{11}$ 模式变换分析[J]. *强激光与粒子束*, 2002, **14**(1): 90—94. (Niu X J, Li H F, Xie Z L. Analysis of high power millimeter wave circular waveguides $TM_{02}TE_{11}$ mode converter. *High Power Laser and Particle Beams*, 2002, **14**(1): 90—94).
- [5] Eisenhart R L. A novel wideband $TM_{02}TE_{11}$ mode converter[J]. *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, 1988, **1**(11): 249—252.
- [6] Lau Y Y, Friedman M, Krall J, et al. Relativistic klystron amplifiers driven by modulated intense relativistic electron beams[J]. *IEEE Trans on Plasma Science*, 1990, **18**(3): 553—569.
- [7] 张克潜, 李德杰. 微波光子学中的电磁理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001. (Zhang K Q, Li D J. Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001).
- [8] Robert J B, Edl S. High power microwave sources and technologies[M]. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineer, Inc, 2001.

A new type of coaxial TM_{02} circular waveguide TE_{11} mode converter

LIU Qingxiang¹, YUAN Chengwei²

(1. College of science, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031 China;

2. College of Photoelectric Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Many high power microwave (HPM) sources utilize an azimuthally symmetric output mode, like the TM_{01} circular waveguide or the coaxial TEM modes. If radiated directly these modes produce a doughnut shaped pattern, with a bore sight null. A novel mode conversion technique for transforming the azimuthally symmetric mode to one with a more desirable radiated pattern is described and analyzed. The novel approach is as follows: first, the coaxial TEM mode is converted to TE_{11} fan shaped waveguide mode by inserting fins into the coaxial waveguide, then the coaxial TE_{11} mode is got by varying the length of the fins, finally the coaxial TE_{11} mode is transformed to TE_{11} circular waveguide mode. A mode converter for 3.8 GHz based on this principle is designed and optimized. The calculated results show that it has high conversion efficiency about 98.5% at 3.8 GHz with an over 10% bandwidth where the efficiency exceeds 90%. The return loss is below 0.3 dB in the range of 3.5—4.1 GHz. The converter has the input and output aligned on the same axis and it's easy to fabricate.

Key words: Mode converter; High power microwave; Coaxial waveguide; Circular waveguide