

Ka 波段曲折双脊波导行波管的研究^{*}

何 俊 魏彦玉[†] 官玉彬 段兆云 王文祥

(电子科技大学物理电子学院 大功率微波电真空器件技术国防科技重点实验室, 成都 610054)

(2009 年 6 月 29 日收到; 2009 年 8 月 18 日收到修改稿)

提出了一种曲折双脊波导慢波结构, 理论分析了慢波结构的高频特性, 并在此基础上设计了工作在 Ka 波段的曲折双脊波导行波管. 利用三维粒子模拟软件 MAGIC 3D 建立了曲折双脊波导行波管模型, 并对行波管中的注-波相互作用进行了模拟分析. 在相同工作条件下, 分析比较了曲折双脊波导行波管和曲折波导行波管的各种性能参量, 从中发现: 在行波管增益峰值相近的情况下, 曲折双脊波导行波管具有更好的带宽性能, 其 3 dB 增益带宽为 22%; 同时具有更高的电子效率, 其峰值接近 9%.

关键词: 曲折双脊波导, 高频特性, 注-波相互作用, 带宽

PACC: 7870G, 8760F

1. 引 言

行波管作为微波频段应用最广泛的电真空器件, 具有其他器件无法比拟的优越性. 慢波系统作为行波管中注-波相互作用的核心器件, 其性能直接决定了行波管的技术水平^[1-4]. 在各种慢波结构中, 螺旋线由于其色散特性平坦, 工作频带宽, 在行波管中得到了广泛应用; 但螺旋线行波管的输出功率受到限制, 特别是当行波管工作于短厘米和毫米波段时, 由于螺旋线横向尺寸极小, 散热困难, 其功率容量小. 耦合腔的耦合阻抗高, 相互作用效率高, 却是以减小带宽为代价的. 此外, 毫米波耦合腔行波管尺寸很小, 加工和装配精度要求高, 成品率低, 成本高. 因此, 寻找能工作在毫米波段、性能优良的新型行波管慢波结构就显得十分必要了.

曲折波导作为一类新型全金属慢波结构, 在实现大功率容量的同时, 具有良好的带宽性能. 该结构主要有机械强度高、散热好、功率容量大、加工比较容易以及输入输出耦合结构相对简单等优点; 同时, 可以采用微细加工技术来制造^[5-7]. 故而曲折波导慢波结构在国内外受到了广泛的关注.

本文在曲折波导慢波结构的基础上, 提出了一种新型的曲折波导慢波结构: 曲折双脊波导慢波结

构, 如图 1 所示. 该新型慢波结构是由双脊波导沿电场面周期性弯曲成直角型曲折线或 U 形曲折线, 形成慢波结构; 再沿慢波结构的中轴对称线的位置在波导壁上开圆形通孔, 形成电子注通道. 本文理论分析了 Ka 波段曲折双脊波导慢波结构的高频特性, 并与 Ansoft 公司开发的 HFSS 软件仿真结果进行了比较. 在高频特性分析的基础上, 利用三维粒子模拟软件 MAGIC 3D 建立了曲折双脊波导行波管模型, 并对行波管中的注-波相互作用进行了模拟分析; 此外, 在相同工作条件下, 模拟了曲折波导行波管的注-波相互作用, 比较分析了两种行波管的输出功率, 电子效率和增益等参量.

2. 曲折双脊波导慢波结构的高频特性

在曲折双脊波导慢波线中, 当电磁波沿曲折路径传播时, 由于波导的弯曲从而降低了电磁波的纵向等效相速度. 电子注由电子枪发射出来, 沿着电子注通道向前传输. 当电子注经过波导的间隙部分时, 由于沿波导传输的 TE_{10} 模的横向电场的作用, 注中的电子会感受到加速或减速的力. 根据电子注电压和波导尺寸适当的设计, 可以实现电磁波和电子注的同步, 从而使得两者之间的相互作用得以持续的进行, 实现了信号的放大.

^{*} 国家自然科学基金(批准号:60971038)资助的课题.

