

140 GHz 大功率交错双栅行波管的设计和模拟研究*

赖剑强[†] 魏彦玉 许雄 沈飞 刘洋 刘漾 黄民智 唐涛 宫玉彬

(电子科技大学物理电子学院, 微波电真空器件国家级重点实验室, 成都 610054)

(2011 年 11 月 16 日收到; 2011 年 12 月 15 日收到修改稿)

采用交错双栅结构, 结合带状电子注, 研究了一种工作在 140 GHz 频段的大功率行波管. 本振模数值计算表明该结构具有良好的色散特性和耦合阻抗. 针对所采用的慢波结构, 提出了慢波过渡结构、输入输出耦合器和集中衰减器, 保证了行波管的良好工作. 利用三维大信号模拟计算的方法得到的结果显示, 当电子注直流功率为 5.115 kW, 输入信号功率为 0.1 W 时, 所研究的行波管能在 132—152 GHz 范围内提供大于 300 W 的峰值功率, 其中在 138 GHz 时得到最大功率 546 W, 对应增益为 37.37 dB. 当在 0.027—0.46 W 内调节输入信号功率, 可以保持该行波管在 128—152 GHz 频带内得到大于 440 W 的峰值功率, 对应的电子效率大于 8.6%. 结果显示该行波管将在大功率短毫米波领域具有重要意义和潜在应用价值.

关键词: 交错双栅, 行波管, 带状电子注, 140 GHz

PACS: 85.45.Bz, 84.40.Fe, 84.30.Le

1 引言

140 GHz 频段是继 W 波段后另外一个非常重要的短毫米波大气窗口频段, 该频段的电磁波具有波束窄、天线旁瓣低、分辨率高、绝对频带宽等优点, 在雷达、制导、深空探测、高速率通信、成像等许多方面可得到广泛应用^[1,2]. 近年来由于固态器件的工作频率的拓展和输出功率的提高, 加之功率合成等技术的发展, 使得固态功率放大器在中小功率应用领域占据很大的分量. 随着微波电子学的发展, 对于短毫米波放大器在大功率方面的需求日渐紧迫, 真空电子器件则能满足这一需求, 其中行波管是应用最广泛的代表器件^[3-6]. 在国内外, 对工作在 100 GHz 以下的行波管研究较多, 也有许多成熟管型面向市场; 针对 140 GHz 行波管的研究工作开展相对缓慢, 少有研制成功的报道. 在技术层面, 传统的慢波结构难于做到工作在如此高的频段, 并且其散热也是一个问题; 对三维结构, 常规的

加工方法已经不能满足该频段的慢波结构及其组件对精度的要求; 此外相应的测试和实验设备还比较缺乏. 在应用层面上, 140 GHz 频段的配套接收机和发射机并没有广泛使用, 人们对这个频段的认识和利用还没有达到足够高的水平. 这些都是制约 140 GHz 行波管发展的因素.

具有二维结构的交错双栅全金属慢波结构在一定程度上能够弥补以上的不足, 其结构如图 1 所示, 经过前人的详细的理论计算, 认为将其作为行波管慢波电路会具有比较大的应用前景^[7]. 基于这种结构, 本文提出了一种利用带状电子注工作在 140 GHz 附近频段的大功率行波管解决方案, 希望其在一个较宽的频带内产生超过 400 W 的峰值输出功率. 该结构具有天然的带状电子注通道, 可以在较低的电流密度下, 得到利用传统圆形电子注工作时无法比拟的输出功率; 同时具有较宽的工作带宽, 能满足大多数实际需求; 采用的慢波结构属于一体式全金属二维结构, 具有良好的高频散热性能、热形变小, 适合作为大功率行波管高频电路而

* 国家杰出青年科学基金 (批准号: 61125103), 国家自然科学基金 (批准号: 60971038) 和中央高校基本科研业务费 (批准号: ZYGX2009Z003) 资助的课题.

[†] E-mail: Ljq6601@foxmail.com

且加工容易,为今后的研制工作提供了理论依据和现实保证.

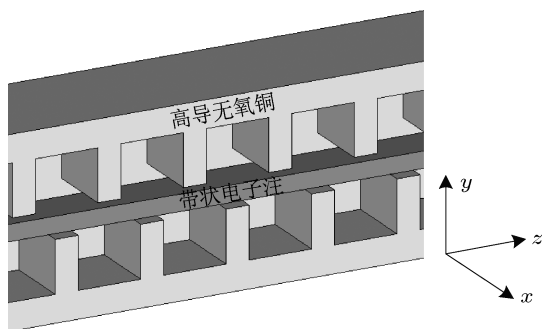


图1 交错双栅慢波结构三维示意图(其中包含带状电子注)

