

反馈型  $TM_{01}$  主模同轴虚阴极振荡器\*张运俭<sup>1)2)3)†</sup> 丁恩燕<sup>3)</sup>

1) (高功率微波技术重点实验室, 绵阳 621900)

2) (复杂电磁环境科学与技术重点实验室, 绵阳 621900)

3) (中国工程物理研究院应用电子学研究所, 绵阳 621900)

(2019年5月8日收到; 2019年6月15日收到修改稿)

作为一种空间电荷高功率微波器件, 同轴虚阴极振荡器微波输出模式一般为  $TM_{01}$  与  $TE_{11}$  模式的混合模式. 本文通过数值模拟及实验分析, 对同轴虚阴极振荡器进行了结构调整, 提出了一种同轴反馈式虚阴极振荡器. 通过对阳极网的结构设计, 器件内阳极网的反馈结构改变了阳极网内虚阴极反射电子束的分布, 实现了同轴虚阴极振荡器以  $TM_{01}$  模式为主要模式输出的高功率微波. 同轴虚阴极振荡器在工作电压 400 kV 下微波输出 850 MW, 微波脉宽半高宽约 30 ns, 频率为 4.1 GHz.

**关键词:** 同轴虚阴极, 高功率微波, 模式控制

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 41.85.-p

**DOI:** 10.7498/aps.68.20190696

## 1 引言

高功率微波 (HPM) 是指频率在 1—300 GHz 范围和峰值功率在 100 MW 以上的电磁波<sup>[1]</sup>. 随着脉冲功率技术和等离子体物理的发展, 高功率微波技术也迅速地发展起来, 尤其是在高功率微波源的研制方面取得了极大的进展, 先后出现了很多种不同类型的高功率微波源. 在某些应用领域, 需要去掉外磁场系统来缩减体积和重量, 从而实现高功率微波器件的小型化, 这类器件有虚阴极振荡器 (VCO)、磁绝缘线振荡器 (MILO)、分离腔振荡器 (SCO) 和超级后加速管 (super-reltron). 虚阴极振荡器是高功率微波源重要的研究方向之一. 虚阴极振荡器具有结构简单、不需外加磁场的优点, 并且能产生比较高的功率. 在过去的二十多年里受到了国际上的高度重视和广泛研究<sup>[2–10]</sup>.

同轴虚阴极振荡器是一种空间电荷器件, 当一

强流电子束注入到一真空腔体中时, 束流超过腔体的空间限制流, 由于电荷的积累而在电子束传输路径中形成一势阱, 即虚阴极. 虚阴极的形成一方面将阻止电子的继续传输, 把入射电子部分地反射回二极管, 反射电子通过阳极网后又受到真实阴极的作用重新返回, 于是反射电子在实阴极与虚阴极之间形成反射机制振荡, 产生微波辐射; 另一方面电子的返回使虚阴极处势值减小, 电子束又能传输, 进而又引起势值增大, 继续阻止电子的进一步传输, 使虚阴极的自身位置和势值都发生振荡, 产生电磁辐射. 随着对虚阴极研究的不断深入, 提出了多种虚阴极振荡器结构模型, 同轴虚阴极振荡器是其中之一. 同轴虚阴极振荡器电子束向内发射, 空间电荷密度逐渐增大, 更容易形成环状虚阴极; 形成准腔结构易于产生谐振, 改善微波频率; 容易提供大面积电子束. 同轴虚阴极形成的示意图如图 1 所示, 强流电子束由阴极向内发射穿越阳极网, 束流超过空间电荷限制流时, 在阳极网内形成虚阴极

\* 国防基础科学研究计划 (批准号: JCKY2016212B034) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhang\_yunjian@sina.com

振荡, 产生高功率微波辐射.

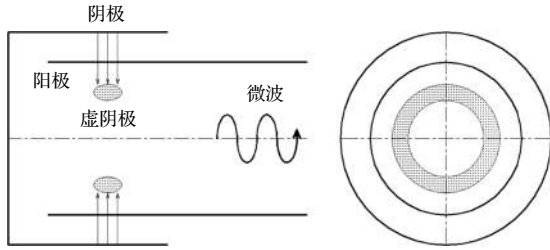


图 1 同轴虚阴极结构示意图  
Fig. 1. Schematic diagram of coaxial virtual cathode.

