

行波提取型同轴渡越时间振荡器模拟*

令钧溥,贺军涛,张建德,曹亦兵,白现臣
(国防科技大学 光电科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:提出了一种行波提取型同轴渡越时间振荡器,器件的提取腔采用了类膜片加载的扩展相互作用腔结构,具有束波作用效率高,电子束空间电势能低等优点。提取腔的电场结构为 $3\pi/2$ 模,与传统的类 π 模结构相比,提高了微波群速度,有利于微波能量的提取。通过引入前置反射腔,提高了调制腔的品质因数,显著降低了起振时间。利用数值模拟软件对所设计的器件进行了模拟和优化,在二极管电压530kV,二极管电流12.8kA,外加导引磁场0.7T的条件下,得到了2.41GW的输出功率,微波频率7.76GHz,束波功率转换效率达到35.5%。

关键词:行波提取结构;类膜片加载;渡越时间振荡器;提取腔;粒子模拟

中图分类号:TN752.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2013)06-0120-06

Numerical study of a coaxial transit-time oscillator with travelling-wave output structure

LING Junpu, HE Juntao, ZHANG Jiande, CAO Yibing, BAI Xianchen

(College of Opto-electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A coaxial transit-time oscillator with travelling-wave output structure is proposed. The extractor of this device adopts an extended interaction cavity loaded with washer-like structure, which has the advantage of high beam-wave interaction efficiency and low space charge potential energy. The extractor operating at $3\pi/2$ mode not π -like mode improves the group velocity of wave, which is favorable for RF extraction. The loaded quality factor of the buncher is increased by introducing a prior reflector, which can obviously reduce the starting time of microwave. The device is designed and optimized by a PIC (particle-in-cell) code. With the voltage 530 kV, the current 12.8 kA and the guiding magnetic field 0.7 T, the output power is 2.41GW at the main frequency 7.76GHz, and the efficiency of beam-to-microwave power conversion is about 35.5%.

Key words: travelling-wave output structure; washer-like loaded; transit-time oscillator; extractor; particle-in-cell simulation

在过去几十年中,渡越时间振荡器(Transit-Time Oscillator, TTO)已经发展成为一种结构简单、工作稳定、束-波相互作用效率高的高功率微波器件^[1-4]。传统的TTO通常采用带阳极金属箔的二极管结构,在强流电子束的轰击下,极易产生等离子体,不利于器件的长脉冲和高重复频率运行^[3]。为提高阳极箔的寿命,需要降低TTO的工作电流,使器件工作在高阻状态,这无疑限制了可注入的电功率水平,严重阻碍了输出微波功率的进一步提高。鉴于此,近年来一种无箔的同轴渡越器件得到了快速发展,该器件具有阻抗较低、结构紧凑、输出功率高、有望长脉冲运行等优点^[5]。目前,此类器件已在L波段的实验中获得了2.7GW的微波输出^[6],但是束波作用效率仍然偏低,只有约18.7%。尤其是在向高频段发展时,功率提取效率还有待进一步提高。

通过将常规的双间隙提取腔^[5]改进为类膜片加载的提取腔,可望继续提高该类器件的工作效率。类膜片提取腔是一种多膜片加载的扩展相互作用腔,具有束-波相互作用效率高,电子束空间电势能低等特点^[7]。此种提取腔结构已在三轴速调管的研究中得到了应用^[8]。但是由于三轴速调管提取腔内的电场分布为类 π 模,所以微波群速度较低,只有采用驻波耦合的形式才能将提取腔中的微波能量提取出来。通过提高类膜片加载提取腔的微波群速,采用行波输出的方式来提取微波能量,可以进一步提高渡越器件输出微波的功率水平。

本文基于双间隙提取腔的同轴渡越时间振荡器,以及三轴速调管放大器的类膜片加载提取腔,提出了一种 $3\pi/2$ 模场结构的类膜片加载同轴提取腔。该提取腔具有行波输出微波的特性,将其

