

S波段四腔强流相对论速调管的设计和实验研究*

成会^{1)2)†} 谢鸿全³⁾ 刘迎辉¹⁾ 李正红²⁾ 吴洋²⁾

1)(电子科技大学物理电子学院, 成都 610000)

2)(中国工程物理研究院, 应用电子研究所, 高功率微波技术重点实验室, 绵阳 621900)

3)(西南科技大学理学院, 绵阳 621010)

(2013年7月11日收到; 2013年9月17日收到修改稿)

本文根据四腔强流相对论速调管设计过程中出现的高次模振荡现象, 采用电磁场软件模拟, 分析了这种振荡的产生原因, 给出抑制这种高次模振荡的方法. 利用二维和三维模拟软件, 研究了谐振腔谐振频率、谐振腔 Q 值、漂移管长度、特性阻抗等参数的变化对高次模振荡的影响, 模拟上验证了高次模振荡抑制方法的有效性, 并在输出端模拟获得了功率2.13 GW、效率26%、增益60 dB的输出微波, 实现了2D, 3D中高次模振荡的有效抑制. 最终在实验中获得了功率1.9 GW、效率24%、增益61 dB的输出微波.

关键词: 四腔强流相对论速调管, 电磁场模拟软件, 高次杂模振荡, 抑制

PACS: 84.40.Fe

DOI: 10.7498/aps.63.018402

1 引言

在高功率微波(HPM)发展中由于单个器件极限功率的限制需要采用多个器件功率合成^[1]的路线; 同时由于相对论速调管的高功率、高效率、高稳定性等优点^[2], 使其在HPW器件发展过程中受到了高度的重视. 在相对论速调管放大器中, 器件增益的提高是通过中间谐振腔来实现的^[3], 目前速调管普遍采用三腔结构, 虽然这种结构比较简单, 不容易产生杂频振荡^[4], 但是增益较低(~ 35 dB), 要获得GW级的输出功率, 种子微波源的功率要达到MW量级, 对工程压力较大. 因此, 发展四腔或更多中间腔的高增益相对论速调管放大器的研究就变得更加重要. 在多腔相对论速调管设计过程中, 虽然中间腔可以提高放大器增益, 但是多腔相对论速调管中高次模振荡的发生严重影响器件的正常工作. 因此关于多腔强流相对论速调管放大器(IRKA)的高次模自激振荡受到了广泛关注, 也提出了很多抑制措施, 如文献^[5]通过在速调管谐振腔内喷涂吸波材料, 减低振荡模式的有载品质因子

来实现高次模振荡的抑制; 文献^[6]通过在主谐振腔外接吸收腔的方法来抑制高次模振荡. 但是, 这些消除高次模振荡的方法均是以牺牲管子的增益为代价的. 本文采用电磁模拟软件, 从四腔强流相对论速调管放大器(IRKA)结构出发, 在尽量不影响输出微波效率和增益的情况下, 探索了抑制高次模振荡的有效措施, 并在实验中实现高次模振荡的抑制.

2 四腔强流相对论速调管的物理模型

本文设计的四腔强流相对论速调管放大器(IRKA)是在三腔IRKA基础上发展来的, 由输入谐振腔、两个中间谐振腔、漂移段、输出谐振腔、收集极等部分组成. 结构图如图1所示, 结构图中各谐振腔的结构参数见表1所示, 各漂移管几何参数见表2所示, 环形电子注内外半径分别为18 mm, 20 mm. 采用Magic软件对四腔IRKA进行整管模拟时, 模拟条件如下: 注入微波功率1.8 kW, 频率2.88 GHz, 束压900 kV, 束流9 kA, 引导磁场1 T.

