

文章编号: 1001-4322(2007)05-0807-04

用于速调管功率合成输出结构的转向波导设计*

孙 鹏^{1,2}, 丁耀根¹, 赵 鼎^{1,2}

(1. 中国科学院 电子学研究所, 北京 100080; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘 要: 为 X 波段高峰值功率速调管功率合成输出结构设计了一个工作在 9 GHz 的转向波导, 用于连接功率合成器和速调管输出腔。转向波导结构由中心矩形谐振腔、两个矩形耦合孔和两边的输入输出波导组成, 输入和输出波导由速调管输出腔和功率合成器确定, 分别工作在 TE₁₀ 和 TE₀₁ 模式, 它们相互垂直并偏离矩形谐振腔的中心; 中间的矩形谐振腔工作在 TM₁₁₀, TE₁₀₁ 和 TE₀₁₁ 混合模式。这种转向波导结构的 3 个反射零点构成了较宽的传输通带。将连接转向波导结构的功率合成器加载到速调管输出腔, 计算了功率合成器加载后速调管输出腔的间隙阻抗。计算结果表明: 功率合成器的加载对输出腔间隙阻抗影响不大。设计的转向波导结构很好地应用到了速调管功率合成输出结构中。

关键词: 高功率微波; 速调管; 微波滤波器; 功率合成; 转向波导

中图分类号: TN73; TN122

文献标识码: A

发展 X 波段高峰值功率多注速调管可以为高能粒子加速器和下一代直线对撞机提供性能良好的动力源。X 波段多注速调管常采用圆柱同轴腔结构, 这种结构的注波互作用较差, 级联起来饱和增益很低, 而且输入输出部分的能量耦合也是难点^[1]。因此, 我们在多注速调管的注波互作用段将每个电子注独立起来以提高 R/Q 值, 在输出部分使用功率合成输出结构将每个输出腔输出的能量经过转向波导后引入到共同的中心圆波导中, 中心圆波导工作在 TE₀₁ 模式, 上面连接 TE₀₁ 模输出窗。因此, 功率合成输出结构的设计应包括中心圆波导(功率合成器)^[2], 转向波导结构和 TE₀₁ 模输出窗^[3]三个组成部分, 本文重点介绍转向波导结构的设计方法。

1 转向波导结构设计

速调管功率合成输出结构如图 1 所示, 其转向波导结构如图 2 所示。我们采用优化耦合积分方程技术(CIET)来调整并确定矩形谐振腔以及两个矩形耦合口的大小和位置等参数, 以实现转向波导结构的设计。CIET 方法根据转向波导结构的不连续性将它划分成 5 个区域 $i = I, II, III, IV, V$ 和 4 个非连续平面 $i = I, II, III, IV$ 来进行理论分析和计算。

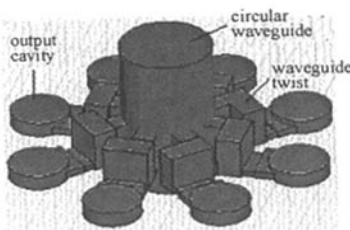


Fig. 1 Power combining output structure

图 1 速调管功率合成输出结构模型

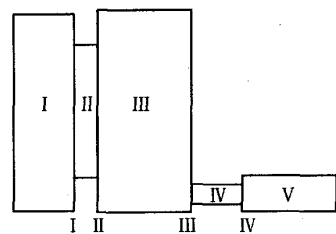


Fig. 2 Side view of waveguide twist

图 2 转向波导结构侧视图

区域 $i = I, II, III, IV, V$ 为规则波导, 里面 TE 和 TM 模式电磁场的切向分量可以由熟知的势函数 $T_{h(m,n)}^i(x, y)$ 和 $T_{e(m,n)}^i(x, y)$ 得到

$$E_{\tau} = \sum_l (\nabla T_{h_l} \times e_z) [F_{h_l} \exp(-jk_{z,l}z) + B_{h_l} \exp(jk_{z,l}z)] + \sum_l (-\nabla T_{e_l}) [F_{e_l} \exp(-jk_{z,l}z) + B_{e_l} \exp(jk_{z,l}z)] \quad (1)$$

