

# 基于双排矩形梳状慢波结构的 W 波段宽频带行波管模拟研究\*

刘青伦<sup>1)3)†</sup> 王自成<sup>2)</sup> 刘濮鲲<sup>1)</sup>

1) (中国科学院电子学研究所高功率微波源与技术重点实验室, 北京 100190)

2) (中国科学院电子学研究所中国科学院空间行波管研发中心, 北京 100190)

3) (中国科学院研究生院, 北京 100039)

(2011 年 9 月 22 日收到; 2011 年 11 月 4 日收到修改稿)

提出采用圆形电子注和双排矩形梳状慢波结构作为 W 波段宽频带行波管注波相互作用回路. 对该慢波回路的“冷”态特性、输入输出结构等方面进行了模拟仿真和分析, 研究表明, 该结构色散特性较好, 带宽较宽; 通过调整双排矩形梳状慢波结构之间的距离和电子注通道半径的尺寸, 圆形电子注系统取得了和带状注系统相同的耦合阻抗; 且该结构传输特性较好, 优化后整管的驻波比能在较宽的频带内保持在 2 以下. 此外, 对该慢波系统的大信号理论计算和 PIC 粒子模拟结果一致. 在 50 mW 驱动功率下, 输出功率在 10 GHz 带宽内大于 40 W, 增益高于 29 dB.

**关键词:** 双排矩形梳状慢波结构, W 波段, 宽频带, 行波管

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 42.25.Gy

## 1 引言

近几年来, 随着电子对抗、微波武器、雷达、卫星通信等技术的飞速发展, 毫米波频段受到了越来越多的关注, 逐渐成为军事、民用等领域研究的热点<sup>[1-4]</sup>. 目前, 毫米波系统的应用与发展主要受毫米波源的制约. 真空电子器件作为一种毫米波源, 具有高功率、宽频带和高能量转换效率等优点, 成为人们广泛研究的对象<sup>[5-8]</sup>. 尤其是近几年来随着微细加工技术的蓬勃发展, 微细加工制作的慢波结构和谐振腔等高频结构的成功让人们看到了真空器件继续向高频段发展的希望<sup>[9-12]</sup>. 不过, 随着频率  $f$  增高, 和电子注相互作用的电磁波因欧姆损耗的作用而急剧衰减, 其辐射强度呈  $1/f^2$  下降. 而且, 传统的慢波结构如螺旋线、耦合腔等在毫米波频段色散较强, 瞬时带宽较窄且不宜

微细加工技术. 目前, 在 W 波段行波管方面折叠波导慢波电路得到了广泛应用, 且已成功研制出样管<sup>[6,13]</sup>. 但由测试结果可知, 它们存在一个共同的问题, 即带宽较窄 ( $\leq 2$  GHz). 梳状慢波结构同折叠波导相比, 除了具有相同的特点即全金属结构, 散热容易, 功率容量大, 高频损耗小, 易实现高频结构与标准波导的耦合匹配等之外, 还具有带宽较宽, 结构简单, 径向尺寸较大, 更易实现微细加工等优势<sup>[10,14-16]</sup>. 因此, 梳状慢波结构在毫米波、亚毫米波甚至太赫兹频段具有更大的发展前景. 但传统的梳状慢波结构其耦合阻抗一般都较小, 这是因为电场沿轴向呈反对称分布, 这样在轴线上形成一个几乎为零的电场分布. Shin 等<sup>[17-19]</sup> 提出一种改进的梳状慢波结构, 即半周期错位的双排矩形梳状慢波结构. 半周期的错位使得两排系统的 TE 模彼此发生了  $180^\circ$  的相移, 使得原本反对称的电场变成了对称分布的电场, 这样, 在轴线上就出现

\* 国家自然科学基金 (批准号: 61172016) 资助的课题.