* 国家自然科学基金(批准号: 61271109)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: chenghui026@126.com

表1 各谐振腔的参数

	输入腔	第一个中间腔	第二个中间腔	输出腔
谐振频率/GHz	2.8833	2.8781	2.9167	2.8833
Q_0	17	∞	∞	11.15
间隙距离/mm	20	16	20	24

表2 各漂移管的几何参数

	第一段漂移管	第二段漂移管	第三段漂移管
长度/mm	48	224	165
半径/mm	23	23	23

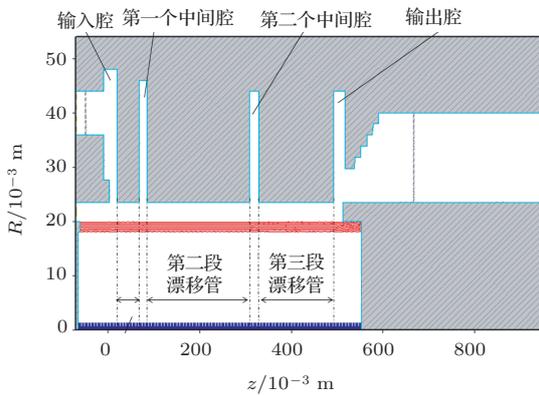


图1 四腔IRKA结构示意图

3 高次模振荡现象的描述

在对四腔IRKA进行整管(图1)模拟过程中,出现了脉冲缩短现象(图2). 图中在计算时间小于150 ns时,输出微波包络平坦,但当计算时间超过150 ns时,输出微波功率下降并出现了波形抖动现象. 且输入腔以及第一个中间腔的间隙电压频谱(图3、图4)中均出现了5.67 GHz的杂频,其幅值与工作频率幅值可比拟.

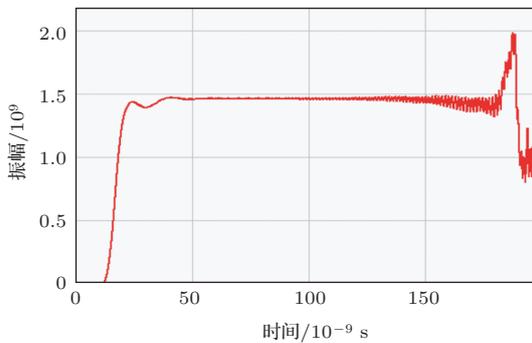


图2 注入微波频率为2.88 GHz时输出微波功率包络

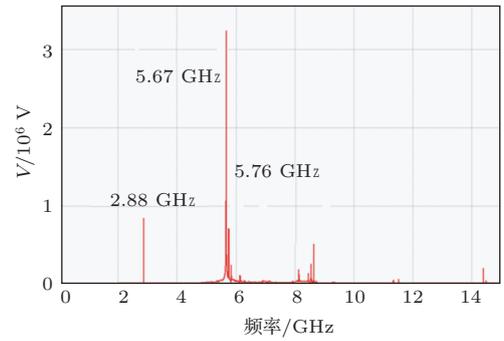


图3 注入微波频率为2.88 GHz时输入腔间隙电压频谱图

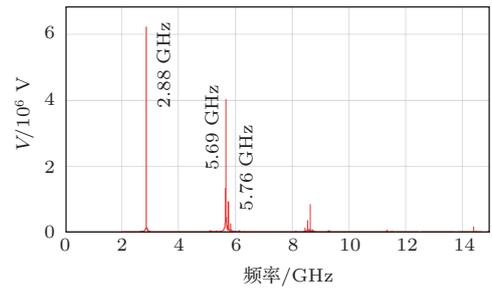


图4 注入微波频率为2.88 GHz时第一个辅助腔间隙电压频谱图

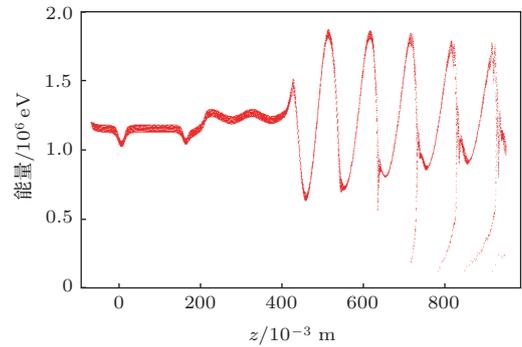


图5 粒子的相空间图

4 高次模振荡的分析

观察速调管整管相空间图(图5),没有发现电子回流,且设计过程中各谐振腔结构参数的选择也保证了谐振腔不会产生单腔振荡[7],因此排除电子回流或单腔振荡对脉冲缩短的影响.

