

回旋速调管外接模式转换器研究*

牛新建** 李宏福 邓学 谢仲怜

(电子科技大学物理电子学院 成都 610054)

【摘要】在模式耦合理论的基础上,详细讨论了8 mm 高功率回旋速调管外接 $TE_{01}\sim TE_{11}$ 模式转换器,采用波导轴线弯曲与波导半径渐变的结构和不同的相位重匹配技术进行优化分析,有效地抑制了寄生模式的转换,提高了输出模式转换效率,并得到了最优几何参量。

关键词 圆波导; 模式变换器; 相位重匹配

中图分类号 TN811; TN814

Study on Gyroklystron Outer Mode Conversion

Niu Xinjian Li Hongfu Deng Xue Xie Zhonglian

(College of High Energy Electronics, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract Based on the theory of mode coupling, 8mm high power Gyroklystron outer $TE_{01}\sim TE_{11}$ mode converter is discussed in this paper. Adopting structure of the waveguide axis curved and radius tapered with different phase rematch technique, the reliable optimal geometry parameter can be obtained. This results contribute to design 8mm gyroklystron $TE_{01}\sim TE_{11}$ circular waveguide mode converter with tighten and high efficiency exceeding 98%.

Key words circular waveguide; mode converter; phase rematch

回旋速调管具有高峰值功率、高平均功率、高增益、高效率、适当带宽等优点,可作为毫米波高性能雷达、相控阵雷达、毫米波通信、受控热核聚变等系统用功率源,但回旋速调管的输出模式一般是 TE_{01} 或 TE_{02} 模,不便直接使用,需要进行模式变换。本文根据回旋速调管的实际需要,设计了紧凑、高效、宽带的 $TE_{01}\sim TE_{11}$ 圆波导模式变换器。由于在高功率下波导的尺寸比较大,因此必须考虑多个波型相互之间的耦合、圆波导的衰减、耦合模的选择等,故计算中考虑了多模、反向波、金属壁所带来的欧姆损耗、模式的选择以及相位重匹配等因素。

1 模式变换的基本方程与原理

文献[1,2]研究了 $TE_{0n}\sim HE_{1n}$ 的模式变换。在不规则波导中,为了实现一种模式向另外一种所需要模式的完全转换,波导内壁的周期性结构必须满足一定的条件。即波导内壁波动的几何周期 I_w 和相互作用的波数之间存在以下共振关系^[1]:

$$\Delta b = |b_1 - b_2| = 2\pi l / I_B = 2\pi l / I_w \quad l = \pm 1, \pm 2, \dots$$

式中 I_B 为两个相互作用模式的拍波波长。该条件保证了所期望的模式持续增长,同时抑制了波导中的其他模式。要想得到从一个模式到另一个模式功率的完全转换,波导的长度应按 $L = NI_w$ 选取,

2002年4月27日收稿

* 国家863高科技项目,编号:863-410-7

** 男 32岁 博士生

这里 N 为内壁几何波动周期的数目, 其最佳 N 值的选取决定于限制其他模式、提高所需模式的转换效率和带宽的要求三种需要。

波导中的不均匀性(如圆波导轴线的弯曲、波导半径的渐变等)会引起波导中各传播模式间的能量耦合, 从而产生模式变换。轴线弯曲圆波导模式变换的基本方程为^[3]

$$\frac{dA_{m'n'}^+}{dz} = -jg_{m'n'} A_{m'n'}^+ - j \sum_{mn} [C_{(m'n')(mn)}^+ A_{mn}^+ + C_{(m'n')(mn)}^- A_{mn}^-] \quad (1)$$

$$\frac{dA_{m'n'}^-}{dz} = jg_{m'n'} A_{m'n'}^- + j \sum_{mn} [C_{(m'n')(mn)}^+ A_{mn}^- + C_{(m'n')(mn)}^- A_{mn}^+] \quad (2)$$