† E-mail: qinglun\_123@163.com

了一个连续的、呈正弦变化的电场,从而可以使得电子注与波发生持续有效的相互作用. 基于这种结构, Shin 等研究了带状注的 220 GHz 超宽带亚毫米波行波管, 他们的仿真结果表明, 基于该结构的行波管具有较宽的工作带宽和较大增益. 但目前带状注技术还不成熟, 且在低电压工作时, 带状电子束的稳定传输是非常难解决的问题, 尤其在相互作用的末端, 由于受空间电荷力的作用, 电子束基本上已完全被破坏, 不能有效地进行相互作用. 相比而言, 圆形电子束技术已相当成熟, 且传输稳定, 易于控制. 而且, 矩形梳状结构的 TE 模电场主要集中在中心轴线上, 由中心向两端逐渐减弱, 这一特点非常适合和圆形电子注相互作用. 因此, 本文采用圆形电子注和半周期错位的双排矩形梳状慢波结构作为注波相互作用电路. 通过调整双排矩形

梳状慢波结构之间的距离和电子注通道半径的尺寸, 圆形电子注系统取得了和带状注系统相同的耦合阻抗; 且该结构传输特性也很好, 优化后整管的驻波比能在较宽的频带内保持在 2 以下; 此外, 本文还利用大信号相互作用程序 MTSS 和 3-D PIC 仿真软件 MAFIA 对该结构的输出进行了注波互作用的研究.

## 2 模型设计与分析

带有圆形电子注通道的双排矩形梳状慢波结构的基本模型如图 1 所示. 它由上下两排形状与尺寸完全相同, 但彼此错位半个周期的矩形梳状系统构成. 图 1 中,  $p$  为单个周期长度,  $h$  为梳齿的高度,  $a$  为齿间距离,  $r$  为电子注通道半径.

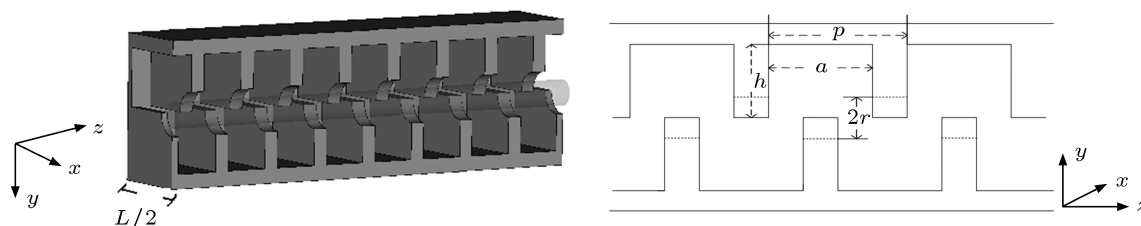


图 1 双排矩形梳状慢波结构的三维(纵向切面)及二维结构图

### 2.1 色散特性

利用时域有限差分法 (FDTD) 计算其色散特性如图 2 所示. 定义 78 GHz—108 GHz 为模式一, 108 GHz—121 GHz 为模式二. 利用模式一的一次谐波进行工作, 当中心频率确定为 90 GHz 时, 由  $\varphi = k_z p = 2.5\pi$  可以确定系统的周期长度  $p$ , 因为纵向传播常数  $k_z = \frac{\omega}{v_e} = \frac{2\pi f_0}{v_e}$ ,  $f_0 = 90$  GHz,  $v_e = \beta c$ ,  $\beta = (1 - (1 + \gamma)^{-2})^{1/2}$ ,  $\gamma = V_e/V_n$  ( $V_n = m_e c^2/e = 5.11 \times 10^5$  V), 其中  $m_e$  和  $e$  分别为电子的质量和电量,  $c$  为真空中光速. 考虑加工难度和试验条件, 选用电压为 10 kV 的电子枪, 即  $V_e = 10$  kV, 由此可得周期长度  $p = 0.8$  mm, 齿间距离  $a = \frac{3}{4}p = 0.6$  mm. 在确保相移为  $2.5\pi$  时所对应工作频率为 90 GHz 情况下, 调整梳齿厚度  $L$  和高度  $h$ . 图 3 为不同  $L$  和  $h$  所对应的归一化相速, 由图可知, 随着梳齿厚度  $L$  的增加和高度  $h$  的减小, 色散变弱, 带宽增加. 当  $L = 2.16$  mm,

