

## 基于TM03模式的V波段同轴渡越时间振荡器设计

曾繁博 张建德 贺军涛 令钧溥

## Design of V-band coaxial transit time oscillator with TM<sub>03</sub> mode

Zeng Fanbo, Zhang Jiande, He Juntao, Ling Junpu

#### 引用本文:

曾繁博, 张建德, 贺军涛, 令钧溥. 基于TM<sub>03</sub>模式的V波段同轴渡越时间振荡器设计[J]. 强激光与粒子束, 2024, 36: 093002. doi: 10.11884/HPLPB202436.240145

Zeng Fanbo, Zhang Jiande, He Juntao, Ling Junpu. Design of V-band coaxial transit time oscillator with TM<sub>03</sub> mode[J]. *High Power* Laser and Particle Beams, 2024, 36: 093002. doi: 10.11884/HPLPB202436.240145

在线阅读 View online: https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.240145

#### 您可能感兴趣的其他文章

## Articles you may be interested in

## 带双腔反射器的X波段低磁场过模相对论返波管振荡器

Low magnetic field X-band over-mode relativistic backward wave oscillator with dual-cavity reflector 强激光与粒子束. 2024, 36: 033010-1-033010-6 https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.230319

一种高功率微波宽带紧耦合偶极子阵列天线

A tightly coupled dipole array antenna with high power and broadband 强激光与粒子束. 2024, 36: 013009-1-013009-6 https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.230139

## 低磁场S波段相对论返波振荡器的工作特性

Operating characteristics of an S-band relativistic backward wave oscillator with low magnetic field 强激光与粒子束. 2019, 31: 033001-1-033001-5 https://doi.org/10.11884/HPLPB201931.190010

## 一种旋转移相式高功率微波反射阵列天线

A high-power microwave reflectarray antenna based onvariable rotation technique 强激光与粒子束. 2024, 36: 013002-1-013002-7 https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.230379

## S波段径向注同轴槽振荡器

S band radial beam coaxial grating backward wave oscillator 强激光与粒子束. 2023, 35: 113001-1-113001-4 https://doi.org/10.11884/HPLPB202335.230198

## X波段低相噪蓝宝石振荡器

Design of X-band low phase noise sapphire oscillator 强激光与粒子束. 2024, 36: 033004-1-033004-5 https://doi.org/10.11884/HPLPB202436.230343 ·高功率微波技术·



# 基于 TM<sub>03</sub> 模式的 V 波段同轴渡越时间振荡器设计

曾繁博, 张建德, 贺军涛, 令钧溥

(国防科技大学前沿交叉学科学院,高功率微波技术研究所,长沙 410003)

摘 要:随着高功率微波源频率的提升,腔体尺寸会随着电磁波波长的缩短而减小,从而导致器件功率容量不足,增大了射频击穿、脉冲缩短的风险。为了提升高频器件的功率容量,提出了一种基于 TM<sub>03</sub>模式的低表面场强 V 波段同轴渡越时间振荡器,通过引入 TM<sub>03</sub>模式的方式在极高频下拓宽腔体的横向尺寸,从而降低表面场强,提升功率容量。为了激励 TM<sub>03</sub>模式并使之成为器件主要工作模式,计算了束波互作用结构的色散曲线及耦合阻抗,通过腔体设计使 TM<sub>03</sub>模式的相速度与电子速度同步并发生换能,从而获得较低的群速度以及较高的耦合阻抗,最终成功在慢波结构中建立起了 TM<sub>03</sub>模式电磁场。随后的粒子模拟仿真表明,在二极管电压400 kV、电流5 kA 的条件下,输出微波功率达440 MW,频率为62.25 GHz,转换效率为22%,最大表面场强为1.6 MV/cm。 关键词: 功率容量; TM<sub>03</sub>模式; V 波段; 渡越时间振荡器; 低表面场强