对于这种波导型的慢波结构,不像传统的螺旋线和折叠波导慢波结构行波管那样具有天然的输入输出机理^[8-10],需要专门设计慢波过渡结构和输入输出耦合器,这对信号的传输特性影响很大,进而直接影响整管的工作带宽和输出功率.为了防止行波管由于输入输出耦合器以及加工误差造成的慢波线不均匀性等带来的反射引起振荡,大多数情况下需要在慢波结构的适当位置设置衰减器或是直接截断慢波线^[11],以切断能量反馈回路,抑制反射振荡;同时需要让设置的衰减器或截断本身所产生的反射尽可能地小. Shin 等人报道了他们针对交错栅结构设计的输入输出耦合器和截断电路模型,但耦合器的反射控制得不太理想,截断电路也仅仅是一个理论假设^[12],也没有将其应用于整管的结果.这些问题在本文中得到了有效地解决,我们设计了一种新颖的慢波过渡结构和输入输出耦合器;同时提出了衰减器的解决方案,有效地抑制了自激振荡.这些在今后研制波导型慢波结构的真空电子器件具有潜在的应用价值.对于该类带状电子注行波管的电子光学系统,我们从电子枪、聚焦系统和收集极三方面作了讨论,并设计了一支能够为本文研究的行波管所用的带状电子枪.最后提出了慢波结构的加工方案.对所设计的行波管进行大信号粒子模拟计算并分析了运算结果,显示了该行波管优良的工作特性.

2 交错双栅慢波结构

慢波结构的几何参数由其所工作的频段和工作电压大致确定,并辅以数值模拟计算调整

后,得到如图2所示的参数下的慢波结构工作在基模(类 TE_{10} 模)负一次空间谐波的色散曲线.根据这条色散曲线我们认为该结构具有比较宽的“冷”带宽,可以实现在一个较宽频带内(约128—158 GHz)保持电磁波与电子注同步.为了表征慢波系统中电磁波与电子注相互作用的有效程度,我们计算了该结构电子注截面上的平均耦合阻抗,这是通过在电子注截面 x 方向上均匀取50个点,在 y 方向上均匀取10个点,计算这500个点的耦合阻抗值再作平均得到的,如图3所示.图中还给出了慢波结构在 H 面的纵向电场分布,我们发现,在靠近栅的顶端处电场最强,在电子注通道中央场最弱,这也在计算电子注截面上各点的耦合阻抗时所证实:靠近栅顶端区域耦合阻抗高,注通道中心附近区域耦合阻抗低.从这一点看来,如果电子注能沿电子注通道贴着上下栅运动,会得到最大的相互作用效率,但考虑到带状注的聚焦本身就很难,电子注与栅之间以及与侧面之间需要留足够的间隙,以防止电路对电子的截获.

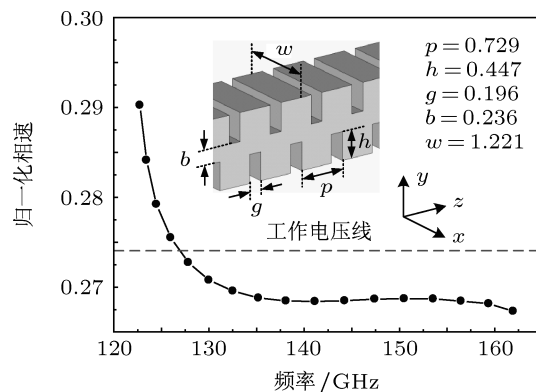


图2 单周期本振模计算得到的色散曲线(插图为慢波结构的尺寸标注,虚线为工作电压线)

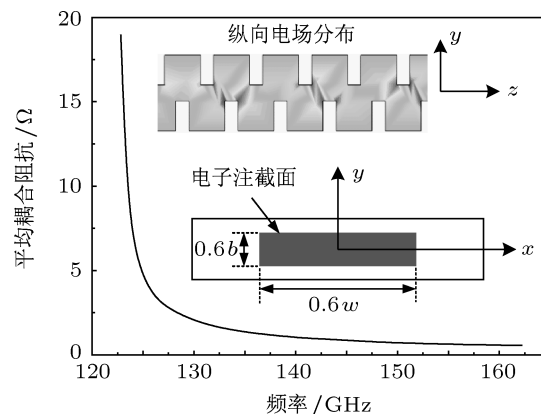


图3 电子注截面上的平均耦合阻抗曲线(上方插图为慢波结构 H 面的纵向电场分布;下方插图中矩形阴影区域表示电子注横截面)

我们采用高导无氧铜作为慢波结构及其附件的材料, 对于工作在 140 GHz 附近的行波管, 将实际加工所必然造成的金属表面粗糙度和加工的不均匀性等因数考虑在内, 计算时金属的有效电导率应为 $\sigma = 2.2 \times 10^7 \text{ S/m}^{[13]}$.

3 整管模型、粒子模拟及结果分析

输入输出耦合器是一支行波管的必须部件, 它的性能直接影响整管的性能. 我们所希望的输入输出耦合器需要在慢波电路工作频带内有尽可能低的反射和衰减, 同时使电子注能顺利进入和流出慢波电路, 还要避免其本身结构过于复杂. Carlesten 等人为他们的毫米波带状注行波管设计了性能比较好的输入输出耦合器, 然而采用了双输入输出端口, 结构过于复杂, 增加了实用化的难度^[14].