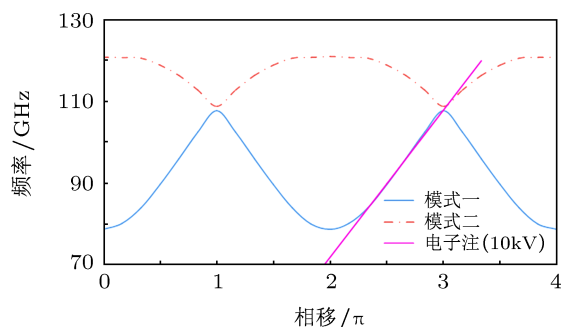


图 2 带有圆形电子主通道的半周期错位的双排矩形梳状慢波结构的色散特性

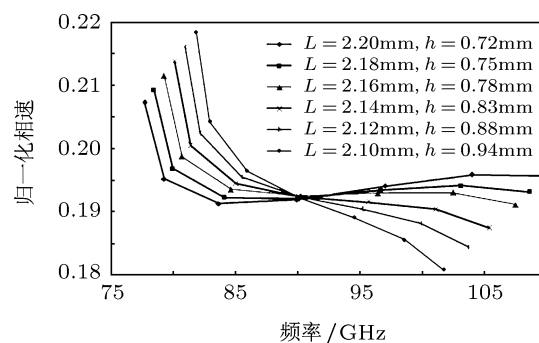


图 3 不同的  $L$  和  $h$  所对应一次谐波的归一化相速

$h = 0.78 \text{ mm}$  时, 色散最平坦, 带宽最宽为 18 GHz. 随着  $L$  继续增大和  $h$  的持续减小, 高频端色散开始变差.

## 2.2 耦合阻抗

耦合阻抗是衡量电子注与波相互作用大小的一个量. 纵向电场的强弱决定了耦合阻抗的大小. 矩形梳状慢波结构相当于在矩形波导宽边向波导内伸进一个个导体片, 导体片的加入使得原本垂直分布的电场产生了纵向分量. 比较图 4(a) 和 (b) 可以发现, 上下两排梳齿完全对称的慢波结构中心轴

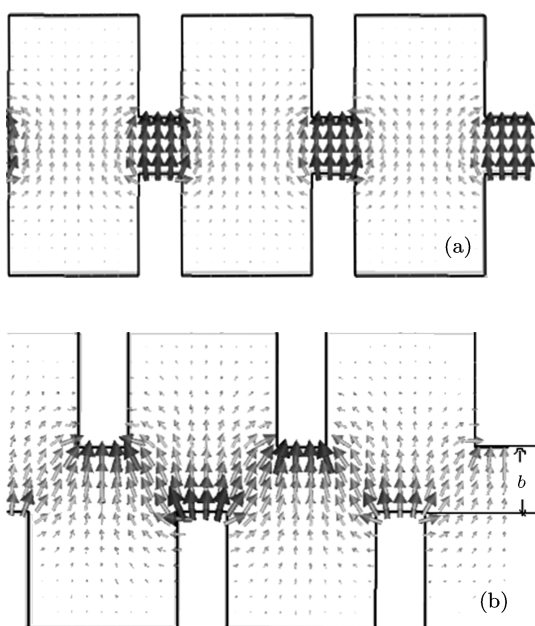


图 4 矩形梳状慢波结构的电场分布 (a) 上下两排梳齿完全对称的电场分布图; (b) 上下两排梳齿呈半周期错位的电场分布图

线上耦合阻抗一般较小, 这是因为导体片激励起的纵向电场主要分布在导体片附近, 中心轴线处主要为  $y$  向电场, 纵向电场分量很小; 如果上下两排梳齿呈半周期错位 (如图 4(b) 所示), 则  $z$  向电场分量增强,  $y$  向电场分量减弱, 中心轴线上出现一个连续的、呈正弦变化的电场, 从而使得电子与波能持续有效地发生相互作用, 提高耦合阻抗. 理论上, 随着这两排慢波结构间距  $b$  的减小, 沿  $z$  轴方向的电场分量会逐渐增强. 在此理论的指导下, 用 CST MWS<sup>[20]</sup> 对该结构进行模拟仿真, 仿真结果表明, 沿  $z$  轴方向的电场分量随着间距  $b$  的减小确实逐渐增强, 如图 5(b) 所示. 因而耦合阻抗也随这一间

