

文章编号: 1001-4322(2007)11-1865-04

X 波段高峰值功率速调管功率合成器设计*

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: 基于微波电路理论和 EBMA (extended boundary condition model analysis) 电磁计算方法, 先后设计了一个工作在 9 GHz 的 4 合 1 和 8 合 1 功率合成器。功率合成器可将多个侧壁矩形波导中相同输入的 TE₁₀ 模电磁波在中心圆波导中以 TE₀₁ 模式输出, 实现功率的合成。利用 EBMA 方法和 CST 软件对所设计功率合成器的传输系数进行了计算, 在中心频率 9 GHz 处, 计算结果分别为 1.00 和 0.99, 从而验证了功率合成器具有良好的功率合成效果。对于 8 合 1 功率合成器, 还根据模型简化的想法, 使得功率合成器加载后, 对输出腔隙阻抗的计算成为可能。

关键词: 高功率微波源; X 波段速调管; 功率合成; 电磁匹配; 微波等效电路

中图分类号: TN73 **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功率合成器(中心圆波导), 转向波导结构^[2]和 TE₀₁ 模输出窗^[3]三个组成部分, 本文重点介绍功率合成器的设计方法。

1 速调管功率合成器的设计方法

速调管功率合成输出结构见图 1, 上端口接 TE₀₁ 模输出窗, 底面短路, 侧壁连接的转向波导结构沿圆周对称分布。当各侧壁矩形波导输入等幅度同相位的 TE₁₀ 模式电磁波时, 圆波导中只有 TE₀₁ 传输模式满足输入信号的圆周对称性, 其它模式可被忽略。这样, 单模传输的功率合成器可等效成在距输出端口(端口 2) L 处短路的二端口微波网络来进行分析(见图 2)^[4]。

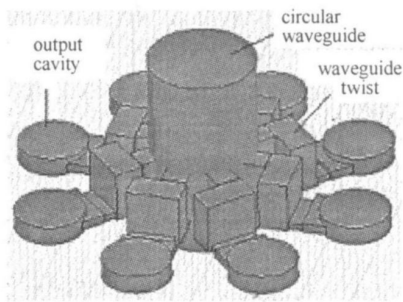


Fig. 1 Power combining output structure

图 1 速调管功率合成输出结构模型

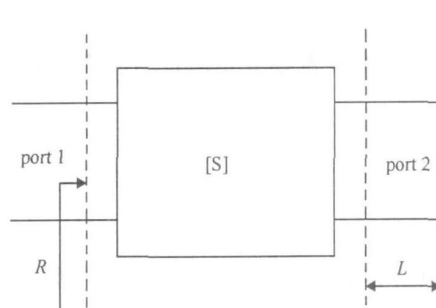


Fig. 2 Equivalent two-port network model

图 2 功率合成器的等效二端口网络

设图 2 中由两参考面构成的双端口网络的散射系数矩阵为

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

若选取两个端口的参考面对称, 则有

$$S_{11} = S_{22} \quad (2)$$

* 收稿日期: 2006-12-12; 修订日期: 2007-07-18

基金项目: 国家 863 计划项目资助课题

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

由式(1)和(2)可知,在图2中距输出端口 \$L\$ 处短路后,输入端口的散射系数为

$$S = S_{11} + \frac{S_{12}^2 (-e^{-2iL})}{1 - S_{11} (-e^{-2iL})} \tag{3}$$

式中,令 \$S = 0\$ 可以得到

$$S_{12}^2 / S_{11} - S_{11} = e^{2iL} \tag{4}$$

若图2中等效二端口网络的散射系数满足目标函数

$$|S_{11} / (S_{11}^2 - S_{12}^2)| = 1 \tag{5}$$

则可通过调整图2中的短路面的位置 \$L\$ 来实现输入的零反射。这样,设计功率合成器的主要任务是根据目标函数式(5)来确定圆波导和矩形波导的尺寸。

图3为EBMA扩展边界模型分析方法^[5]计算圆波导两端口散射参数的模型(为了使图形清晰,图3中只画出了一个矩形波导来说明区域的划分)。根据图3,此T型结构分解成区域1、区域2、区域3和腔区4共个区域,其中区域1、区域2和区域3为标准传输波导。为不失一般性,区域1~3的场应表达成行驻波形式^[6],而腔区场可表示成各传输波导对腔区场的贡献和(模式相对于轴向)^[5]