我们提出了一种新型的输入输出耦合器, 结构如图 4(a) 所示, 由两段长度均为 $g_l = 3.44 \text{ mm}$ 的脊高度渐变的双脊波导和一个加载尺寸足够大的电子枪/收集极电子注通道的 90° 扇形双脊波导 (在图 4(a) 中下方单独列出) 构成. 脊高度渐变双脊波导的脊高度由 0 平滑渐变到 $g_h = 0.23 \text{ mm}$, 脊宽为 $g_k = 0.08 \text{ mm}$; 扇形双脊波导的脊高脊宽分别为 g_h 和 g_k , 三段波导刚好连接在一起. 为了计算其传输特性, 我们在两个双脊波导的端口分别连接上了一段矩形波导, 端口分别为端口 1 和端口 2, 电子枪/收集极的电子注通道端口为端口 3. 图 4(b) 给出了所设计的输入输出耦合器的 S 参数曲线, 可以看到在 128—155 GHz 频段内, S_{11} 参数保持在 -23 dB 以下, S_{21} 参数保持在 -0.25 dB 以上, 说明该结构在一个较宽的频带内具有非常低的衰减和反射, 能够为行波管所用.

针对该慢波结构的特点, 我们设计了慢波结构的过渡结构^[15]. 通过慢波结构栅的高度和厚度的渐变, 同时保证相邻栅的中心位置之间的距离保持为慢波结构的单周期长, 由慢波结构逐步过渡到矩形波导, 矩形波导再与输入输出耦合器的双脊渐变波导端口相连, 就构成了从输入到输出完整的信号通道. 为抑制由于反射引起的振荡, 我们使用衰减器将慢波结构分成三段: 从慢波结构输入端第 30 个周期开始, 在慢波结构上下排栅的相邻栅之间加载厚度渐变的衰减陶瓷片, 共 24 片直至第 42 个周

期结束, 最后再延续了 53 个周期的慢波结构, 然后到过渡结构和输出耦合器. 衰减材料选用 BeO-SiC, 其损耗角正切为 0.3, 介电常数为 11.5, 而且有良好的导热性能, 这使得它可以承受较高的功率. 整管的模型由图 5 给出, 其中包含了衰减器和慢波过渡结构的二维图, 模型的长度 (端口 3 到端口 4 的距离) 为 96.95 mm. 这支行波管的传输特性由图 6 给出, 在 128—152 GHz 的带宽内, 其 S_{11} 参数均小于 -12 dB , S_{21} 参数均小于 -24 dB ; 由于输入输出耦合器的预留电子注通道对于该行波管的工作频段的电磁波是截止的, 故存在着很小 ($< -40 \text{ dB}$) 的 S_{31} 和 S_{41} 参数.

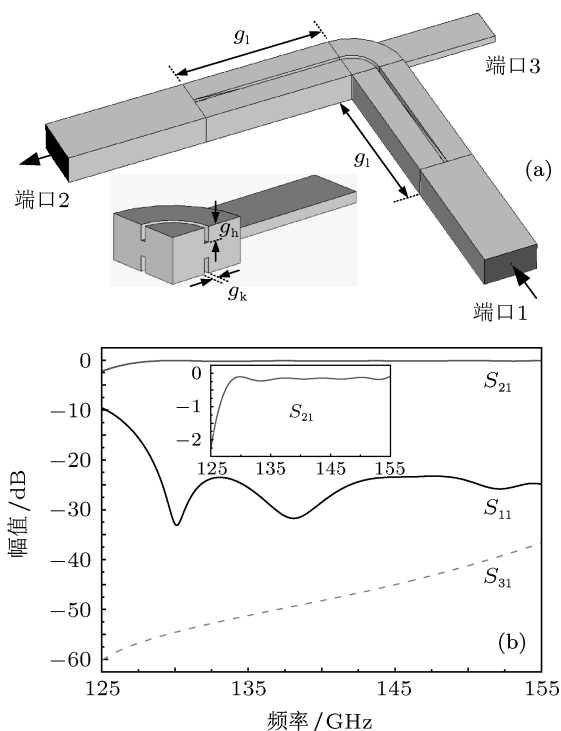


图4 输入输出耦合器 (a) 耦合器模型; (b) 耦合器的传输特性

为了验证所设计的行波管的工作性能, 我们利用 CST-PS PIC 求解器进行了 3 维大信号粒子模拟计算. 考虑到需要让慢波结构对电子注的截获尽可能地小, 同时需要让电子注与电磁波有效地作用, 我们将电子注束缚在电子注通道长宽均为 60% 的中心区域, 如图 3 中的阴影区域, 电子注截面为 $0.7326 \text{ mm} \times 0.1416 \text{ mm}$. 故在端口 3 设置宽和高均为慢波结构电子注通道截面尺寸 0.6 倍的电子发射体. 发射电流为 0.25 A, 电子电压 20.461 kV, 如图 2 所示的工作电压线, 此时对应的电流密度为 241 A/cm^2 . 我们采用 74 个宏粒子进行仿真运

算, 输入正弦信号功率为 0.1 W, 采用强度为 1.2 T 的纵向均匀磁场用于电子注聚焦. 使用的计算平台为搭载 AMD Phenom II 3.74 GHz CPU 和 3.25 GB

内存的个人计算机. 对于该模型以 86 万网格剖分, 模拟该行波管 8 ns 的动力学过程需要的 CPU 时间约为 41 h.