中图分类号: TN752 文献标志码: A doi: 10.11884/HPLPB202436.240145

# Design of V-band coaxial transit time oscillator with TM<sub>03</sub> mode

Zeng Fanbo, Zhang Jiande, He Juntao, Ling Junpu

(College of Advanced Interdisciplinary Studies, National University of Defense Technology, Changsha 410003, China)

**Abstract:** Increasing frequency is always an important development direction of high power microwave (HPM). However, as the frequency increases, the volume of an HPM device decreases rapidly and so does the power handling capacity (PHC). For obtaining reasonable PHC, the design of a V-band coaxial transit time oscillator (TTO) based on  $TM_{03}$  mode is carried out to achieve low surface field in this paper. The slow wave structure (SWS) having a large radial width with  $TM_{03}$  mode in such a device designed will lead to low risk of both electric field breakdown and pulse shortening. Firstly, the synchronous effect of velocity between microwave and electron beam is achieved by calculation of dispersion curve and coupling impedance. Then, small group velocity and high coupling impedance are designed to make  $TM_{03}$  a dominant mode in the coaxial V-band TTO. Finally, under the condition of 440 kV and 5 kA, an HPM is generated to reach an output power of 440 MW with a low surface electric field of 1.6 MV/cm, a microwave frequency of 62.25 GHz, and a beam-to-wave efficiency of 22% from numerical simulation.

Key words: power handling capacity, TM<sub>03</sub> mode, V-band, transit time oscillator, low surface electric field

输出微波功率和输出微波频率平方乘积 Pf<sup>2</sup>的提高,一直是高功率微波(HPM)器件所追求的目标<sup>[1]</sup>。随着 HPM 器件工作频率提升至 V 波段甚至更高频段<sup>[2-6]</sup>, HPM 器件电磁结构的尺寸与波长共渡效应使得腔体结构进一 步缩小,束波互作用的空间越来越有限<sup>[7-8]</sup>。在同轴结构的 HPM 器件研究中发现,内导体的引入能够削弱空间电荷 效应<sup>[9]</sup>,从而降低束波互作用区的电流密度,有利于束波互作用效率和器件功率容量的提高,而且同轴结构能够在 不改变器件频点的情况下通过提升器件的过模比来提升器件的腔体尺寸,达到提升器件的功率容量的目的<sup>[10-11]</sup>。 同时采用高阶横磁模式极大拓展腔体内部空间,并在腔体内部建立起较强的纵向电场,因而能够在保证束波互作 用效率的同时提升器件的功率容量,因此利用同轴结构中高阶横磁工作模式是目前解决高频 HPM 器件功率容量 低、电子束近导体表面传输等问题的一个重要解决方案<sup>[12-14]</sup>,为进一步提升 HPM 器件的功率输出、脉冲宽度奠定 基础。

<sup>\*</sup> 收稿日期:2024-05-01; 修订日期:2024-07-17 基金项目:国家自然科学基金项目 (12345678); 国家高技术发展计划项目 联系方式:曾繁博, 18482038706@163.com。 通信作者:令钧溥, lingjunpu@163.com。

目前已有研究表明, HPM 器件在向 V 波段甚至更高频段拓展的过程中, TM<sub>02</sub> 模式比起传统空心、同轴结构的 TM<sub>01</sub>、TEM 模式拥有更高的功率容量, 基于 TM<sub>02</sub> 模式的 V 波段 HPM 器件仍然能够保持较小的表面场强<sup>[15]</sup>。虽然 高次模式相对来说更加难以控制, 但是通过优化电动力学结构, 获得较小的微波群速度, 提高高次模式的耦合阻 抗, 降低其起振电流, 能够实现横向高次模式的稳定激励。以模式控制理论为基础, 工作在 TM<sub>02</sub> 模式的浅波纹 V 波段同轴渡越辐射振荡器以及工作在 TM<sub>03</sub> 模式的空心结构返波管已研制成功并进行了实验研究<sup>[16-17]</sup>, 表明了基 于 TM<sub>02</sub>、TM<sub>03</sub> 横磁微波模式工作的 HPM 器件能够获得高功率的高频微波输出。

