

高增益相对论速调管放大器杂模振荡抑制研究

陈永东^{1)2)†} 金晓²⁾ 李正红²⁾ 黄华²⁾ 吴洋²⁾

1) (中国工程物理研究院研究生部, 北京 100084)

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

(2012年4月9日收到; 2012年6月17日收到修改稿)

由于杂模在高增益相对论速调管放大器中很容易激发, 而且严重影响工作模式的束波互作用, 因此, 杂模抑制在高增益相对论速调管放大器中非常重要. 杂模的激发不仅影响高增益相对论速调管放大器的正常工作, 而且导致脉冲缩短等, 大大降低速调管的工作性能. 本文结合粒子模拟深入研究了杂模产生的机理, 建立了激发杂模振荡的腔间耦合模型及其相应的等效电路, 由此给出了杂模激发的起振电流公式和抑制措施, 并且在 PIC 模拟中进行相应的模拟验证和优化处理, 最后, 在千瓦级驱动源驱动下, 实验上实现了对杂模的控制, 得到微波功率 0.98 GW, 脉冲宽度 100 ns 的实验输出.

关键词: 高功率微波, 高增益相对论速调管, 杂模振荡

PACS: 85.45.BZ

1 引言

高功率微波 (HPM) 是 20 世纪 70 年代以来随着脉冲功率技术的发展以及对强流相对论电子束的研究而产生的一门新兴学科, 在近几十年得到了迅速的发展^[1]. 产生高功率微波的器件种类很多, 但目前研究最为成熟的高功率微波器件是相对论强流电子束驱动的相对论速调管放大器 (RKA) 以及相对论强流电子束驱动的相对论行波管 (RTWT), 特别是 RKA 由于具有较高的输出功率和工作稳定性得到了广泛应用^[1]. 与普通的 HPM 相比, 传统的速调管驱动源只有几安培, RKA 则有数千安, 远远大于传统速调管放大器的驱动电流, 因此在 RKA 容易激起杂模^[2], 特别是高增益 RKA 中, 并且还会出现脉冲缩短等现象^[3]. 因此模式控制是高增益 RKA 设计中需要解决的很重要的问题. 引发 RKA 振荡的因素很多, 如由于输出腔电压过高形成虚阴极引起电子回流^[4,5], 这些回流电子被前面的腔体依次调制后群聚并到达输入腔, 形成一个反馈回路, 导致器件振荡, 引起器件输

出功率和增益的降低甚至脉冲缩短 (相对论速调管振荡器 (RKO) 也是通过电子回流来激起器件的振荡); 腔间耦合也会引起振荡, 如同两腔振荡器^[6,7], 两腔振荡器通过调制腔实现电子束调制, 在换能腔实现换能, 同时换能腔的部分能量耦合到调制腔形成一正反馈回路实现振荡. 本文根据两中间腔之间出现腔间耦合的现象, 采用两腔振荡器的起振原理分析了杂模产生的机理, 研究了抑制杂模产生的方法, 即提高杂模产生的阈值电流, 从而避免杂模的激发.

2 物理模型

高增益 RKA 结构由图 1 所示, 采用强流相对论环形电子束驱动, 电子束通过由注入微波激励的调制腔时受到调制, 然后在漂移管中群聚, 经过后面的两个中间腔的进一步调制后, 在漂移管中进一步群聚并在输出腔处产生很高的基波电流, 同时在输出腔间隙处产生很高的间隙电压, 受调制的电子束通过输出腔间隙时一些电子在间隙电压的作用下慢下来, 电子的动能转变成微波能量. 增加中间腔

† E-mail: yongdongchen1@163.com

的目的是提高 RKA 的增益, 降低注入微波功率. 但中间腔的出现也常常容易使器件产生杂模, 从而严重干扰工作模式的正常工作, 导致脉冲缩短等不利现象的出现. 模拟发现, 在设定束电压和电流分别为 820 kV, 9 kA 时, 在适当情况下, 当模拟时间达到 65 ns 时出现脉冲缩短现象 (如图 2 所示).