## 2 同轴虚阴极微波输出模式

在同轴虚阴极的研究过程中, 一般认为  $TM_{01}$  模式场型与轴对称径向入射电子束的耦合效率最高, 从而同轴虚阴极振荡器中激励高功率微波的主要模式将是  $TM_{01}$  模, 而忽略了  $TE_{11}$  模式对器件工作状态的影响. 实际上由于  $TE_{11}$  模式是圆波导的基模, 在模式竞争中将会占主导作用. 同时径向入射的电子束会导致圆柱型阳极腔中具有最强的径向电场分量, 而这种电场分布与  $TE_{11}$  模式场分布接近. 并且在实际实验中由于阴阳极结构的不同轴是绝对存在的, 所以由于阴阳极结构的偏心导致的电子束发射不均匀性将会导致激励  $TE_{11}$  模式的机制进一步增强. 进一步理论分析表明, 在阴阳极严格同轴的条件下, 同轴虚阴极振荡器中  $TE_{11}$  模式与  $TM_{01}$  模式与入射电子束的耦合效率接近 [11–18]. 另外一种分析方法是谐振腔理论 [19], 把阳极反射板、阳极网及虚阴极考虑为一个准谐振腔. 通过计算准谐振腔的谐振频率, 可以判断微波输出模式.

通过控制阳极网孔口径及金属丝直径实现了在阳极网透过率分别为 61% 及 72% 的情况下的同轴虚阴极实验, 实验中器件辐射远场以天线相心为圆心, 在半径为 5 m 的圆周上以天线中轴线为起始点, 每隔  $5^\circ$  设置一个微波功率密度测量点, 分别得到的辐射方向图 I 及方向图 II 如图 2 所示. 阳极网透过率为 61% 时, 典型方向图为图 2 中 I 类方向图; 阳极网透过率为 72% 时, 典型方向图为图 2 中 II 类方向图. 图 2 中另外两条曲线为理论计算天线辐射  $TM_{01}$  模式和  $TE_{11}$  模式混合模式时的方向图, 其中  $TM_{01}$  和  $TE_{11}$  模式模比为 3:2 时, 理论计算方向图与实验中的 I 类方向图相似;  $TM_{01}$  和  $TE_{11}$  模式模比为 1:2 时, 理论计算方向图与实验

中的 II 类方向图相似. 这表明阳极网透过率对输出模式有直接影响.

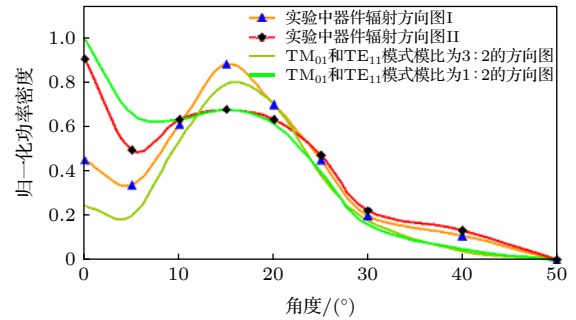


图 2 实验所获得的两种典型方向图 (I, II) 及  $TM_{01}$  模式和  $TE_{11}$  模式模比分别为 3:2 和 1:2 的方向图

Fig. 2. Two typical patterns obtained by experiments (I, II) and  $TM_{01}$  and  $TE_{11}$  patterns with modulus ratios of 3:2 and 1:2.

实验中圆波导  $TM_{11}$  模式截止频率为 3.32 GHz, 根据波导内  $TM_{11}$  模式的电磁场分布, 直观上可能存在  $TM_{11}$  模式的辐射微波. 实验中天线  $TM_{11}$  模式方向图副瓣增益与主瓣相差不大. 不同比例的  $TM_{11}$  与  $TE_{11}$  模式的混合模式其方向图更倾向  $TE_{11}$  模式; 不同比例的  $TM_{11}$  与  $TM_{01}$  模式的混合模式其方向图更倾向  $TM_{11}$  模式. 这两种方式的混合模式与实测方向图都不相符. 另外一种可能是  $TM_{01}$ ,  $TE_{11}$  及  $TM_{11}$  三种模式的混合. 通过计算, 当  $TM_{11}$  模式占比低于 10% 的时候, 计算混合模式方向图与实测方向图较为一致. 从以上分析看出, 同轴虚阴极产生的微波模式主要为  $TM_{01}$  及  $TE_{11}$  模式, 可能存在的  $TM_{11}$  模式占比较小, 可以忽略  $TM_{11}$  模式对主要模式的影响.