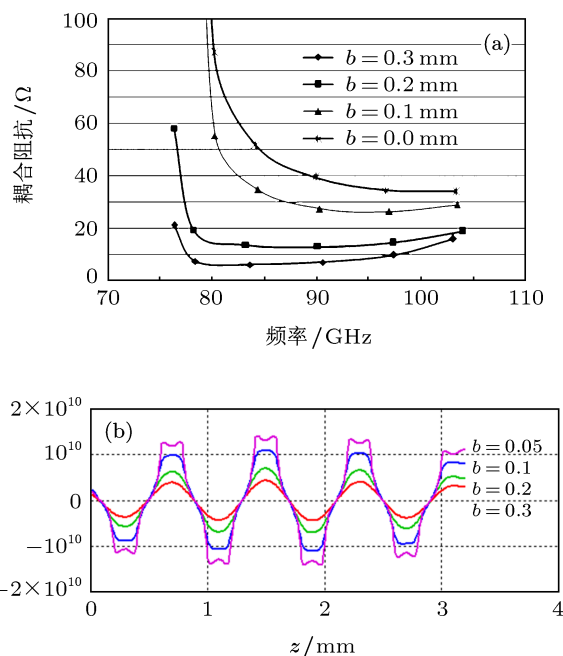


图 5 耦合阻抗和轴向电场分量随两排系统之间距离的变化 (a) 耦合阻抗随距离  $b$  的变化; (b) 轴向电场分量随  $b$  的变化

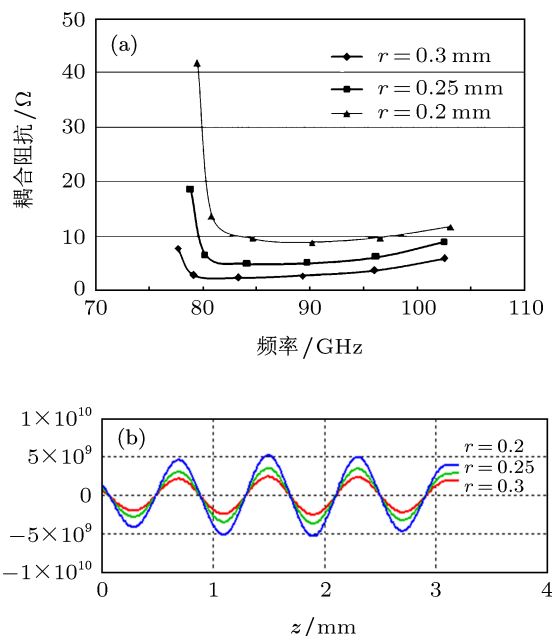


图 6 耦合阻抗和轴向电场分量随电子注通道半径的变化 (a) 耦合阻抗随  $r$  的变化; (b) 轴向电场分量随  $r$  的变化

距的减小而逐渐增大, 在距离为零时, 耦合阻抗达到最大, 如图 5(a) 所示. 在两排系统之间距离为零的情况下, 在中心轴线上加入圆形电子注通道, 通过计算发现,  $z$  向电场分量从电子注通道边缘向圆心递减, 在中心轴线上电场分量最小, 此时耦合阻

抗也最低,且中心轴向的耦合阻抗随电子注通道半径的增大而显著减小,如图6所示.通过对比发现,间距  $b = 0 \text{ mm}$ 、电子注通道半径  $r = 0.2 \text{ mm}$  的圆形电子注通道系统中心轴线上的耦合阻抗与间距  $b = 0.2 \text{ mm}$  的带状注系统的耦合阻抗相差不多(如图7所示).但实现起来,前者较后者却容易得多.