半径渐变圆波导模式变换的基本方程为^[4]

$$\frac{dA_{mn}^+}{dz} = -\frac{1}{2} \frac{d(\ln g_{mn})}{dz} A_{mn}^- - g_{mn} A_{mn}^+ + \sum_{+mn} A_{mn}^+ C_{(mn')(mn)}^+ + \sum_{-mn} A_{mn}^- C_{(mn')(mn)}^- \quad (3)$$

$$\frac{dA_{mn}^-}{dz} = \frac{1}{2} \frac{d(\ln g_{mn})}{dz} A_{mn}^+ + g_{mn} A_{mn}^- + \sum_{+mn} A_{mn}^+ C_{(mn')(mn)}^- + \sum_{-mn} A_{mn}^- C_{(mn')(mn)}^+ \quad (4)$$

式中 A_{mn}^+ 、 A_{mn}^- 为正向与反向传播波的幅值; $C_{(m'n')(mn)}^+$ 、 $C_{(m'n')(mn)}^-$ 为波与同向及反向波的耦合系数; $g_{mn} = a_{mn} + j b_{mn}$ 为波的传播常数(a_{mn} 为衰减常数, b_{mn} 为相位常数, 且均为 z 的函数), 文献[3~5]对耦合系数的研究已有详细的结果。设模式转换器的长度为 L , 在其输入端有入射波, 且在其终端反向波应为 0, 即有边界条件

$$A_{mn}^+ |_{z=0} = [(1, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T \quad (5)$$

$$A_{mn}^- |_{z=L} = [(0, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T \quad (6)$$

式中 向量 $[A_{mn}^\pm]$ 的第一个元素代表输入工作模式的幅值, 第二个元素代表输出工作模式的幅值, 其余模式各代表一个寄生模, 则连同式(1)、(2)或式(3)、(4)构成耦合波微分方程组的边值问题, 求解该问题即可求得轴线弯曲和半径渐变的前向波复数值 A_{mn}^+ 和反向波幅复数值 A_{mn}^- 沿 z 轴的分布, z 为波导轴线的弧长。

圆波导轴线微扰、半径微扰的耦合原则为 $\Delta m = \pm 1$ 和 $\Delta m = 0$ 。为了进一步抑制其他耦合模式的幅值, 提高模式转换效率, 常采用以下四种耦合结构^[1,2,6]:

1) 轴对称半径微扰的波导模式变换器

$$a(z) = a_0 \frac{1 - \sum_{m=1}^k e_m \sin(mk_p z)}{1 - \sum_{m=1}^k e_m} \quad 1 \leq k \leq 4 \quad (7)$$

且 a_z 必须是 $(k_p = 2\pi / I_B)$ 的函数。

2) 轴线在平面内弯曲的波导模式变换器

$$y(x) = e_1 \cos \frac{2\pi z}{I_{W[m_p, m'_q]}} - e_2 \sin \frac{2\pi z}{I_{W[m_p, m_1 n_1]}} - e_3 \sin \frac{2\pi z}{I_{W[m'_q, m_2 n_2]}} \quad (8)$$

3) 主要波动几何周期 I_W 的改变

$$I_W = (1 + d) I_{B[m_p, m_q]} \quad (9)$$

4) 在适当位置放一段直波导作为相位延迟段, 采用相应的耦合结构即可实现模式的完全转换。

2 数值计算及结果

以半径渐变微扰的形式，对频率为 28 GHz、初始波导半径为 20 mm、输入工作模式为 TE_{03} 的 $TE_{03} \sim TE_{02}$ 、 $TE_{02} \sim TE_{01}$ 两类波导模式转换器进行优化分析，其几何结构如图 1~3 所示，优化出的结果如表 1 和图 4、5 所示。由于结构的对称性，在给定频率和初始波导半径下，可传播的模式仅有 TE_{03} 、 TE_{02} 和 TE_{01} ，并且 TE_{03} 与 TE_{02} 、 TE_{02} 与 TE_{01} 间的拍频波长较短，因此可以在很少的几个周期内实现高效转换，甚至完全转换。