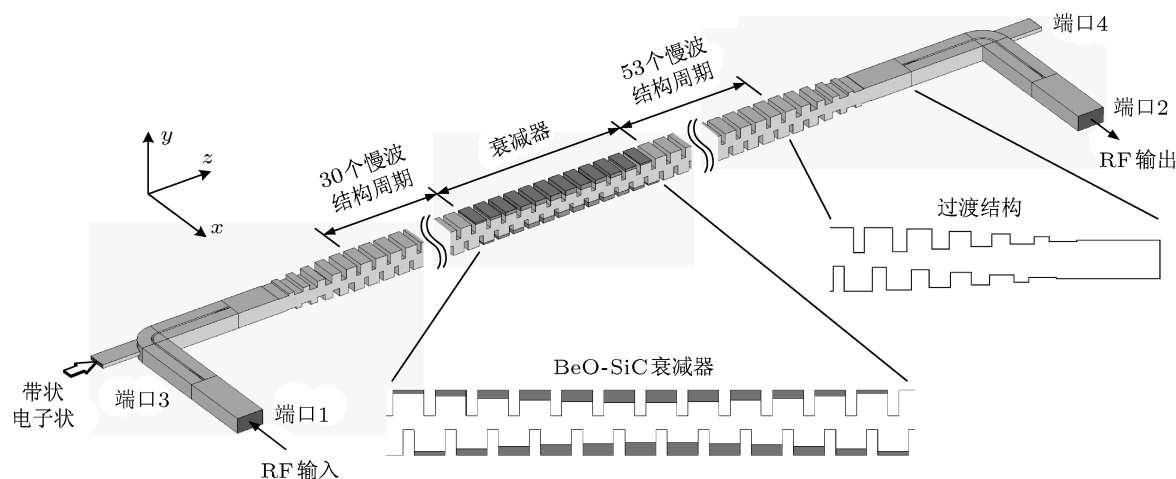


图5 包含输入输出结构、过渡结构和衰减器的行波管三维模型

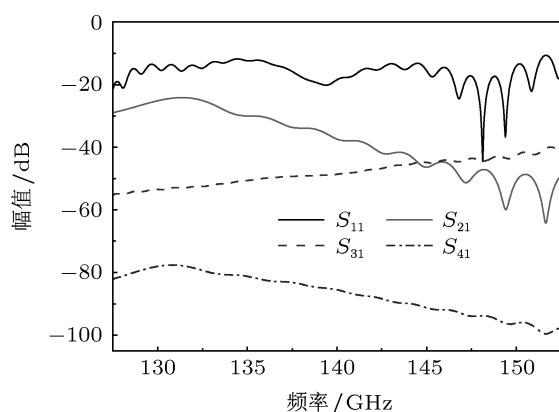


图6 行波管模型的传输特性

我们首先以 140 GHz 为例子详细说明该行波管的工作特性, 再将其工作频率扩展到一个较宽的范围, 观察其幅频响应特性. 图 7 给出了工作在 140 GHz 时稳定后某时刻行波管沿纵向的电磁信号能量分布曲线和与其相对应的增益曲线, 图中慢波结构的起始位置为 0, 结束位置为 $0.792 \times 95 = 69.3$ mm. 两条曲线描绘了慢波系统中电磁波与电子注之间能量的交换过程: 随着电子注的运动, 部分电子将其能量交给电磁波, 在衰减器处电磁波被吸收; 已经受到调制的电子注在通过衰减器后会激励起电磁信号, 该信号吸收大部分电子的能量而在慢波电路中被放大, 最后在输出端达到最大值. 在衰减器之前, 信号的最大

功率达到 3.54 W, 增益约为 15.5 dB; 之后由于衰减器的作用电磁信号功率降低到 0.075 W, 直至衰减器结束位置信号被继续放大. 在慢波结构结束位置功率达到最大值 531 W, 对应于该整管信号增长率为 0.538 dB/mm. 输出信号功率随时间的变化由图 8 给出, 在约 2 ns 时信号功率达到稳定并保持着到计算时间结束 (8 ns), 我们没有观察到振荡现象, 在输入端口观测到的反射信号功率保持在了 0.0009 W 以下. 我们将输入、输出和反射信号分别作傅里叶变换就得到了如图 9 所示的信号频谱图, 输出信号的频谱较为纯净, 虽然在 280 GHz, 420 GHz 等频点附近激励起了高次谐波信号, 但这些谐波的功率远小于 (小于 45 dB) 工作点的输