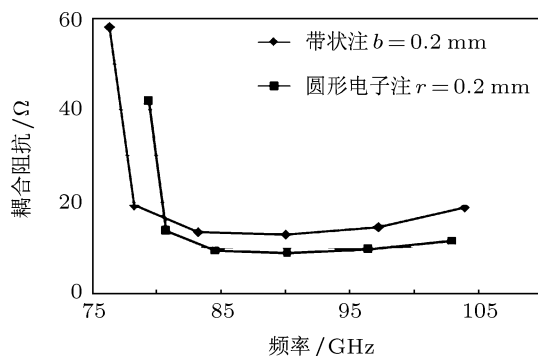


图7 间距为  $0.2 \text{ mm}$  的带状注系统与间距为零、半径为  $0.2 \text{ mm}$  的圆形电子注系统耦合阻抗对比图

### 3 输入/输出结构设计

为减小反射,实现信号的良好匹配,需要对行波管的输入/输出结构进行设计.输入/输出结构的设计包括两个部分:慢波结构末端过渡部分的设计和输入/输出耦合部分的设计.在设计过渡部分之前,首先来研究均匀结构的回波损耗  $S_{11}$  和传输损耗  $S_{21}$ .由图8可以看出,相比于其它慢波回路,梳状慢波结构的传输特性较好,  $S_{21}$  能在较宽的频带内大于  $-1 \text{ dB}$ ;但反射较严重,回波损耗  $S_{11}$  小于  $-20 \text{ dB}$  的带宽几乎为零,因此,需要在慢波结构末端设计一个过渡段以满足匹配,过渡段的设计如

图9所示:在保持周期长度和齿间距离不变的情况下,梳齿的高度向两端逐渐降低,降低的高度差为  $dy (= k_n - k_{n-1})$ ,由表1可以看出,当渐变的周期个数取3,  $dy = 0.1 \text{ mm}$  时,回波损耗小于  $-20 \text{ dB}$  的带宽最宽,为  $15.1 \text{ GHz}$ ,其传输特性如图10所示,与图8相比传输损耗及回波损耗均有明显改善.

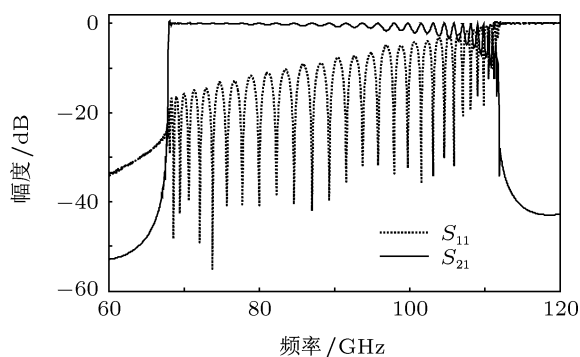


图8 均匀结构的传输损耗及回波损耗

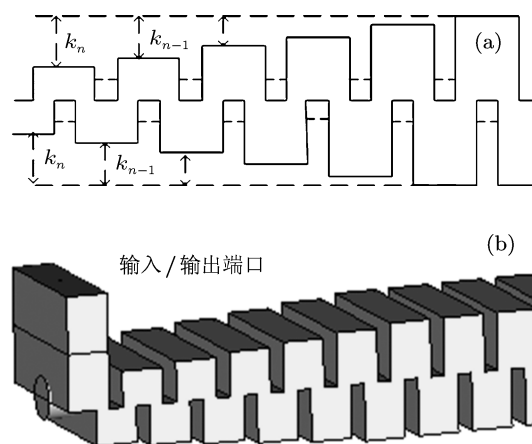


图9 慢波结构末端过渡段的设计 (a) 过渡结构的二维模型; (b) 过渡结构的三维模型

表1 不同渐变周期及高度差对应的传输损耗、回波损耗的通带及有效带宽

	频带范围	频带范围	有效带宽
	$(S_{21} > -1 \text{ dB})$	$(S_{11} < -20 \text{ dB})$	
$n = 1, dy = 0.3 \text{ mm}$	79—106 (GHz)	0 (GHz)	0
$n = 2, dy = 0.15 \text{ mm}$	79—106 (GHz)	82—93 (GHz)	11 (GHz)
$n = 3, dy = 0.1 \text{ mm}$	79—106 (GHz)	84.5—99.6 (GHz)	15.1 (GHz)
$n = 4, dy = 0.075 \text{ mm}$	79—107 (GHz)	83.3—94 (GHz)	10.7 (GHz)
$n = 5, dy = 0.06 \text{ mm}$	79—107 (GHz)	83.3—96 (GHz)	12.7 (GHz)
$n = 6, dy = 0.05 \text{ mm}$	79—108 (GHz)	85—98 (GHz)	13 (GHz)