本论文将应用高阶横磁模式开展 V 波段同轴渡越时间振荡器(TTO)的仿真设计,进一步降低器件最大表面场强,提升功率容量。通过粒子模拟得出 V 波段同轴渡越时间振荡器的输出功率和频点,验证器件设计的合理性,为开展实验研究奠定基础。

## 1 功率容量分析与器件设计

在 HPM 器件实验研究中,最大输出脉宽受限于谐振腔体表面的尖端场强。这是因为微波在腔体内传输过程中,前向波与反向波发生周期性叠加,当腔体内微波幅值达到一定程度时,金属表面的尖端位置会产生超过真空击穿场强阈值的强场击穿现象,从而导致脉冲缩短。此外,由于实验中器件内部并不是完全真空的状态,电场击穿阈值会有所下降,腔体中的金属尖端位置更易发生击穿,严重影响 HPM 器件的正常工作。

金属表面是否易发生击穿取决于多方面因素,例如器件表面最大场强,结构的材料、形状、粗糙度和微波器件 内真空度等,在设计器件的时候,需要理论分析电场分布,合理选择腔体工作模式以降低最大表面场强,同时将器 件尖锐位置进行倒角以减弱场强尖端效应。衡量输出功率水平与器件内部击穿风险最主要的参量是功率容量 (PHC),功率容量为 HPM 器件稳定工作时,传输功率 *P*f 与轴向最大表面场强绝对值 *E*<sub>m</sub>(*z*) 的相对大小<sup>[11]</sup>,即

$$C_{\rm PH} \propto \frac{P_{\rm f}}{\left|E_{\rm m}(z)\right|^2} \tag{1}$$

当传输功率大小一定时,腔体金属轴向表面场强越大,那么功率容量越小,反之亦然。当轴向表面场强一定时,传输功率越大,说明功率容量也越大,反之则越小。

本课题组前期工作基础<sup>[13,15-16]</sup>为在 400 kV 工作电压下,采用 TM<sub>02</sub>模式工作的大过模行波输出腔降低器件轴向表面场强,提升功率容量,并进行了实验验证<sup>[18]</sup>。为了进一步降低器件轴向表面场强,提升功率容量,基于本课题前期工作基础,本文拟设计的 HPM 器件将采用 TM<sub>03</sub>模式工作的行波输出腔,且环形阴极中心半径和慢波结构外导体半径分布为 28.8 mm 和 30.0 mm,过模比约为 12,中心波长为 4.82 mm,相应微波频率 62.25 GHz。为了提升器件的起振时间,保留了传统 TTO 中的反射腔和调制腔,HPM 器件整管结构见图 1。为了增强器件对电子束的调制能力,选取调制腔的周期数为 5, 腔体高度和周期长度分别为 3.6、2.3 mm。本文重点介绍器件行波提取腔和其中慢波结构的设计,如图 2 所示,图中 *R*<sub>in</sub>、*R*<sub>out</sub>分别为腔体的内外导体半径; *w*、*d*<sub>t</sub>分别为慢波结构的腔宽和腔体之间漂移段的长度; *h* 为慢波结构的高度。接下来给出一些关键尺寸参数的具体设计。



Fig. 1 Geometric structure of V-band coaxial TTO with TM<sub>03</sub> mode 图 1 TM<sub>03</sub> 模式 V 波段同轴渡越时间振荡器结构



Fig. 2 Geometric structure of slow wave structure 图 2 慢波结构示意图

将器件设计频点f代入到同轴结构TM01截止波长经验公式可得

$$\lambda_{\rm c(TM_{01})} \approx \frac{c}{2f} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 62.25 \times 10^9} \,\rm{mm} = 2.41 \,\rm{mm}$$
(2)

式中: c 为光速。那么 TM<sub>02</sub>、TM<sub>03</sub> 模式的截止波长约为 TM<sub>01</sub> 的二倍和三倍, 由此得到

$$\lambda_{\rm c(TM_{sc})} \approx 2 \times \lambda_{\rm c(TM_{sc})} = 4.82 \,\rm{mm} \tag{3}$$

$$\lambda_{\rm c(TM_{ot})} \approx 3 \times \lambda_{\rm c(TM_{ot})} = 7.23 \,\,\rm mm \tag{4}$$