根据阳极网谐振腔分析, 阳极网透过率较高时, 容易产生较强的反射电子束, 利用形成准谐振腔为一锥形结构, 使得  $TE_{11}$  模式输出增强; 阳极网透过率较低时, 由于金属网对电子束的吸收, 可减弱反射电子束的束流强度, 抑制了  $TE_{11}$  模式. 过高追求阳极网透过率会造成阳极网极易被强流电子束破坏, 很难维持虚阴极的形成, 因此较为现实的方法是提高  $TM_{01}$  模式的输出比例, 实际应用中  $TM_{01}$  模式转换为  $TE_{11}$  模式是比较简单易行的.

根据这一实验现象, 可将阳极网的末端通过一金属板封闭, 并将反射电子束的路径由金属网改为金属圆筒, 直接吸收反射电子束, 形成同轴反馈式虚阴极振荡器. 通过这一改进, 可抑制同轴虚阴极中的  $TE_{11}$  模式, 实现同轴虚阴极  $TM_{01}$  模式为主

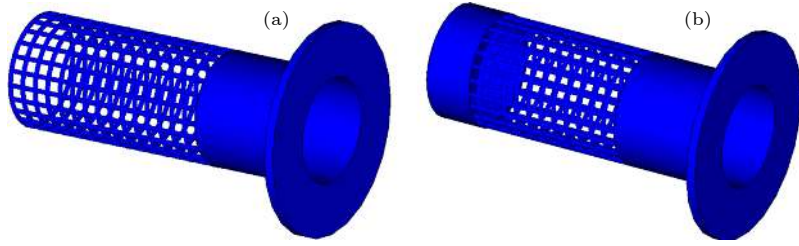


图 3 同轴虚阴极内阳极网结构示意图

Fig. 3. Structure diagram of anode mesh in coaxial virtual cathode.

辐射模式. 前期实验中的阳极网结构及改进型阳极网如图 3(a) 和图 3(b) 所示. 图 3(a) 阳极网为开口圆波导结构, 图 3(b) 阳极网后端密封, 且距离后端面一定长度内由圆筒代替金属网, 直接吸收反射到此处的电子, 阻止其反射进入阴阳极间隙.

### 3 反馈型同轴虚阴极振荡器数值模拟

数值模拟采用 PIC 计算方法, 输入电压 400 kV, 二极管阻抗约为  $13 \Omega$ , 电压脉冲前沿为 10 ns, 电压脉冲平顶为 35 ns, 脉冲下降沿为 10 ns. 同轴虚阴极微波辐射频率可近似表示为 [20,21]:

$$f \text{ (GHz)} = \frac{4.77}{d \text{ (cm)}} \ln \left[ \gamma_0 + (\gamma_0^2 - 1)^{1/2} \right], \quad (1)$$

式中  $d$  为阴阳极间距,  $\gamma_0$  为相对论因子. 对于电压为 400 kV 的电子束, 如果使输出微波频率为 4.0 GHz 左右, 则根据 (1) 式计算可以得到  $d \approx 1.52 \text{ cm}$ , 数值模拟优化设计过程中, 考虑阳极网需要一定的厚度, 取  $d = 1.50 \text{ cm}$ .