* 收稿日期:2013-02-26

基金项目:国家高技术发展计划项目;国家自然科学基金资助项目(61171021)

作者简介:令钧溥(1987—),男,甘肃天水人,博士研究生,E-mail:lingjunpu@163.com;

张建德(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:jdzhang12@yahoo.com

应用到所设计的 C 波段同轴无箔渡越时间振荡器中。粒子模拟结果显示:该器件能够输出约 2.41GW 的微波功率,效率达 35.5%。

1 行波提取型同轴 TTO 的模型及物理分析

1.1 行波提取型同轴 TTO

所设计的行波提取型同轴 TTO 的模型如图 1 所示,器件主要由以下几部分构成:环形阴极、前置反射腔、三腔调制腔、类膜片加载提取腔、收集极及同轴输出口。同轴 TTO 产生高功率微波的基本物理过程为:由环形阴极产生的相对论强流电子束,在外加约束磁场的导引下到达调制腔,并在调制腔中激励其 TM_{01} 模式的高频场,如图 2 所

示;受前后漂移段径向尺寸限制,漂移段对 TM_{01} 模微波截止,调制腔内逐渐建立起较强的高频电场;高频电场与后继的电子束相互作用,对电子束进行速度调制;速度调制电子束在漂移管内做惯性运动,把速度调制转化为密度调制;当密度不均匀的电子束穿过提取腔时,将在腔的间隙上激励起高频电场对电子束进行减速,电子束把动能交给微波场,并以 TEM 模的形式经同轴提取波导向外辐射;失去能量的电子束最终打到收集极上被吸收。由于漂移管处于截止状态,消除了调制腔与提取腔的相互影响和干扰,提高了器件的工作稳定性;而将速度调制的电子束充分转化为密度调制的群聚电子束,可提高提取腔内的束-波相互作用。

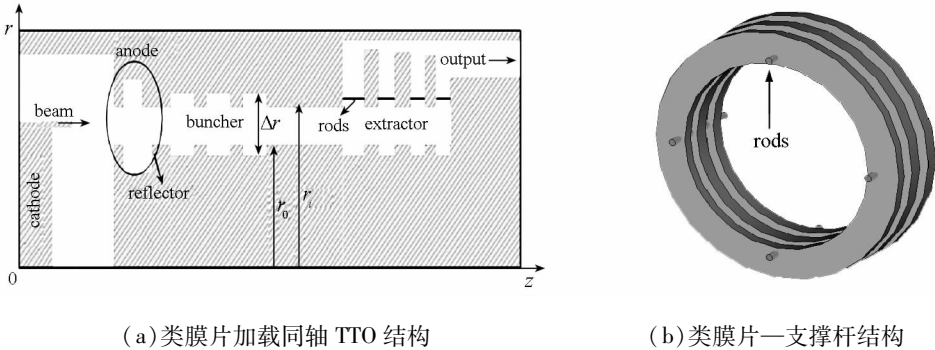


图 1 类膜片加载同轴 TTO 模型

Fig. 1 Model of the coaxial washer-like loaded transit-time oscillator with low-impedance

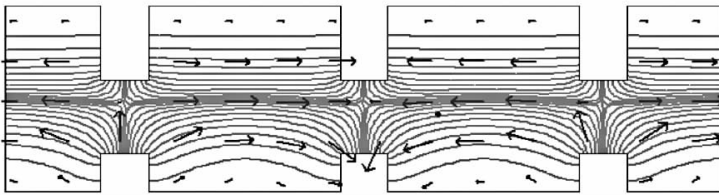


图 2 同轴谐振腔内 TM_{01} 模电场分布

Fig. 2 Electric field distribution of TM_{01} mode in the coaxial resonance cavities

1.2 类膜片加载提取腔

图 3 所示是加载 3 个膜片时,类膜片提取腔的电场结构,它具有以下几个主要特征:

其一,提取腔中同时存在沿正向和反向传播的电场,合理设计腔体结构和电子束电参数,可以使电子束与反向传播电场的 -1 次空间谐波,即色散关系图中的 $3\pi/2$ 模场相互作用。与类 π 模场相比,提取腔中微波的群速得到了极大地提高。

其二,反向传播的电场在经过提取腔前端与漂移段连接时,被反射为正向的行波,进而在提取腔内形成驻波场,因此可以使用渡越器件理论对提取腔进行设计。

其三,提取腔采用了双向电场分布,即 TM_{011}

模式的场结构,轴向电场在提取腔的中点附近变化一次。由于膜片内半径与漂移管齐平,而外半径递减,使得 TM_{011} 模的轴向电场零点偏向收集极一端。当群聚电子束进入到提取腔间隙后,首先在电场零点左侧损失一部分动能,电子速度逐渐减慢。如果相位关系合适,当电子进入零点右侧时,间隙电场恰好改变方向得以继续减速电子。而且,由于此时电子动能损失严重,电场零点右侧相对较短的场分布区能够降低电子反射的概率。

其四,电子束内侧和外侧的膜片结构在径向是非对称的,在一定程度上破坏了谐振腔间隙处同轴结构的对称性,能够抑制 TEM 模式微波向漂

移段内的泄露。

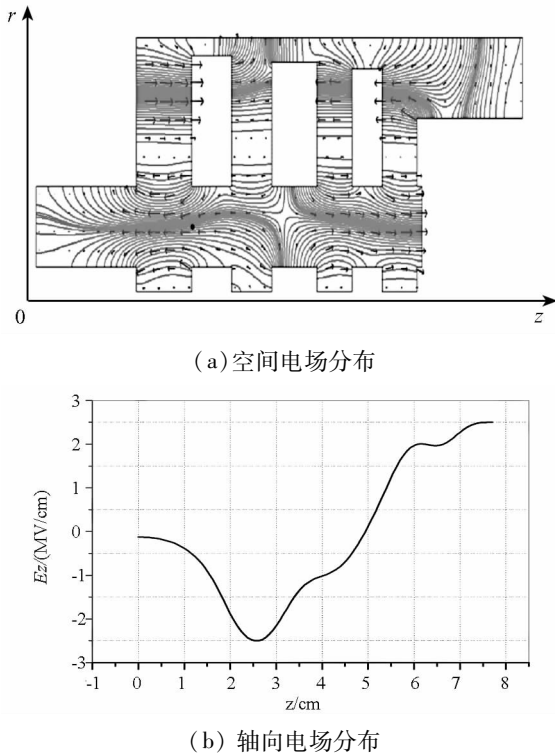


图 3 类膜片提取腔内电场分布

Fig. 3 Electric field distribution in the washer-like loaded extractor

2 高频结构的冷腔特性

2.1 调制腔

调制腔的主要作用是对电子束产生速度调制。当电子束渡越调制腔时, TM_{01} 模的高频场被激励起来。由于谐振腔两端的漂移段对 TM_{01} 模场截止, 调制腔内逐渐形成稳定的驻波场, 对后续进入调制腔的电子束产生强烈的速度调制。根据渡越器件的设计理论, 输出微波的频率主要由调制腔中的驻波场频率决定。对应图 1 所示的结构, 调制腔中 TM_{01} 模的谐振频率可近似写为^[9]

$$f_0(\text{GHz}) = \frac{c}{2\Delta r} = \frac{15}{\Delta r(\text{cm})} \quad (1)$$

其中, c 为光在真空中的速度, Δr 为谐振腔中内外导体的半径差。

在知道谐振频率之后, 为满足漂移管的截止特性, 尚需确定漂移管的内外半径。同轴器件漂移管内 TM_{01} 模的轴向电场 E_z 可以表示成如下形式^[3]

$$E_{z1} = [AJ_1(k_c r) + BN_1(k_c r)]e^{-j\beta r} \quad (2)$$

设漂移管内外导体的半径分别为 r_i 与 r_o , 由电场边界条件可得

$$\begin{aligned} AJ_1(k_c r_i) + BN_1(k_c r_i) &= 0 \\ AJ_1(k_c r_o) + BN_1(k_c r_o) &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