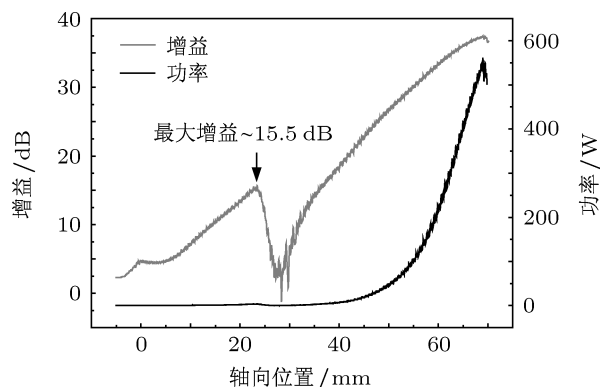


图7 沿慢波电路纵向信号功率分布曲线及对应的增益曲线

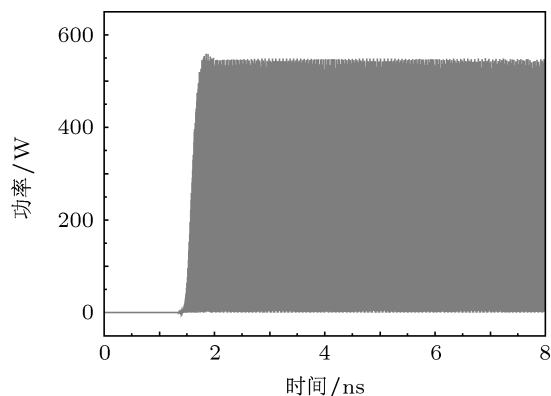


图8 输出信号功率随工作时间的变化

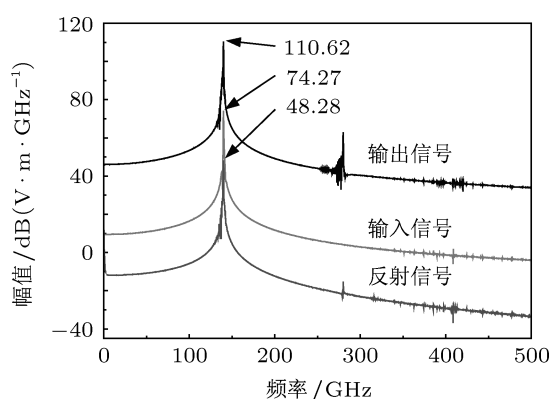


图9 输入、输出和反射信号的频谱曲线

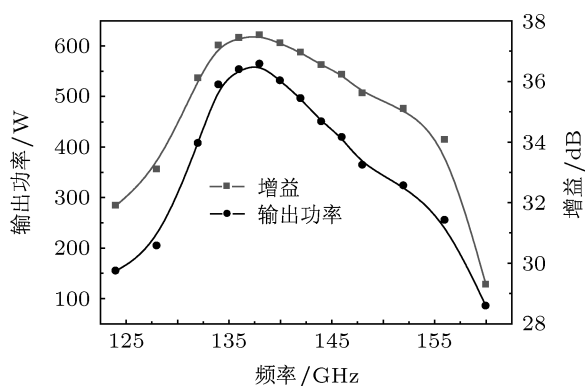


图10 当输入信号功率为 0.1 W 时工作频带内的输出功率及增益曲线

输出功率. 在 140 GHz 工作点的峰值比输入信号的高 36.35 dB, 这近似于这支行波管在该工作点的增益; 反射信号的峰值比输入信号的峰值约低 26 dB, 显示了衰减器抑制反射的良好性能.

最后, 我们选取了 14 个在 140 GHz 附近的频点分别进行粒子模拟计算, 在保持前面所述的计算参数不变的情况下, 得到了如图 10 所示的输出功率及对应的增益随工作频率的变化曲线. 在 138 GHz 处有最大的功率 564 W, 对应增益为 37.5 dB, 电子

效率为 11.03%; 在 132—152 GHz 频带内输出功率保持在了 300 W 以上. 图 11 给出了在保持其他工作参数不变的情况下, 通过调整输入信号的功率在 0.027—0.46 W 之间变化, 计算在 128—152 GHz 内 7 个代表频点的输出功率. 如图所示, 这些频点的功率都维持在了 440 W 以上, 显示了该行波管良好的毫米波放大性能. 需要特别说明, 文中所提到的信号功率均指峰值功率, 换算到平均功率则应减半, 电子效率也应该减半.

