

8mm 高功率过模弯曲圆波导 TE_{01} — TM_{11} 模式变换^{*}

牛新建 李宏福 喻 胜 谢仲怜 杨仕文

(电子科技大学高能电子学研究所, 成都 610054)

(2001 年 12 月 14 日收到 2002 年 2 月 12 日收到修改稿)

在模式耦合理论的基础上,采用传统的波导轴线常弯曲和改进的波导轴线正弦弯曲方法,对 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器的几何结构进行优化分析,得到了最优几何参量.以波导轴线正弦弯曲结构设计的 8mm 高功率圆波导 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器的转换效率达到 99%,带宽超过 32%.同时还研究了蛇形线圆波导 TE_{01} — TE_{11} 模式变换器.

关键词:圆波导,弯曲波导,模式变换,耦合波方程

PACC:5250D, 5275, 1220

1. 引 言

回旋管已发展成一个大家族^[1],其中回旋速调管因峰值功率高、平均功率高、增益高、效率高、带宽适当等优点,适合作毫米波高性能雷达、相控阵雷达、毫米波通信、受控热核聚变等系统用功率源.然而,回旋速调管的输出模式一般是 TE_{01} 模或 TE_{02} 模,不便直接使用,需要进行模式变换.特别是高功率的模式变换,其外接的波导模式变换器主要采用以下两种变换序列^[2,3]:

1) TE_{0n} (回旋管)— TE_{01} (低损耗传输)— TE_{11} — HE_{11} (天线);

2) TE_{0n} (回旋管)— TE_{01} (低损耗传输)— TM_{11} — HE_{11} (天线).

作者采用第一种变换序列,利用蛇形线微扰的方法,设计了紧凑、高效的 TE_{01} — TE_{11} 圆波导模式变换器,其转换效率达到 98%,带宽超过 5%,不足之处是变换器的长度过长(881.6mm),不便加工,实用范围也受到限制,因此作者采用第二种变换序列,用 TM_{11} 模作为中介极化模,然后再转换为 HE_{11} 模向外辐射, TE_{01} — TM_{11} 的变换是这一变换序列的关键.由于 TE_{01} 与 TM_{11} 有相同的相速,因此恰当选择一段圆弧形的单弯曲圆波导即可实现 TE_{01} — TM_{11} 的变换^[4]. TE_{01} — TM_{11} 变换国外有相关的文献报道^[5,6],在文献[5]中,采用波导轴线常弯曲方法,其转换效率

为 95%.在文献[6]中,采用波导轴线简单的正弦弯曲方法,其转换效率也只有 95.3%.本文,作者改进了正弦弯曲结构,对模式变换器进行设计计算,设计的 8mm 高功率圆波导 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器的转换效率达到 99%,带宽超过 32%,而其长度只有 386mm,是一种紧凑、高效、宽带的模式变换器.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.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.

2. 模式变换的基本方程与原理

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.基于耦合波理论的耦合波方程是研究轴线弯曲圆波导模式变换的基本方程^[7]:

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

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

其中 A_{mn}^{+} 、 A_{mn}^{-} 表示正向与反向传播的 (mn) 波的幅值, $C_{(m'n')\gamma mn}^{+}$ 、 $C_{(m'n')\gamma mn}^{-}$ 表示 (mn) 波与同向或反向

* 国家 863 计划强激光技术领域(批准号:863-410-7)和大功率微波电真空器件技术国防重点实验室资助的课题.

大功率微波电真空器件技术国防重点实验室资助项目.