将 TM<sub>01</sub>、TM<sub>02</sub>和 TM<sub>03</sub>模式的束通道宽度,即内外导体径向间距 Δ*R*=*R*<sub>out</sub>-*R*<sub>in</sub> 可以分别设置为 2.4 mm、4.6 mm 和 7.1 mm。

在行波提取腔中,电子速度 $v_b$ 需要与慢波结构中微波相速度 $v_p$ 同步,且略大于微波相速度,即 $v_b \ge v_p$ 。微波相速度可近似表示成

$$v_{\rm p} \approx \omega/\beta = 2\pi f p/\varphi \tag{5}$$

式中:p为慢波结构单个周期长度,即慢波结构的腔宽 w 和腔体之间漂移段的长度 d<sub>t</sub>之和,φ为工作模式稳定后相 邻周期电磁波相位变化大小,在本文中器件慢波结构的工作模式为 TM<sub>03</sub>模,一般位于-1次谐波区,因此φ的取值 可以从 π 到 2π。电子在二极管加速电压下的速度公式可表示为

$$v_{\rm b} = c \times \sqrt{1 - (1 + U_0/511)^{-2}} \tag{6}$$

式中: U<sub>0</sub>为二极管加速电压,大小为400 kV。将参数代入到公式(5)和(6)中求得的慢波结构周期大小p可取值2mm 至4mm,因此初步设置p大小为3mm进行优化,单个周期中腔体宽度w和间隙宽度d<sub>1</sub>大小分别设置为1.6mm和 1.4mm。通过设计计算获得器件行波提取腔和其中慢波结构的主要尺寸参数如表1所示,表中N为慢波结构的周 期个数。

			表 1 多周 Table 1 Para	期慢波结构) ameters of slo	し何结构参数 w wave structure		(unit: mm)	
R <sub>out</sub>	w	$d_{\mathrm{t}}$	h	Ν	$R_{\rm in}({\rm TM}_{01})$	$R_{\rm in}({\rm TM}_{02})$	$R_{\rm in}({\rm TM}_{03})$	
30.0	1.6	1.4	3.7	14	27.6	24.4	22.9	

下面拟用 HFSS 软件电磁仿真模块,得到工作模式为 TM<sub>01</sub>、TM<sub>02</sub>、TM<sub>03</sub>的三种腔体结构的轴向表面电场分布,然 后从功率容量的角度,来确定对TM<sub>03</sub>的选择。图3所示为 模拟结果,横坐标为器件轴向长度,纵坐标为轴向表面电场 大小。在相同的慢波结构尺寸下保持同轴结构外导体半径 不变,通过改变同轴结构内导体半径,仿真得到的横向模式 依次为TM<sub>01</sub>、TM<sub>02</sub>、TM<sub>03</sub>模,同时获得三个模式在谐振频率 相近时其轴向电场 Ez 在近外导体表面(Rout=30.0 mm)位置的 分布。表2给出了HFSS 仿真中每个模式在注入功率为1W 微波信号时的轴向最大表面场强数值。可以看出,3个横向 模式中 TM03模的腔体轴向最大表面场强最小,根据公式 (1),说明 TM<sub>03</sub>模式理论上在三个模式中具有最高的功率容 量,并且工作在TM<sub>03</sub>模式的腔体内外导体间距较宽,能够存 储相对多的能量。由此分析可知,相对于其他模式,工作在 TM<sub>03</sub>模式的 V 波段同轴渡越时间振荡器有望获得更大的输 出功率和输出脉宽。

## 60 frequency/GHz 4020 $TM_{02}$ voltage -light 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 1.2 1.4 1.6 1.8 2.0 0 $\beta p/\pi$ Fig. 3 Dispersion cure of slow wave structure 图 3 慢波结构色散曲线 表 2 轴向表面场强大小 Table 2 Axial surface electric field of TM modes

mode	electric field/ $(V \cdot m^{-1})$
TM <sub>01</sub>	0.41
TM <sub>02</sub>	0.27
TM <sub>03</sub>	0.19