反馈型同轴虚阴极数值模拟结构如图 4 所示, 在阳极网的末端增加了一反馈金属板, 并且在末端附近用金属圆筒代替了金属网. 阳极网半径为 5.5 cm, 电子束发射宽度为 5.5 cm, 阳极网底部金属圆筒长度为 4.5 cm. 电压到达峰值时, 电子在  $p_r-r$  空间中的动量分布如图 5 所示. 由图 5 可以看出, 电子束由阴极发射, 经由阳极网引导在网内形成虚阴极, 虚阴极对电子产生强烈的反射作用, 电子束经过阳极网又返回阴极, 电子束在这一运动过程中产生微波辐射. 电子束在  $p_z-z$  间动量分布如图 6 所示, 可以看出反馈板及相连的金属圆筒吸收了反射电子, 抑制了反射电子束的强度. 由图 4 及图 5 中也可以得到虚阴极与阳极之间的间距大致与阴极与阳极之间的距离相等, 这与在虚阴极理论研究中假定虚阴极的位置是基本一致的, 并且通过在实验中网内添加负载, 检测电子束轰击痕迹的方

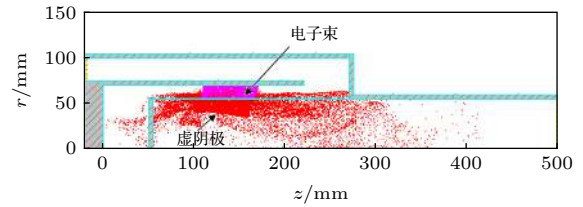


图 4 反馈型同轴虚阴极数值计算结构

Fig. 4. The numerical calculation structure of feedback coaxial virtual cathode.

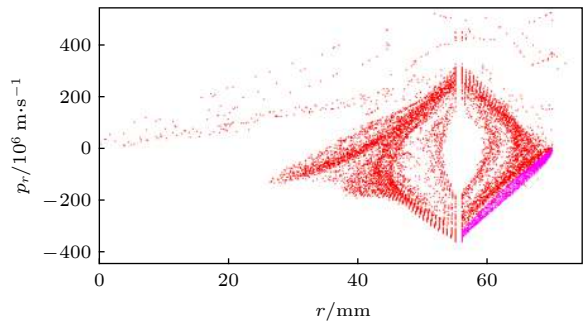


图 5 电子束  $p_r-r$  空间动量分布

Fig. 5.  $p_r-r$  spatial momentum distribution of electron beam.

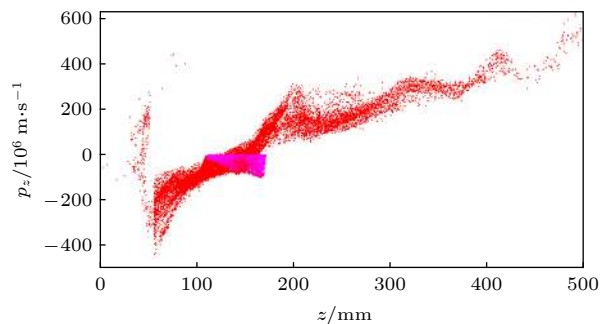


图 6 电子束  $p_z-z$  空间动量分布

Fig. 6.  $p_z-z$  spatial momentum distribution of electron beam.

法也基本验证了这一结论.

数值模拟结构输出微波平均功率如图 7 所示, 在电压峰值, 输出微波平均功率为 1.5 GW, 其中也可以看出输出微波脉宽基本与电压脉宽一致, 表

明在同轴虚阴极中相对轴向虚阴极所需要的空间电荷限制流较小. 数值模拟得到的微波频率如图 8 所示, 其频率约为 4.2 GHz, 与理论计算结果基本一致.

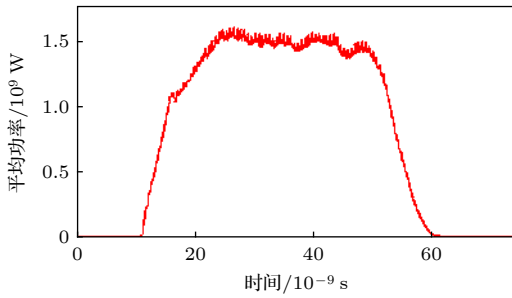


图 7 反馈型同轴虚阴极振荡器输出微波平均功率  
Fig. 7. Average power of feedback coaxial virtual cathode oscillator.