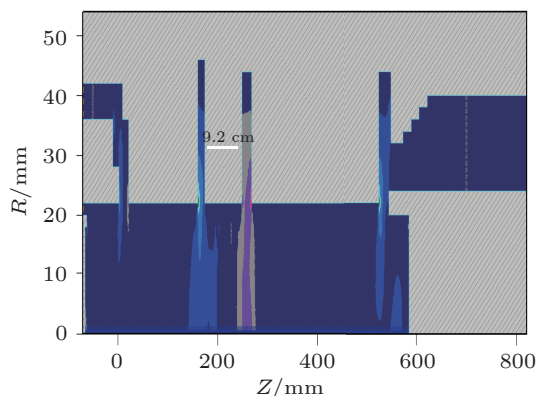


图 1 放大器二维模型

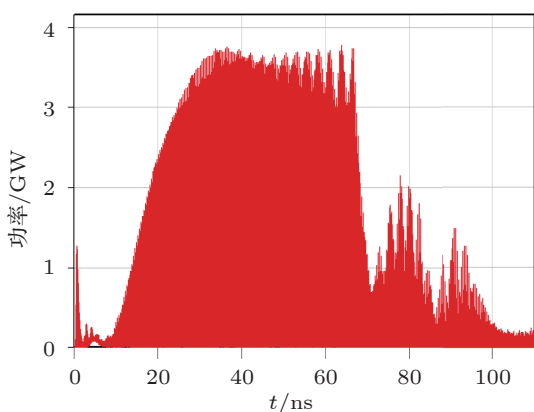


图 2 腔间有耦合时的脉冲缩短现象

3 杂模激发的自洽理论分析

根据图 1 所示的电场分布, 可见有一些杂模被激发, 它们位于两个中间腔之间, 图 3 所示是第一个中间腔的电场频谱, 除了工作频率和二倍频以外还有一些杂频. 很显然, 腔间耦合是两个中间腔间的微波场外泄造成的, 这个微波场从第二个中间腔传输到第一个中间腔, 形成一个激发杂模的正反馈回路, 就如同两腔振荡器中的电子被第一个中间腔调制并在第二个中间腔激起强烈的微波场, 同时第二个中间腔中的部分微波场反馈到第一个中间腔进一步调制电子束一样. 本文建立了一个和图 1

模型中两中间腔结构相同的两腔振荡器模型 (如图 4 所示). 其腔间耦合的电路模型如图 5 所示, 图中 K 代表两个中间腔的耦合, R 表示电路的输出功率.

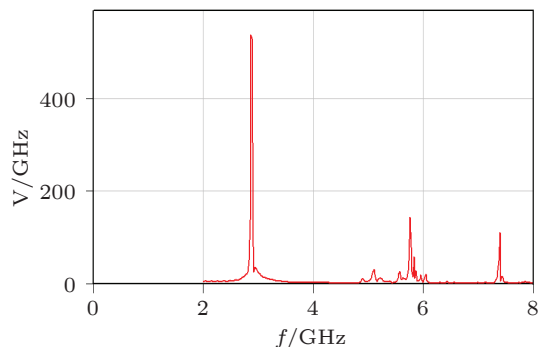


图 3 第一个中间腔内的频谱

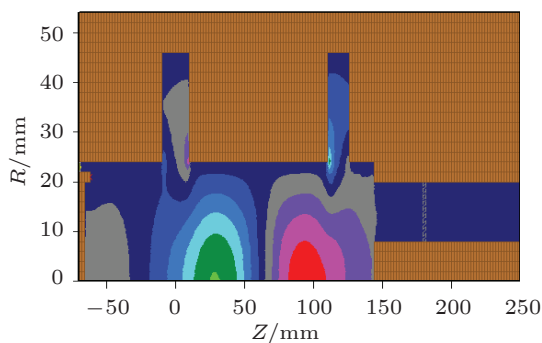


图 4 两腔振荡器二维模型

图 4 结构中的场分布可由下式表示 [7]:

$$E_z(z) = \begin{cases} E_1, & (0 < z \leq d_1), \\ 0, & (d_1 < z \leq d_1 + L_d), \\ E_2 e^{j(\frac{\omega}{\beta_0 c} L_d)}, & (d_1 + L_d < z \leq d_1 + L_d + d_2), \end{cases} \quad (1)$$

式中 E_1 和 E_2 分别是第一个和第二个腔间隙处的是归一化场强, 由腔体结构确定. 微波腔中的实际场强为 $E_0 = A(t)E_z(z)$, $A(t)$ 表示场幅值, 且是一个时间慢变函数, 可由下面的公式表示 [6]:

$$\frac{d^2 A(t)}{dt^2} + \omega_0^2 A(t) + \frac{\omega_0}{Q} \frac{dA(t)}{dt} = -\frac{1}{\epsilon_0} \frac{d}{dt} \int_V j_z(z, t) E_z(z) dV. \quad (2)$$

因而激励起的电场幅值可以写为

$$(\omega_0^2 - \omega^2)A(t) - j\frac{\omega\omega_0}{Q}A(t)$$

$$= \frac{1}{\varepsilon_0} \frac{d}{dt} \int_L I(z, t) E_z(z) dz. \quad (3)$$

当电子束穿过第一个腔时受到调制, 然后在漂移管中群聚, 到达第二个腔间隙处的基波电流是 [8]

$$I_1(\varphi) = -2I_0 J_1(a) \cos\left(\omega t - \frac{\omega}{\beta_0 c} L_d\right), \quad (4)$$

其中 $a = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{1}{\beta_0^3 \gamma_0^3} \frac{eV_1}{m_0 c^2} L_d$, $V_1 = AE_1 d_1$ 是第一个腔的间隙电压.

