

文章编号:1001-9014(2004)01-0051-04

高功率毫米波模式变换中的相位重匹配

陈立伟¹, 牛新建², 李晓燕¹, 孙敏¹

(1. 西南科技大学计算机科学与技术学院, 四川, 绵阳 621002;

2. 电子科技大学物理电子学院, 四川, 成都 610054)

摘要:在模式耦合理论的基础上,对过模圆波导 TM_{01} - TE_{11} 模式变换进行了研究.采用不同的相位重匹配方法和选择相应的结构,对 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器进行了优化分析,得出了圆波导半径、弯曲圆波导曲率和频率以及频带宽度之间的变化规律.以此结果可设计出相应的紧凑、高效、宽带毫米波过模圆波导模式转换器.

关键词:圆波导;弯曲波导;模式变换;相位重匹配

中图分类号:TN811;TN814 **文献标识码:**A

PHASE REMATCH ON HIGH-POWER MILLIMETER WAVE MODE CONVERTER

CHEN Li-Wei¹, NIU Xin-Jian², LI Xiao-Yan¹, Sun Min¹

(1. College of Computer Science & Technology, Southeast University of Science and Technolog of China, Mianyang 621002, China;

2. College of Physical Electronics, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract:Based on the mode coupling theory, the optimal analysis of TM_{01} - TE_{11} overmoded circular waveguide mode converter geometric configuration with the different phase rematch and structure is given. The regulation about the radivs of the circular waveguide, curvature of bent circular waveguides, frequency and the bandwidth is obtained. The results are contributed to design corresponding circular waveguide mode converter with the tight, the efficient and the wideband.

Key words:circular waveguide; bent waveguide; mode conversion; phase rematch

引言

对高功率微波系统,特别是高功率毫米波系统,往往采用高过模波导传输线,这就需要估计波导各种变形对波传播的影响.如果我们知道这种影响,可以利用波导的各种变形进行模式变换.为此,需要研究波导变形所引起的模式耦合问题.本文主要针对光滑圆波导的弯曲变形(常曲率弯曲、变曲率弯曲)的 TM_{01} - TE_{11} 模式变换进行了研究.由于虚阴极振荡器(VCO)、相对论返波管(BWO)的输出模式常是 TM_{01} 模式或 TM_{0n} 的混合模,且 TM_{0n} - TE_{01} 的模式变换可采用波导半径小幅度微扰的模式变换器^[1],而 TM_{01} 模只有转换为 TE_{11} 模才能向外辐射,因此很有必要对 TM_{01} - TE_{11} 模式转换的结构及特性进行深入研究.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^[2].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 模式耦合的基本原理

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.波导中模式间的相互耦合可用耦合波方程来描述.轴线弯曲圆波导模式变换的基本方程为^[3,4]:

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

收稿日期:2002-11-27,修回日期:2003-02-19

基金项目:国家863激光技术领域资助项目(863-410-7)

作者简介:陈立伟,男,(1974—),四川人,硕士,研究方向:信号处理等.

Received Date: 2002-11-27, revised Date: 2003-02-19

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

式(1),(2)中 A_{mn}^+, A_{mn}^- 表示正向与反向传播的 (mn) 波的幅值, $C_{(m'n')(mn)}^+, C_{(m'n')(mn)}^-$ 表示 (mn) 波与同向或反向 $(m'n')$ 波的耦合系数, $\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn}$ 为 (mn) 模的传播常数, α_{mn} 为衰减常数, 它决定于波导的欧姆损耗, β_{mn} 为相位常数. 由麦克斯韦方程和归一化正交矢量波函数, 可得到变曲圆波导中各耦合系数的表达式为

$TM_{0n} \rightarrow TM_{1n'}$ 之间的耦合:

$$C_{(1n')(0n)}^+ = \frac{(R_{0n} \pm R_{1n'}) |2R_{1n'} X_{0n}^2 + (ka)^2 (R_{0n} - R_{1n'}) (1 + R_{0n} R_{1n'})|}{(2R_{0n} R_{1n'})^{\frac{1}{2}} (X_{1n'}^2 - X_{0n}^2)^2} \times \frac{ka}{R} (-1)^{n+n'}. \quad (3)$$

$TM_{0n} \rightarrow TM_{1n'}$ 之间的耦合:

$$C_{(1n')(0n)}^+ = \frac{(R_{0n} + R_{1n'}) (-1)^{n+n'+1}}{(2R_{0n} R_{1n'})^{\frac{1}{2}} (X_{1n'}^2 - X_{0n}^2) (X_{1n'}^2 - 1)^{\frac{1}{2}}} \times \frac{ka}{R}. \quad (4)$$

且上面各式中 R_{mn} 为归一化因素, X_{mn} 为第 m 阶 Bessel 函数 $J_m(X_{mn})$ (TM 模) 或其导数 $J'_m(X_{mn})$ (TE 模) 的第 n 个零点. 设模式转换器的长度为 L , 其输入端有入射波, 令其终端反向波为 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(5),(6)连同式(1),(2)一起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的前向波幅复数值 A_{mn}^+ 和反向波幅复数值 A_{mn}^- 沿 z 轴的分布.