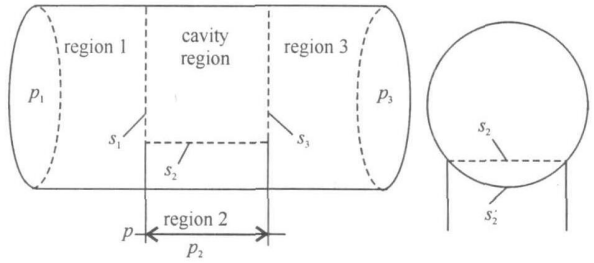


Fig. 3 Model for EBMA
图3 EBMA分析模型

$$E = C_1 \phi_{TE_{01}} + C_{2,l}^h (\phi_l^h)^2 + C_{2,l}^e \phi_l^e + C_3 \phi_{TE_{01}} \tag{6}$$

$$H = C_1 \frac{1}{r} \psi_{TE_{01}} + C_{2,l}^h \frac{2}{r} \psi_l^h + C_{2,l}^e \frac{2}{r} \psi_l^e + C_3 \frac{3}{r} \psi_{TE_{01}} \tag{7}$$

在匹配面(\$s_1, s_2\$ 和 \$s_3\$ 平面)处,由切向电场连续的条件可得^[7-8]

$$(a + b) \sqrt{Z_w} e = \{ C_1 \phi_{TE_{01}} + C_{2,l}^h (\phi_l^h)^2 + C_{2,l}^e \phi_l^e + C_3 \phi_{TE_{01}} \} s \tag{8}$$

式中:\$a\$和\$b\$分别为波导中入射和反射电磁波的归一化参数;\$C\$为腔区场各组成模式的系数。由各匹配面处切向电场连续和圆波导壁上电场切向分量为零的条件可得矩阵方程

$$\begin{bmatrix} [\sqrt{Z_{TE_{01}}}] & 0 & 0 \\ 0 & [E_l^h] & 0 \\ 0 & 0 & [\sqrt{Z_{TE_{01}}}] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_1 + b_1 \\ a_2 + b_2 \\ a_3 + b_3 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}^{hh} & 0 & 0 & 0 \\ H_{21}^h & H_{22}^h & H_{22}^e & H_{23}^h \\ 0 & 0 & 0 & H_{33}^{hh} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} C_1 \\ C_{2,l}^h \\ C_{2,l}^e \\ C_3 \end{Bmatrix} \tag{9}$$

相似地,由各匹配面处切向磁场连续的条件,可以得到矩阵方程

$$\begin{Bmatrix} a_1 - b_1 \\ a_2 - b_2 \\ a_3 - b_3 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11}^{hh} & M_{12}^{hh} & M_{12}^{eh} & M_{13}^{hh} \\ M_{21}^{hh} & M_{22}^{hh} & M_{22}^{eh} & M_{23}^{hh} \\ M_{31}^{hh} & M_{32}^{hh} & M_{32}^{eh} & M_{33}^{hh} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} C_1 \\ C_{2,l}^h \\ C_{2,l}^e \\ C_3 \end{Bmatrix} \tag{10}$$

由矩阵方程式(9)和(10),可以最后得到各端口散射系数的表示式

$$\{ b \} = [I + C]^{-1} [I - C] \{ a \} = [S] \{ a \} \tag{11}$$

2 方法验证

利用该方法,我们首先设计一个工作频率为9 GHz的4合1功率合成器。当侧壁矩形波导采用BJ100(22.86 mm × 10.16 mm)时,等效二端口网络的 \$|S_{11}|\$ 和 \$|S_{12}|\$ 随圆波导半径的变化曲线如图4所示。图5为式(5)的目标函数值随半径的变化曲线,可以看出,当圆波导半径为22.5 mm时,目标函数值约为1,此时可再由式(4)确定出短路