## 2 模式控制分析

HPM 器件的基本结构如图 1 所示, 二极管包括石墨阴极

和阴极基座, 阳极包含前置反射腔、5 间隙调制腔和 14 周期行波提取慢波结构。为了进一步降低电子束空间电荷效应、提升器件的功率容量, 器件往往设置为较大的过模比, 这会导致行波提取腔内可能激励起的模式随之变多。工作在 TM<sub>03</sub>模式的腔体具有大过模、大腔宽, 因此纵向模式间隔很小, 在腔体中很容易导致杂模在起振的过程中被放大。因此, 为了使 TM<sub>03</sub>模式成功在行波提取腔中起振, 还需要进行优化设计。我们首先通过设计慢波结构的周期与腔深, 计算结构场分布、同步条件来获得冷腔色散以此确定工作频点。然后, 通过优化腔体结构调节 耦合阻抗、微波群速度、起振电流, 使 TM<sub>03</sub>模式具有较高的耦合阻抗、较小的群速度以及较小的起振电流, 从而 使 TM<sub>03</sub>模式能够优先起振并达到饱和。

色散曲线是慢波结构设计最基本的依据<sup>19]</sup>。图3所示为基于表1中的慢波结构尺寸参数计算的慢波结构色散

曲线,横坐标为纵向传播常数 β<sub>n</sub>和周期长度 p 的乘积,图中斜率较低的黄色直线为电子束线,60 GHz 附近的实心 曲线为 TM<sub>03</sub> 模式色散曲线,它们的交点为 400 kV 同步电压下的器件工作点,其中电子束线的斜率代表微波相速, 色散曲线上该点切线的斜率代表微波群速。由图可以看出,电子束线交 TM<sub>03</sub> 模式曲线于-1 次谐波区的(21/14) π模工作点,对应坐标横轴 1.53,近似取值 1.5。

为了表示电子束与微波本征模式间相互作用的强弱程度,耦合阻抗是研究 HPM 器件束波互作用时人为定义的一个具有阻抗量纲的参数<sup>[20]</sup>,耦合阻抗越大,表示电子束可以更有效地将能量交给本征电场,从而激励起所需要的电磁波,第 n 次空间谐波的耦合阻抗计算公式为

$$K_{n} = \frac{E_{n}^{2}(z)}{2\beta_{n}^{2}P} = \frac{E_{n}^{2}(z)p}{2\beta_{n}^{2}v_{g}W}$$
(7)

$$\beta_n = \pm \left(\frac{\beta_0}{p} + \frac{2n\pi}{p}\right) \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots)$$
 (8)

在式(7)中,  $E_n^2(z)$ 为器件主要工作模式的第 n 次谐波在腔体间隙中电子束半径位置的轴向电场的平方,  $\beta_n$ 为工作模式 n 次谐波的相位传播常数, 它与慢波结构周期长度的乘积就是色散曲线上的工作点所对应的横坐标, 在 图 4 中, 电子束线与 TM<sub>03</sub> 模式色散曲线交于-1 次谐波区,  $\beta_0$ 为该模式 0 次谐波所对应的相位传播常数; P 为单个 周期慢波结构中的功率流, 该功率可由慢波结构周期长度 p、电磁波群速度  $v_g$  和单个周期长度容纳的微波能量 W 来表示。

式(7)中群速度 vg 表示的是电磁波能量传输的速度,数值大小为色散曲线上某点切线斜率的绝对值,方向由 切线斜率的正负来表示。群速度的定义

$$v_{\rm g} = \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}\beta} \tag{9}$$