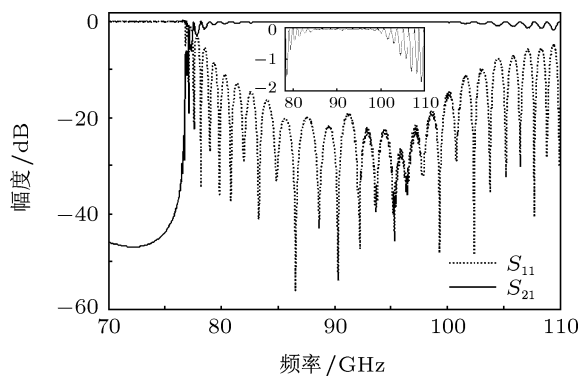


图 10 渐变周期个数为 3,  $d_y = 0.1 \text{ mm}$  情况下的传输损耗及回波损耗, 上方插图为  $S_{21}$  曲线放大图

双排矩形梳状慢波结构输入/输出横截面的宽边尺寸  $\times$  窄边尺寸分别为  $2.16 \text{ mm} \times 0.6 \text{ mm}$ , 与外部传输系统所用的 W 波段标准波导宽边尺寸和窄边尺寸 ( $2.54 \text{ mm} \times 1.27 \text{ mm}$ ) 均不同, 因此, 从慢波结构末端到输入/输出波导之间必须采用过渡波导进行耦合. 过渡波导的设计一般有直线渐变, 余弦线弧渐变、双圆弧渐变、指数线弧渐变和反余切线弧渐变等<sup>[21]</sup>. 结合传输性能及实际加工的难易程度, 本文采用直线渐变波导进行过渡耦合. 此外, 输入/输出耦合器还包括盒形窗及与盒形窗相连的标准波导等. 在包含了 80 个周期的慢波结构及末端过渡部分和输入/输出耦合部分情况下, 整管仿真驻波比如图 11 所示, 在 88—94 GHz 的频带内驻波比  $< 1.5$ , 在 87—101.8 GHz 频带内驻波比  $< 2$ .

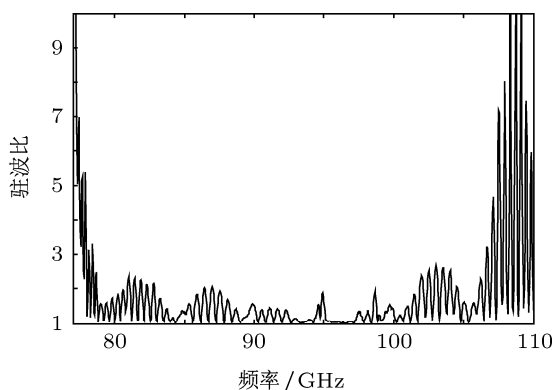


图 11 整管仿真的驻波比

#### 4 PIC 模拟分析

为了验证双排矩形梳状慢波结构的输出特

性, 将上述所得色散特性和耦合阻抗带入大信号相互作用程序 MTSS 进行初步计算. 在加入注电压 10 kV, 电流 100 mA 的情况下, 输入一个频率 90 GHz, 功率 50 mW 的单频信号, 饱和输出功率可达 60.31 W, 增益 30.8 dB, 电子注效率 6%, 最佳相互作用长度为 64 mm, 对应于 80 个慢波结构周期, 如图 12 所示. 采用 3-D PIC 仿真软件 MAFIA 对其进行进一步的仿真分析. 建模时, 采用无氧铜 (电导率为  $\sigma = 5.8 \times 10^7 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$ ) 作为慢波回路, 且假定慢波回路边界理想光滑. 慢波结构末端渐变周期个数取 3,  $d_y = 0.1 \text{ mm}$ , 电子注通道半径取 0.25 mm, 电子注填充比为 64%, 在 50 mW 驱动信号下, 输出功率在 84—96 GHz 范围内均大于 40 W, 增益大于 29 dB, 如图 13 所示. 图 14 为输入一个单频信号  $f = 90 \text{ GHz}$ , 输出功率随时间的变化曲线, 由图中可以看出, 输出功率存在波动, 这是由于输出端不完全匹配存在反射波所致, 需设计衰减器将慢波结构分成两段或多段以抑制反射, 衰减器的设计将在以后的工作中进行.