为研究高次模振荡的产生原因,模拟过程中,其他条件不变的情况下,改变第一个中间谐振腔的谐振频率,5.67 GHz杂频被其他杂频取代(图6、图7),而其他谐振腔谐振频率的改变对5.67 GHz杂频影响很小.由此证明文中的高次模振荡是由第一个中间谐振腔引发的.同时,调节输入腔与第一

个中间谐振腔间隙漂移管长度为 8 cm 时, 高次模振荡得到了抑制(图 8、图 9), 而其他漂移管长度的变化对高次模振荡影响极小, 也就是说高次模振荡与第一段漂移管长度有关.

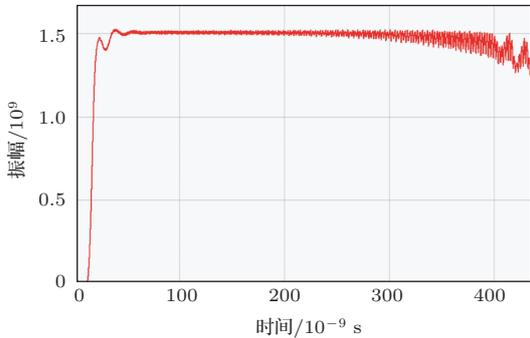


图 6 减小第一个中间腔半径时输出微波功率包络

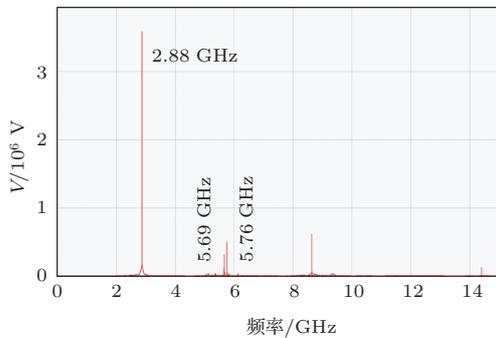


图 7 减小第一个中间腔半径时第一个中间腔间隙电压频谱

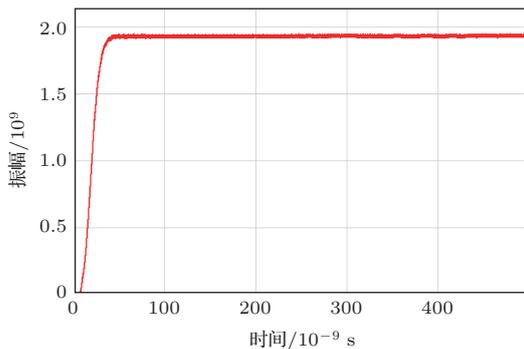


图 8 第一段漂移管长度为 8 cm 时输出微波功率包络

采用 3 维电磁模拟软件对第一个中间谐振腔振荡模式的振荡频率进行了观测(附加第一段漂移管结构), 发现第一个中间谐振腔除了工作频率处的 TM_{01} 振荡模式外, 还存在频率为 5.67 GHz 的 TM_{02} 的振荡模式^[8](图 10、图 11). 半径 2.3 cm 的圆波导中 TM_{01} 模的截止频率为 4.58 GHz, 则漂移

管对 5.67 GHz 的微波场不截止.