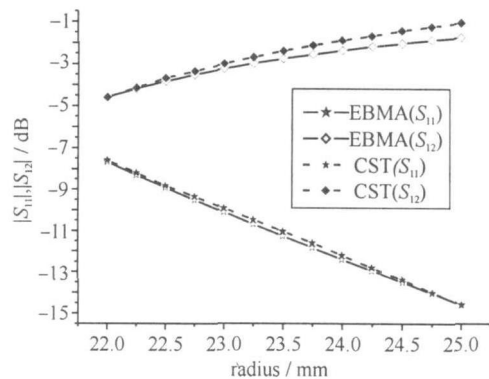


Fig. 4 Variation of scattering parameter with radius of waveguide

图4 圆波导端口散射参数随着圆波导半径的变化

面距离图 3 中 s_3 平面的距离 $L = 11.43$ mm。利用 EBMA 方法对设计出的功率合成器进行计算(由于此时底面短路,图 3 中区域 3 的电磁波已经变为纯驻波),可以得到功率合成器的电磁波传输系数随频率的变化曲线(如图 6),在中心频率 9 GHz 处传输系数为 0.99。为了检验 EBMA 计算结果,图 4~6 中还利用 CST 软件^[7]进行了对比计算。

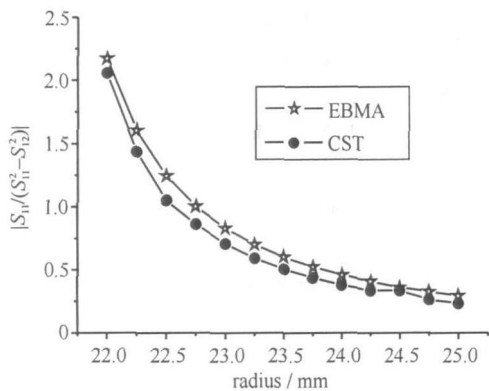


Fig. 5 Goal function vs radius of waveguide

图 5 目标函数随半径变化曲线

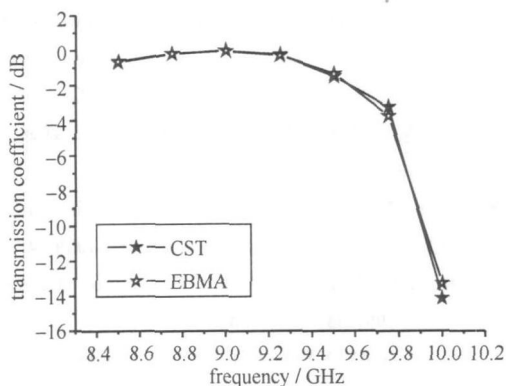


Fig. 6 Curve of transmission coefficient

图 6 底端短路后传输系数曲线

与 4 合 1 功率合成器的设计方法相同,可以确定工作在 9 GHz 的 8 合 1 功率合成器的圆波导半径,为 23 mm,短路面距离图 3 中 s_3 面的距离 $L = 34.296$ mm。但值得说明的是,利用 8 合 1 功率合成器的 1/8 对称性,可把模型(见图 7)简化成原模型的 1/8 结构(见图 8),而不改变电磁波的传输特性(4 合 1 功率合成器不具备这样的性质,因为圆波导中满足 1/4 对称性的最低模式不是 TE_{01} 模式)。为了说明这一点,图 9 给出了模型简

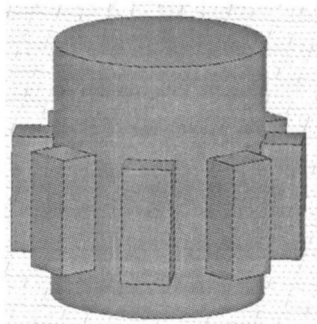


Fig. 7 Model of eight to one power combiner

图 7 8 合 1 功率合成器模型

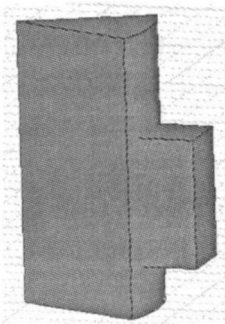


Fig. 8 Simplification of eight to one power combiner

图 8 8 合 1 功率合成器的简化模型

化前后,输出波导端口的散射系数曲线(两者的差别是由于 CST 软件的计算精度造成的)。这样的简化使得 8 合 1 功率合成器加载后,速调管输出腔间隙阻抗的计算成为可能。