$$H_{\tau} = \sum_l Y_{h_l} (\nabla T_{h_l}) [F_{h_l} \exp(-jk_{z,l}z) - B_{h_l} \exp(jk_{z,l}z)] + \sum_l Y_{e_l} (\nabla T_{e_l} \times e_z) [F_{e_l} \exp(-jk_{z,l}z) - B_{e_l} \exp(jk_{z,l}z)] \quad (2)$$

式中: 下标 z 表示传播方向, $(m, n) \rightarrow l$ 简写成了 l 模式。而不同区域交界面处的电场切向分量可以表示成^[4-5]

$$X(x, y) = \sum_{(p,q)=1}^{M_h} c_{h(p,q)} B_{h(p,q)}(x, y) + \sum_{(p,q)=1}^{M_e} c_{e(p,q)} B_{e(p,q)}(x, y) \quad (3)$$

* 收稿日期: 2006-12-12; 修订日期: 2007-04-16

作者简介: 孙 鹏(1977—), 男, 博士研究生, 主要从事高功率微波器件的研究; sunpeng_2001@sohu.com.

式中: $X(x, y)$ 表示成 TE 和 TM 模式各基矢函数 $B_{h(\rho, \varphi)}$ 和 $B_{e(\rho, \varphi)}$ 的加权和形式, 基矢函数可以表示成

$$B_{h(\rho, \varphi)} = \frac{e_z \times \nabla_t T_{h(\rho, \varphi)}^i(x, y)}{[xy(a-x)(b-y)]^{1/3}} \quad (4)$$

$$B_{e(\rho, \varphi)} = \frac{\nabla_t T_{e(\rho, \varphi)}^i(x, y)}{[xy(a-x)(b-y)]^{1/3}} \quad (5)$$

式中: a 和 b 分别为不连续平面处矩形耦合孔在 x 和 y 方向的边长。为了表述方便, 以后各区域和各不连续平面处的模式将统一表述, 并且不再具体区分 TM 和 TE 模式(式(1)~(5)中的下标 h 和 e), 波导区域中统一表示成 l 模式, 交界平面处的基矢函数表示成 $r(S)$ 模式。

为了满足各不连续平面处切向磁场连续的条件, 我们把第 i 个不连续平面处的切向电场矢量函数 $X(x, y)$ 以两边规则波导各模式加权和的形式表示出来, 从而确定第 i 个不连续平面处的切向磁场。

$$F^i(l) + B^i(l) = \sum_r W I_r^i(l) c_r^i \quad (6)$$

$$F^{i+1}(l) + B^{i+1}(l) = \sum_r W II_r^i(l) c_r^i \quad (7)$$

(6)和(7)式分别为第 i 个不连续平面处的切向电场展开成左右两边波导(i 区和 $i+1$ 区)各模式加权和时波导中 l 模式的模式系数(F 表示波导中前向波模式系数, B 表示波导中后向波模式系数)。 $W I_r^i(l)$ 和 $W II_r^i(l)$ 分别是第 i 个不连续平面处电场基矢函数的 r 模式与左侧(区域 i)和右侧(区域 $i+1$)波导 l 本征模式的标量积。为了利用(2)式的表达形式来对不连续平面处切向磁场进行匹配, (6)和(7)式可以根据(1)和(2)式变形成为

$$F^i(l) - B^i(l) = \sum_r \frac{jW I_r^i(l) c_r^i}{\tan[k^i(l)L^i]} - \sum_r \frac{jW II_r^{i-1}(l) c_r^{i-1}}{\sin[k^i(l)L^i]} \quad (8)$$

$$F^{i+1}(l) - B^{i+1}(l) = \sum_r \frac{-jW II_r^i(l) c_r^i}{\tan[k^{i+1}(l)L^{i+1}]} - \sum_r \frac{jW I_r^{i+1}(l) c_r^{i+1}}{\sin[k^{i+1}(l)L^{i+1}]} \quad (9)$$