联立以上两方程立即有

$$\frac{J_1(k_c r_i)}{J_1(k_c r_o)} = \frac{N_1(k_c r_i)}{N_1(k_c r_o)} \quad (4)$$

通过计算超越方程(4), 即可得到不同内外半径的漂移管结构所对应的 TM_{01} 模截止频率, 进而确定漂移管的具体尺寸。

由于调制腔为开放的三腔结构, 所以其中存在三种形式的 TM_{01} 模驻波场分布^[2], 即 $\pi/3$ 、 $2\pi/3$ 模和类 π 模, 设其所对应的归一化电场分布分别为: $f_1(z)$, $f_2(z)$, $f_3(z)$ 。由渡越器件中的小信号理论^[5]可知, 不同初始速度的电子束将激励起不同模式的电场。也就是说, 如果已知二极管电压值, 根据器件的工作频率, 即可选取所需的电场模式。

对于本文所研究的 C 波段渡越辐射振荡器, 工作频率为 7.76GHz, 结合公式(1)和(4)对调制腔进行了优化设计, 得到以下几何参数: 漂移管内外半径分别为 4.5cm 与 5.8cm, 谐振腔内外导体半径差 Δr 为 2.2cm。在二极管电压为 530kV 的输入条件下, 结合小信号理论对调制腔中的三种模式分布求解, 分别得到不同模式微波起振所对应的二极管电压范围, 通过对比分析, 只有 $2\pi/3$ 模能够被设计的电压所激励, 即调制腔工作模式为 $2\pi/3$ 模。图 4 为模拟计算得到的 $2\pi/3$ 模场纵向电场的归一化分布, 图 5 为由小信号理论计算得到归一化电子电导。当电子电导为负值时, 即可激励相应微波场, 将图中电子电导为负的区域所对应的电子相位常数 β 代入下式^[5]即可计算得到二极管电压工作范围为: 221kV ~ 3MV。

$$V_0(\text{kV}) = 511 \left(\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2\pi f}{\beta c}\right)^2}} - 1 \right) \quad (5)$$