3 结 论

本文提出了速调管功率合成输出结构中的功率合成器的设计方法,并利用该方法设计了一个工作在 9 GHz 的 4 合 1 功率合成器。利用 EBMA 方法和 CST 软件对所设计功率合成器进行计算,结果均表明,4 合 1 功率合成器的传输系数近似为 1.00,而 3 dB 带宽大于 15%。本文只计算了当各侧壁矩形波导中的电磁波相同入射时微波功率的合成情况;对于更一般的不同入射的情况,还有待于进一步研究。

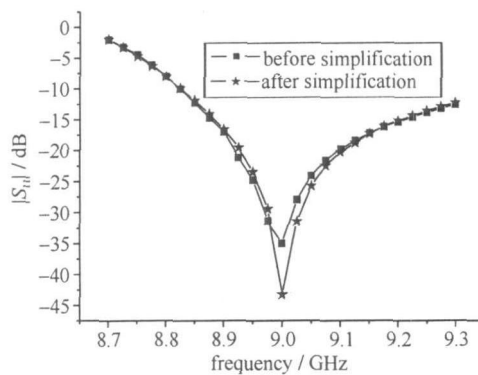


Fig. 9 Scattering parameters of models before and after simplification

图 9 整个结构与 1/8 结构散射参数对比

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 output coupling. Beijing: Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2006: 3-20)

- [2] 孙鹏, 丁耀根, 赵鼎. X 波段高峰值功率速调管功率合成输出结构研究 (TE₀₁ 模输出窗设计) [J]. 电子与信息学报, 2008, **30**(2). (Sun P, Ding Y G, Zhao D. Research on X-band klystron power combining output structure (design of TE₀₁ window). *Journal of Electronics and Information Technology*, 2008, **30**(2))
- [3] 孙鹏, 丁耀根, 赵鼎. 用于速调管功率合成的转向波导结构设计[J]. 强激光与粒子束, 2007, **19**(5): 807-810. (Sun P, Ding Y G, Zhao D. Design of waveguide twist for klystron power combining output structure. *High Power Laser and Particle Beams*, 2007, **19**(5):807-810)
- [4] Ben-Menahe S, Yu D. A coaxial ring-sidearm power extraction design[R]. SLAC-PUB-6724, January, 1996.
- [5] Wu K L. A novel modal analysis of a circular-to-rectangular waveguide T-junction and its application to design of circular waveguide dual-mode filters[J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 2002, **50**: 465-473.
- [6] 闫润卿, 李英惠. 微波技术基础[M]. 2 版. 北京: 北京理工大学出版社, 1996. (Yan R Q, Li Y H. Microwave technique. 2nd ed. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 1996)
- [7] MacPhie R H, Wu K L. A full-wave modal analysis of arbitrarily shaped waveguide discontinuities using the finite plane-wave series expansion[J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1999, **47**:232-237.
- [8] MacPhie R H, Wu K L. Scattering at the junction of a rectangular waveguide and a large circular waveguide[J]. *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, 1995, **43**: 2041-2045.
- [9] CST Company. MAFIA Release 4.0 Macro Help[CP]. 2000.

Design of power combiner for X-band high power klystron

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: With the urgent need of high power sources, a design method for power combiner of X-band high power klystron based on microwave theory and EBMA (extended boundary condition modal analysis) is presented in this paper. Power combiner can combine the input from its rectangular arms into one central circular waveguide working in TE₀₁ mode, so the transmission parameter can determine its performance. Using EBMA and CST software, the transmission parameter of the designed 4-to-1 power combiner is calculated as 1 and 0.99, respectively, which can confirm its validity. For 8-to-1 power combiner, a simplified model has been proposed, which makes possible the calculation of gap impedance of an output cavity after its loading.

Key words: High power source; X-band klystron; Power combiner; Mode matching; Equivalent microwave circuit