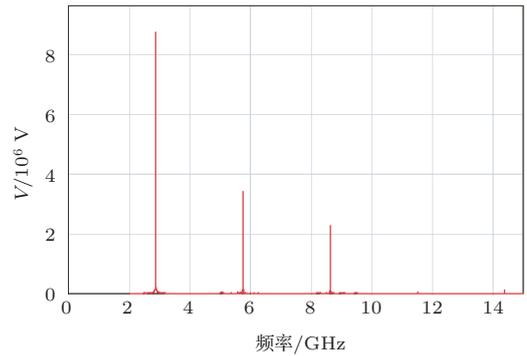


图 9 第一段漂移管长度为 8 cm 时第一个中间腔间隙电压频谱

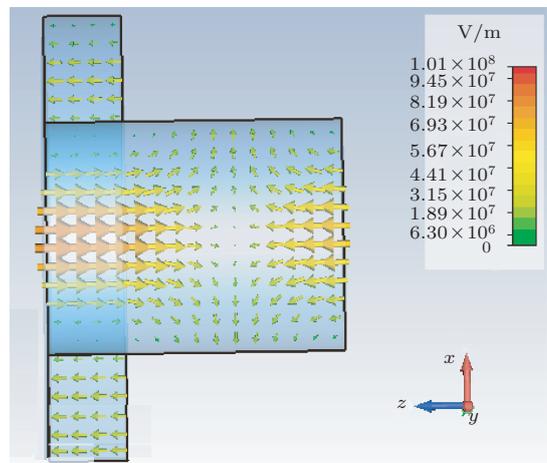


图 10 TM_{02} 模的轴向电场分布

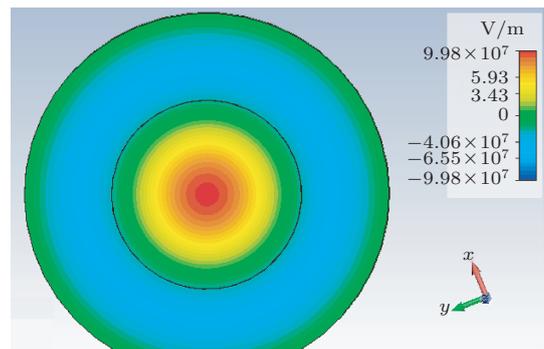


图 11 TM_{02} 模的角向电场分布

综合上述模拟现象, 可知文中高次模振荡现象的产生原因: 速调管第一个中间谐振腔中出现 5.67 GHz 高次模振荡, 该模式微波场通过漂移管耦合到上游输入腔, 并激励起该振荡模式的电场, 然后对穿过该谐振腔间隙的电子束进行调制, 使电子束中该频率的高次谐波分量被放大, 随后该高次谐波分

量在下游腔中又与振荡模式相互作用. 通过这样一个循环过程, 使得电子束中的该高次谐波分量被不断放大, 最终影响工作模式微波的提取. 可见, 第一段漂移管长度以及第一个中间谐振腔对高次模振荡的相互作用过程影响很大.

5 高次模振荡抑制的研究

5.1 模型建立

上节的分析可知, 本文在四腔 IRKA 设计过程中出现的高次模振荡仅与输入腔、第一段漂移管以及第一个中间腔有关, 为排除其他因素对高次模振荡的影响, 在图 1 的基础上去掉输出腔和第二个中间腔(图 12), 并在无注入的情况下观察其束波互作用.

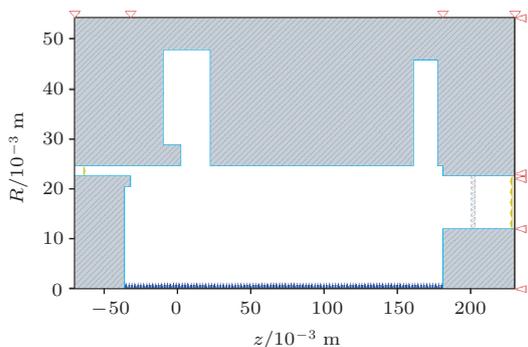


图 12 仅存在两腔时的结构模型

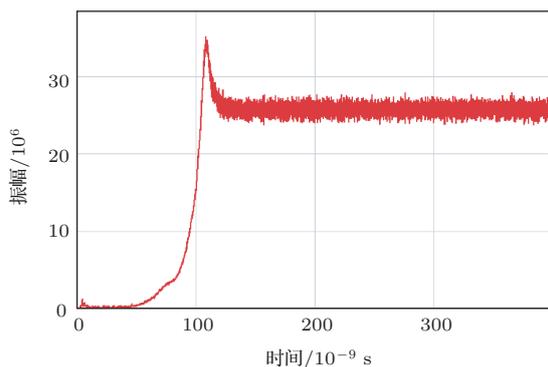


图 13 输出微波功率包络

两腔模拟中, 输出端电压频谱(图 15)与前面四腔速调管中的高次模振荡频率近似, 且改变第二个谐振腔谐振频率或是漂移管长度时, 输出微波频谱与四腔速调管中的高次模振荡频谱变化趋势一致. 可见, 两腔结构(图 12)中的束波互作用机理足

以描述图 1 结构中高次模振荡发生的过程.