[†] 通讯联系人. E-mail: yywei@uestc.edu.cn

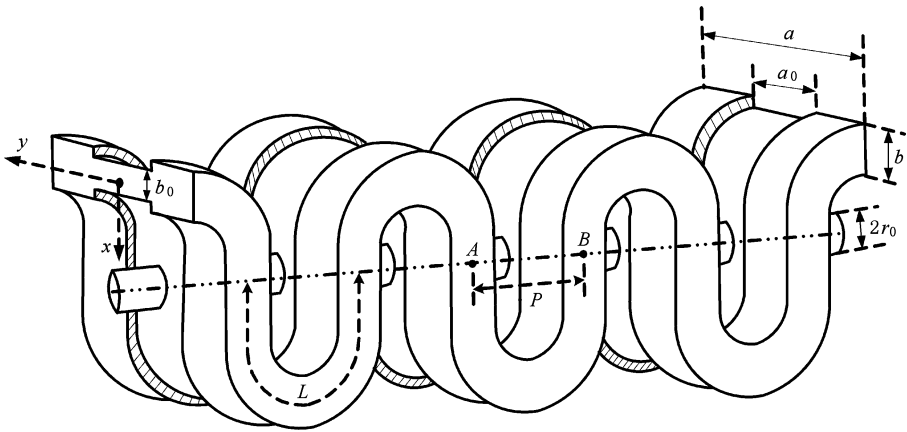


图 1 曲折双脊波导慢波结构示意图

2.1. 色散特性

在曲折双脊波导慢波结构中,沿 z' 传播的相速 v_{ph} 为

$$v_{ph} = \frac{\omega}{\beta_{wg}}, \tag{1}$$

其中, $\beta_{wg} = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ 为电磁波在慢波结构中传播时的相位常数; $k_c = \frac{\omega_c}{c}$ 为截止波数; c 为自由空间光速; ω_c 为基模的截止频率,是方程

$$\tan(k_c a_0/2) - \frac{b_0}{b} \cot\left(k_c \frac{a - a_0}{2}\right) + \frac{b_0}{b} \frac{2}{\pi} k_c b \ln\left[\csc\left(\frac{\pi b}{2b_0}\right)\right] = 0 \tag{2}$$

的最低阶根^[8-10].

电磁波沿 z 轴方向的相位常数 β' 为

$$\beta' = \frac{L}{P} \beta_{wg}, \tag{3}$$

在图(1)中,电磁场沿曲折双脊波导慢波结构

从 A 点传输到 B 点时,其相差为 $\beta'P$, 这是电磁波实际传输造成的相差;但由于曲折波导的结构特点,当电磁波经一个周期 P 后,其电场方向要改变一次,发生 π 相移. 所以,从电子注系统来看,经过一个周期后,它感受到的电磁场相差为 $\beta'P + \pi$. 因此,第 n 次空间谐波的相位常数为

$$\beta_n = \frac{kL}{P} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2} + \frac{(2n + 1)\pi}{P} \tag{4}$$

($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$).

2.2. 耦合阻抗

行波管慢波系统中耦合阻抗的定义为^[11]

$$k_{en} = \frac{E_{znm}^2}{2\beta_n^2 P}, \tag{5}$$

其中 E_{znm} 为电子注所在位置处的第 n 次空间谐波的纵向电场幅值; P 为系统中的总功率流.

脊波导中的场分布可写为

$$E_z = \begin{cases} e^{i(\omega t - \beta_{wg} z)} E_0 \cos(k_c |y|) \mathbf{e}_z & (0 < |y| < \frac{a_0}{2}) \\ e^{i(\omega t - \beta_{wg} z)} E_0 \frac{b_0}{b} \frac{\cos\left(k_c \frac{a_0}{2}\right)}{\sin\left(k_c \frac{a - a_0}{2}\right)} \sin\left(k_c \frac{a}{2} |y|\right) \mathbf{e}_z & \left(\frac{a_0}{2} < |y| < \frac{a}{2}\right) \end{cases}, \tag{6}$$

根据上式可以得到纵向电场幅值的平方值为

$$E_{znm}^2 = E_0^2 \left(\frac{b_0}{P}\right)^2 \left(\frac{\sin\left(\beta_n \frac{b_0}{2}\right)}{\beta_n \frac{b_0}{2}}\right)^2, \tag{7}$$