式中:ω是微波角频率。

图 4 给出了由式(9)得到的三个模式的群速度与相位常数的对应关系,并在图中标出了每个模式的工作点。 计算得到 TM<sub>01</sub>、TM<sub>02</sub>、TM<sub>03</sub> 三个模式的群速度大小分别为 3.8×10<sup>7</sup> m/s, 2.5×10<sup>7</sup> m/s, 1.1×10<sup>7</sup> m/s, 可以看出 TM<sub>03</sub> 模 式在工作点附近具有绝对值最小的群速度。

从图 4 得到群速度的数值大小后,对不同模式的耦合阻抗进行了计算。图 5 是每个模式的耦合阻抗随纵向传播常数的变化趋势,纵坐标 K<sub>-1</sub>为 TM<sub>01</sub>、TM<sub>02</sub>、TM<sub>03</sub>模式的-1次谐波工作点的耦合阻抗,大小分别为 0.03、0.18、3.9 Ω,可以看出 TM<sub>03</sub>模式的耦合阻抗高于其他模式,说明在束波互作用区,TM<sub>03</sub>模式电磁波与电子束的换能效果最好。因此在这三个可能被激励的横向工作模式中,TM<sub>03</sub>模式具有最大的耦合阻抗从而将优先被激励起来并成为主要工作模式。



起振电流描述了某个模式起振时在 HPM 器件腔体中所需的最小电流,因而当该模式具有相对其他模式较小的起振电流时,该模式将能够优先起振并成为主要工作模式。起振电流表达式<sup>[20]</sup>

$$I_{\text{start}} = \frac{I_{\text{A}}}{\pi N^2} \frac{\beta_{-1}^3 \gamma^3}{C(r_{\text{b}})} \frac{1}{Q} \frac{1}{\eta_{\text{lin}}}$$
(10)

式中:N为慢波结构周期个数,C(r<sub>b</sub>)为电子束在中心半径处与慢波结构轴向电场的耦合系数,它的数值大小趋势 与耦合阻抗完全一致,β<sub>-1</sub>即微波模式轴向传播常数,由前面色散曲线给出,γ为相对论因子,η<sub>in</sub>是由器件的尺寸定 义的线性效率,Q为腔体的品质因数。I<sub>A</sub> = mc<sup>3</sup>/e,其中 m 和 e 分别为电子质量和电荷,c 为真空中光速。该式中需 要重点关注的是腔体个数 N 与品质因数 Q,这两个参数能够极大地影响模式的起振时间,N 即表 1 中的慢波结构 周期数 14,Q 值的表达式如下

$$Q = \frac{\omega L}{\left| v_{\rm g} \right| (1 - |\mathbf{R}|)} \tag{11}$$

式中: L 为互作用区间的总长度,如图 2 所示。R 为慢波结构末端处,即图 2 从左到右第 14 个慢波周期处的微波反射系数。由于在确定基本慢波结构参数和色散曲线后,不同模式之间只有群速度的区别较大,因此由公式(10)、(11),可得 TM<sub>03</sub>模式在同步电压下由于群速度小而具有高 Q 值和低起振电流。

由此可见 TM<sub>03</sub> 模式比起 TM<sub>01</sub> 和 TM<sub>02</sub> 模式具有更大的耦合阻抗和更易达到的小起振电流,因而在模式竞争中具有优先起振的优势。

## 3 粒子模拟仿真验证

根据前面对 HPM 器件结构参数的设计和模式控制分析,下面将使用 PIC 粒子模拟软件 CHIPIC 对 HPM 器件 整管结构进行模拟仿真。为了贴合开展实验时的实际条件,代入了由磁场仿真软件 SUPERFISH 仿真得到的螺线 管磁场位型曲线,磁场峰值大小为 1.2 T,在收集极位置逐渐降低,从而将电子束引导至收集极。

将导体材料设置为带损耗的金属材料, 馈入电压 400 kV、电流 5 kA、总功率为 2 GW 的电脉冲进行仿真。图 6 为通过粒子模拟仿真获得的电磁波输出微波功率曲线, 由图可知微波输出功率为 440 MW, 饱和时间 25 ns, 效率 22%。图 7 为输出微波频谱图, 说明该器件工作频点为设计频点 62.25 GHz 且频谱纯净, 验证了设计结果的合理性。