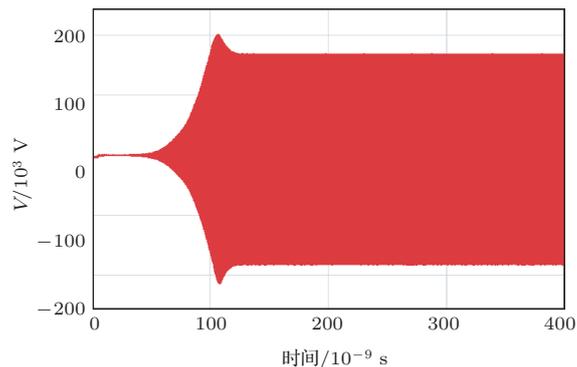


图 14 输出端电压

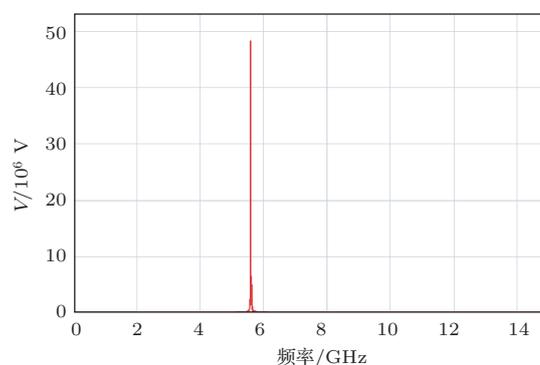


图 15 输出端电压频谱

5.2 理论分析

为探索抑制高次模振荡的措施, 将图 12 结构中发生耦合的两个谐振腔看作单一的谐振腔, 结合等效电路理论^[9,10], 分析了谐振腔内微波场的建场过程, 获得了第二个谐振腔间隙电压 V_{g2} 与电流密度 J 的关系式如下^[11]:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2 V_{g2}(t)}{\partial t^2} + \frac{\omega_0}{Q} \frac{\partial V_{g2}(t)}{\partial t} + \omega_0^2 V_{g2}(t) \\ &= -\frac{1}{C} \frac{\partial}{\partial t} \frac{\int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{E}_a^* dV}{\left| \int_L E_{sz}(z) dz \right|^2} \cdot \int_L E_{sz}(z) dz, \end{aligned} \quad (1)$$

式中 Q 是第二个谐振腔固有品质因子, \mathbf{E}_a 表示电场的无旋场, E_{sz} 表示轴向电场, C 为腔体等效 $R-L-C$ 电路的电容值.

$$V_{g2} = AE_2 d_2, \quad (2)$$

E_2 , d_2 分别为第二个谐振腔的间隙场强和间隙宽度.

化简(1)式得

$$(\omega_0^2 - \omega^2) A \sin \varphi + \frac{\omega \omega_0}{Q} A \cos \varphi$$

$$= -\frac{1}{\varepsilon} \frac{d}{dt} \int_L I(z, t) E_z(z) dz, \quad (3)$$

ε 为介电常数, A 为包含时间变量的函数, 忽略电子束在第一个谐振腔内的群聚, 忽略漂移段中空间电荷效应的影响, 到达第二个谐振腔时, 调制电流^[12]可表示为

$$I_1(\varphi) = 2I_0 J_1(\alpha) \cos\left(\varphi - \frac{\omega}{\beta_0 c} L_1 - \varphi_c\right), \quad (4)$$

式中 φ 为腔2与腔1间的相位差, L_1 为漂移管的长度, β_0 为电子的相速, I_0 为初始电流, c 为光速.

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{1}{\beta_0^3 \gamma_0^3} \frac{eV_{g1}}{m_0 c^2} L_1. \quad (5)$$

将发生耦合的两谐振腔看作单一的谐振腔, 则有

$$V_{g1} = AE_1 d_1, \quad (6)$$

其中 V_{g1} 为第一个谐振腔间隙电压, E_1, d_1 分别为第一个谐振腔的间隙场强和间隙宽度.