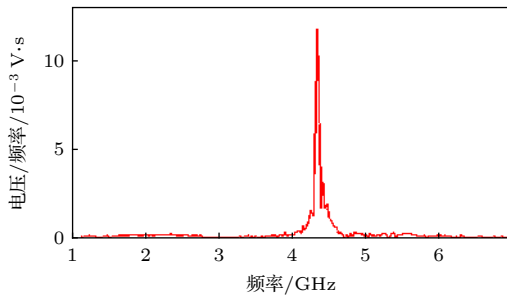


图 8 反馈型同轴虚阴极振荡器输出微波频率  
Fig. 8. Microwave frequency of feedback coaxial virtual cathode oscillator.

#### 4 同轴反馈式虚阴极实验研究

反馈型同轴虚阴极振荡器整体实验结构如图 9 所示, 采用平绒作为阴极发射材料, 电子发射区宽度为 5.5 cm, 阴阳极间隙 1.5 cm. 为防止束流发射前阴阳极发生电压击穿, 阴极末端采用喇叭口状设计. 阳极网采用图 3(b) 的设计结构, 阳极网底部用金属板密封, 形成准圆柱谐振腔结构, 且距底部 4.5 cm 长度内由金属圆筒代替金属网, 将反射至该处的电子吸收, 防止其反射进入阴阳极间隙. 钛泵为移除分子泵后用来维持器件正常工作所需要的真空条件.

实验中, 反馈型同轴虚阴极内真空度为  $2 \times 10^{-2}$  Pa. 实验测得的电压、电流波形如图 10 所示. 其中, 二极管电压为 400 kV, 电压前沿约为 15 ns, 微波脉冲具有很好的上升沿和下降沿, 脉宽约为 40 ns, 二极管电流为 30 kA, 二极管阻抗与数值模

拟计算结果基本一致. 接收天线测得远场功率密度分布, 然后进行积分得到微波辐射功率; 测量频率时, 将从辐射场采集的微波信号通过电缆输入数字示波器, 然后对信号进行快速傅里叶变换 (FFT) 获得. 图 10 为接收天线得到的微波脉冲波形, 由图 10 可以看出, 微波脉宽半高宽大于 30 ns, 微波脉冲底宽基本与电流脉宽一致, 说明在同轴虚阴极中需要的空间极限电流较小, 与数值模拟结果基本符合. 将图 10 中的辐射微波时域波形进行 FFT 变换后的微波频率为 4.1 GHz, 主频非常明显.

辐射场微波功率采用阵列天线功率密度积分法进行测量. 高功率微波辐射总功率的测量原理如图 11 所示, 在包围辐射天线的球面上对功率密度进行积分, 即可得到其辐射总功率. 在图 11 中如果球面上功率密度沿中轴线呈旋转对称分布 (TM<sub>01</sub> 模式), 则可在沿中轴线某一平面上 (微波

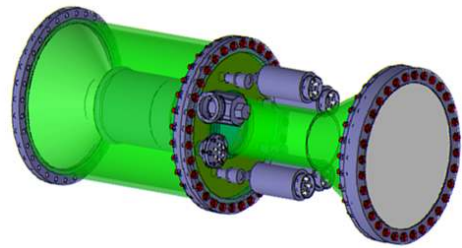
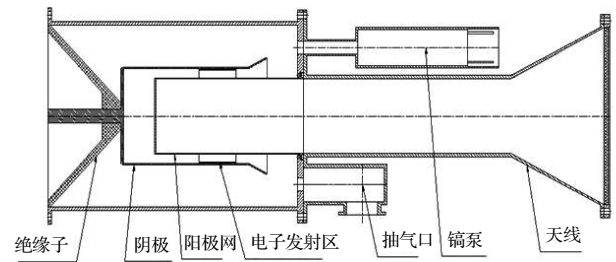


图 9 反馈型同轴虚阴极振荡器实验结构  
Fig. 9. Experimental structure of feedback coaxial virtual cathode oscillator.

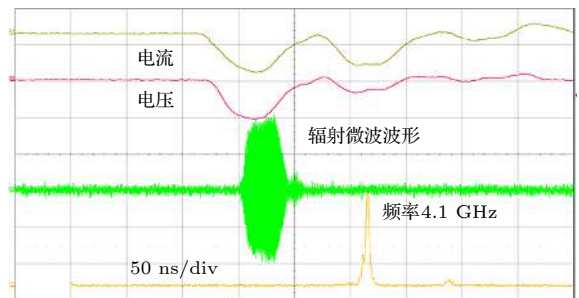


图 10 反馈型同轴虚阴极振荡器实验波形  
Fig. 10. Experimental waveform of feedback coaxial virtual cathode oscillator.