通过慢波系统的总功率流为

$$P = P_1 + P_2, \tag{8}$$

其中, P_1 是 $0 < |y| < \frac{a_0}{2}$ 区域内流过的功率流; P_2

是 $\frac{a_0}{2} < |y| < \frac{a}{2}$ 区域内流过的功率流.

$$P_1 = \frac{\beta_{wg} b_0}{4uw} E_0^2 \left[a_0 + \frac{\sin a_0 k_c}{k_c} \right], \tag{9}$$

$$P_2 = \frac{\beta_{wg} b}{2uw} \left[E_0 \frac{b_0}{b} \frac{\cos \left(k_c \frac{a_0}{2} \right)}{\sin \left(k_c \frac{a - a_0}{2} \right)} \right]^2 \times \left[\frac{a - a_0}{2} + \frac{\sin \left(k_c a \left(\frac{a - a_0}{2} \right) \right)}{k_c a} \right]. \tag{10}$$

把(7),(9)和(10)式代入(5)式中,可以得到耦合阻抗表达式.

为了验证理论推导的正确性,在给定结构尺寸下,利用 HFSS 对脊加载曲折波导慢波结构的色散特性和耦合阻抗进行了模拟计算,并与理论值进行比较.图 2 给出了二者比较的结果,显然仿真模拟和理论计算结果符合地较好,说明了理论推导的可靠性.

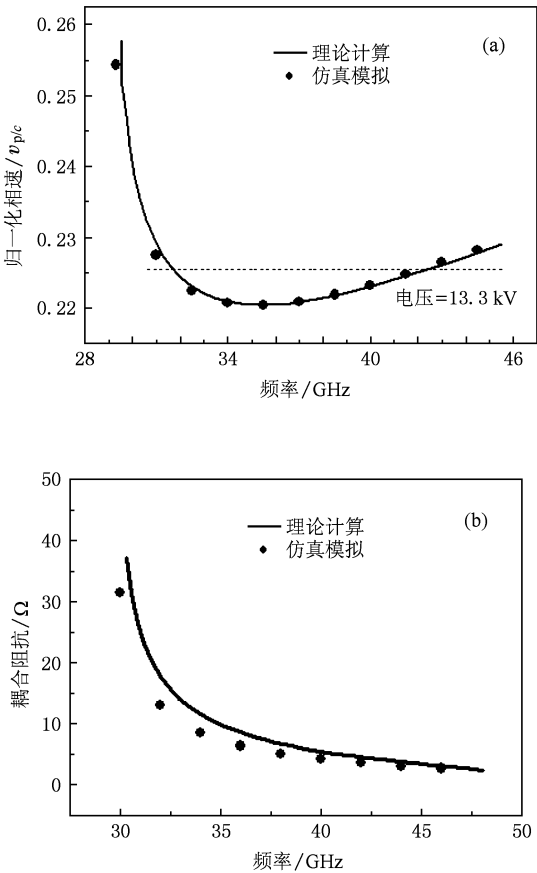


图 2 曲折双脊波导慢波结构特性 (a)色散特性仿真模拟和理论计算结果的比较,(b)耦合阻抗仿真模拟和理论计算结果的比较

3. 注-波互作用的大信号模拟分析

根据之前高频特性分析,曲折双脊波导慢波结构的工作电压在 13.3 kV,并且能在近 10 GHz 的频率范围内满足同步条件,实现有效的注-波互作用.在此基础上,利用 MAGIC 3D 仿真软件对曲折双脊波导行波管中的注-波互作用进行模拟分析.

注-波互作用的研究主要包括三个方面的内容:在波场的作用下电子运动的变化;在电子激励下波场运动的变化;波场和电子互相作用产生的总的结果.MAGIC 3D 程序是从设置的边界条件和初始条件开始,对初始态的大量电荷粒子统计平均求出空间电荷和电流,再由完整的 Maxwell 方程组计算出空间的电磁场,由 Lorentz 公式求出每个电荷粒子在电磁场作用下的加速度、速度以及由此产生的空间位移和速度变化,从而得到电荷粒子新的空间分布和速度分布.由此循环,跟踪计算出大量电荷粒子的运动轨迹和电磁场的时间演化过程,从而模拟出注-波互作用的整个过程,从中分析出电子注、高频场的变化情况.最后对这些微观电荷粒子的有关物理量进行统计平均,得到宏观系统的性质和运动规律,从这些模拟结果中可以分析出注-波互作用的总的结果.