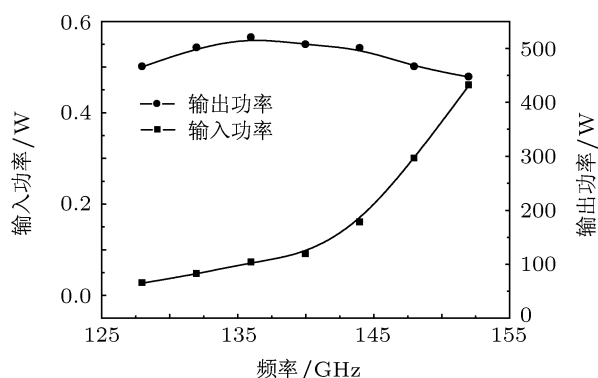


图11 调整输入信号功率时行波管的输出功率曲线

4 电子光学系统

为了得到慢波结构中相互作用所需的电子注 (加速电压为 20.46 kV, 电流为 0.25 A, 所以希望产生的电子注截面为 $0.7326 \text{ mm} \times 0.1416 \text{ mm}$), 我们专门设计了带状注电子枪. 为了尽量降低阴极的发射密度以保证电子枪寿命, 电子枪的压缩比在宽边方向为 4:1, 窄边方向为 5:1, 总压缩比为 20:1, 此时需要的阴极发射面尺寸为 $2.9304 \text{ mm} \times 0.713 \text{ mm}$, 需要的电流发射密度为 12.05 A/cm^2 , 这是现代长寿命阴极容易达到的.

利用 CST-PS Tracking 求解器, 我们设计了满足上述要求的电子枪, 如图 12 所给出的模型, 包含阴极, 阴极聚焦电极, 阳极导流通道, 屏蔽法兰等. 图 13 给出了电子枪稳定工作时在 (a) $x-z$ 平面以及 (b) $y-z$ 平面的粒子空间分布. 粒子监测器在电子枪出口处监测到的 6356 个宏电子在 $x-y$ 平面的分布, 如图 14 所示, 电子注截面基本保持了近似矩形, 长宽分别约为 0.725 mm 和 0.141 mm, 满足互作用所期望的电子注形状.

在最初的方案中, 我们考虑采用周期永磁 (PPM) 聚焦系统, 但最后发现当考虑实际情况

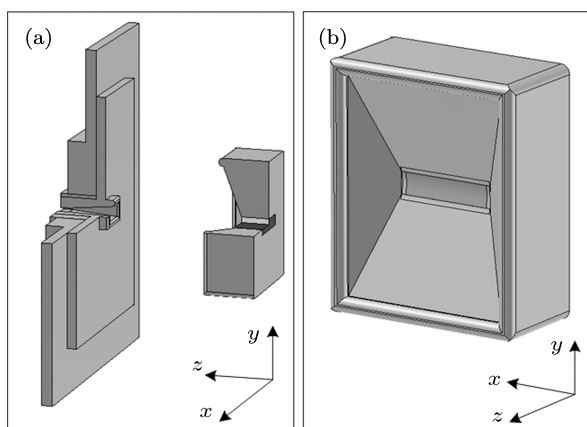


图 12 电子枪结构 (a) 电子枪 3 维模型图; (b) 电子枪阴极聚焦电极和阴极电极

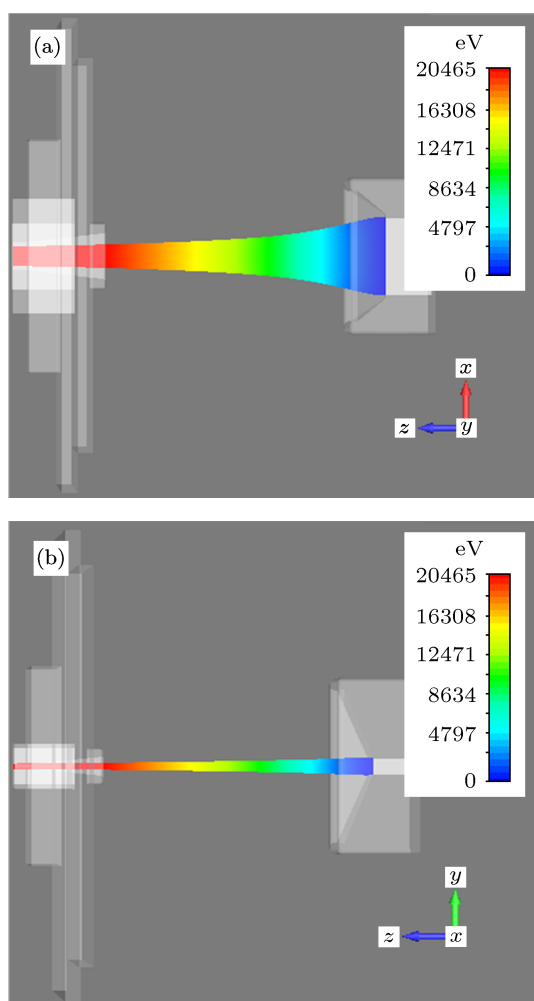


图 13 带状注电子枪的粒子空间分布 (a) 在 x - z 平面观察; (b) 在 y - z 平面观察

时, 即便使用有着最大剩磁密度 (1.3 T) 的钕铁硼或钕钴磁铁, 无论是用摇摆 (Wiggler) 磁场结构还是周期会切磁场 (PCM) 或周期四极磁场 (PQM) 结

构都只能对较小的电流密度的带状注进行良好聚焦, 当电流密度变大后这几种磁场结构可能会失效. 文献 [16] 从理论上详细讨论了采用普通 PCM 或 Wiggler 磁场对带状电子注聚焦的不稳定性, 并提出采用螺线管产生的纵向均匀磁场可以实现大电流密度的带状电子注的稳定聚焦, 而这非常适合带状注毫米波行波管放大器. 为此我们在粒子模拟计算中直接采用纵向均匀磁场来实现电子注的聚焦. 最近有学者提出采用闭合 PCM 磁场结构可以有效约束带状电子并预测这种结构可以实现长距离带状注的传输, 但仍需进一步研究和实验的验证 [17]. 对于本研究的这类带状电子注器件所需用的多级降压收集极我们也做了初步研究 [18], 计算发现将收集极电极及各电极电子注入口通道设计成椭圆形状, 能够高效地收集相互作用完的带状电子注而且收集极电极散热均匀, 从而达到提高整管效率的目的.