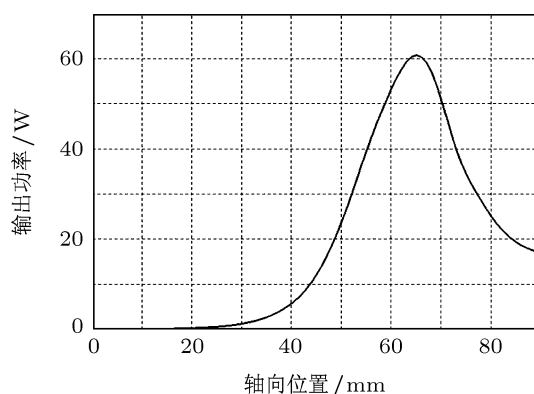


图 12 输出功率沿轴向的分布及电子注沿 Z 向的动量分布图

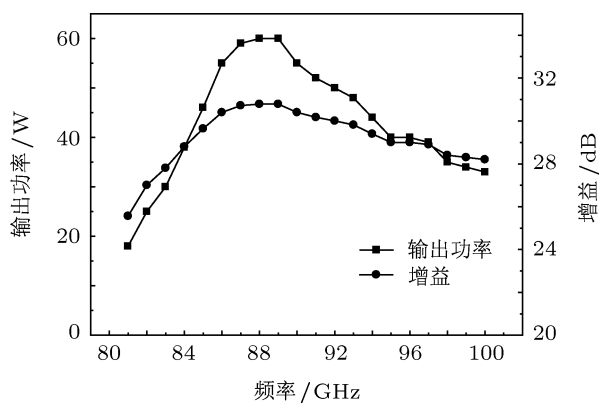


图 13 输出功率和增益与频率的关系

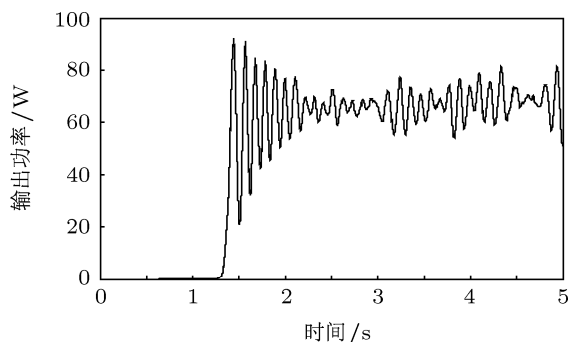


图 14 输出功率随时间的变化

## 5 结论

本文提出采用圆形电子注和半周期错位的双排矩形梳状慢波结构作为 W 波段宽频带行波管注波相互作用回路. 利用三维全电磁仿真软件 CST

对该慢波结构的色散特性、耦合阻抗等“冷”态参量进行了模拟、仿真和分析. 研究发现, 该慢波结构色散特性较好, 带宽较宽, 通过调整双排矩形梳状慢波结构之间的距离和电子注通道半径的尺寸, 圆形电子注系统取得了和带状注系统相同的耦合阻抗. 对慢波结构末端渐变段进行了优化设计, 使得输入/输出结构实现了良好的匹配, 系统的传输特性得到了明显改善. 仿真结果表明, 整管驻波比在较宽的频带内能保持在 2 以下. 此外, 对该慢波系统的大信号理论计算和 PIC 粒子模拟结果一致. 在 50 mW 驱动功率下, 输出功率在 10 GHz 带宽内大于 40 W, 增益高于 29 dB. 据初步加工出的高频结构零部件预测, 整管的尺寸小于  $200\text{mm} \times 40\text{mm} \times 40\text{mm}$ , 重量不超过 1 kg. 从而证明了该结构在 W 波段具有重要的研究意义, 并为接下来的制管工作奠定了基础.