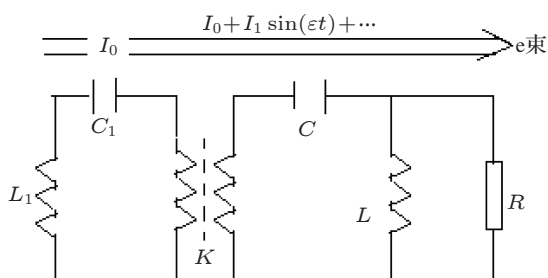


图5 腔间耦合的电路模型

由于间隙很小, 可认为基波电流相对于间隙是不变的, 由 (3) 式等号两端虚部相等则有

$$A = 2 \frac{I_0 Q}{\omega_0 \varepsilon_0} J_1(a) E_2 d_2 \sin\left(\frac{\omega}{\beta_0 c} L_d\right). \quad (5)$$

为了简化 (5) 式, 引入相互作用因子

$$k = 8\pi \frac{I_0}{I_A} \frac{E_1 d_1 \cdot E_2 d_2}{\beta_0^3 \gamma_0^3} Q \cdot L_d \sin\left(\frac{\omega}{\beta_0 c} L_d\right), \quad (6)$$

其中 $I_A = 4\pi\varepsilon_0 m_0 c^3 / e$ 为阿芬电流.

然后将 (6) 式进一步简化为

$$a = k J_1(a). \quad (7)$$

(7) 式的解由图 6 所示, 其曲线表示腔内 RF 幅值随相互作用因子 k 的变化曲线, 该曲线表明当 $k = 2$ 时振荡出现, 因而阈值电流表达式可写为

$$I_s = \frac{I_A}{4\pi} \frac{\beta^3 \gamma^3}{E_1 d_1 \cdot E_2 d_2} \times \left[Q \cdot L_d \sin\left(\omega \sqrt{\left(\frac{m_0}{2eV_b}\right)^2 + \frac{1}{c^2}} L_d\right) \right]^{-1}. \quad (8)$$

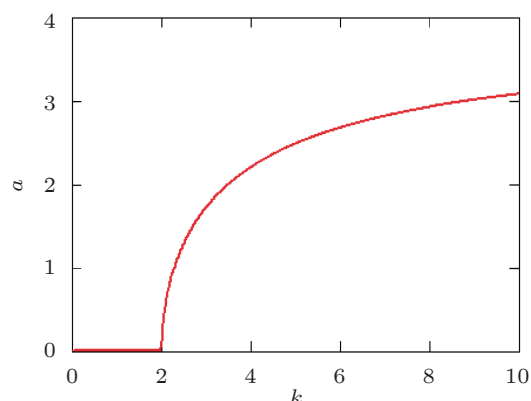


图6 a 随 k 的变化关系

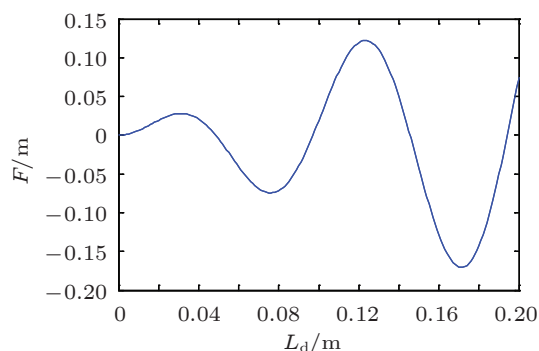


图7 F 随 L_d 的变化曲线

4 杂模的抑制

要抑制杂模的产生, 就必须提高杂模产生的阈值电流, 由 (8) 式可以看出阈值电流是两腔间漂移管的长度 L_d 和电子束束压 V_b 的函数. 改变 L_d 和 V_b 能改变杂模的阈值电流, 令

$$F = L_d \sin\left(\omega \sqrt{\left(\frac{m_0}{2eV_b}\right)^2 + \frac{1}{c^2}} L_d\right). \quad (9)$$

