

X 波段同轴多注相对论速调管放大器的初步实验研究

刘振帮^{1)2)†} 金晓²⁾ 黄华²⁾ 陈怀璧¹⁾ 王淦平²⁾

1) (清华大学工程物理系, 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 5 月 24 日收到; 2012 年 6 月 29 日收到修改稿)

为了提高相对论速调管放大器的工作频率和输出功率, 结合三重轴相对论速调管和多注速调管的特点, 设计了工作在 X 波段的同轴强流多注相对论速调管放大器, 对强流多注电子束在多注器件结构中的传输、电子束经过输入腔和中间腔后的基波调制以及经过输出腔的微波提取过程进行了实验研究, 得到了初步的实验结果. 在输入微波功率 30 kW, 频率 9.375 GHz, 电子束电压 670 kV, 束流 5.3 kA, 轴向引导磁感应强度 0.8 T 的条件下, 得到了最大输出功率为 420 MW, 效率为 12%, 增益为 41 dB, 输出微波频率与输入微波一致. 实验证实了采用同轴强流多注相对论速调管放大器实现 X 波段高功率微波放大的可行性, 为后续更高功率研究打下了基础.

关键词: 高功率微波, 相对论速调管放大器, X 波段, 同轴多注

PACS: 84.40.Fe, 41.20.-q, 41.20.jb, 52.59.Ye

1 引言

相对论速调管放大器 (relativistic klystron amplifier, RKA) 是一类重要的高功率微波器件, 具有高功率、高效率、相位和幅度稳定等优点, 在新型加速器、高功率雷达、新型通信系统等领域都有广泛的应用^[1]. 随着应用需求的发展, 对 RKA 的品质因子 Pf^2 (P 为输出的微波峰值功率, f 为微波频率) 提出越来越高的要求^[2], 但是由于空间电荷限制流, 对于常规单注圆柱漂移管结构的 RKA, 对一定结构尺寸的漂移管存在传输束流的上限值; 另一方面速调管的漂移管须对工作频率处的微波截止, 因此高频段 RKA 的漂移管半径很小, 限制了常规结构 RKA 向更高工作频率和更高输出功率的方向发展. 为了提高 RKA 的工作频率和输出功率, 本文结合三重轴相对论速调管放大器 (tri-axial relativistic klystron amplifier, TRKA)^[3] 和多注 RKA 的特点, 设计了工作在 X 波段的同轴多注 RKA, 器

件采用同轴多注结构, 使谐振腔的体积做得较大, 电子束不必集中于谐振腔中心通过, 可以增加阴极的有效发射面积, 并提高功率容量^[4,5]. 在完成三维电磁粒子模拟设计之后^[6], 在 Tesla 型加速器平台上开展了 X 波段同轴强流多注 RKA 的初步实验研究. 对强流多注电子束在同轴多注结构器件中的传输、电子束的调制以及微波的提取进行了实验研究, 并采取适当的结构设计措施, 避免了射频击穿的产生, 有效地抑制了杂频振荡和脉冲缩短的产生, 实现了 X 波段高功率微波的放大.

2 实验系统

实验系统结构如图 1 所示. 采用 Tesla 型加速器作为 RKA 的电子束驱动源, 阴极为石墨材料, 采用螺线管线圈产生磁感应强度为 0.8 T 的轴向磁场, 引导电子束在 RKA 漂移管中传输; 采用一个 X 波段的大功率速调管放大器作为微波种子源, RKA 将电子束的能量转换为微波能量, 实现对种子源微波

† E-mail: liuzb08@gmail.com

功率的放大^[7]. 输出的微波通过耦合孔输出到同轴传输线 (TEM 模) 内, 随后经过 TEM-TM₀₁ 模式变换器后, 通过末端的圆锥喇叭向空间辐射; 微波辐射模式为 TM₀₁ 模式, 采用 BJ-100 的开口波导喇叭

阵列接收 RKA 向空间辐射的微波, 并采用空间功率密度积分法测量 RKA 圆锥喇叭辐射输出的微波功率, 如图 2 所示. 微波输入和输出的频率通过对射频信号快速傅里叶变换 (FFT) 处理获得.

