

文章编号:1001-9014(2007)02-0117-04

94GHz 二次谐波回旋管波纹波导模式转换

牛新建^{1,2}, 顾玲³, 喻胜¹, 李宏福¹

- (1. 电子科技大学 物理电子学院, 四川 成都 610054;
2. 广东威特真空电子制造有限公司技术中心, 广东 顺德 528311;
3. 西南民族大学 计算机科学与技术学院, 四川 成都 610041)

摘要:在耦合波理论的基础上,详细讨论了3mm二次谐波渐变复合腔回旋管内置 $TE_{03}-TE_{02}-TE_{01}$ 模式转换器,并使模式转换器兼作回旋管的收集极.采用波纹波导结构和不同的相位重匹配技术进行优化分析,得到了可靠的最优几何参量.以此结果设计出了紧凑、高效的94GHz波纹波导模式转换器,并在回旋管的热测实验中测出模式样图.

关键词:回旋管;波纹波导;模式耦合
中图分类号:TN811;TN814 **文献标识码:**A

CORRUGATED WAVEGUIDE MODE CONVERSION FOR 94GHz SECOND-HARMONIC GYROTRON

NIU Xin-Jian^{1,2}, GU Ling³, YU Sheng¹, LI Hong-Fu¹

- (1. College of Physical Electronics, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu 610054, China;
2. Guangdong Witol Vacuum Electronics Manufacture Corporation Shunde 528311, China;
3. College of Computer Science and Technology, Southwest University for Nationalities, Chengdu 610041, China)

Abstract: Based on the theory of mode coupling, 3mm band second-harmonic complex cavity gyrotron inner $TE_{03}-TE_{02}-TE_{01}$ mode converter and collectors were discussed in detail. By adopting structure of corrugated waveguide with radius tapered and different phase rematch technique, the reliable optimal geometry parameters were obtained. Corrugated waveguide mode converter of 94GHz gyrotron was designed with compact bulk and high efficiency, and the burned patterns measured at the ends of converter were obtained for the gyrotron.

Key words: gyrotron; corrugated waveguide; mode coupling

引言

高功率毫米波具有波束窄、方向性强、分辨率高、能量密度大、抗干扰与抗杂波能力强等特点.要得到高功率毫米波波束,必须要有毫米波高功率发射系统,该系统包括能产生脉冲功率数百千瓦、平均功率10kW以上的毫米波源、高功率毫米波过模波导系统、模式转换与功分系统、对空辐射系统.高功率毫米波源是指以相对论质量效应为基础的电子回旋脉塞器件(回旋管),它产生的高峰值与高平均功率,经过高功率毫米波过模波导的传输与模式转换,将回旋器件输出的毫米波模

式转换成利于辐射的模式,提供给辐射系统,向空间辐射.

本文主要对短毫米波大气窗口3mm波段(94GHz)的高功率发射系统关键技术之一的波纹波导模式转换进行研究.由于所设计的3mm波段二次谐波渐变复合腔回旋管的工作模式对为 $TE_{02}-TE_{03}$,其腔体输出模式是 TE_{03} ^[1].若能利用管体内的收集极段将 TE_{03} 模转换为 TE_{01} 模,则回旋管可直接输出 TE_{01} 模,有效缩短毫米波源尺寸,为毫米波功率的远距离传输及直接使用提供了便利条件.这就要求所设计的管体内置 $TE_{03}-TE_{02}-TE_{01}$ 模式转换器具有紧凑、高效转换的特点.

收稿日期:2006-03-30,修回日期:2006-09-27

Received date: 2006-03-30, revised date: 2006-09-27

基金项目:国防重点基金(6140545)和电子科技大学青年基金(JX04021)资助项目

作者简介:牛新建(1969-),男,河南新密人,讲师,博士,研究方向为微波电子学及高功率微波技术.

1 模式变换的基本原理

波导中的不均匀性(如圆波导半径的渐变、波导轴线的弯曲等)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半径渐变圆波导模式变换的基本方程^[2]:

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

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

式中 A_{mn}^+ , A_{mn}^- 表示正向与反向传播的 (mn) 波的幅值, $C_{(m'n')(mn)}^+$, $C_{(m'n')(mn)}^-$ 分别表示 (mn) 波与同向及反向 $(m'n')$ 波的耦合系数,其具体形式为:

$TE_{mn} \rightarrow TE_{mn'}$ 的耦合

$$C_{[mn'][mn]}^\pm = \frac{1}{a} \times \frac{da}{dz} \times (-1)^{n+n'} \times \frac{m^2(R_{mn} X_{mn}^2 \pm R_{mn'} X_{mn'}^2) \mp (R_{mn} \pm R_{mn'}) X_{mn}^2 X_{mn'}^2}{(R_{mn} R_{mn'})^{\frac{1}{2}} (X_{mn}^2 - m^2)^{\frac{1}{2}} (X_{mn'}^2 - m^2)^{\frac{1}{2}} (X_{mn}^2 - X_{mn'}^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (3)$$

$TM_{mn} \rightarrow TM_{mn'}$ 的耦合

$$C_{(mn')(mn)}^\pm = \frac{R_{mn} X_{mn'}^2 \pm R_{mn'} X_{mn}^2}{(R_{mn} X_{mn'}^R)^{\frac{1}{2}} (X_{mn'}^2 - X_{mn}^2)} \times \frac{1}{a} \times \frac{da}{dz} \times (-1)^{n+n'} \quad (4)$$

$TE_{mn} \rightarrow TM_{mn'}$ 的耦合

$$C_{(mn')[mn]}^\pm = \frac{m}{(R_{mn} R_{mn'})^{\frac{1}{2}} (X_{mn}^2 - m^2)^{\frac{1}{2}}} \times \frac{1}{a} \times \frac{da}{dz} \times (-1)^{n+n'+1} \quad (5)$$

其中, $R_{mn} = \beta_{mn}/k_0$ 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. $\gamma_{mn} = \alpha_{mn} + j\beta_{mn}$ 为 (mn) 波的传播常数(α_{mn} 为衰减常数, β_{mn} 为相位常数,且均为 z 的函数). 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

$$A_{mn}^+ |_{z=0} [(1,0), (0,0), \dots, (0,0)]^T \quad (6)$$

$$A_{mn}^- |_{z=L} [(0,0), (0,0), \dots, (0,0)]^T \quad (7)$$

其中向量 $[A_{mn}^\pm]$ 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.则上式连同式(1)和式(2)一起构成耦合波微分方程组的边值问题,求解该问题

即可求得波导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分别为 $\Delta m = \pm 1$ 和 $\Delta m = 0$. 为了进一步抑制其它耦合模式的幅值,提高模式转换效率,常采用以下几种耦合结构^[3]:

(a) 轴对称半径微扰的波导模式变换器

$$a(z) = a_0 \frac{[1 - \sum_{m \geq 1} \varepsilon_m \sin(mk_p z)]}{1 - \sum_{m \geq 1} \varepsilon_m} \quad (8)$$

(b) 主要波动几何周期 λ_w 的改变

$$\lambda_w = (1 + \delta) \lambda_{B[m_p, m_q]} \quad (9)$$

(c) 在适当位置放置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

以波导半径渐变微扰的形式(如式 8),对频率为 94GHz、初始波导半径为 9mm、输入工作模式为 TE_{03} 的 $TE_{03}-TE_{02}$ 、 $TE_{02}-TE_{01}$ 这两类波导模式变换器进行了优化分析,其几何结构如图 1(a) 和图(b) 所示.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

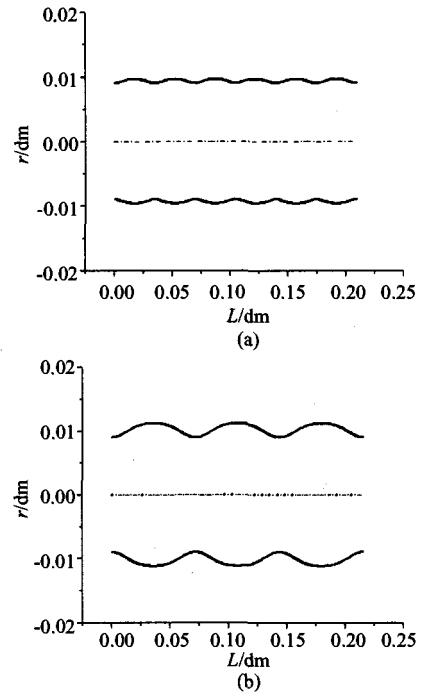


图 1 $TE_{03}-TE_{02}$ (a), $TE_{02}-TE_{01}$ (b) 波纹波导模式变换器几何结构示意图

Fig. 1 Geometry structure of the serpentine waveguide mode converter $TE_{03}-TE_{02}$ (a), $TE_{02}-TE_{01}$ (b)