3.1. 注-波互作用的模型

当电磁场从输入端口馈入并沿曲折双脊波导慢波线以行波形式向前传输时,电子注从发射基片处产生,并沿着电子注通道向前进.当电子注经过波导的间隙部分时,由于沿波导传输的 TE_{10} 模的横向电场的作用,注中的电子会感受到加速或减速的力,注-波互作用由此产生了^[12,13].

由于行波管里慢波线本身就是一根双向传输线,在行波管存在内部反馈通道.若在慢波线上某两个位置存在不匹配引起的反射,在满足一定条件下,这种反射就会稳定维持下去,形成自激振荡^[14].为了抑制由反射引起的行波管自激振荡,采用在该行波管中设置集中衰减器.采用衰减器模型,如图 3 所示.为了减少衰减器本身产生的反射,其两端做成衰减量渐变的过渡段,以保证在很宽的频带内得到良好的匹配.该集中衰减器使慢波线上的反射波来回都得到了很大的衰减,从而使振荡很难得以激励.由于衰减器的加载,曲折双脊波导慢波结构分

成了三个部分. Ka 波段曲折双脊波导行波管的相关设计参数如表 1 所示.

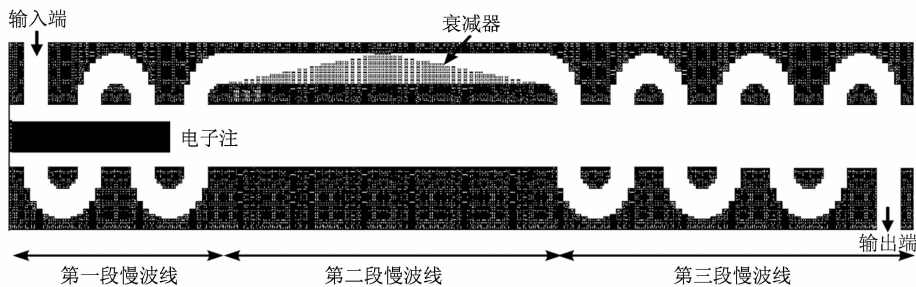


图 3 注-波相互作用的 Magic 模型

表 1 Ka 波段曲折双脊波导行波管的设计

物理量/单位	数值
电子注电压/kV	13.3
电子注电流/A	0.14
电子注半径/mm	0.3
第一段慢波线长度/mm	53.6
第二段慢波线长度/mm	13.4
第三段慢波线长度/mm	100.5
周期长度/mm	1.34
中心频率/GHz	35

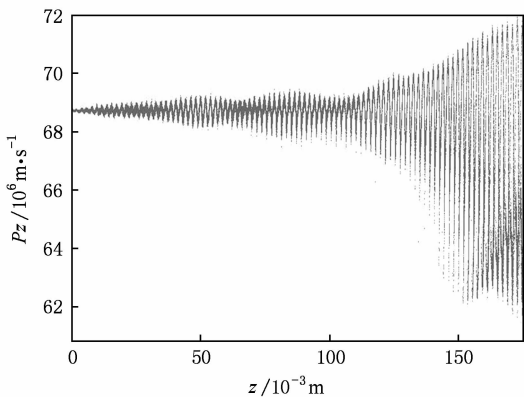


图 4 电子轴向动量沿 z 轴的分布

3.2. 注-波相互作用的模拟结果分析

工作在中心频率 35 GHz 处,输入功率为 0.13 W 时,注-波相互作用的大信号模拟结果如图 4—8 所示. 图 4 给出了电子轴向动量沿着 z 轴的分布情况. 随着电子注向前运动,高频场对电子注速度的调制越来越明显,电子注开始发生群聚,从而出现了密度调制. 处于减速场的电子将向高频场给出能量,处于加速场的电子将从高频场中获得能量. 但由于电子注的直流速度略大于行波的相速,那么电子给出的能量就多于获得的能量,出现了电子注与行波场之间净的能量交换,行波场的幅值因此得到了放大. 从图 4 可知:经过高频场对电子注进行有效地调制后,在输出端附近,处于减速场区的电子明显多于处于加速场区的电子. 说明电子注给出的能量远多于获得的能量,将自身的动能转化为高频场的能量,从而使得高频场的幅值得到了有效放大.