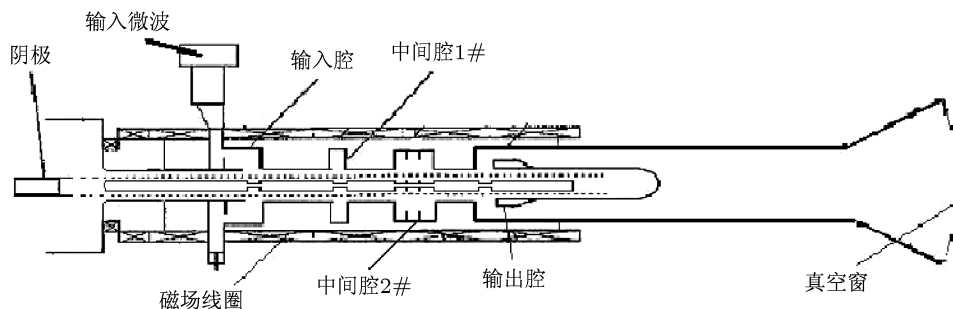


图 1 X 波段 RKA 实验系统结构示意图

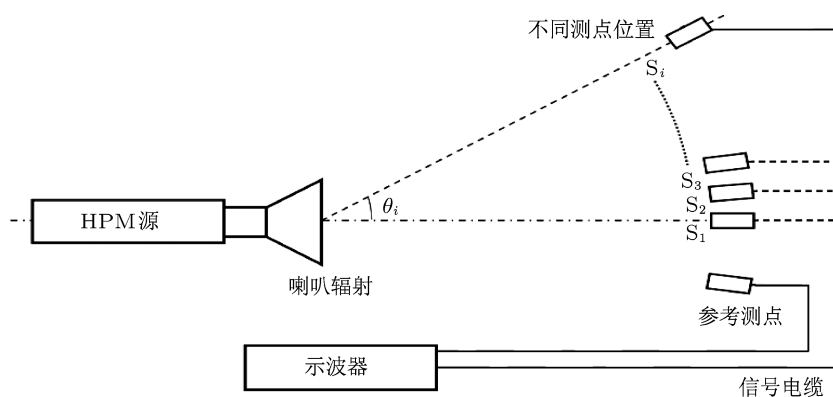


图 2 RKA 辐射微波功率积分法测量系统构成示意图

3 初步的实验研究

3.1 RKA 器件结构

RKA 器件结构如图 3 所示. 图 3(a) 为器件 $y-z$ 剖面图, 图 3(b) 为漂移管处的 $x-y$ 剖面图和电子束在 $x-y$ 面的束斑.

表 1 各腔体参数

| | 输入腔 | 中间腔 I | 中间腔 II | 输出腔 |
|----------|-------|-------|--------|-------|
| 谐振频率/GHz | 9.371 | 9.375 | 9.375 | 9.372 |
| 外观品质因数 | 99 | 193 | 229 | 42 |

RKA 设计中采用 8 注电子束, 每束电子束直径为 3 mm, 各束之间中心距离约为 13.5 mm, 每个漂移管通道直径为 7 mm. 器件一共采用四个腔体结构, 输入腔为 $5\lambda/4$ 的单间隙单重入结构 (λ 为器件工作波长, $5\lambda/4$ 为谐振腔的高度), 第一个中间腔为 $3\lambda/4$ 的单间隙单重入结构, 第二个中间腔为三

间隙结构, 输出腔为单间隙单重入结构. 采用矢量网络分析仪测量得到各个腔体参数如表 1 所示.