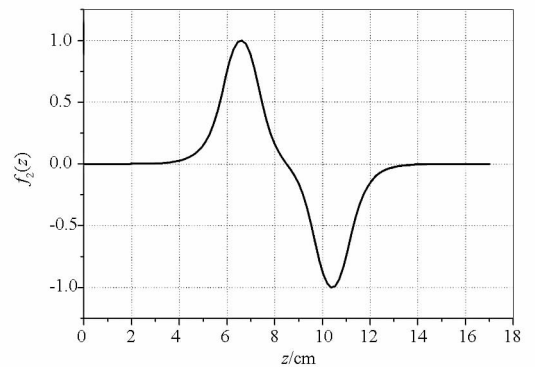


图 4 $2\pi/3$ 模场轴向归一化电场分布

Fig. 4 Normalized axial electric field distribution of $2\pi/3$ mode

2.2 提取腔

提取腔采用图 3 所示的类膜片结构, 腔内存

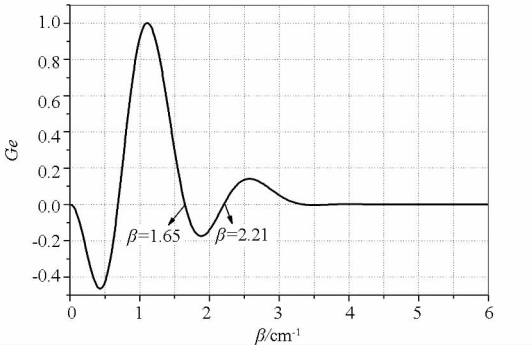


图 5 归一化电子电导

Fig. 5 Normalized conductance of electron

在 4 个间隙,在同一横模条件下,提取腔存在 4 个纵向模式^[2],即 $\pi/4$ 模、 $\pi/2$ 模、 $3\pi/4$ 模、类 π 模^[2]。利用电磁仿真软件对四种模式进行求解,本征频率分别为 7.38GHz、7.74GHz、8.18GHz、8.89GHz,由本征频率值及对应波数,即可拟合得到提取腔的色散曲线,如图 6 所示。图中 $3\pi/2$ 模为工作点,即反向传播的 $\pi/2$ 模场的 -1 次空间谐波。电子束与色散曲线交于色散曲线的第二个半 Brillouin 区,且正好位于电子速度略大于 $3\pi/2$ 模微波相速的区域内,即提取腔工作在 $3\pi/2$ 模。在图 6 所示的色散曲线上,过 $3\pi/2$ 模与类 π 模点做两条切线,通过比较切线斜率可以判断群速的大小(微波群速正比于切线斜率的绝对值)^[11]。显然与类 π 模相比, $3\pi/2$ 模场具有更高的微波群速度,将更利于微波的提取,这可以从谐振腔品质因数(Q 值)变化的角度进行理解。设提取腔两端的微波反射系数分别为 R_1 及 R_2 ,忽略其寄生损耗。则提取腔的 Q 值为^[10]

$$\begin{aligned}
 Q &= \omega_0 \frac{\overline{W}}{P_r} = \omega_0 \frac{\overline{W}}{\frac{\Delta W_r}{\Delta t}} \\
 &\approx \omega_0 \frac{\overline{W}}{\overline{W}(1 - R_1 R_2)} \\
 &\quad \left(\frac{2L}{v_g} \right) \\
 &= 2\omega_0 \frac{L}{v_g(1 - R_1 R_2)} \quad (6)
 \end{aligned}$$

式中, \overline{W} 为腔体内的平均储能, ω_0 为谐振角频率, P_r 为平均辐射损耗功率, L 为腔体的长度, v_g 为微波群速度。

由式(6)可知,群速增大时, Q 值减小,平均辐射损耗功率 P_r 与谐振腔储能 \overline{W} 之比增大。这说明,提高群速 v_g 有利于腔体内微波的提取。

另外,反向传播的微波在漂移段与提取腔的

连接处发生反射,转为正向传播的行波,进而在提取腔内形成驻波场,因此可以用渡越器件的小信号理论来分析提取腔内的束-波相互作用过程。图 7 是根据图 3 所示的场分布计算得到的电子电导,从图中可以看到电压 530kV 所对应的电子电导为负,即电子把动能交给了微波场。

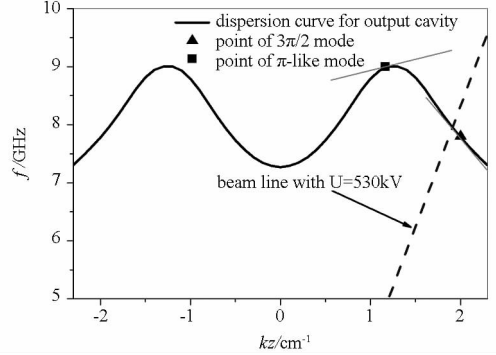


图 6 提取腔色散曲线

Fig. 6 Dispersion curve for extractor

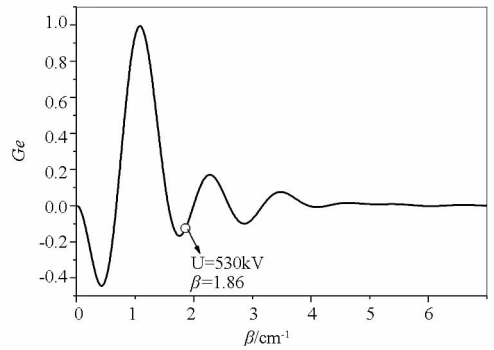


图 7 归一化电子电导

Fig. 7 Normalized conductance of electron

2.3 前置反射腔

微波器件中某一模式的起振电流 I_{st} 与其 Q 值有以下关系^[11]:

$$\frac{\omega}{Q} W = \eta V_b I_{st} \quad (7)$$

其中 ω 为该模式的角向频率, W 为器件存储的电磁场能量, η 为产生该模式的效率, V_b 为器件的工作电压。根据式(7)可知,提高器件的 Q 值,可以减低器件的起振电流,提高微波的起振速度。对于本文设计的同轴 TTO 结构,微波首先在调制腔中起振,然后再对电子束进行速度调制。因此,提高调制腔的 Q 值,可以降低器件的起振时间。为了增大调制腔的 Q 值,在调制腔的前段加入前置反射腔,阻止调制腔中反向传播的微波经第一段漂移段向二极管区泄露。图 8 为所设计前置反射腔的模型,图 9 为经参数优化后,前置反射腔对泄露微波的反射系数。从图中可以看到,在设计频率 7.76GHz 处,TEM 模的反射系数接近 100%。

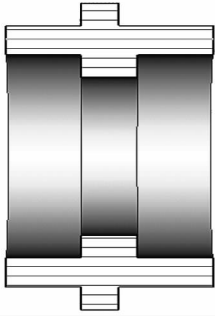


图 8 前置反射腔的结构模型

Fig. 8 Structure of the reflector

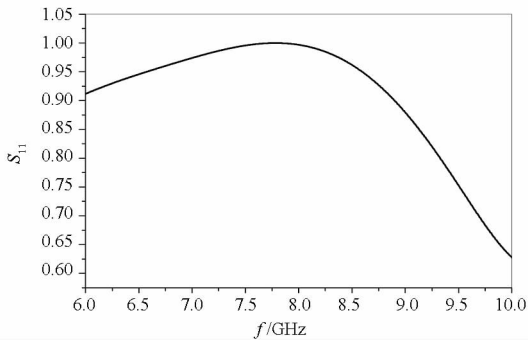


图 9 前置反射腔中 TEM 的反射系数

Fig. 9 Reflection coefficient of the reflector

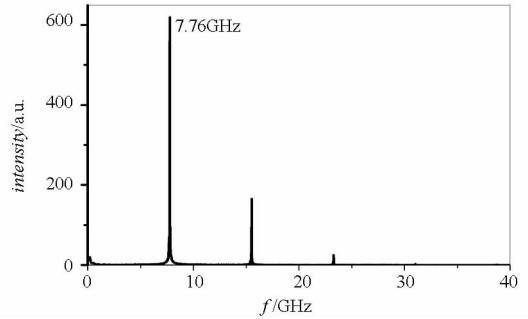


图 11 输出口电场频谱

Fig. 11 Frequency spectrum of the electric field at the output channel.

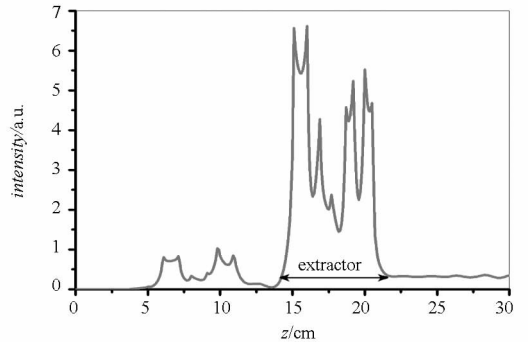


图 12 提取腔中反向波的空间分布

Fig. 12 Distribution of backward power fluxes

3 粒子模拟

利用 2.5 维粒子模拟软件对 C 波段类膜片加载同轴 TTO 进行了模拟研究。由于 2.5 维程序无法加载实体的金属支撑杆,参考文献[12]的做法,在模型中采用虚拟电感线来替代。除在支撑杆径向处沿轴向方向电感线外,还在角向均匀地加载了 4 根,这与图 1(b)所示的三维结构是一致的。