高频场功率幅值沿 z 轴的分布情况,如图 5 所示. 从该图中可以发现:在第一段慢波线中,注-波作用并不强烈,高频场的功率幅值增长到 1.56 W,具有 10.8 dB 的增益. 当电磁波传输到慢波线中的衰减器部分时,由于衰减量足够大,微波功率被衰

减器大大的吸收掉. 但注-波相互作用并没有因此停止. 在第一段慢波线中,电子注已受到信号的调制,产生了密度交变分量. 这种密度调制的电子注进入第二段慢波线时,就会重新激励起高频行波场,从而继续完成放大作用. 当高频场和电子注在第二段曲折波导慢波线中进行充分的相互作用后,电子注交给高频场的能量达到了最大. 当达到输出端时,功率幅值增加到最大值,输出功率为 162 W,行波管具有 31 dB 的总增益.

图 6 给出了输出端口处高频电场幅值随时间的变化情况. 当注-波相互作用进行到 3.2 ns 时,电场幅值达到了一个稳定的状态,说明能量的交换已经开始稳定. 通过对高频电场的 Fourier 变换,得到了电场能量的频谱图,如图 7 所示. 在 10—100 GHz 的频率范围内,只有一个频率点 35 GHz,说明了该行波管中没有发生各种振荡现象.

图 8 给出了在 34,35 和 36 GHz 这三个不同工作频率处,行波管输出功率随输入功率变化的特点. 在固定的工作电压下,当输入功率较小时,输出功率与输入功率成比例增加,增益成为常数;但随