($m'n'$) 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, 在文献 [8, 9] 中有耦合系数研究的详细结果. 圆波导的衰减常数 α_{mn} 为

TM 模

$$\alpha_{mn} = \frac{1}{a} \frac{R_s}{\eta_0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_{mn}}{2\pi a \lambda_0}\right)^2}} (N_p \cdot m^{-1}), \quad (3)$$

TE 模

$$\alpha_{mn} = \frac{1}{a} \frac{R_s}{\eta_0} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{X_{mn}}{2\pi a \lambda_0}\right)^2}} \left[\left(\frac{X_{mn}}{2\pi a \lambda_0}\right)^2 + \frac{\left(\frac{m}{X_{mn}}\right)^2}{1 - \left(\frac{m}{X_{mn}}\right)^2} \right], \quad (4)$$

式中, a 为波导半径; $\eta_0 = 376.7 \Omega$, 为自由空间波阻抗; λ_0 为自由空间波长; X_{mn} 为第 m 阶 Bessel 函数 $J_n(X_{mn})$ (TM 模) 或其导数 $J'_n(X_{mn})$ (TE 模) 的第 n 个零点; R_s 为波导材料的表面电阻率, 对于铝波导, $R_s = 3.26 \times 10^{-7} \sqrt{f(\text{Hz})}$. 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

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

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

上式连同 (1) (2) 式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.

圆波导轴线弯曲的耦合原则为 $\Delta m = \pm 1$. 为了进一步抑制其他耦合模式的幅值, 提高模式转换效率, 作者采用以下几种耦合结构 [10, 11]:

1) 波导轴线蛇形线微扰的模式变换器,

$$\begin{aligned} y(x) = & \epsilon_1 \cos \frac{2\pi z}{\lambda_{[mp, m'q]}} - \epsilon_2 \sin \frac{2\pi z}{\lambda_{[mp, m_1 n_1]}} \\ & - \epsilon_3 \sin \frac{2\pi z}{\lambda_{[m'q, m_2 n_2]}}. \end{aligned} \quad (7)$$

2) 轴线在平面内圆弧弯曲结构.

3) 轴线在平面内正弦弯曲结构,

$$y(x) = \epsilon_1 \cos \frac{2\pi z}{W_1} - \epsilon_2 \sin \frac{2\pi z}{W_2} - \epsilon_3 \sin \frac{2\pi z}{W_3}. \quad (8)$$

4) 主要波动几何周期 λ_w 的改变,

$$\lambda_w = (1 + \delta) \lambda_{[mp, m'q]}. \quad (9)$$

采用以上弯曲结构, 可实现模式的完全转换.

3. 数值计算及结果

利用波导轴线以蛇形线微扰的方法, 可实现圆

波导 TE_{01} — TE_{11} 的高效转换, 蛇形线的几何结构示于图 1. 由于 TE_{01} 与 TE_{11} 间的拍频波长 λ_B 较长, 并与 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 来使耦合的其他模式幅值减小, 提高模式的转换效率, 但增长了变换器的长度. 其优化结果如表 1 和图 2 所示. 由于采用相位重匹配技术, 输出端的其他耦合模式电平实际上已很小. 计算表明, 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%, 带宽超过 5%, 其不足之处是变换器的长度过长 (881.6 mm), 不便加工, 实用范围也受到限制, 因此作者采用第二种变换序列, 用 TM_{11} 模作为中介极化模, 然后再转换为 HE_{11} 模向外辐射. TE_{01} — TM_{11} 的变换是这一变换序列的关键.

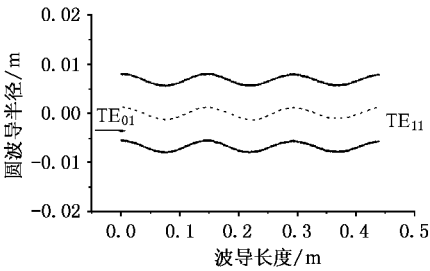


图 1 TE_{01} — TE_{11} 模式变换器几何结构示意图

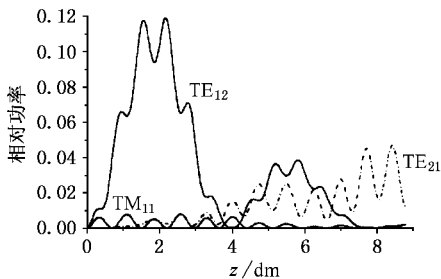
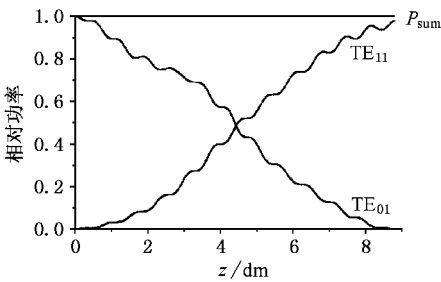