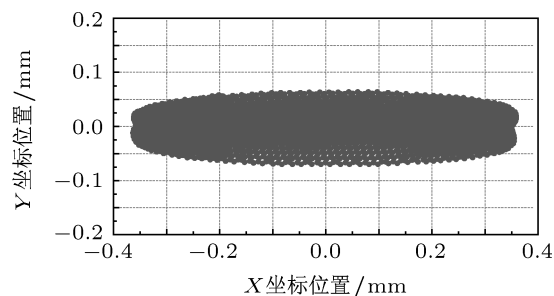


图 14 在电子枪出口处监测到的电子注截面

5 加工技术

对于本文研究的行波管所采用的慢波结构及其过渡结构和输入输出耦合器, 一般认为加工误差在 $5\ \mu\text{m}$ 以内器件的性能不会受到大的影响, 现代精密数控加工技术可以达到所需求的精度. 对于本

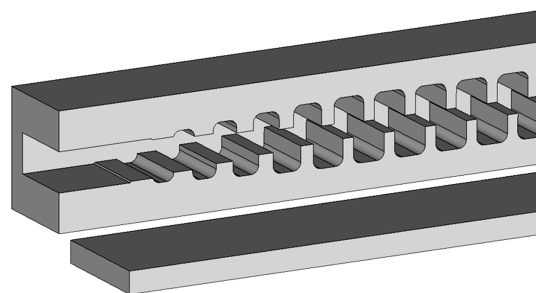


图 15 慢波结构及其过渡段的加工方案

文所研究的慢波结构,最简单的方法是从 y - z 侧壁平面剖开加工,然后再将两半通过销钉或螺栓合并在一起,如图 15 所示.在实际加工中,高速铣床所采用的圆柱形铣刀加工出的慢波结构会在上下排栅的底部形成曲率半径为铣刀半径的圆角,通过计算发现这对电路的传输特性是有利的,而对注-波相互作用几乎没有影响.如果采用光刻、电铸、注塑 (LIGA)、深度反应离子刻蚀 (DRIE) 等加工方法可以得到更好的加工精度^[19].

6 结 论

将交错双栅结构运用于工作在 140 GHz 附近的行波管慢波电路,采用带状电子注工作,得到了该行波管良好的高频特性和信号放大性能.我们设计了针对该行波管的慢波过渡结构和输入输出耦合器,使得信号能以很小的反射和衰减馈入慢波结

构,保证良好的注-波相互作用,并能将放大后的信号从慢波结构末端匹配输出.为了抑制反射引起的振荡,我们在慢波结构中加载了由若干衰减陶瓷片构成的集中衰减器,相比于没有衰减器的结构,该行波管工作非常稳定.通过对其在 140 GHz 时的工作特性的详细讨论和对其在一个较宽频带内幅频特性的模拟计算,我们发现当工作电压为 20.461 kV,电子注电流 0.25 A,输入信号功率为 0.1 W 时,该行波管在 132—152 GHz 内输出信号峰值功率大于 300 W,其中在 138 GHz 时得到最大值 564 W,对应的增益和电子效率分别为 37.5 dB 和 11.03%;当调节输入信号的功率在 0.027—0.46 W 变化时可使该行波管在 128—152 GHz 范围内保持输出信号峰值功率大于 440 W.我们认为本文研究的行波管会具有较大应用潜力,能够成为一支性能优异的短毫米波放大器.