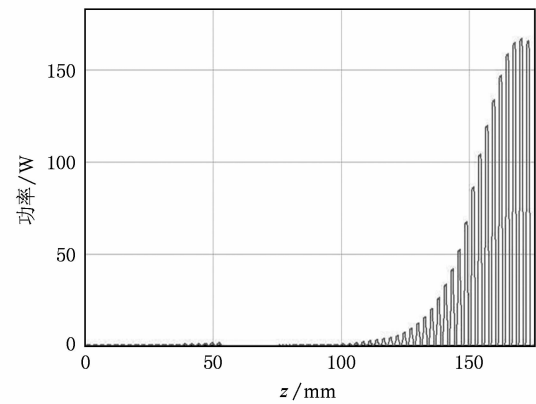


图 5 功率幅值沿 z 轴的分布

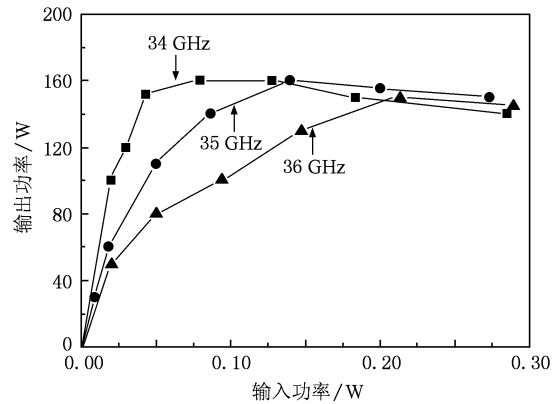


图 8 输入输出幅值特性

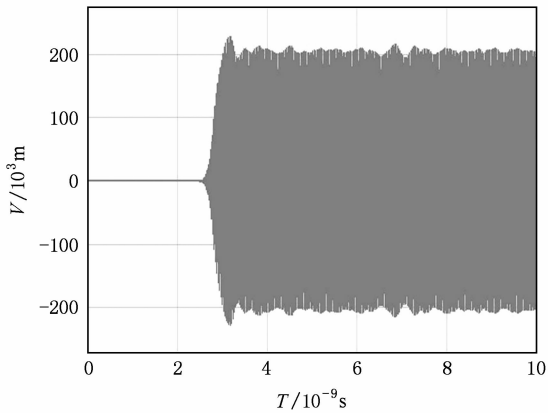


图 6 电场幅值随时间的变化情况

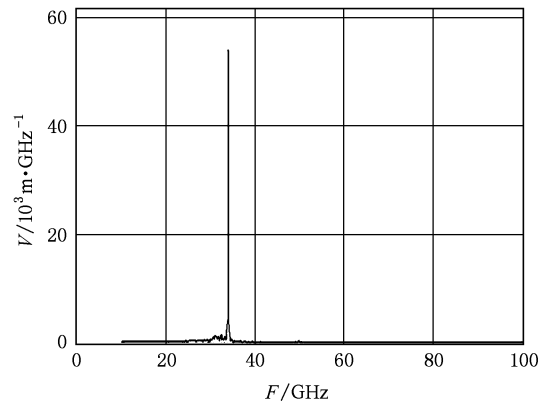


图 7 电场能量的频谱图

着输入功率的增加,输出功率开始偏离线性增长规律,增加趋势变得缓慢,直至达到最大值.从图中可知,三个频率点处的饱和输出功率对应的输入功率分别为 0.08,0.14 和 0.21 W.

在相同工作电压和电流的情况下,对新型曲折波导行波管和常规曲折波导行波管性能进行了比较,结果如图 9—11 所示.图 9 和图 10 分别给出了两种行波管的输出功率和电子效率的比较情况.从

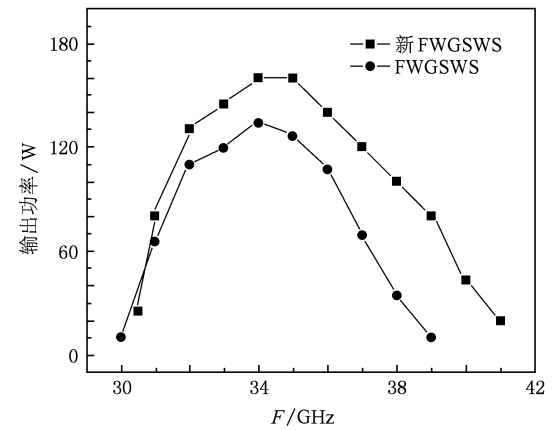


图 9 输出功率随频率的变化

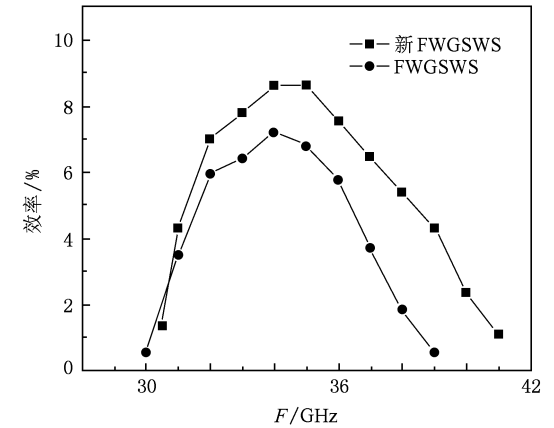


图 10 电子效率随频率的变化

图中可知,采用新型慢波结构后,行波管的输出功率和电子效率在高频端得到了明显地提高;在中心频率处,输出功率提高了约 20.2%,电子效率提高了近 20.7%.

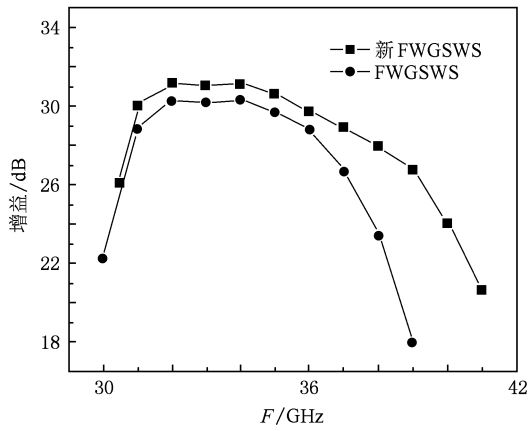


图 11 增益随频率的变化

图 11 给出了两种行波管的增益比较结果. 在低频端 30—35 GHz 的范围内,曲折双脊波导行波管的增益略高于曲折波导行波管的增益;在 35—41 GHz

范围内,新型行波管的增益明显高于常规曲折波导行波管. 在增益峰值基本相同的情况下,曲折波导行波管的 3 dB 增益带宽为 15%;曲折双脊波导行波管的 3 dB 增益带宽为 22%. 以上结果说明,在行波管增益峰值相近的情况下,曲折双脊波导行波管具有更好的带宽性能和更高的电子效率.