图 2 在波导轴线蛇形线微扰的情况下, 频率为 35GHz、半径为 13.6mm, TE_{01} — TE_{11} 各阶模式的相对功率沿轴线的分布

圆波导 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器的几何结构为弯曲结构,如图 3 5 所示.由于 TE_{01} 模和 TM_{11} 模在光滑弯曲圆波导中有相同的相位常数,适当弯曲光滑圆波导即可使这两个模式间发生功率连续耦合.计算中对多模、反向波、金属壁所带来的欧姆损耗、波导轴线的弯曲以及相位重匹配等因素进行了较为周详的考虑.输入 TE_{01} 模进入变换器后,与之相耦合的是 TE_{11} 、 TE_{12} 和 TM_{11} 模,还有寄生 TE_{21} 、 TM_{21} 模并发生二次耦合,由模式间的耦合系数分析可知,其他模式间的耦合比较弱,输出幅值很小,计算中可不予考虑^[6].因此仅考虑 TE_{01} 、 TE_{11} 、 TE_{12} 、 TM_{11} 、 TE_{21} 和 TM_{21} 六个模式.为了减少其他模式的耦合功率,弯曲波导必须足够长,同时,为了减少波导壁损耗和增加带宽,变换器又要尽量短.为了克服这一矛盾,根据文献[5],适当改变波导弯曲的结构,可有效抑制其他

模式的耦合,提高转换效率,作者采用两种结构:常弯曲波导构成的 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器和正弦弯曲波导构成的 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器.与一般文献方法不同,此处采用如(8)式所描述的正弦弯曲结构,同时通过优化计算,增大曲率变化范围,加强入射波和输出波之间的耦合强度,从而达到在高转换效率之下,既减小模式变换器的长度,同时又得到宽的频带.从表 1 和图 4 6 中的计算结果可以看出,采用改进的正弦弯曲波导的结构可有效地降低 TE_{11} 、 TE_{21} 输出功率,从而使转换效率 η 从 97% 提高到 99%,并使转换器的长度大为缩短,得到变换器的最优几何结构.

作者分别采用蛇形线微扰、常弯曲和改进的波导轴线正弦弯曲三种结构进行了优化模拟,其结果如表 1 和图 2 4 6 7 所示.