水平极化或垂直极化平面) 测量多点功率密度, 如图 12 所示, 然后利用积分方法得到辐射峰值功率. 该峰值功率测量方法是将球面功率密度积分转化为平面有限点采样近似积分. 采用该方法能快速、有效地进行辐射峰值功率测量, 并直观反映辐射场功率密度空间分布, 且同时能完成频率及脉冲宽度测量.

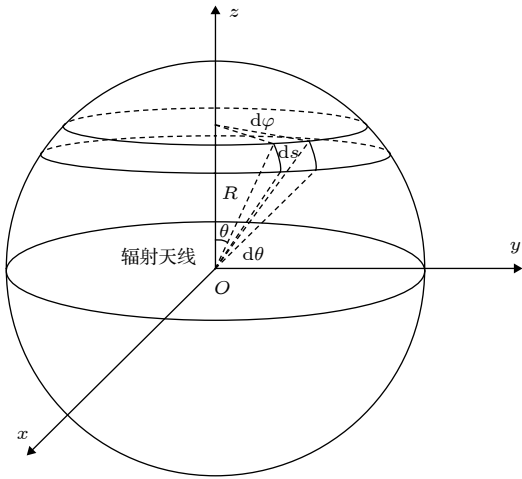


图 11 高功率微波辐射总功率测量原理图

Fig. 11. Measurement principle of high power microwave total power.

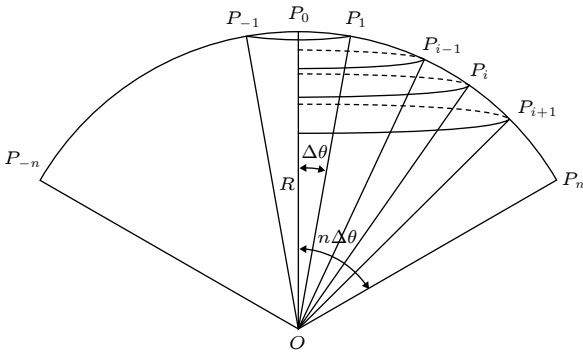


图 12 功率密度积分法测量辐射总功率示意图

Fig. 12. Diagram of total power measured by power density integral method.

采用在发射天线方向图中轴线一侧放置多个接收天线组成接收天线阵列 (或者接收天线多点移动测量), 测量以发射天线相位中心为圆心、 $R$  为半径的水平圆周上不同角度的峰值功率密度, 相邻两点的平均功率密度乘以该两点之间的球带面积则为该相邻两点球带内的功率, 然后各相邻两点之间的功率依次相加, 即可求得辐射功率. 该功率测量方法的计算公式为

$$P = \sum_{i=0}^{n-1} (P_i + P_{i+1}) \cdot \pi R^2 \times |\cos(i \cdot \Delta\theta) - \cos[(i+1) \cdot \Delta\theta]|, \quad (2)$$

式中  $P$  为辐射总峰值功率;  $P_i$  为第  $i$  个接收天线位置处的峰值功率密度;  $R$  为辐射天线相心至接收天线口面之间的距离;  $\Delta\theta$  为两相邻测量点连线对应的圆心角. 接收天线接收的微波经过衰减组件后进入示波器记录辐射微波波形. 辐射场功率密度由测量系统接收的微波功率和接收天线有效面积按 (3) 式计算给出:

$$P_i = \frac{V_i^2 \cdot 10^{A/10}}{8 \cdot Z_i \cdot A_e}, \quad (3)$$

式中  $V_i$  为示波器微波信号峰-峰值读数;  $A$  为衰减组件的衰减量, 衰减组件包括波导耦合器及同轴衰减器;  $Z_i$  为示波器通道阻抗;  $A_e$  为接收天线有效面积.