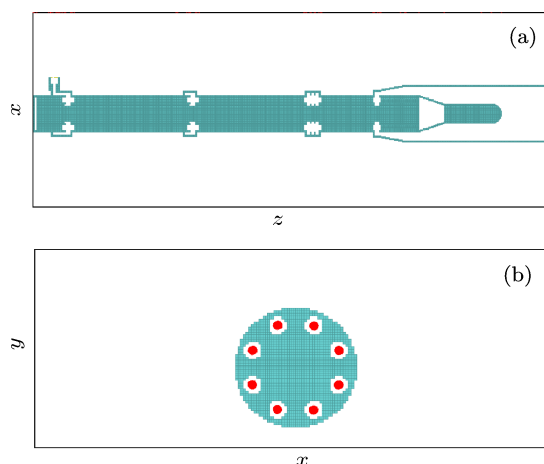


图 3 RKA 结构示意图 (a) $y-z$ 剖面图; (b) $x-y$ 剖面图

3.2 强流多注电子束的传输

实验中设定轴向引导磁感应强度为 0.8 T, 先对多注电子束在接 100 mm 长的多注漂移管, 即在进入输入腔之前的电子束形状和束流大小进行测量, 然后对接上多注器件结构后的输出腔间隙前的电子束形状和束流大小进行测量, 并进行对比. 在两处监测得到的电子束束斑形状如图 4 所示, 其中图 4(a) 为进入输入腔之前的电子束束斑, 图 4(b) 为进入输出腔之前的电子束束斑.

对比图 4(a) 与 (b) 可知, 电子束在通过多注器件结构之后会产生一定量的扩散, 并且在输出腔间隙前的电子束束斑有一束电子束明显较弱, 应该这是由于多注阴极和多注器件结构在安装过程中存在一定量的偏心, 导致某一束电子束在传输过程中有一部分电子打到漂移管壁上, 引起电子束损失. 由于空间电荷效应, 在轴向引导磁场的作用下, 电子束在在漂移管中传输时会绕自身轴心旋转并且发生扩散, 当轴向引导磁场并不足够强的情况下, 电子束的扩散会比较严重, 而且传输距离越远扩散越严重, 使得边缘电子轰击到导体壁上引起束流损失. 同时在实验中, 多注阴极和多注器件结构在安装过程中存在一定量的偏心, 导致一部分电子束轰击

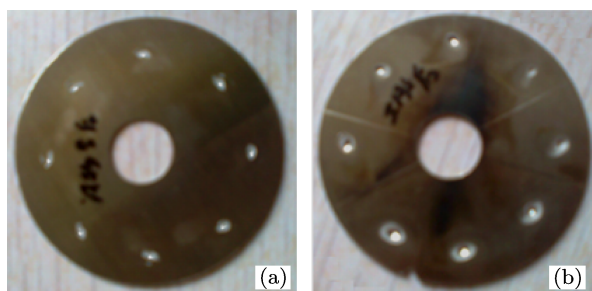


图 4 多注电子束束斑 (a) 输入腔前; (b) 输出腔前

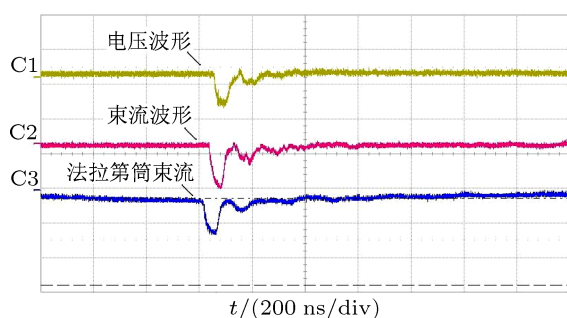


图 5 电子束电压、束流和法拉第筒束流波形

到导体壁上也会引起束流损失, 在输出腔间隙前测量得到的电子束束流值只有在进入输入腔之前的约 80%. 图 5 为加速器产生的电子束电压、束流以及在输入腔前用法拉第筒测量得到的束流波形, 其中电子束电压为 670 kV, 脉冲宽度为 52 ns, 电子束电流约为 5.3 kA, 脉冲宽度为 50 ns.