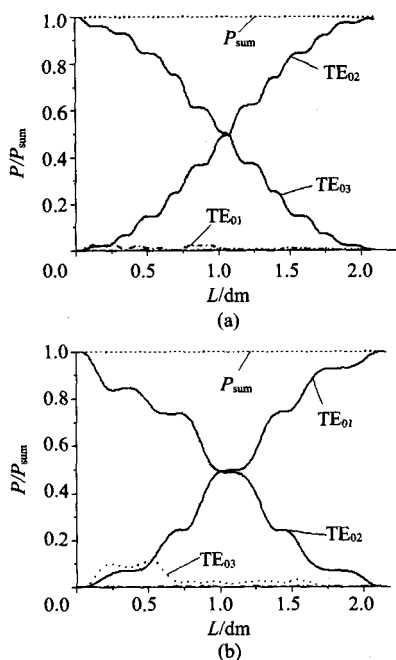


图2 波导半径渐变微扰时,频率为94GHz、半径为9mm,各阶模式的相对功率沿轴线的分布 $TE_{03}-TE_{02}$ (a), $TE_{02}-TE_{01}$ (b)

Fig. 2 Fractional power of $TE_{03}-TE_{02}$ (a) and $TE_{02}-TE_{01}$ (b) distribution along mode converter

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. 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 λ_w 和相互作用的波数之间存在下列共振关系^[4]:

$$\Delta\beta = |\beta_1 - \beta_2| = l \times 2\pi/\lambda_B = l \times 2\pi/\lambda_w, \quad (l = \pm 1, \pm 2, \dots)$$

其中, λ_B 为 2 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它模式. 要想得到从一个模式到另一个模式功率的完全转换, 波导的长度应按以下的关系选取: $L = N\lambda_w$, 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 3 种需要: 限制其它模式、提高所需模式的转换效率以及带宽的要求^[5].

由于结构的对称性, 在给定频率和初始波导半径下, 可传播的模式有 TE_{03} 、 TE_{02} 、 TE_{01} 和 TE_{04} 、 TE_{05} , 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模式间能量高效转换, 甚至完全转换. 其优化出的结果如图 2(a) 和图 2(b) 和表 1 所示. 由于耦合系数是与波导半径相关的量, 且影响模式间的耦合强度. 在波导半径渐变微扰的结构中, 每个模式之间的耦合强度是

表 1 波纹波导 $TE_{03}-TE_{02}$ 、 $TE_{02}-TE_{01}$ 模式变换器的优化计算结果

Table 1 Result of Corrugated waveguide $TE_{03}-TE_{02}$, $TE_{02}-TE_{01}$ mode converter

Case		$TE_{03}-TE_{02}$	$TE_{02}-TE_{01}$
Beat wavelength	λ_B (mm)	32.09	55.01
Geometric period	λ_w (mm)	34.90	71.93
Number of periods		6	3
Converter length	(mm)	209.40	215.80
Perturbation amplitudes	ε_1	0.03201	0.10662
	ε_2	0.00605	0.01640
Geometric period factor	δ	0.08748	0.30768
	Outer power level:		
	TE_{03}	0.00009	0.00120
	TE_{02}	0.98734	0.00045
	TE_{01}	0.00804	0.99655
	TE_{04}	0.00155	0.00057
	TE_{05}	0.00012	0.00003
Power transmission efficiency:	P_{sum}	0.99714	0.99880
Bandwidth ($\eta \geq 90\%$) $\Delta f/f_0$		6.8%	6.3%

随波导半径而改变的, 这样可通过优化使向寄生模式的耦合减弱, 向转换模式的耦合增强, 从而提高模式的转换效率.

计算中共考虑了 5 种耦合较强的模式: TE_{01} 、 TE_{02} 、 TE_{03} 、 TE_{04} 和 TE_{05} , 且计算表明, TE_{04} 、 TE_{05} 的影响很小, 可以被略去, 而 TE_{01} 与 TE_{02} 之间、 TE_{01} 与 TE_{03} 之间的耦合较强, 因此采用叠加微扰项分别对 TE_{02} 、 TE_{03} 进行相位重匹配. 由于采用了相位重匹配技术, 其它耦合模式电平在输出端实际上已变得很小, 其转换效率可达 98.7% 以上.