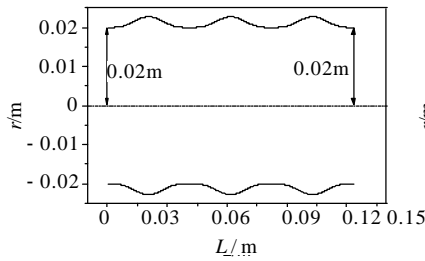


图1 $TE_{03} \sim TE_{02}$ 变换器几何结构图

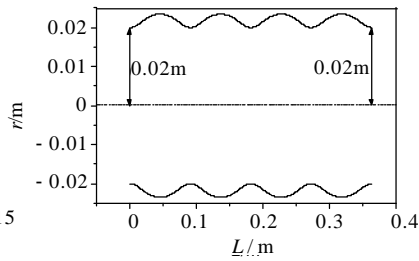


图2 $TE_{02} \sim TE_{01}$ 变换器几何结构图

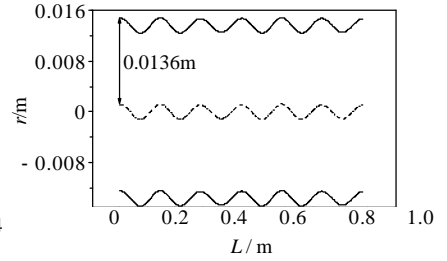


图3 $TE_{01} \sim TE_{11}$ 变换器几何结构图

以频率为 35 GHz、初始波导半径为 13.6 mm 的 $TE_{01} \sim TE_{11}$ 模式转换器，可采用平面内轴线弯曲(即蛇形线)的微扰形式。由于 TE_{01} 与 TE_{11} 间的拍频波长 I_B 较长，并且跟 TE_{01} 与 TE_{12} 间的拍频波长比较接近，所以，很难在较少的几何周期数内实现模式的高效转换。虽然可以通过增加波动周期数目 N 使耦合出的其他模式幅值减小，提高模式的转换效率，但同时也增长了变换器的长度。由于变换器的长度一般由拍波波长、耦合系数、传播常数、和其他模式间的耦合强弱 4 个因素决定^[1]，因此和图 1、2 相比图 3 的长度要长的多。其优化的几何参数如表 1 和图 6、7 所示，由于采用了相位重匹配技术，其他耦合模式电平在输出端实际上已变得很小。计算中共考虑了六种耦合较强的模式： TE_{01} 、 TE_{11} 、 TE_{12} 、 TE_{21} 、 TM_{11} 和 TM_{21} ，计算结果表明， TM_{11} 、 TM_{21} 的影响很小，可以略去，而 TE_{01} 与 TE_{12} 之间、 TE_{11} 与 TE_{21} 之间的耦合较强，因此采用叠加微扰项分别对 TE_{12} 、 TE_{21} 进行相位重匹配，其转换效率可达 98%。

表 1 $TE_{0n} \sim TE_{11}$ 模式转换器的几何尺寸、转换效率及功率传输效率

Case	$TE_{03} \sim TE_{02}$	$TE_{02} \sim TE_{01}$	$TE_{01} \sim TE_{11}$
Beat wavelength I_B /mm	35.33	74.60	143.90
Geometric period I_w /mm	41.14	90.81	146.94
Number of periods	3	4	6
Converter length /mm	123.4	363.2	881.6
Perturbation amplitudes e_1	0.065 67	0.078 30	0.084 01
Perturbation amplitudes e_2	- 0.012 86	0.008 64	0.005 41
Geometric period factor d	0.164 47	0.217 25	0.021 09
Outer power level:			
TE_{03}	0.000 27	TE_{03} 0.009 25	TE_{02} 0.000 17
TE_{02}	0.984 93	TE_{02} 0.000 42	TE_{11} 0.980 38
TE_{01}	0.013 42	TE_{01} 0.989 08	TE_{12} 0.002 22
			TE_{21} 0.011 69
			TM_{11} 0.000 18
Power transmis			TM_{21} 0.000 03
efficiency: P_{sum}	0.998 62	0.998 75	0.994 68