由 (8) 式可以看出, F 的绝对值越小 I_s 越大, 图 7 给出了 L_d 与 F 的关系曲线, 图 8 给出了 V_b 与 F 的关系曲线. 由于采用的是强流电子束, 其束压 V_b 都比较高, 由图 8 可见只有束压较小时才会出现 F 还很小的情况, 所以通过改变束压来抑制杂模的产生会极大地降低输出功率, 不可取. 由图 7 可以看出, 当两中间腔间的漂移管长度大约为 10 cm 时, 杂模产生的起振电流阈值比较高, 能达到抑制杂模的目的. 由于两腔振荡器模型和速调管放大器中两中间腔构成的振荡器不是完全相同

的, 因而它们的启振条件还是稍有差别, 对图 1 结构器件进行优化, 模拟中当调节中间腔间的漂移管长度到 12.4 cm 时器件才没有杂模的出现 (图 9 所示), 第一个中间腔内电场频谱很纯 (图 10 所示), 并且没有脉冲缩短现象出现 (图 11 所示).

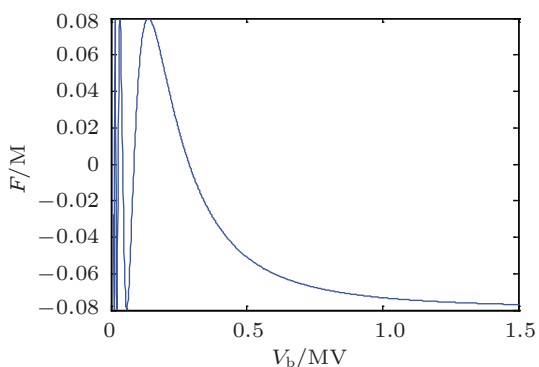


图 8 F 随 V_b 的变化曲线

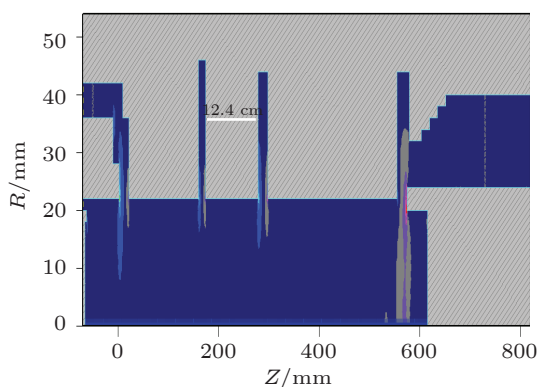


图 9 优化后的结构图

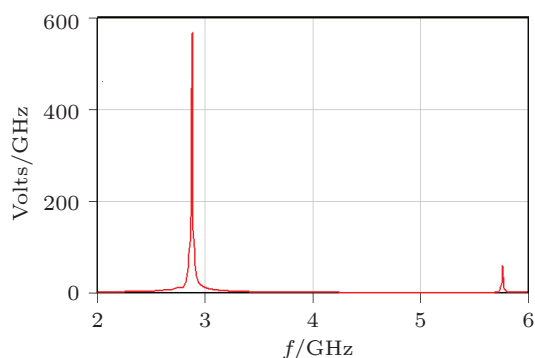


图 10 优化后第一个中间腔的频谱

本文对与图 1 结构相同的高增益 RKA 器件做了相应的实验研究, 该实验采用 LTD 型脉冲加速

器产生 750 kV, 6.2 kA 的环形强流相对论电子束, 图 1 结构的高增益 RKA 器件在实验中发现有脉冲缩短现象如图 13 所示, 通过调节两中间腔的距离, 采用图 9 结构所示器件进行实验, 在实验中实现了杂模抑制, 微波输出波形如图 13, 输出功率几乎达到 1 GW, 脉宽 100 ns. 由图可见虽然优化措施前输出功率比较高, 但脉宽缩短, 总的输出能量减少.