由(4)式化简, 有

$$A = 2 \frac{I_0 Q}{\omega_0 \varepsilon_0} J_1(\alpha) E_2 d_2 \sin\left(\frac{\omega}{\beta_0 c} L_1 + \varphi_c\right). \quad (7)$$

为便于分析, 化简(7)式为^[13]

$$\alpha = k J_1(\alpha), \quad (8)$$

其中, k 为归一化相互作用因子, 表达式为

$$k = 8\pi \frac{I_0 Q}{I_A} \frac{Q \cdot E_1 d_1 \cdot E_2 d_2}{\beta_0^3 \gamma_0^3} L_1 \sin\left(\frac{\omega L_1}{\beta_0 c} + \varphi_c\right), \quad (9)$$

其中, $I_A = \frac{4\pi\varepsilon_0 m_0 c^3}{e} = 17.1 \text{ kA}$, γ_0 为相对论因子.

将(8)式进行数值求解时, 发现当 $k > 2$ 时, 方程有非零解, 且 α 与 k 几乎成正比. 也就是说只有当 $k > 2$ 时, 两腔模型(图12)中存在调制电流, 输出端有微波输出, 此时, 四腔速调管中产生高次模振荡.

由此可确定 $k = 2$ 为器件的起振条件, 那么起振电流

$$I_{\text{start}} = \frac{I_A}{4\pi Q \cdot E_1 d_1 \cdot E_2 d_2} \frac{1}{L_1 \sin\left(\frac{\omega L_1}{\beta_0 c} + \varphi_c\right)}. \quad (10)$$

由(9)式可知, I_{start} 与腔体的 Q 值成反比; 由(2)式、(6)式可知 I_{start} 与间隙电压 V_{g1}, V_{g2} 成反比; 同时, 漂移管长度 L_1 对起振电流 I_{start} 影响很大.

5.3 模拟验证

由上述的理论分析可知, 抑制高次模振荡的具体措施有: 1) 降低谐振腔 Q 值, 因为谐振腔 Q 值与起振电流成反比; 2) 调节发生耦合的两谐振腔间漂移管长度, 此时, 电子束与高阶耦合模式的同步换能被破坏, 起振电流将增大; 3) 增加漂移管壁与电子束距离, 此时, 束波相互作用强度减弱, 谐振腔间隙电压 V_{g1}, V_{g2} 降低.

但是, 模拟中发现这些方法对输出微波功率的幅值影响很大, 为既抑制高次杂模振荡又不影响输出微波功率的提高, 本文采用阶梯状结构漂移管(图16). 经过不断的优化调节在功率1.8 kW、频率2.88 GHz的注入微波激励下, 模拟获得了功率2.13 GW、效率26%、增益60 dB的输出微波(如图17和18).