式中: L^i 为图 2 中第 i 个区域的波导长度。对于图 2 中的区域 I 和区域 V, (8)和(9)式变成

$$F^I(l) - B^I(l) = 2\delta(l) - \sum_r W I_r^I(l) c_r^I \quad (10)$$

$$F^V(l) - B^V(l) = \sum_r W II_r^V(l) c_r^V - 2\delta(l) \quad (11)$$

在前面工作的基础上, 可以根据各不连续平面处切向磁场连续的条件来建立(12)式~(15)式的 4 个磁场匹配方程

$$[A^1][c_1] + [A^2][c_2] = [U] \quad (12)$$

$$[A^3][c_1] + [A^4][c_2] + [A^5][c_3] = 0 \quad (13)$$

$$[A^6][c_2] + [A^7][c_3] + [A^8][c_4] = 0 \quad (14)$$

$$[A^9][c_3] + [A^{10}][c_{10}] = 0 \quad (15)$$

式中, 向量 $[U]$ 为 I 区输入, 它和矩阵 $[A^1] \sim [A^{10}]$ 中各矩阵元的表达式为

$$[U]_r = j2W I_r^I(l) Y^I(l) \quad (16)$$

$$[A^1]_{r,s} = \sum_l Y^I(l) W I_r^I(l) W I_s^I(l) - j(a^I b^I / A^I B^I) \sum_l Y^{II}(l) \cot[k^II(l)L^{II}] W II_r^I(l) W II_s^I(l) \quad (17)$$

$$[A^2]_{r,s} = j(a^I b^I / A^I B^I) \sum_l Y^{II}(l) W I_r^II(l) W II_s^I(l) / \sin[k^II(l)L^{II}] \quad (18)$$

$$[A^3]_{r,s} = - \sum_l Y^{II}(l) W II_r^I(l) W I_s^II(l) / \sin[k^II(l)L^{II}] \quad (19)$$

$$[A^4]_{r,s} = \sum_l Y^{II}(l) \cot[k^II(l)L^{II}] W II_r^II(l) W II_s^II(l) + (a^{II} b^{II} / A^{II} B^{II}) \sum_l Y^V(l) \cot[k^V(l)L^V] W I_r^II(l) W I_s^II(l) \quad (20)$$

$$[A^5]_{r,s} = - \sum_l Y^V(l) W II_r^II(l) W II_s^II(l) / \sin[k^V(l)L^V] \quad (21)$$

$$[A^6]_{r,s} = - \sum_l Y^V(l) W II_r^II(l) W I_s^V(l) / \sin[k^V(l)L^V] \quad (22)$$

$$[A^7]_{r,s} = \sum_l Y^V(l) \cot[k^V(l)L^V] W I_r^II(l) W I_s^II(l) + (a^V b^V / A^V B^V) \sum_l Y^{IV}(l) \cot[k^{IV}(l)L^{IV}] W II_r^V(l) W II_s^V(l) \quad (23)$$

$$[A^8]_{r,s} = - (a^V b^V / A^V B^V) \sum_l Y^{IV}(l) W I_r^IV(l) W II_s^V(l) / \sin[k^{IV}(l)L^{IV}] \quad (24)$$

$$[A^9]_{r,s} = - j(a^V b^V / A^V B^V) \sum_l Y^{IV}(l) W II_r^IV(l) W I_s^V(l) / \sin[k^{IV}(l)L^{IV}] \quad (25)$$

$$[A^{10}]_{r,s} = - \sum_l Y^V(l) W \Pi^N(l) W \Pi^N(l) + j(a^N b^N / A^V B^V) \sum_l Y^N(l) \cot[k^N(l) L^N] W I^N(l) W I^N(l) \quad (26)$$