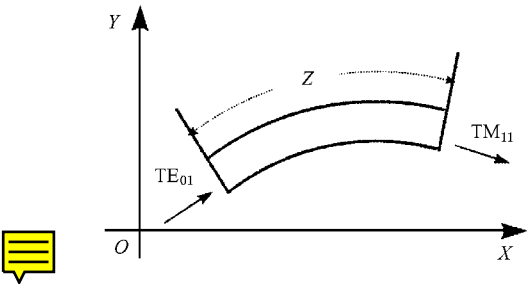


图 3 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器常弯曲结构的几何示意图

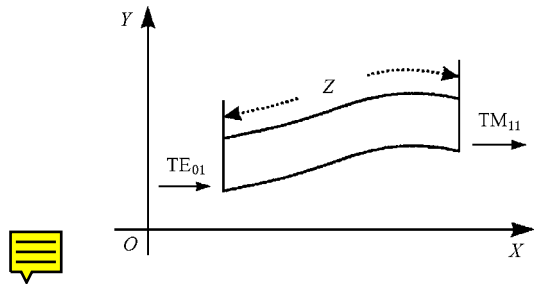


图 5 TE_{01} — TM_{11} 模式变换器改进的正弦弯曲结构的几何示意图

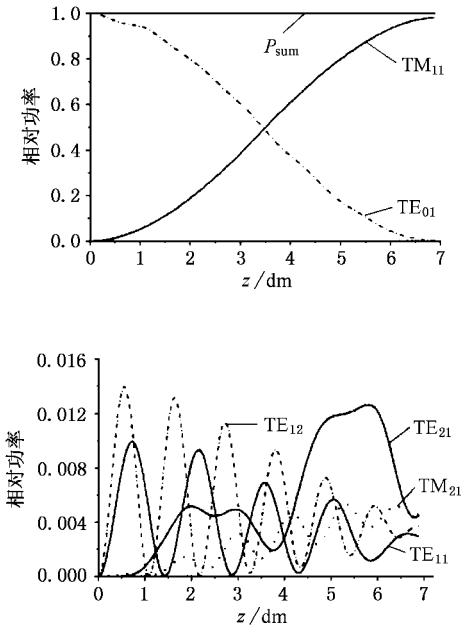


图 4 在波导轴线常弯曲情况下,频率为 35GHz、半径为 13.6mm,各阶模式的相对功率沿轴线的分布

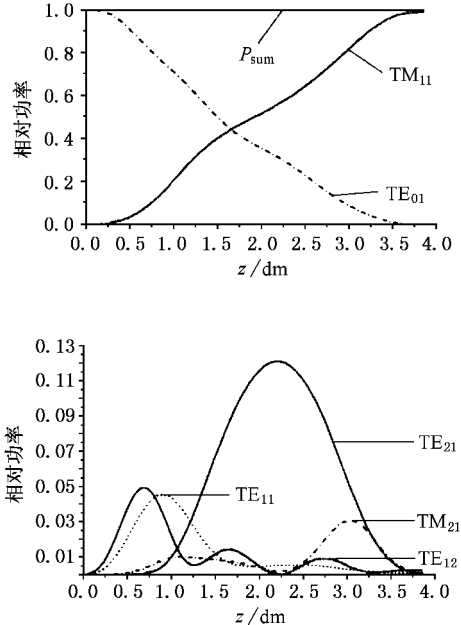


图 6 在波导轴线正弦弯曲情况下,频率为 35GHz、半径为 13.6mm,各阶模式的相对功率沿轴线的分布

表 1 波导轴线蛇形线微扰、常弯曲和波导轴线正弦弯曲的情况下 , 频率为 35GHz、半径为 13.6mm 的 TE₀₁—TE₁₁ ,TE₀₁—TM₁₁ 模式变换器的优化计算结果

编号	蛇形线微扰 TE ₀₁ —TE ₁₁ (7 式)	圆弧弯曲 TE ₀₁ —TM ₁₁	正弦弯曲 TE ₀₁ —TM ₁₁ (8 式)
几何特性参量 :	$\lambda_B = 1.4390\text{dm}$ $\lambda_W = 1.4694\text{dm}$ $N = 6$ $\epsilon_1 = 0.08401$ $\epsilon_2 = 0.00541$ $\delta = 0.02109$	弯曲角度 : 49.2052° 圆弧长度 : 6.88307dm	$\epsilon_1 = 6.09082\text{dm}$ $W_1 = 46.81391\text{dm}$ $\epsilon_2 = -0.33708\text{dm}$ $W_2 = 7.96140\text{dm}$ $\epsilon_3 = -0.02536\text{dm}$ $W_3 = 2.67997\text{dm}$
转换器总长度 :	8.816dm	6.8830dm	3.86008dm
输出模式电平 :	TE ₀₁ 0.00017 TE ₁₁ 0.98038 TE ₁₂ 0.00222 TE ₂₁ 0.01169 TM ₁₁ 0.00018 TM ₂₁ 0.00003	TE ₀₁ 0.000152 TM ₁₁ 0.976180 TE ₁₁ 0.002894 TE ₂₁ 0.004507 TM ₂₁ 0.004543 TE ₁₂ 0.003689	TE ₀₁ 0.000073 TM ₁₁ 0.989705 TE ₁₁ 0.000868 TE ₂₁ 0.000162 TM ₂₁ 0.001686 TE ₁₂ 0.002608
功率传输效率 : P_{sum}	0.99468	0.991966	0.995102
频带宽度 ($\eta \geq 90\%$) $\Delta f/f_0$	5%	34.2%	32%