以此结构设计的 $TE_{03}-TE_{02}$ 、 $TE_{02}-TE_{01}$ 模式变换器同时又兼作管子的收集极 (如图 3 示), 其 3mm 二次谐波渐变复合腔回旋管如图 4 示. 经测试得到回旋管如下参量: 在注电压 64kV, 电流 9A 下得到 $\hat{P} = 118\text{kW}$ 的脉冲输出功率, 工作频率 94GHz, 工作模式对 $TE_{02}-TE_{03}$, 平均输出功率 $\bar{P} = 94\text{W}$, 效率

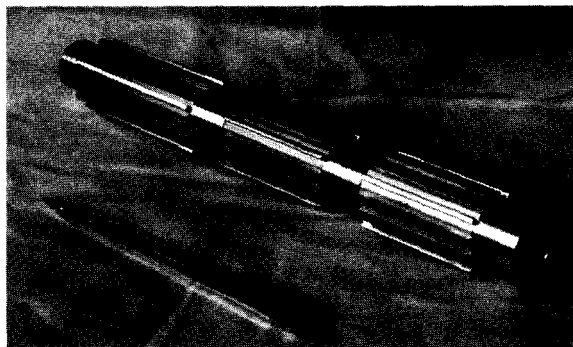


图3 频率为94GHz、半径为9mm, 波纹波导 $TE_{03}-TE_{02}$ 模式变换器照片

Fig. 3 Photograph of the 94GHz $TE_{03}-TE_{02}$ mode converter

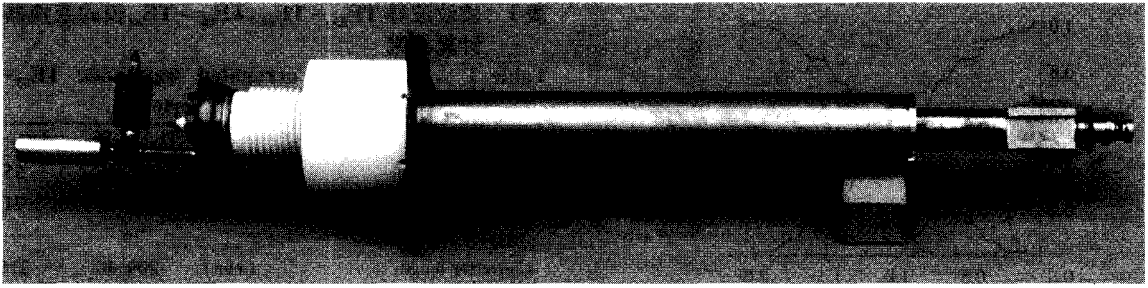


图4 3mm 二次谐波渐变复合腔回旋管

Fig.4 Photograph of 3mm second-harmonic complex cavity gyrotron



图5 回旋管输出口测得 TE_{01} 模式样图

Fig.5 Burned patterns of TE_{01} mode measured at the ends of converter are produced by the gyrotron

20.5%, 工作磁场 1.67T. 经检测, 为 TE_{01} 模二次谐波输出, 由于加工及装配工艺等原因, 伴有其他寄生模式输出. 在回旋管输出口测得模式样图如图 5 示, 从模式样图中可看出由波纹波导模式变换器产生的小的非对称寄生模.

3 结语

以圆波导半径微扰的方法对 94GHz、波导半径 9mm 的内置 $TE_{03} - TE_{02}$ 、 $TE_{02} - TE_{01}$ 模式转换器进

行了数值优化分析, 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 $TE_{03} - TE_{02}$ 、 $TE_{02} - TE_{01}$ 模式变换器的转换效率可达 98.7% 以上. 其结果在 3mm 回旋振荡管的热测实验中得到了很好的验证.

REFERENCES

- [1] Idehara T, Ogawa I, Mitsudo S, *et al.* A high harmonic gyrotron with an axis-encircling electron beam and a permanent magnet[J]. *IEEE Trans on plasma science*, 2004, **32**(3):903—909.
- [2] Li Hong-fu, Thumm M. Mode coupling in corrugated waveguides with varying wall impedance diameter change [J]. *International Journal of Electronics*, 1991, **71**(5): 827—844.
- [3] CHEN Li-Wei, NIU Xin-Jian, LI Xiao-Yan, *et al.* Phase rematch on high-power millimeter wave mode converter[J]. *J. Infrared Millim. Waves* (陈立伟, 牛新建, 李晓燕, 等. 高功率毫米波模式变换中的相位重匹配. *红外与毫米波学报*), 2004, **23**(1): 51—54.
- [4] NIU Xin-Jian, YU Sheng, LI Hong-Fu, *et al.* Phase rematch on high-power millimeter wave mode converter[J]. *J. Infrared Millim. Waves* (牛新建, 喻胜, 李宏福, 等. 过模弯曲圆波导模式耦合设计. *红外与毫米波学报*), 2006, **25**(1): 51—54.
- [5] Manfred K Thumm, Walter Kasperek. Passive high-power microwave components[J]. *IEEE Trans on plasma science*, 2002, **30**(3):755—786.