通过粒子模拟获得,器件在提取结构的束波互作用区的横向工作模式为TM<sub>03</sub>模式,基于TM<sub>03</sub>模式工作的结构轴向最大表面场强出现在第一腔体与第二腔体之间的间隙位置,如图 8 所示,数值大小为 1.6 MV/cm。对比本课题组之前的研究工作<sup>[18]</sup>,基于TM<sub>02</sub>模式工作的结构轴向最大表面场强出现在倒数第三腔体与第四腔体之间的间隙位置,如图 9 所示,数值大小为 1.8 MV/cm。应用 TM<sub>03</sub>模式后腔体轴向最大表面场强由 1.8 MV/cm下降到了 1.6 MV/cm,下降比例 11%。由此可见,对比基于TM<sub>02</sub>模式工作的腔体结构,TM<sub>03</sub>模式能够在更大的腔体尺寸下,保持更低的表面场强,从而有望降低实验中射频击穿风险,获得更高的器件输出功率、更长的脉冲宽度。



接下来进行了器件工作区间、敏感性参数研究等仿真工作,图 10为器件伏安特性曲线,可以看出在电压 380~440 kV 的范围内未达到发射饱和,二极管发射能力正常,并能够在 400 kV 的电压下提供 5 kA 的粒子束流。

图 11 分别计算了输出功率随二极管电压、外加磁场及 阴阳极间距的变化趋势。由此可以得到结论:(1)二极管电 压从 350 kV 到 420 kV 时,输出功率逐渐增大,并在工作电压 为 400 kV 时达到 440 MW;当二极管电压大于 420 kV 时,输 出功率骤降至百兆瓦以下,这是由于腔体内模式发生跳变的 缘故;(2)磁场大小从 0.8 T 到 1.6 T,输出功率从 390 MW 增 长至 460 MW,但是过大的磁场会大幅提升实验中磁路系统 的体积重量,导致整个装置过于复杂,因此这种选择了 1.2 T;



(3)通过改变阴阳极间距 ΔL 来改变二极管阻抗时,输出功率能够始终保持在 425 MW 以上,证明了器件在一定范围内的稳定性。



图 11 输出功率随电压、导引磁场及阴阳极间距的变化趋势

# 4 结 论

为了提升 V 波段 HPM 器件的功率容量,论文提出了一种基于 TM<sub>03</sub> 模式的大横向尺寸束波互作用结构的 V 波段同轴渡越时间振荡器,并进行了结构参数设计。从计算 TM<sub>01</sub>、TM<sub>02</sub>和 TM<sub>03</sub> 三个模式的冷腔场分布、色散 曲线、群速度,到耦合阻抗和起振电流分析表明,在该设计参数下 TM<sub>03</sub>模式相对 TM<sub>01</sub>和 TM<sub>02</sub>等其他模式能够优 先起振,且采用 TM<sub>03</sub>模式能在一定程度上提升腔体的功率容量,证明了设计结果的正确性。通过粒子模拟在束波 互作用结构中成功激励起 TM<sub>03</sub>模式,器件工作电压为 400 kV,工作电流为 5 kA,磁场大小为 1.2 T,获得了 440 MW 的高功率微波输出,器件效率为 22%,轴向最大表面场强不超过 1.6 MV/cm,验证了设计结果的合理性,为后续实验 研究奠定了基础。