二极管电压上升时间为 1ns, 环形阴极采用爆炸发射模型。当电压平顶的幅值为 530kV 时, 阴极电流为 12.8kA。在外加导引磁场为 0.7T 的条件下, 经过优化得到了 2.41GW 的微波功率输出, 微波频率为 7.76GHz, 提取效率达 35.5%。典型模拟结果如图 10~15 所示。

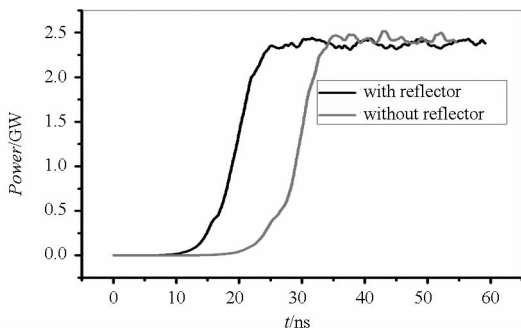


图 10 微波输出功率

Fig. 10 Output microwave power

图 10 对比了有、无前置反射腔时的输出微波功率, 由于增加了前置反射腔, 微波的饱和时间缩短了 10ns。图 11 为输出口微波电场的频谱, 从图中可以看到输出微波的主频为 7.76GHz。图 12 给出了器件中负功率流的空间分布, 可以看出, 绝大部分能量经提取腔前段被反射, 这说明提取腔实现了对反向电磁波的良好约束, 有效抑制了微波能量向漂移段中的泄露。图 13 与图 14 分别为电子束的相空间图和电子动能沿轴向的分布, 可

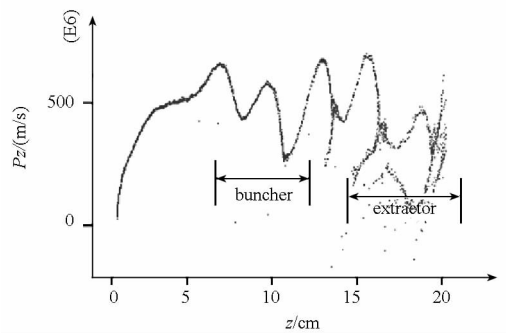


图 13 电子束相空间图

Fig. 13 Phase-space plots of electrons

见电子在提取腔中整体上呈现持续减速状态。图 15 给出了工作电压对微波频率与效率的影响, 可以看出在 520kV ~ 630kV 的二极管电压范围内, 微波频率稳定在 7.76GHz 附近, 微波功率提取效