对单弯曲波导结构的模式变换器 ,其圆波导半径、圆波导弯曲曲率和频率及频带宽度间的变化规律 和双弯曲结构相同^[12].在同一频率下 ,随波导半径的减小 ,变换器的长度缩短 ,模式变换效率略有增大 ,在同一圆波导半径下 ,随频率的增大 ,交换器的

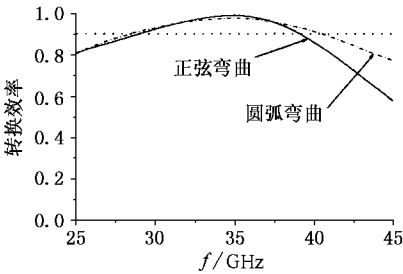


图 7 在波导轴线常弯曲和正弦弯曲情况下 转换效率的频响曲线

弯曲曲率减小 ,长度增长 ,带宽变窄 ,模式变换效率略有降低 .

4. 结 论

本文采用两种变换序列对回旋速调管外接模式变换器进行了数值研究 ,并着重对第二种变换序列的关键部分 ,TE₀₁—TM₁₁ 模式变换用两种结构进行了优化模拟 .改进了正弦弯曲结构 ,有效地抑制其他模式的输出功率 ,提高模式转换效率 ,并可使转换器的长度大为缩短 .设计的 8mm 高功率圆波导 TE₀₁—TM₁₁ 模式变换器的转换效率达到 99% ,带宽超过 32% .此结论可供 8mm 回旋速调管外接模式变换器设计参考 .

[1] Li H F *et al* 2000 *Acta Phys . Sin .* **49** 312 [in Chinese] 李宏福等 2000 物理学报 **49** 312]

[2] Thumm Manfred 1984 *Int J . Electronics* **57** 1225

[3] Thumm M , Jacobs A and Ayza M S *et al* 1991 *IEEE Trans . Microwave Theory Tech .* **39** 301

[4] Huang H J 1965 *Principle of Microwaves* Vol.1 (Science Press ,Beijing) ,p.264 [黄宏嘉 1965 微波原理(卷 I)(北京 科学出版社) 第 264 页]

[5] Done J L 1982 *Int . J . Electorn* **53** 573

[6] Thumm Manfred 1986 *Int . J . Electronics* **61** 1135

[7] Li H F and Thumm M 1991 *Int . J . Electronics* **71** 333

[8] Li H F 1991 *Chinese Journal of Infrared and Millimeter Waves* **11** 543

[9] Li H F 1991 *Journal of UEST of China* **20** 491 [in Chinese] 李宏福 1991 电子科技大学学报 **20** 491]

[10] Kumric H and Thumm M 1988 *Int . J . Electronics* **64** 77

[11] Thumm Manfred 1986 *Int . J . Electronics* **61** 1135

[12] Niu X J *et al* 2000 *High Power Laser and Particle Beams* **14** 90 [in Chinese] 牛新建等 2002 强激光与粒子束 **14** 90]

The 8mm high-power TE_{01} — TM_{11} mode converter in an overmoded bent circular waveguide^{*}

Niu Xin-Jian Li Hong-Fu Yu Sheng Xie Zhong-Lian Yang Shi-Wen

(*Institute of High Energy Electronics , University of Electronics Science and Technology of China , Chengdu 610054 , China*)

(Received 14 December 2001 ; revised manuscript received 12 February 2002)

Abstract

Based on the mode coupling theory , the design of TE_{01} — TM_{11} mode converter geometric configuration with the traditional waveguide axis in constant curvature and the improved waveguide axis in sinusoidal curvature is given to obtain more acceptable geometry parameters. The conversion efficiency of 8mm high-power circular waveguide with waveguide axis in sinusoidal curvature is about 99% and a bandwidth of 32% .

Keywords : circular waveguide , bent waveguide , mode conversion , coupled wave equations

PACC : 5250D , 5275 , 1220

^{*} Project supported by the National High Technology Development Program of China (Grant No.863-410-7)

Project supported by National Defence Key Laboratory on High Power Microwave Vacuum Device.