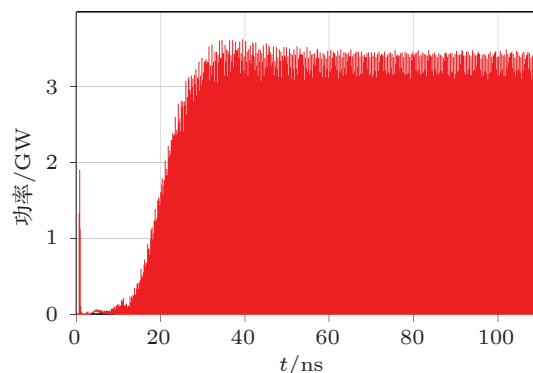


图 11 优化后的输出功率图

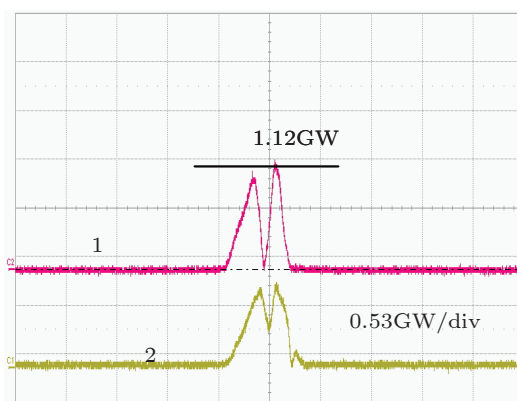


图 12 采取优化措施前的输出波形 (1, 2 波形代表不同监测点的输出波形)

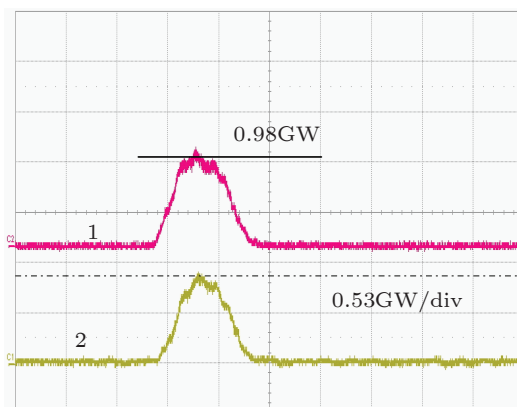


图 13 采取优化措施后的输出波形 (1, 2 波形代表不同监测点的输出波形)

5 结论

腔内电磁场的泄漏及腔间耦合是杂模产生的主要原因, 这些杂模的出现会干扰工作模式, 导致脉冲缩短. 本文对高增益 RKA 腔间耦合引起杂模

的产生做了详细的分析, 通过优化中间腔间的长度来实现杂模的控制, 模拟中实现了 1.66 GW 的输出, 效率达到 22.4%, 增益为 51.8 dB. 实验中在 21kW 注入微波的条件下获得 0.98 GW, 100 ns 的微波输出.

- [1] Benford J, Swegle J A, Schamiloglu E (Translated by Jiang W H, Zhang C 2009 *High Power Microwaves* (2nd Ed.) (Beijing: National Defence Industry Press) p1–10 [Benford J, Swegle J A, Schamiloglu E 著, 江伟华, 张弛译 2009 高功率微波 (北京: 国防工业出版社) 第 1—10 页]
- [2] Li Z H, Jin X, Meng F B 2010 *Scientia Sinica* **6** 753 (in Chinese) [李正红, 金晓, 孟凡宝 2010 中国科学 **6** 753]
- [3] Huang H, Fan Z K, Tan J 2004 *Acta Phys Sin.* **53** 1129 (in Chinese) [黄华, 范植开, 谭杰 2004 物理学报 **53** 1129]
- [4] Roybal W T 2005 *Ph. D Dissertation* (America: University of New Mexico) p102
- [5] Han Sup Uhm 1993 *Phys. Fluids B* **22**(5)
- [6] Nusinovich G, Read M, Song L Q 2004 *Phys. Plasmas* **11** 4893
- [7] 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]
- [8] Xie J L, Zhao Y X 1966 *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]

Investigation of suppression of non-working mode oscillation in a high gain relativistic klystron amplifier

Chen Yong-Dong^{1)2)†} Jin Xiao²⁾ Li Zheng-Hong²⁾ Huang Hua²⁾ Wu Yang²⁾

1) (Graduate School of China Academy of Engineering Physics, Beijing 100084, China)

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

(Received 9 April 2012; revised manuscript received 17 June 2012)

Abstract

Because non-working modes are very easy to excite in the high gain relativistic klystron amplifier, and seriously affect the beam-wave interactive action, the suppressing of non-working modes is very important. These modes can seriously degrade klystron performance and cause the pulse shortening, the normal operation of HGRKA will be affected greatly. This paper deals with the mechanism of non-working mode self-excitation by the PIC simulation, and it is obvious that the coupling between cavities is the main cause of non-working mode self-excitation. The coupling can form the positive feedback loop. The formula for starting current of non-working mode self-excitation is developed according to the coupling between cavities, and the corresponding measures are taken to avoid non-working mode self-excitation. Then the corresponding simulations and optimization are conducted. Finally non-working mode control is realized in the HGRKA experimentally when driven power is only few kilowatts. The RF output has a power of 0.98 GW and pulse width of 100 ns.

Keywords: high power microwaves, high gain RKA, non-working modes oscillation

PACS: 85.45.BZ

† E-mail: yongddongchen1@163.com