式中： $Y^i(l)$ 表示 i 区域波导中 l 模式的波阻抗； a^i 和 b^i 分别为第 i 个不连续平面处耦合口的边长； A^i 和 B^i 分别为 i 区域波导的边长。再通过建立目标函数并进行优化^[6]可确定转向波导结构的尺寸，由于输入波导和输出波导的尺寸已经确定，所以只需要对矩形耦合口和矩形谐振腔的大小等剩余的参数进行多变量优化。设定转向波导中矩形耦合口位于输入和输出波导中心，目标函数中工作频率为 9 GHz，带宽 2 GHz 后，优化得到的参数见表 1。

表 1 转向波导结构参数优化结果
Table1 Optimization results of waveguide twist

	length/mm	width/mm	height/mm	offset/mm
input coupling slot	19.008	2.996	6.114	9.456
output coupling slot	18.474	2.376	0.188	4.634
central resonator	22.050		6.126	

采用优化后的转向波导尺寸，可利用 CIET 方法和 CST 软件计算得到转向波导结构的插入驻波比频率特性曲线，见图 3。从图中可以看出，两种计算方法的计算结果基本一致，验证了优化方法的正确，同时也验证了前面公式推导的正确性。

2 功率合成器加载后输出腔间隙阻抗特性

把接有转向波导结构的八合一功率合成器^[2](见图 5)加载到速调管输出腔，计算加载后输出腔的间隙阻抗^[7](速调管单间隙输出腔的腔内尺寸见图 4，工作频率为 9 GHz)。

图 6 为间隙阻抗计算结果， R_1, X_1 和 R_2, X_2 分别为功率合成器加载前后单间隙输出腔间隙阻抗频率特性曲线。从图中可以看出，在中心频率 9 GHz 附近，功率合成器的加载对输出腔的间隙阻抗影响不大。

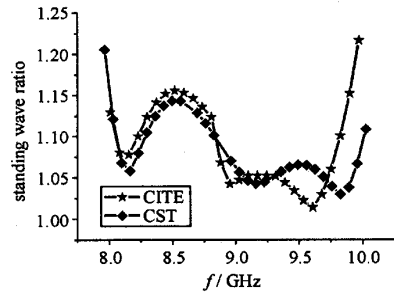


Fig. 3 Insertion standing wave ratio of waveguide twist
图 3 转向波导插入驻波比的频率特性曲线

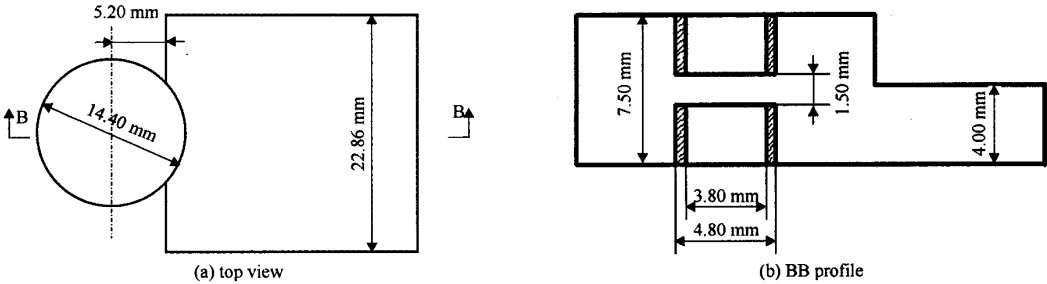


Fig. 4 Top view and BB profile of single-gap output cavity
图 4 单间隙输出腔俯视图和 BB 剖面图

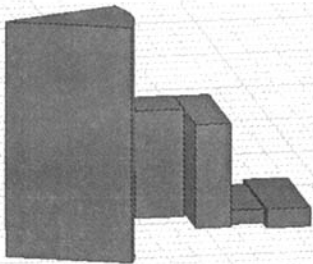


Fig. 5 Power combiner with waveguide twist
图 5 接有转向波导结构的功率合成器

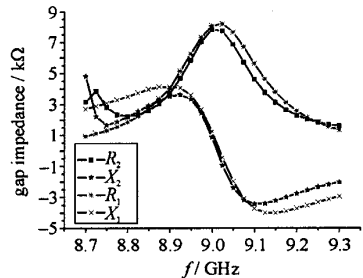


Fig. 6 Gap impedance of output cavity before and after loading
图 6 加载前后输出腔间隙阻抗曲线比较