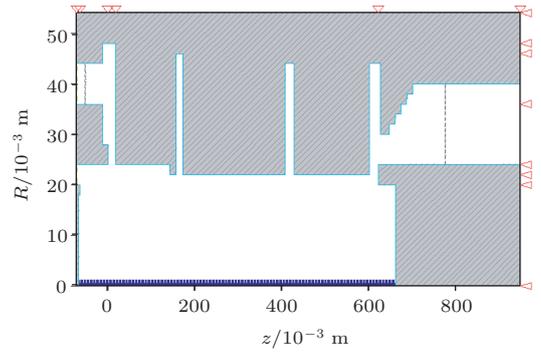


图16 优化后的整管结构图

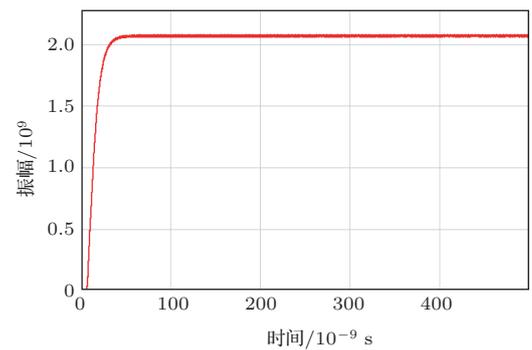


图17 输出微波功率包络

表3 速调管漂移管的结构参数

	第一段漂移管	第二段漂移管	第三段漂移管
长度/mm	138	234	175
半径/mm	24	22	22

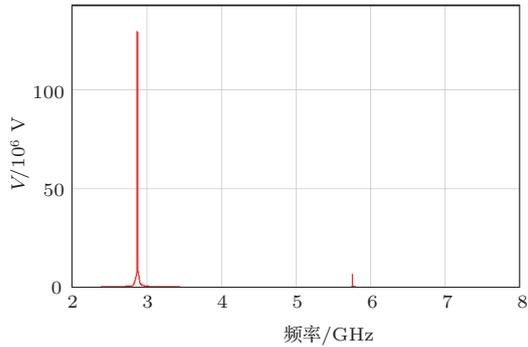


图 18 输出端电压频谱

6 实验研究

为将高次模振荡更好的应用于实验, 本文采用 LTD 型脉冲加速器产生 850 kV, 9 kA 的环形强流相对论电子束, 对未采用高次模振荡抑制措施的 RKA 器件(结构与图 1 相同) 进行实验研究. 实验中, 输出微波功率波形不稳定且频谱中存在 5.62 GHz 的高次杂模(图 19). 很显然, 器件中也出现了高次模振荡.

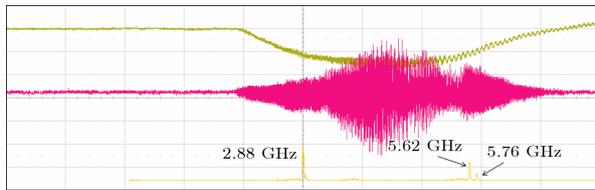


图 19 微波输出

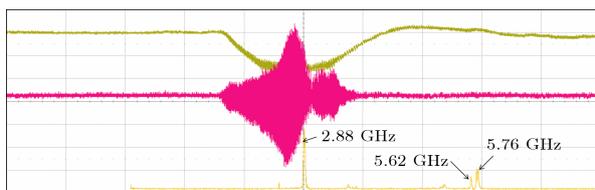


图 20 破坏耦合路径时的微波输出

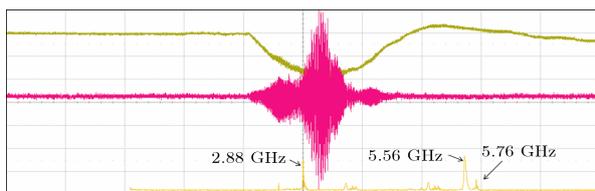


图 21 谐振腔频率改变时的输出微波波形

实验中, 破坏高次模式微波场的耦合路径

(改变漂移段距离)或是改变谐振腔谐振频率时, 5.62 GHz 的高次模振荡将受到很大的影响(图 20、图 21), 可见实验中高次模振荡的产生原因与模拟中是符合的.

为验证模拟与理论中高次模振荡抑制措施在实验中的有效性, 实验结合模拟中探索的抑制措施, 采用阶梯状结构漂移管, 对速调管进行优化, 最终在 2.88 GHz 注入微波的激励下, 获得了功率 1.9 GW、效率 24 %、增益 61 dB 的输出微波(图 22).

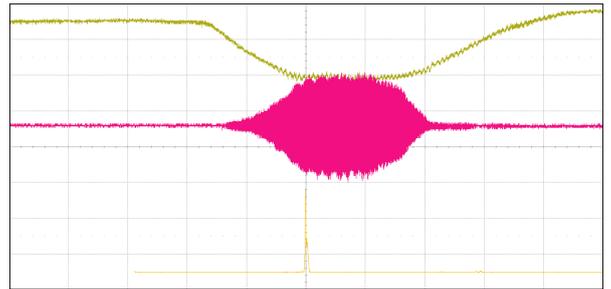


图 22 实验微波输出

7 结 论

通过采用 2.5 维粒子模拟 (PIC) 软件对频率为 2.88 GHz 的四腔 IRK 进行粒子模拟, 并从整管上分析了各方面结构参数对高次模振荡的影响. 最终通过速调管整管结构的优化, 在尽量不影响速调管增益的情况下, 模拟实现了高次模振荡的有效抑制. 然后将这些抑制措施应用于实验, 在 2.88 GHz 注入微波的激励下, 获得了功率 1.9 GW、效率 24 %、增益 61 dB 的输出微波.