#### 参考文献:

- [1] Benford J, Swegle J A, Schamiloglu E. High power microwaves [M]. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2007.
- [2] Zhang Jiande, Ge Xingjun, Zhang Jun, et al. Research progresses on Cherenkov and transit-time high-power microwave sources at NUDT[J]. Matter and Radiation at Extremes, 2016, 1(3): 163-178.
- [3] 贺军涛. 新型渡越时间振荡器的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2004. (He Juntao. Investigation on novel transit-time oscillators[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004)
- [4] 曹亦兵. 基于渡越辐射新型高功率微波源的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2012. (Cao Yibing. Investigation of a novel high-power microwave source based on transition radiation effect[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2012)
- [5] 令钧溥. Ku 波段低磁场同轴渡越时间振荡器的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2014. (Ling Junpu. Investigation of a Ku-band coaxial transit-time oscillator with low guiding magnetic field[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014)
- [6] 宋莉莉. Ka 波段高功率同轴渡越时间振荡器的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2018. (Song Lili. A Ka-band high power coaxial transit-time oscillator[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2018)
- [7] 周传明, 刘国治, 刘永贵, 等. 高功率微波源[M]. 北京: 原子能出版社, 2007. (Zhou Chuanming, Liu Guozhi, Liu Yonggui, et al. High-power microwave

sources[M]. Beijing: Atomic Energy Press, 2007)

- [8] Benford J, Swegle J A, Schamiloglu E. 高功率微波[M]. 江伟华, 张驰, 译. 2 版. 北京: 国防工业出版社, 2009. (Benford J, Swegle J A, Schamiloglu E. High power microwaves[M]. Jiang Weihua, Zhang Chi, trans. 2nd ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2009)
- [9] Miller R B. 强流带电粒子束物理学导论[M]. 刘锡三, 张兰芝, 吴衍斌, 等译. 北京: 原子能出版社, 1990. (Miller R B. Intense electron beam physics[M]. Liu Xisan, Zhang Lanzhi, Wu Yanbin, et al, trans. Beijing: Atomic Energy Press, 1990)
- [10] 白珍. Ka 波段大过模同轴 Cerenkov 型高功率微波振荡器研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2017. (Bai Zhen. Investigation on Ka-band super overmoded coaxial Cerenkov high power microwave oscillator[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017)
- [11] Vlasov A N, Shkvarunets A G, Rodgers J C, et al. Overmoded GW-class surface-wave microwave oscillator[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2000, 28(3): 550-560.
- [12] 张点. 过模 O 型 Cerenkov 高功率微波产生器件相关理论和关键问题研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2014. (Zhang Dian. Investigation on related theory and key problems of overmoded O-type Cerenkov high power microwave generators[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014)
- [13] Deng Bingfang, He Juntao, Ling Junpu, et al. Theoretical analysis and experimental verification of electron beam transmission with low guiding magnetic field in V-band coaxial transit-time oscillator[J]. Physics of Plasmas, 2021, 28: 073102.
- [14] Ye Hu, Teng Yan, Chen Changhua, et al. A millimeter wave relativistic backward wave oscillator operating in TM<sub>03</sub> mode with low guiding magnetic field[J]. Physics of Plasmas, 2015, 22: 063104.
- [15] Deng Bingfang, He Juntao, Ling Junpu. A coaxial V-band relativistic transit-time oscillator operating in TM<sub>02</sub> mode[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2020, 48(12): 4350-4355.
- [16] Deng Bingfang, He Juntao, Ling Junpu, et al. Preliminary research of a V-band coaxial relativistic transit-time oscillator with traveling wave output structure [J]. Physics of Plasmas, 2021, 28: 103103.
- [17] Ye Hu, Chen Changhua, Ning Hui, et al. Preliminary research on overmoded high-power millimeter-wave Cerenkov generator with dual-cavity reflector in low guiding magnetic field [J]. Physics of Plasmas, 2015, 22: 123110.
- [18] Deng Bingfang, He Juntao, Ling Junpu, et al. A V-band coaxial relativistic transit-time oscillator operating in TM<sub>02</sub> mode with shallow corrugated output structure [J]. IEEE Electron Device Letters, 2022, 43(7): 1125-1128.
- [19] Amin M R, Ogura K, Kitamura H, et al. Analysis of the electromagnetic waves in an overmoded finite length slow wave structure [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, 43(4): 815-822.
- [20] Miller S M, Antonsen Jr T M, Levush B, et al. Theory of relativistic backward wave oscillators operating near cutoff[J]. Physics of Plasmas, 1994, 1(3): 730-740