3.3 束流调制中射频击穿以及杂频振荡的抑制

根据粒子模拟计算的结果^[6], 设计了 X 波段同轴多注相对论速调管放大器, 并开展了束流调制实验. 在输入腔壁上开一扇形孔与 BJ-100 的矩形波导相耦合, 波导与一个大功率速调管种子源相接. 采用磁探针监测电子束经过输入腔和中间腔后产生的调制束流. 为了降低输入微波的功率, 提高电子束的调制深度, 从而提高放大器的增益, 设计采用了两个中间腔结构. 由于中间腔两端对工作频率的微波是截止的, 实验中器件腔体所采用的材料为无磁不锈钢, 腔壁对微波的损耗较小, 中间腔的 Q 值很高. 当在输入腔中受到输入微波调制的电子束通过中间腔时, 会在中间腔中激发起很强的微波电场, 使得中间腔间隙处的电压较高, 特别是在第二个中间腔处, 此时的束流调制深度较大, 激发起的电场很高, 容易产生射频击穿. 在初始实验中, 第二个中间腔设计为 $\lambda/4$ 单间隙腔, 腔体的工作模式为 TM_{01} , 谐振频率为 9.375 GHz, 谐振腔的外观品质因数为 180. 在电子束电压为 670 kV, 电流为 5.3 kA 的情况下, 观测到了脉冲缩短的现象, 腔体在拆开时可以看到明显的射频击穿痕迹, 从而导致整体的束流调制较小, 脉冲宽度较短只有约 10 ns.

并且此时也观测到了杂频振荡的现象, 尽管在器件结构设计时, 设计各个腔体的长度不同, 以使得在工作模式频率相同的情况下, 各个腔体干扰模式的谐振频率不同, 存在一定频率间隔, 可以减弱杂频振荡的产生. 对于腔长分别为 $3\lambda/4$ 和 $\lambda/4$ 的单间隙中间腔, 当其工作模式为 TM_{01} , 谐振频率为 9.375 GHz 时, 其主要干扰模式 TM_{11} 的谐振频率分别为 9.65 GHz 和 9.71 GHz, TM_{11} 模的频率间隔为 60 MHz. 由于器件工作在高频段, 各个模式的频率间隔较小, 中间腔的数目越多, 越容易激发起杂频振荡^[8]. 产生杂频振荡时的调制束流波形如图 6 所示.

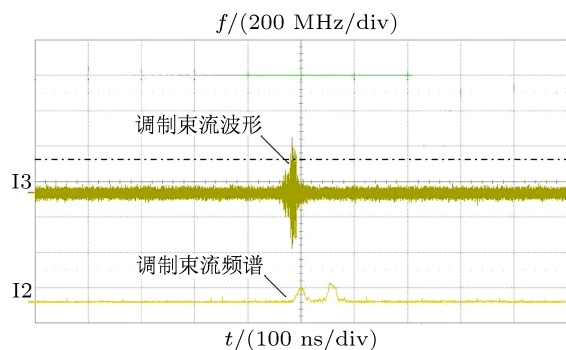


图6 产生杂频振荡时调制束流的波形和频谱

由图6调制束流的频谱可知此时存在两个明显的频率峰位,第一个频率峰位为9.375 GHz,与输入微波的频率相一致,另一个谐振频率峰位为9.65 GHz,为 $3\lambda/4$ 单间隙中间腔干扰模式 TM_{11} 的谐振频率。

为此将第二个中间腔设计为三间隙结构,增大谐振腔间隙长度,以降低间隙处的电场强度,抑制射频击穿,同时可以增大该中间腔与 $3\lambda/4$ 单间隙中间腔 TM_{11} 模式之间的频率间隔。通过调节三间隙中间腔的结构尺寸,在使其工作模式频率为9.375 GHz时,其干扰模式 TM_{11} 谐振频率为9.78 GHz,与 $3\lambda/4$ 单间隙中间腔 TM_{11} 模式的频率间隔为130 MHz。在电子束电压为670 kV,束流为5.3 kA,输入微波功率为30 kW,频率为9.375 GHz,轴向引导磁感应强度为0.8 T的情况下,第二个中间腔之后的基波束流调制为2.1 kA,调制深度为40%,调制束流的波形和频谱如图7