实验中, 适当调整反馈板位置及与反馈板相连的金属圆筒的长度, 使微波输出模式基本为  $TM_{01}$  模式. 在距离辐射天线相位中心 5 m 的水平圆周上, 测量天线每隔一定角度 ( $3^\circ$  或  $5^\circ$ ) 水平极化放置. 对于图 12 中示波器通道采集的辐射场微波峰值采用 (3) 式进行相应的计算, 得到各测量点的功率密度, 由此可以得到辐射微波方向图, 如图 13 所示. 在辐射天线主轴夹角  $30^\circ$  内进行空间功率积分, 得到微波脉冲辐射功率为 850 MW. 图 13 为天线辐射  $TM_{01}$  模式方向图理论值与实测值的比较, 实测值与理论值基本一致, 可以判断同轴虚阴极输出模式为  $TM_{01}$  模式. 在图 13 中实测值在  $20^\circ$  以后理论值与实测值有较大偏差, 主要因为实验室测量范围较小, 测量环境对辐射场有一定影响, 但大角度以后由于功率密度较小, 对主模辐射功率几乎没有影响.

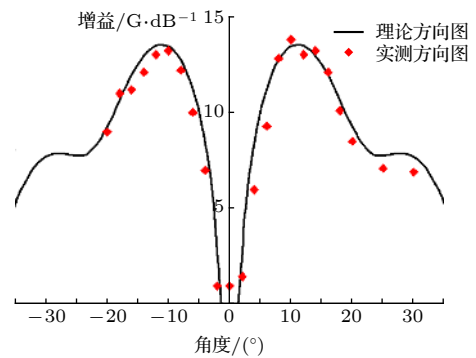


图 13 天线辐射方向图理论值与实测值比较

Fig. 13. Comparison of theoretical and measured radiation patterns.

## 5 结 论

本文给出了同轴反馈型虚阴极振荡器理论分析、数值模拟及实验结果. 通过对微波输出模式进行分析研究, 采用部分阻止反射电子进入阴阳极间隙的方法, 对阳极网进行结构改进, 增加阳极网末端的反馈金属板; 并将反射电子束的路径由金属网改为金属圆筒, 直接吸收反射电子束, 形成反馈型同轴虚阴极振荡器, 使输出微波主要模式为  $TM_{01}$  模式; 采用空间功率积分方法测量了微波辐射功率, 在工作电压 400 kV 下微波输出 850 MW, 微波脉宽半高宽大于 30 ns, 频率为 4.1 GHz. 实验得到的微波频率与数值模拟中的微波频率基本一致.

## 参考文献

- [1] Benford J, Swgle J 1992 *High Power Microwaves* (New York: Artech House Inc.) pp1-3
- [2] Jiang W H, Woolverson K, Dickens J 1999 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **27** 1538
- [3] Chen X P, Dickens J, Choi E H 2003 *Proc of the 2003 IEEE Inter Pulse Power Conf* Dallas, TX, USA, June 15-18, 2003 p1165
- [4] Luo X, Liao C, Meng F B 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 5774 (in Chinese) [罗雄, 廖成, 孟凡宝 2006 物理学报 **55** 5774]
- [5] Evgney G, Pavel M 2015 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **43** 1014
- [6] Yang Z F, Liu G Z, Shao H, Sun J, Zhang Y C, Ye H, Yang M 2013 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **41** 3604
- [7] Fan Y W, Li Z Q, Sh T, Liu J 2014 *Chin. Phys. B* **23** 075208
- [8] Champeaux S, Gouard P, Cousin R, Larour J 2016 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **44** 31
- [9] Kitsanov S A, Klimov A I, Korovin S D, Kurkan I K, Pegel I V, Polevin S D 2002 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **30** 274
- [10] Song K B, Lim J E, Seo Y, Choi E H 2009 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **37** 304
- [11] Jiang W H, Magne K 2001 *Phys. Plasmas* **8** 3781
- [12] Jennie A, Mats J, Denny A 2013 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **41** 2758
- [13] Ye W M, Li C L 1998 *High Power Laser and Particle Beams* **10** 268 (in Chinese) [叶卫民, 李传庐 1998 强激光与粒子束 **10** 268]
- [14] Shao H, Liu G Z, Yang Z F 2005 *J. Plasma Phys.* **71** 563
- [15] Shao H, Liu G Z, Yang Z F 2006 *High Power Laser and Particle Beams* **18** 230 (in Chinese) [邵浩, 刘国治, 杨占峰 2006 强激光与粒子束 **18** 230]
- [16] Shao H, Liu G Z 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 2387 (in Chinese) [邵浩, 刘国治 2001 物理学报 **50** 2387]
- [17] Liu J, Shu T, Li Z Q 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 105202 (in Chinese) [刘静, 舒挺, 李志强 2011 物理学报 **60** 105202]
- [18] Zhang Y P, Liu G Z, Shao H, Yang Z F, Song Z M, Lin Y Z 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6973 (in Chinese) [张永鹏, 刘国治, 邵浩, 杨占峰, 宋志敏, 林郁正 2009 物理学报 **58** 6973]
- [19] Zhang Y J, Meng F B, Fan Z K 2007 *High Power Laser and Particle Beams* **19** 682 (in Chinese) [张运俭, 孟凡宝, 范植开 2007 强激光与粒子束 **19** 682]
- [20] Woo W 1987 *Phys. Fluids* **30** 239
- [21] Xing Q Z, Wang D, Huang F, Deng J K 2006 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **34** 584