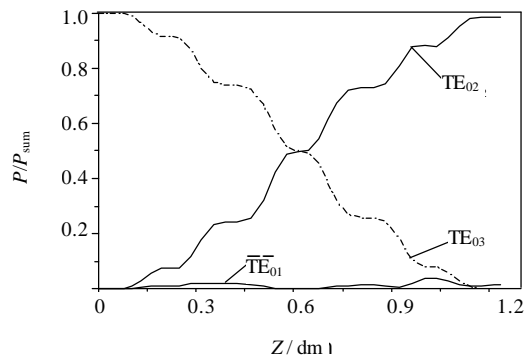


图4 TE₀₃~TE₀₂中各阶模式的相对功率沿轴的分布

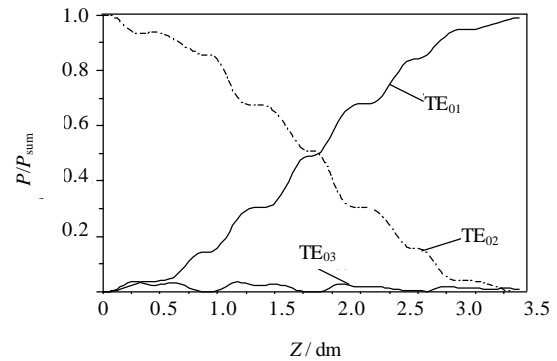


图5 TE₀₂~TE₀₁中各阶模式的相对功率沿轴的分布

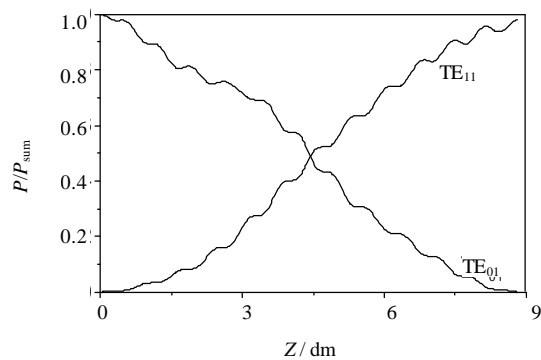


图6 TE₀₁~TE₁₁中各阶模式的相对功率沿轴的分布

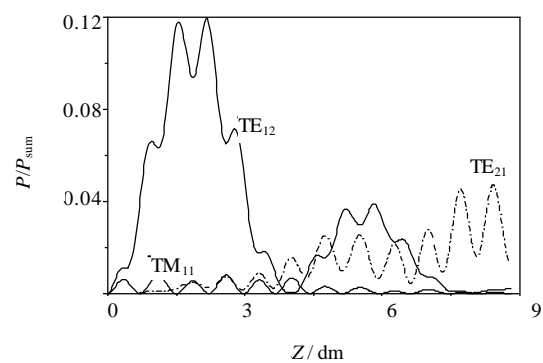


图7 TE₀₁~TE₁₁中其他耦合模式的相对功率沿轴分布

3 结束语

本文以圆波导半径微扰和轴线微扰的方法分别对 TE₀₃~TE₀₂、TE₀₂~TE₀₁和 TE₀₁~TE₁₁进行了优化分析,并采用相应的相位重匹配技术,得出了可靠的最优几何参量,设计出的8 mm 回旋管 TE₀₁~TE₁₁模式变换器的转换效率可达98%,计算结果对设计紧凑、高效、宽带的8 mm 回旋管 TE₀₁~TE₁₁圆波导模式变换器具有重要的参考价值。

参 考 文 献

- 1 Thumm M. High-power millimeter wave mode converter in over-moded circular waveguides using periodic wall perturbations. *Int J Electronics*, 1984, 57(6): 1225-1246
- 2 Kumric H, Thumm M. Optimization of mode converters for generating the fundamental TE₀₁ mode from TE₀₆ gyrotron output at 140 GHz. *Int J Electronics*, 1988, 64(1): 77-94
- 3 Li Hongfu, Thumm M. Mode conversion due to curvature in corrugated w waveguides. *Int J Electronics*, 1991, 71(2): 333-347
- 4 Li Hongfu, Thumm M. Mode coupling in corrugated waveguides with varying wall impedance diameter change. *Int J Electronics*, 1991, 71(5): 827-844
- 5 Li Hongfu. Study on mode coupling coefficients in curved corrugated circular waveguides. *Chinese Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1991, 11(6): 543-549
- 6 Thumm M. High-power mode conversion for linearly polarized HE₁₁ hybrid mode output. *Int J Electronics*, 1986, 61(6): 1135-1153