所示。由图7调制束流的频谱可得其谐振频率为9.375 GHz,与输入微波频率相一致,并且频谱比较纯,不存在其它杂频的干扰。

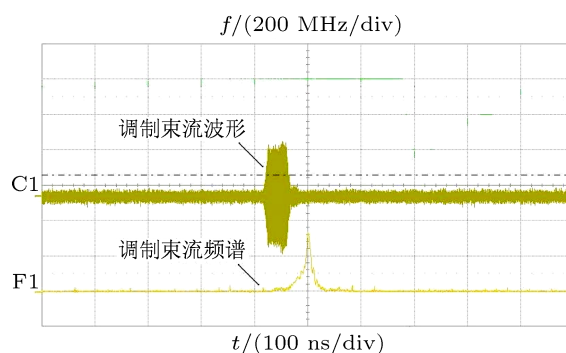


图7 调制束流的波形和频谱

3.4 微波实验

在基波束流调制最大位置处放置输出腔,初步实验中设计采用的输出腔为单间隙单重入结构,输出腔工作模式为 TM_{01} ,与主要干扰模式 TM_{11} 之间的频率间隔为260 MHz,两者之间频率间隔相对较大,有利于抑制干扰模式的激励。为了使得输出腔的微波提取效率较高^[9],经过模拟计算与优化设计,单间隙输出腔的有载 Q 值设计为42,输出腔的 Q 值较低,其与输出段圆波导之间的耦合孔较大,在输出微波功率不是很高的情况下,可以将输出腔的间隙电压控制在一定范围之内,从而避免射频击穿,得到输出微波的波形如图8所示。

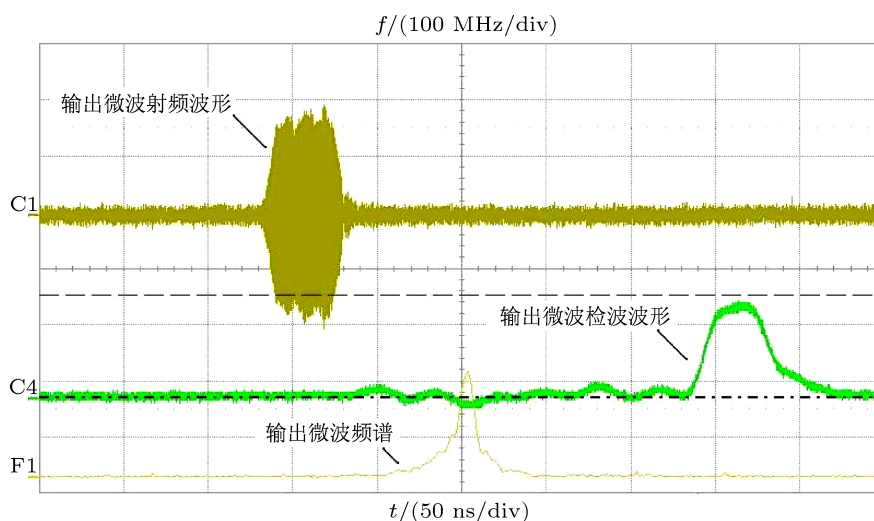


图8 输出微波的波形和频谱

由图 8 可知输出微波的频谱较纯, 没有其他杂频的干扰, 输出微波的脉冲宽度为 40 ns, 没有产生明显的脉冲缩短现象. 采用 BJ-100 开口波导喇叭阵列测量得到的辐射微波方向图如图 9 所示.