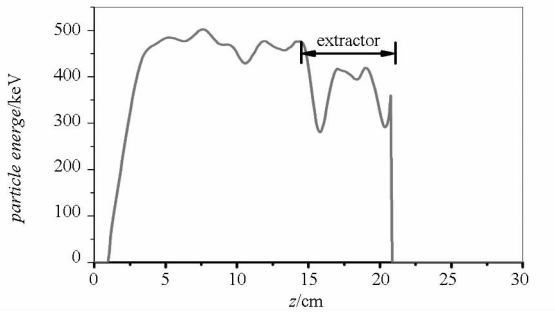


图14 电子动能随空间的分布

Fig. 14 Distribution of electron kinetic energy

率在30%以上。这说明该器件对二极管电压不敏感,从而可以降低实际应用中二极管电压稳定性的要求。

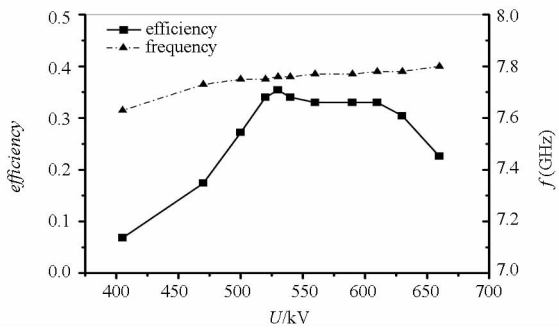


图15 微波频率与效率与电压的关系

Fig. 15 Frequency and efficiency of output microwave vs diode voltage

4 结论

本文综合设计了一种行波提取型同轴渡越时间振荡器。该器件的提取腔采用类膜片加载的形式,且纵向电场工作在 $3\pi/2$ 模的条件下,较传统的类 π 模场双间隙提取腔结构提高了腔内微波的群速度,有利于微波能量的提取。通过引入前置反射腔,增加调制腔的 Q 值,显著提高了微波的起振时间。利用粒子仿真软件对该器件进行了模拟和优化,在二极管电压为 530kV,二极管电流为 12.8kA,外加导引磁场为 0.7T 的条件下,输出微波功率 2.41GW,微波频率 7.76GHz,束功率转换效率达到 35.5%。

参考文献 (References)

[1] 范值开. 渡越管振荡器的理论研究与原理性实验[D]. 北京:中国工程物理研究院北京研究生部,1999.
FAN Zhikai. Theoretical study and principled experiment of the transit-time tube oscillator [D]. Beijing: Graduate School of China Academy of Engineer Physics, 1999. (in Chinese)

[2] 张军. 新型过模慢波大功率微波发生器研究[D]. 长沙:国防科技大学,2012.
ZHANG Jun. Investigations of a novel overmoded slow-wave high-power microwave generator [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004. (in Chinese)

[3] Cao Y B, Zhang J D, He J T. A low-impedance transit-time oscillator without foils [J]. Physics of Plasmas, 2009, 16: 083102.

[4] 陈代兵,刘庆想,何璇,等. X波段五腔渡越管振荡器的理论与实验研究[J]. 强激光与粒子束,2005,17(1):93-98.
CHENG Daibing, LIU Qingxiang, HE Hu, et al. Theoretical and experimental researches on the X-band five-unit transit-time tube oscillator[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2005,17(1):93-98. (in Chinese)

[5] 曹亦兵. 低阻无箔渡越辐射振荡器的研究[D]. 长沙:国防科技大学,2008.
CAO Yibing. Investigation of a foilless transit radiation oscillator with low-impedance [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2008. (in Chinese)

[6] He J T, Cao Y B, Zhang J D, et al. Effects of intense relativistic electron beam on the microwave generation in a foilless low-impedance transit-time oscillator [J]. IEEE Transactions on plasma Science, 2011, 40(6):1622-1631.

[7] 白现臣,杨建华,张建德,等. 电子束收集极对大间隙速调管输出腔效率的影响[J]. 强激光与粒子束,2011,23(6):1625-1628.
BAI Xianchen, YANG Jianhua, ZHANG Jiande, et al. Influence of electron beam collector on output cavity efficiency of wide-gap klystron amplifier [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2011,23(6):1625-1628. (in Chinese)

[8] Friedman M, Pasour J, Smithe D. The triaxial klystron [J]. AIP Conference Proceedings,1998,474:373-385.

[9] 肖仁珍,刘国治,林郁正,等. 同轴慢波结构相对论大功率微波产生器理论分析[J]. 强激光与粒子束,2006,18(2):241-244.
XIAO Renzhen, LIU Guozhi, LIN Yuzheng, et al. Analytic theory of relativistic high power microwave generation with coaxial slow wave structure[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2006,18(2):241-244. (in Chinese)

[10] 樊玉伟. 磁绝缘线振荡器及其相关技术研究[D]. 长沙:国防科技大学,2007.
FAN Yuwei. Investigation of magnetically insulated transmission line oscillator and correlative technologies [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)

[11] Benford J, Swegle J A. High-power microwaves [M]. Norwood, Mass: Artech House, 1992.

[12] 白现臣. 大功率微波源注入S波段两腔大间隙速调管放大器的研究[D]. 长沙:国防科技大学,2012.
BAI Xianchen. Investigation of an S-band 2-cavity wide-gap klystron amplifier injected by high power microwave source [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2012. (in Chinese)