3 结 论

本文为 X 波段高功率速调管功率合成输出结构设计了一个工作频率 9 GHz、带宽为 2 GHz 的转向波导,该转向波导结构属于三模滤波器,中心谐振腔工作在 TM_{110} , TE_{101} 和 TE_{011} 混合模式。本文通过多变量优化的方法确定了结构的尺寸,CST 软件验证了优化结果的正确性。最后计算了功率合成器加载后速调管输出腔的间隙阻抗曲线。这种转向波导结构在速调管功率合成器中得到了很好的应用。

参考文献:

- [1] 董玉和. 微波圆柱同轴腔高阶横磁模式及其输出耦合[D]. 北京: 中国科学院电子学研究所, 2006; 3-20. (Dong Y H. Research on higher order transverse magnetic mode of microwave cylindrical coaxial cavity and its out coupling. Beijing; Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2006; 3-20)
- [2] Sun P, Ding Y G. A novel output structure for X-band high power klystron[C]//中国科学院电子学研究所 2006 年青年学术交流会论文集. 北京: 中国科学院电子学研究所, 2006; 707-714. (Sun P, Ding Y G. A novel output structure for X-band high power klystron//Proc of 2006 Yougth Conference of Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences. Beijing, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2006; 707-714)
- [3] 孙鹏, 丁耀根, 赵鼎. X 波段高功率速调管功率合成输出结构研究(TE_{01} 模输出窗设计)[J]. 电子与信息学报, 2007, 30(3). (Sun P, Ding Y G, Zhao D. Research on X-band klystron power combining output structure(design of TE_{01} window). *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 30(3))
- [4] Amari S, Bornemann J, Vahldieck R. Accurate analysis of scattering from multiple waveguide discontinuities using the coupled-integral-equations technique[J]. *J Electromagn Waves Applicat*, 1996,(10); 1623-1644.
- [5] Bornemann J, Rosenberg U, Amari S, et al. Edge-conditioned vector basis functions for the analysis and optimization of rectangular waveguide dual-mode filters[C]//IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig. 1999;1695-1698.
- [6] Madsen K, Schaar-Jacobsen H, Voldby J. Automated minmax design of networks[J]. *IEEE Trans Circuits Systems*, 1975, 22; 791-796.
- [7] 林福民, 丁耀根, 刘铁山, 等. 宽带速调管滤波器加载输出腔间隙阻抗的频率特性的模拟计算方法[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(12); 1688-1694. (Lin F M, Ding Y G, Liu T S, et al. A simulation method for computing the gap impedance varying with frequency of output cavity loaded with a filter. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2003, 25(12);1688-1694)

Design of waveguide twist for klystron power combining output structure

SUN Peng^{1,2}, DING Yao-gen¹, ZHAO Ding^{1,2}

(1. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, P. O. Box 2652, Beijing 100080, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: A waveguide twist for 9 GHz klystron power combining output structure has been designed in the paper, which is used to connect klystron power combiner and output cavity. The waveguide twist is composed of a rectangular resonator, two rectangular coupling slots and two waveguides. The two waveguides which serve as input and output work in rectangular TE_{10} and TE_{01} modes respectively and they offset from the center while perpendicular to each other. The rectangular resonator in the center works in the combined modes of TM_{110} , TE_{101} and TE_{011} . Optimization result shows that this waveguide twist has three reflection zeros forming a large passband. Finally, a klystron output cavity was loaded by a power combiner with the designed waveguide twist. The calculation result of its gap impedance shows that the designed waveguide twist can be well applied to klystron power combining output structure.

Key words: High power microwave; Klystron; Microwave filter; Power combining; Waveguide twist