# TM<sub>01</sub> dominant mode coaxial virtual cathode oscillator with feedback construction\*

Zhang Yun-Jian<sup>1)2)3)†</sup> Ding En-Yan<sup>3)</sup>1) (*Science and Technology on High Power Microwave Laboratory, Mianyang 621900, China*)2) (*Key Laboratory of Science and Technology on Complex Electromagnetic Environment, Mianyang 621900, China*)3) (*Institute of Applied Electronics, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China*)

( Received 8 May 2019; revised manuscript received 15 June 2019 )

## Abstract

Virtual cathode oscillator, as a kind of space-charge high-power microwave source, has an output microwave mode that is generally an admixture of TM<sub>01</sub> mode and TE<sub>11</sub> mode. The analysis of the resonator in the anode mesh shows that when the transmission of the anode mesh is high, it is easy to produce strong reflected electron beam, forming a conical quasi-resonator structure, thus enhances the output of TE<sub>11</sub> mode. When the transmission of the anode mesh is low, the beam intensity of the reflected electron beam can be weakened due to the absorption of the metal mesh, and the TE<sub>11</sub> mode can be suppressed, so the output mode is mainly TM<sub>01</sub> mode. In this paper, a feedback coaxial virtual cathode oscillator is investigated with the use of numerical simulation and experimental data analysis. The feedback coaxial virtual cathode oscillator is formed by closing the end of the anode mesh through a metal plate and changing the path of the reflected electron beam from the metal mesh to the gap between cathode and anode. The particle in cell method is used in the numerical simulation of the virtual cathode oscillator, and the impedance of the 400 kV diode is about 13 Ω under a voltage of 400 kV. After the optimal design by numerical simulation, the average output microwave power from the virtual cathode oscillator is 1.5 GW, and the frequency of the microwave is about 4.2 GHz, which is basically consistent with the theoretical calculation results. In this new kind of virtual cathode oscillator, the distribution of reflected electrons is modified by the feedback sheet on the anode mesh, the output high power microwave pattern is demonstrated to be dominated by TM<sub>01</sub> mode. The microwave power obtained in the experiment is measured by the array antenna power density integration method. For axisymmetric mode, a receiving antenna array is formed by placing multiple receiving antennas on one side of the axis of the antenna pattern. The power densities of different angles on the horizontal circumference with the phase center of the transmitting antenna are measured, the average power density of two adjacent points is multiplied by the area of the spherical belt between these two points, and then the resulting power is added by the power between the adjacent two points, thereby obtaining the total radiation power. With this method, the microwave power is 850 MW with frequency 4.1 GHz and pulse width 30 ns under slaving voltage 400 kV.

**Keywords:** coaxial virtual cathode oscillator, high power microwave, mode control

**PACS:** 41.20.Jb, 42.25.Bs, 41.85.-p

**DOI:** 10.7498/aps.68.20190696

\* Project supported by the National Defense Basic Scientific Research Program of China (Grant No. JCKY2016212B034).

† Corresponding author. E-mail: zhang\_yunjian@sina.com