圆波导轴线弯曲, 其角向结构发生了变化, 则耦合

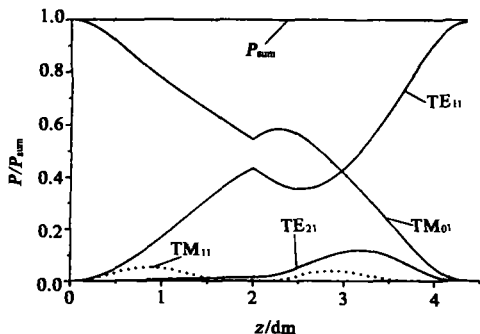


图2 双圆弧分布常曲率 TM_{01} - TE_{11} 变换器各阶模式功率沿轴分布

Fig. 2 Fractional power with mode converter in double curvature distribution

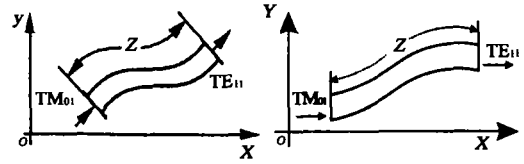


图1 双弯曲和双弯曲加直波导常曲率结构示意图

Fig. 1 Geometry structure of the bent TM_{01} - TE_{11} mode converter

原则为 $\Delta m = \pm 1$. 为进一步抑制其它耦合模式的幅值, 提高模式转换效率, 可采用以下几种耦合结构^[5,6]:

(1) 轴线在平面内圆弧弯曲或正弦弯曲结构:

$$y(z) = \varepsilon_1 \cos \frac{2\pi z}{W_1} - \varepsilon_2 \sin \frac{2\pi z}{W_2} - \varepsilon_3 \sin \frac{2\pi z}{W_3}. \quad (7)$$

(2) 波导轴线高斯曲线分布的模式变换器:

$$y(x) = \varepsilon_1 e^{-\delta x^2} - \varepsilon_2 \sin \frac{2\pi x}{W_2} - \varepsilon_3 \sin \frac{2\pi x}{W_3}. \quad (8)$$

(3) 轴对称半径微扰的波导模式变换器:

$$a(z) = a_0 \frac{[1 - \sum_{m \geq 1} \varepsilon_m \sin(mk_p z)]}{1 - \sum_{m \geq 1} \varepsilon_m}. \quad (9)$$

$(1 \leq m \leq 4, k_p = \frac{2\pi}{\lambda_B})$

对于正弦或余弦变化的模式变换器, 其转换效率与壁扰动的初始相位有关^[6], 可由以下几种不同的相位重匹配技术组合而得到提高:

(1) 主要波动几何周期 λ_w 的改变

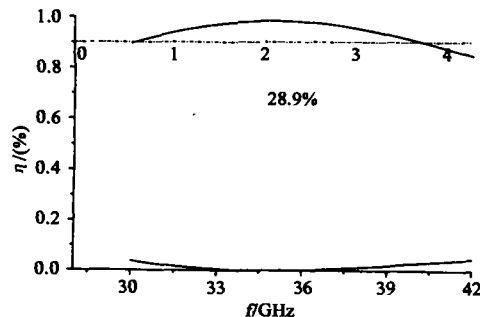
$$\lambda_w = (1 + \delta) \lambda_{B[m_p, m_q]}. \quad (10)$$

(2) 在适当位置放置一段直波导作为相位延迟段;

(3) 沿轴向扰动幅度渐变. 采用以上耦合结构和相应的相位重匹配技术, 可实现模式的完全转换.