- [1] Joye C D, Shapiro M A, Sirigiri J R, Temkin R J 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **56** 818
- [2] Wang G Q, Wang J G, Li X Z, Fan R Y, Wang X Z, Wang X F, Tong C J 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8459 (in Chinese) [王光强, 王建国, 李小泽, 范如玉, 王行舟, 王雪峰, 童长江 2010 物理学报 **59** 8459]
- [3] Feng J J, Hu Y F, Cai J, Wu X P, Tang Y 2010 *Vacuum Electronics* **2** 27 (in Chinese) [冯进军, 胡银富, 蔡军, 邬显平, 唐烨 2010 真空电子技术 **2** 27]
- [4] Peng W F, Hu Y L, Yang Z H, Li J Q, Lu Q R, Li B 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8478 (in Chinese) [彭维峰, 胡玉禄, 杨中海, 李建清, 陆麒如, 李斌 2010 物理学报 **59** 8478]
- [5] Qu B, Feng J J 2010 *Vacuum Electronics* **2** 16 (in Chinese) [瞿波, 冯进军 2010 真空电子技术 **2** 16]
- [6] Ding Y G, Liu P K, Zheng Z C, Wang Y, Shen B 2011 *High Power Laser and Particle beams* **23** 1989 (in Chinese) [丁耀根, 刘濮鲲, 张兆传, 王勇, 沈斌 2011 强激光与粒子束 **23** 1989]
- [7] Liu S G, Li H F, Wang W X, Mo Y L 1985 *Introduction to Microwave Electronics* (Beijing: National Defense Industry Press) p252–269 (in Chinese) [刘盛纲, 李宏福, 王文祥, 莫元龙 1985 微波电子学导论 (北京: 国防工业出版社) 第 252—269 页]
- [8] He J, Wei Y Y, Gong Y B, Duan Z Y, Wang W X 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2843 (in Chinese) [何俊, 魏彦玉, 宫玉彬, 段兆云, 王文祥 2010 物理学报 **59** 2843]
- [9] Alaria M K, Bera A, Sharma R K, Srivastava V 2011 *IEEE trans. Plasmas science* **39** 550
- [10] Peng W F, Yang Z H, Hu Y L, Li J Q, Lu Q R, Li B 2011 *Chin. Phys. B* **20** 078401
- [11] Gong Y B, Deng M J, Duan Z Y, Lu M Y, Wei Y Y, Wang W X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 4497 (in Chinese) [宫玉彬, 邓明金, 段兆云, 吕明毅, 魏彦玉, 王文祥 2007 物理学报 **56** 4497]
- [12] Shin Y M, Barnett L R, Baig A, Tsai W C, Luhmann N C Jr. 2011 *Proc. IEEE Int. Vac. Electron. Conf.* Bangalore, India, February 21–24, 2011 p61
- [13] Gong Y B, Yin H R, Yue L N, Lu Z G, Wei Y Y, Feng J J, Duan Z Y, Xu X 2011 *IEEE Trans. Plasma Science* **39** 847
- [14] Carlsten B E, Russell S J, Earley L M, Krawczyk F L, Potter J M, Ferguson P, Humphries S Jr. 2005 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **33** 85
- [15] Lai J Q, Gong Y B, Xu X, Wei Y Y, Duan Z Y, Yue L N, Wang W X *China Patent* CN201010594432.1 [2010-6-29] (in Chinese) [赖剑强, 宫玉彬, 许雄, 魏彦玉, 段兆云, 岳玲娜, 王文祥 中国专利 CN201010594432.1 [2010-6-29]]
- [16] Nguyen K T, Pasour J A, Antonsen T M Jr, Larsen P B, Petillo J J, Levush B 2009 *IEEE Trans. Electron devices* **55** 744
- [17] Zhao D 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 1712 (in Chinese) [赵鼎 2010 物理学报 **59** 1712]
- [18] Lai J Q, Gong Y B, Wei Y Y, Duan Z Y, Huang M Z, Wang W X *China Patent* CN201120106737.3 [2011.10.5] (in Chinese) [赖剑强, 宫玉彬, 魏彦玉, 段兆云, 黄民智, 王文祥 中国专利 CN201120106737.3 [2011.10.5]]
- [19] Li H Y, Feng J J, Bai G D 2011 *Proc. IEEE Int. Vac. Electron. Conf.* Bangalore, India, February 21–24, 2011 p379

Design and simulation of 140 GHz high power staggered double vane traveling-wave tube*

Lai Jian-Qiang[†] Wei Yan-Yu Xu Xiong Shen Fei Liu Yang Liu Yang
Huang Min-Zhi Tang Tao Gong Yu-Bin

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vacuum Electronics, School of Physical Electronics,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(Received 16 November 2011; revised manuscript received 15 December 2011)

Abstract

Staggered double vane slow wave structure (SWS) and sheet electron beam are employed to investigate a 140 GHz high power traveling wave tube. Numerical calculation of eigenmode shows that the SWS has a good characteristic of dispersion and interaction impedance. The transition structure, input/output coupler and concentrated attenuator are especially proposed for the circuit to ensure that the tube will work well. Particle-in-cell simulation results demonstrate that the traveling wave tube can provide over 300 W of peak power in a frequency range of 132–152 GHz with a maximum of 546 W and a corresponding gain of 37.37 dB at 138 GHz assuming a beam power to be 5.115 kW and input power to be 0.1 W. The output power of the tube can exceed 440 W in a frequency range of 128–152 GHz with a corresponding interaction efficiency of over 8.6% when the input powers range from 0.027 W to 0.46 W. Such a traveling wave tube has a great significance and a potential application in high power short millimeter wave field.

Keywords: staggered double vane, traveling-wave tube, sheet electron beam, 140 GHz

PACS: 85.45.Bz, 84.40.Fe, 84.30.Le

* Project supported by the National Science Fund for Distinguished Young Scholars of China (Grant No. 61125103), the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60971038), and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (Grant No. ZYGX2009Z003).

[†] E-mail: Ljq6601@foxmail.com