- [1] Gerum W, Lippert G, Malzahn P 2001 *IEEE Trans. Electron Devices* **48** 72
- [2] Liao F J 2003 *Acta Electronica Sin.* **31** 1361 (in Chinese) [廖复疆 2003 电子学报 **31** 1361]
- [3] Linde G J, Ngo M T, Danly B G 2008 *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* **44** 1102
- [4] Liang D W 1999 *Telecommunication Engineering* **6** 93 (in Chinese) [梁德文 1999 电讯技术 **6** 93]
- [5] Kory C L, Read M E, Ives R L 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **56** 713
- [6] Theiss A J, Meadows C L, Freeman R 2010 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **38** 1239
- [7] Gao P, Booske J H, Yang Z H 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8484 (in Chinese) [高鹏, Booske J H, 杨中海 2010 物理学报 **59** 8484]
- [8] Lu Z G, Wei Y Y, Gong Y B 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3318 (in Chinese) [路志刚, 魏彦玉, 宫玉彬 2007 物理学报 **56** 3318]
- [9] Kory C, Ives L, Read M 2005 *13th Int. Conf. Terahertz Electron*, Williamsburg, pp85—86
- [10] Sengele S, Jiang H, Booske J H 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **56** 730
- [11] Ives R L 2004 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **32** 1277
- [12] Smirnova E I, Carlsten B E, Earley L M 2008 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **36** 763
- [13] Feng J J, Hu Y F, Cai J 2010 *IEEE International Vacuum Electronics Conference California, USA*, pp501—502
- [14] Wang Z C, Lu D J, Wang L 2008 *Journal of Electronics and Information Technology* **30** 2792 (in Chinese) [王自成, 陆德坚, 王莉 2008 电子与信息学报 **30** 2792]
- [15] Zhu Y P 1997 *Radar and Ecm* **4** 16 (in Chinese) [朱乙平 1997 雷达与对抗 **4** 16]
- [16] Shin Y M, Barnett L R, Gamzina D 2009 *Appl. Phys. Lett.* **95** 181505
- [17] Shin Y M, Barnett L R, Luhmann N C 2008 *Appl. Phys. Lett.* **93** 221504
- [18] Shin Y M, Barnett L R, Luhmann N C 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **56** 706
- [19] Shin Y M, Barnett L R 2008 *Appl. Phys. Lett.* **92** 091501
- [20] Crop C, CST studio suit Tutorials, in: Available: <http://www.cst-china.cn/CST2008>
- [21] Tang T, Gong H R, Gong Y B 2010 *High Power Laser and Particle Beam* **5** 1103 (in Chinese) [唐涛, 巩华荣, 宫玉斌 2010 强激光与粒子束 **5** 1103]

# Simulation studies on W-band traveling-wave tube with double rectangular comb slow-wave structure\*

Liu Qing-Lun<sup>1)3)†</sup> Wang Zi-Cheng<sup>2)</sup> Liu Pu-Kun<sup>1)</sup>

1) (*Key Laboratory of High Power Microwave sources and Technologies, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

2) (*Space Traveling Wave Tube Research and Development Center, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

3) (*Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

(Received 22 September 2011; revised manuscript received 4 November 2011)

## Abstract

A double rectangular comb slow-wave structure with a round beam channel is proposed as the slow-wave structure (SWS) circuit of a broad bandwidth traveling-wave tube at W-band. The “cold” characteristic of the SWS and the transmission of the input/output structure are simulated and optimized in this paper. The results show that this circuit has a very broad bandwidth, and that the impedance of the structure with round beam channel can be the same as that of sheet beam by modifying the distance between the double vanes and the radius of the beam channel. Moreover, the transmission of the whole tube is so good that the VSWR can be kept at below 2 in a very broad bandwidth after optimization. The output performance is investigated by both the big signal theory MTSS and the PIC code MAFIA, and they have the same results that in 10 GHz bandwidth the output power is over 40 W and the gain is above 29 dB under a driven power of 50 mW.

**Keywords:** double rectangular comb slow-wave structure, W band, broad bandwidth, traveling-wave tube

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 42.25.Gy

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61172016).

† E-mail: qinglun\_123@163.com