2 弯曲波导模式变换器

如图1所示, 光滑圆波导 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器



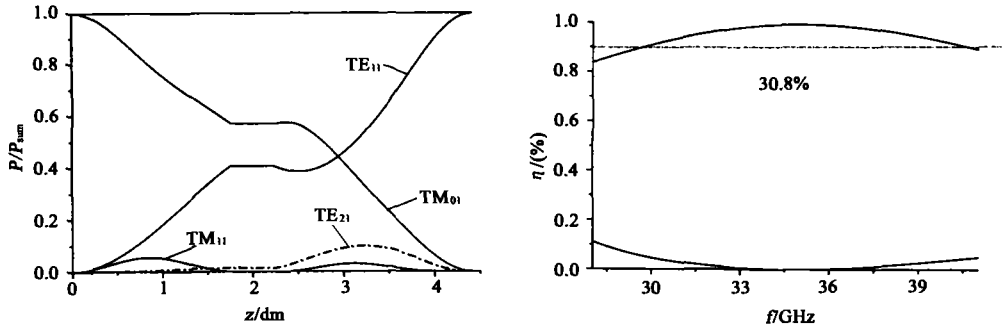


图3 双圆弧加直波导常曲率 TM_{01} - TE_{11} 变换器各阶模式功率沿轴分布
 Fig. 3 Fractional power with mode converter in double curvature and straight waveguide distribution

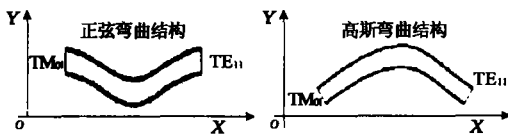


图4 正弦弯曲和高斯弯曲结构的 TM_{01} - TE_{11} 模式变换器结构示意图
 Fig. 4 Geometry structure of mode converter in sinusoidal and Gause curvature

可采用两段圆弧形弯波导背靠背连接^[7]或者中间再加一段直波导相切连接的结构,这样各个接头将不产生附加耦合或反射.输入 TM_{01} 模,进入变换器后,与之相耦合的是 TE_{11} 模和 TM_{11} 模,同时还出现 TE_{21} 、 TE_{01} 产生的二次耦合,还有 TE_{12} 、 TM_{12} 、 TM_{21} 、 TM_{02} 等其它弱寄生模式.由模式间的耦合系数分析可知,其他寄生模式间的耦合比较弱,输出功率很小,可不予考虑,计算中仅考虑 TM_{01} 、 TE_{11} 、 TE_{21} 、 TE_{01} 、 TM_{11} 和 TM_{12} 6 个模式.为了减少寄生模式的输出功率,可采用在两段圆弧间加一段直波导的相位重匹配方法,或采用正弦曲线、高斯曲线结构,改变主要波动几何周期或沿轴向扰动幅度渐变的相位重

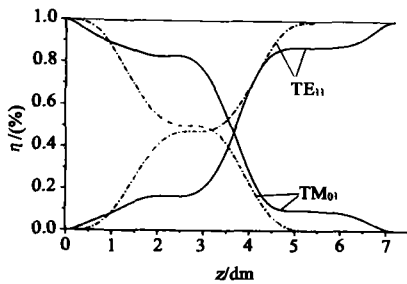


图5 正弦曲线(实线)和高斯曲线(虚线)分布变曲率 TM_{01} - TE_{11} 变换器各阶模式功率沿轴分布
 Fig. 5 Fractional power with mode converter in sinusoidal (solid) and Gause (dot) curvature distribution

匹配方法,可有效地抑制其它寄生模式的输出功率,提高模式转换效率.计算表明(频率为 35GHz,半径为 13.6mm),加入相位延迟段以后,可以有效的使寄生模式输出功率降低,和不加相位延迟相比,转换效率 η 略有提高,带宽也有原来的 28.9% 增加到 30.8% (如图 2、3 示).若采用正弦曲线、高斯曲线结构亦可实现模式的完全转换,其结构图和计算结果分别如图 4、5 所示,虽然实用中采用分段常耦合弯曲圆弧波导结构,但正弦曲线、高斯曲线结构可应用于其他模式间的转换^[2].

对 TM_{01} - TE_{11} 常曲率圆波导模式变换器,分别采用在同一频率不同圆波导半径、以及在同一半径不同频率下进行优化分析,优化出了不同参数下的最优几何结构,并得出了以下结论:同一频率的情变换器的长度逐渐增长,带宽逐渐变窄,模式变换效率略有降低(如图 7 所示).同一圆波导半径的情况下,随着频率的增大,况下,随着波导半径的减小,变换器的长度逐渐缩短,模式变换效率略有增大(如图 6 所示).同一圆波导半径的情况下,随着频率的增大,弯曲的曲率逐渐减小,模式变换效率略有降低