参考文献

- [1] Benford J, Swegle J *High Power Microwave*. (New York: Taylor and Francis Group) (in America)
- [2] Ding Y G 2008 *Theory and Computer Simulation of High Power Klystron*(Beijing: National Defense Industry Press) p2 (in Chinese) [丁耀根 2008 大功率速调管的理论与设计模拟 (北京: 国防科技工业出版社) 第 2 页]
- [3] Luo J R, Cui J, Zhu M 2013 *Chin. Phys. B* **22** 067803
- [4] Becker U, Krieterstein B, Weiland T, Dohlus M, Ko K 1996 *Proceeding of European Particle Accelerator Conference Barcelona, 1996* p1274. 会议文集地理时间
- [5] Ding Y G 1992 *Journal of Electronics* **14** 409 (in Chinese) [丁耀根 1992 电子科学学刊 **14** 409]
- [6] Zhang R, Wang Y 2006 *High Power Laser Particle Beams* **18** 1129 (in Chinese) [张瑞, 王勇 2006 强激光与粒子束 **18** 1129]

- [7] Fan Z K 1999 *High Power Laser Particle Beams* **11** 633 (in Chinese) [范植开 1999 强激光与粒子束 **11** 633]
- [8] Dong Y H, Ding Y G, Xiao L 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 5629 (in Chinese)[董玉和, 丁耀根, 肖刘 2005 物理学报 **54** 5629]
- [9] Rowe J E 1965 *Nonlinear electron-wave interaction phenomena* (London: Academic Press) p324 (in England)
- [10] Slater J C 1946 *Rev. Mod. Phys.* **18** 441
- [11] Nusinovich G, Read M, Song L Q 2004 *Phys. Plasmas* **11** 4893
- [12] Xie J L, Zhao Y X 1996 *Bunching theory of klystron* (Beijing: Science Press) p63 (in Chinese) [谢家麟, 赵永翔 1996 速调管群聚理论 (北京: 科学出版社) 第 63 页]
- [13] Li Z H, Meng F B, Chang A B, Huang H, Ma Q S 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 3578 (in Chinese)[李正红, 孟凡宝, 常安碧, 黄华, 马乔生 2005 物理学报 **54** 3578]

Experimental researches of a four-cavity intense relativistic klystron amplifier*

Cheng Hui^{1)2)†} Xie Hong-Quan³⁾ Liu Ying-Hui¹⁾ Li Zheng-Hong²⁾ Wu Yang²⁾

1) (School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610000, China)

2) (Science and Technology on High Power Microwave Laboratory, Institute of Applied Electronics, CAEP, Mianyang 621900, China)

3) (Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China)

(Received 11 July 2013; revised manuscript received 17 September 2013)

Abstract

This paper described a high-order mode oscillation phenomenon, in the simulation of four-cavity intense relativistic klystron amplifier(IRKA). And we have analyzed the cause of this kind of oscillation, and explored the suppression methods for the whole tube. Two-dimensional and three-dimensional electromagnetism simulation software are used to study the influence of parameter's changes (such as the oscillation frequency of cavities, the cavity Q value, the length of drift tube, and the characteristic impedance) on the high-order mode oscillation. The effectiveness of the high-order mode oscillation suppression methods is verified by simulation. Then, by optimizing the structure of IRKA, we have achieved an output microwave with a power of 2.13 GW, a gain of 60 dB and an efficiency of 26 % in simulation, and the high-mode oscillation is avoided effectively. Finally, an output microwave with a power of 1.9 GW, a gain of 61 dB, and an efficiency of 24 % is gained in the experiment.

Keywords: four-cavity intense relativistic klystron, electromagnetism, high-order mode oscillation, avoided

PACS: 84.40.Fe

DOI: 10.7498/aps.63.018402

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61271109).

† Corresponding author. E-mail: chenghui026@126.com