4. 结 论

提出了一种新型慢波结构-曲折双脊波导慢波结构,从理论和仿真模拟上分析慢波结构的高频特性,并在此基础上设计了工作在 Ka 波段的曲折双脊波导慢波结构. 利用三维粒子模拟软件 MAGIC 3D 建立了曲折双脊波导行波管模型,并对行波管中的注-波互作用进行了模拟分析. 此外,在相同工作条件下,模拟了曲折波导行波管的注-波互作用,比较分析了两种行波管的输出功率、电子效率和增益等参量. 从中发现,在行波管增益峰值相近的情况下,曲折双脊波导行波管的 3 dB 增益带宽为 22%,其带宽性能更好;同时,新型行波管的电子效率峰值接近 9%,具有更高的效率.

[1] Wei Y Y, Wang W X, Sun J H, Liu S G 2002 *Chin. Phys.* **11** 277

[2] Lu Z G, Gong Y B, Wei Y Y, Wang W X 2006 *Chin. Phys.* **15** 2661

[3] Wei Y Y, Wang W X, Gong Y B, Zhou P 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 949 (in Chinese) [魏彦玉、王文祥、宫玉彬、周 鹏 2000 物理学报 **49** 949]

[4] Li J Q, Mo Y L 2006 *Acta Phys. Sin.* **8** 4117

[5] Haddad G I, Trew R J 2002 *IEEE Trans. Microwave Theor. Technol.* **50** 760

[6] Bhattacharjee S, Booske J H, Kory C L, Weide D W, Limbach S, Gallagher S, Welter J D, Lopez M R, Gilgenbach R M, Ives R L, Read M E, Divan R, Mancini D C 2004 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **32** 1002

[7] Kory C L, Booske J H, Lee W J, Gallagher S, Weide D W, Limbach S, Bhattacharjee S 2002 *IEEE MIT-S Digest* 1265

[8] Hopfer S 1955 *IRE Trans. Microwave Theor. Technol.* **MTT-3**, 20

[9] Cohen S B 1947 *Proc. IRE.* December 1947 **35** 783

[10] Collin R E 1960 *Field Theory of Guided Waves* (New York: McGraw Hill) 338—346.

[11] Zhang K Q, Li D J 2001 *Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics* (Beijing: Publishing House of Electronics Industry) p403 (in Chinese) [张克潜、李德杰 2001 微波与光电子学中的电磁理论 (北京:电子工业出版社) 第 403 页]

[12] Han S T 2004 *Ph. D. Dissertation* (Seoul: Seoul National University)

[13] Han S T, Jang K H, So J K, Kim J L, Shin Y M, Ryskin N R, Chang S S, Park G S 2004 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **32** 60

[14] Wang W X 2005 *Microwave Engineering Technology* (Beijing: National Defense Industry Press) p332 (in Chinese) [王文祥 2005 微波工程技术 (北京:国防工业出版社) 第 332 页]

A Ka-band folded double-ridged waveguide traveling-wave tube^{*}

He Jun Wei Yan-Yu[†] Gong Yu-Bin Duan Zhao-Yun Wang Wen-Xiang

(*National Laboratory of Vacuum Electronics, School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China*)

(Received 29 June 2009; revised manuscript received 18 August 2009)

Abstract

A novel slow-wave structure (SWS), the folded double-ridged waveguide structure, is presented and its properties used for wide-band traveling-wave tube (TWT) are investigated. A Ka-band folded double-ridged waveguide TWT is modeled by Magic 3D and the beam-wave interaction is simulated and analyzed. Within the same beam condition, it is concluded from the comparison of folded double-ridged waveguide TWT and folded waveguide TWT that: in the condition of similar gain maximum, the folded double-ridged waveguide TWT has wider bandwidth of which is 22%, and higher electron efficiency of which is 9%.

Keywords: folded double-ridged waveguide, high frequency characteristics, beam-wave interaction, bandwidth

PACC: 7870G, 8760F

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60971038).

[†] Corresponding author. E-mail: yywei@uestc.edu.cn