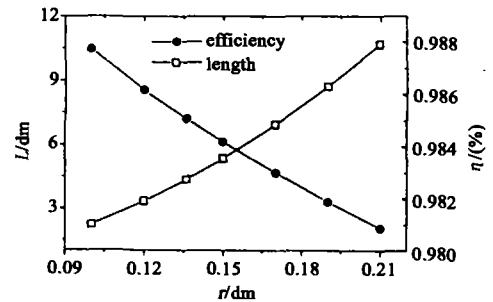


图6 同一频率下,波导半径、变换器长度及转换效率之间的关系
 Fig. 6 Results of the converter depend on the same frequency and different waveguide radius

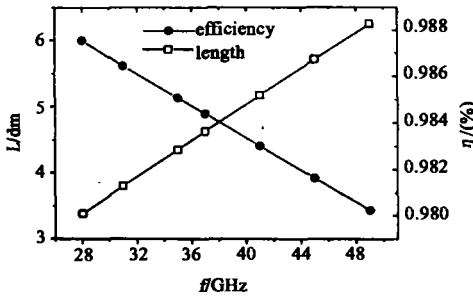


图7 同一波导半径下,频率、变换器长度及效率之间的关系

Fig. 7 Results of the converter depend on the same waveguide radius and different frequency

(如图8所示).

3 结语

弯曲变形中的常曲率弯曲(双圆弧弯曲和中间加直波导作相位延迟段的结构)、变曲率弯曲(正弦曲线、高斯曲线结构)和采用相应的相位重匹配技术都可实现 TM_{01} - TE_{11} 模式的高效转换,其中双圆弧弯曲结构具有紧凑、高效、宽带的特点,是常用的模式变换器结构.采用不同频率、不同圆波导半径进行优化数值分析,得出了圆波导半径、频率、波导弯曲曲率和带宽之间的相互变化关系.波导模式变换主要针对于低阶模式的变换,若对高阶模式变换则结构复杂、效率低、带宽窄.解决的方法是用准光模式变换系统,这也是需要进一步深入研究的方向.

REFERENCES

[1] NIU Xin-Jian, LI Hong-Fu. High power circular waveguide TE_{0n} - TE_{11} mode conversion [J]. *Chinese Journal of High Power Laser and Particle Beams* (牛新建,李宏福. 高功率圆波导 TE_{0n} - TE_{11} 模式变换研究. *强激光与粒子束*), 2002, 14(6): 911 - 914

[2] NIU Xin-Jian, LI Hong-Fu, Yu Sheng, et al. 8mm high-power TE_{01} - TM_{11} mode converter in overmoded bent circular

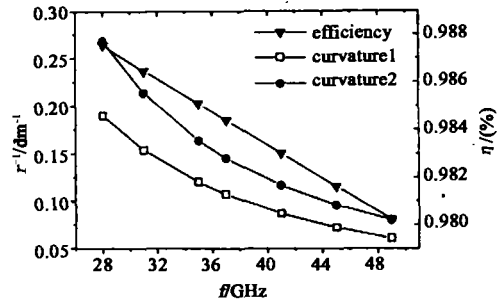


图8 同一波导半径下,频率、波导弯曲曲率及效率之间的关系

Fig. 8 Curvature of the waveguide with the same radius and different frequency

waveguide[J]. *Acta Physica Sinica* (牛新建,李宏福,喻胜,等. 8mm 高功率过模弯曲圆波导 TE_{01} - TM_{11} 模式变换. *物理学报*), 2002, 51(10): 2291—2295

[3] LI Hong-Fu, Thumm M. Mode conversion due to curvature in corrugated waveguides[J]. *International Journal of Electronics*, 1991, 712(2): 333 - 347

[4] LI Hong-Fu, Thumm M. Study on mode coupling coefficients in curved corrugated circular waveguides[J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves* (李宏福. Thumm M. 弯曲波纹波导中模式耦合系数的研究. *红外与毫米波学报*), 1992, 11(6): 486 - 491

[5] NIU Xin-Jian, LI Hong-Fu. Analysis of 8mm high power TE_{01} - TM_{11} mode converter in overmoded waveguide. 2002 3rd ICMMT Proceedings [M]. Beijing: IEEE Press, 2002: 721 - 724

[6] Thumm M. High-power millimeter wave mode converter in over-moded circular waveguides using periodic wall perturbations[J]. *International Journal of Electronics*, 1984, 57(6): 1225 - 1246

[7] NIU Xin-Jian, LI Hong-Fu. Analysis of high-power millimeter wave circular waveguide TM_{01} - TE_{11} mode converter[J]. *High Power Laser and Particle Beams* (牛新建,李宏福. 高功率毫米波圆波导 TM_{01} - TE_{11} 模式变换分析. *强激光与粒子束*), 2002, 14(1): 90 - 94