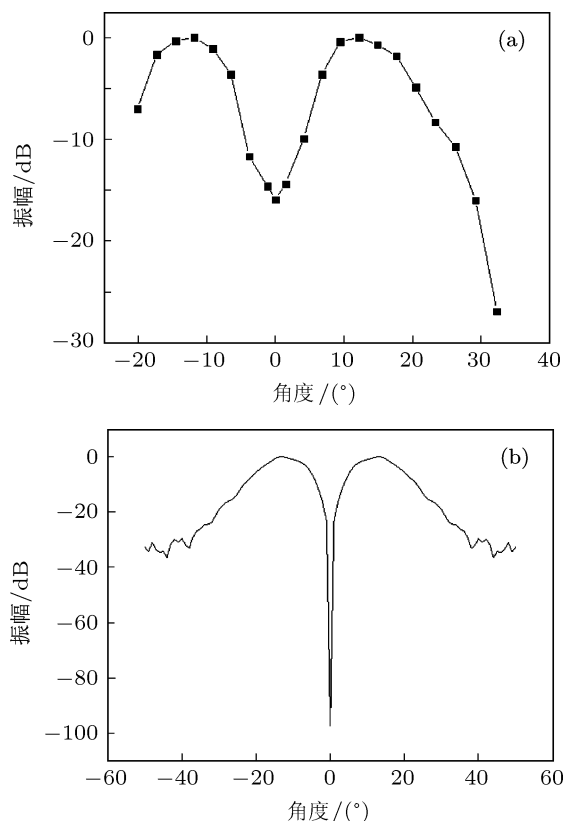


图 9 输出微波的方向图 (a) 实验测量; (b) 数值仿真

图 9(a) 为实验测量得到的辐射微波方向图, 图 9(b) 为当输出模式为 TM_{01} 时, 数值仿真得到的圆锥喇叭辐射方向图. 由于实验室场地的限制, 实验测量方向图的角度范围要小一些, 由图 9 可知, 实验测量得到的方向图与数值仿真得到的结果基本相符合. 但是由于实验室内的测量环境与仿真计

算设定条件的差别以及测量中存在的误差, 使得两者之间略有偏差. 对辐射微波功率采用空间功率密度积分法进行测量, 测量系统如图 2 所示. 在电子束电压为 670 kV, 束流为 5.3 kA, 输入微波功率为 30 kW, 轴向引导磁感应强度为 0.8 T 的情况下, 空间积分得到输出微波最大功率为 420 MW, 微波脉宽约 40 ns, 效率为 12%.

4 结论

首次提出并研制成功了 X 波段同轴强流多注相对论速调管放大器, 采取适当的结构设计, 有效抑制了 X 波段 RKA 中的调制束流杂频振荡和脉冲缩短问题, 克服了射频击穿问题. 实验输出微波包络平坦, 平顶的脉冲宽度约为 25 ns, 输出微波频率与输入微波频率相一致. 在种子源输入微波功率为 30 kW, 频率为 9.375 GHz, 电子束电压为 670 kV, 束流为 5.3 kA, 轴向引导磁感应强度为 0.8 T 的条件下, 最大输出微波功率为 420 MW, 效率为 12%, 增益为 41 dB, 从实验上验证了几十千瓦级输入微波驱动 X 波段同轴强流多注相对论速调管放大器, 输出几百兆瓦高功率微波的可行性. 由于实验中束流损失较为严重, 导致到达输出腔间隙处的电子束功率比总体的电子束功率小不少. 同时由于输入微波功率较小, 使得基波调制束流深度较小, 在输出腔的束波转换效率较低, 因此 X 波段 RKA 初步实验中的输出微波功率和器件效率还比较低, 但是按照器件的品质因子 Pf^2 计算, 已经等效于 S 波段 (频率 f 为 2.85 GHz) RKA 输出功率 4.5 GW. 下一阶段的研究需要进一步提高强流多注电子束在多注器件结构中的传输通过率, 提高 X 波段 RKA 的输出微波功率和器件效率, 以及使器件工作在长脉冲状态下.

- [1] Benford J, Swegle J A 2008 *High Power Microwave* (2 Edn.) (Beijing: National Defense Industry Press) pp293–335 (in Chinese) [Benford J, Swegle J A 2008 高功率微波 (第二版)(中译本)(北京: 国防工业出版社) 第 293—335 页]
- [2] Robert J B, Edl S 2005 *High Power Microwave Sources and Technologies* (Beijing: Tsinghua university Press) pp57–63 (in Chinese) [Robert J B, Edl S 2005 高功率微波源与技术 (中译本)(北京: 清华大学出版社) 第 57—63 页]
- [3] Pasour J, Smithe D, Ludeking L 2003 *The American Institute of Physics Conf. Proc.* **691** 141

- [4] Ding Y G 2002 *Vacuum Electronics* **5** 8 (in Chinese) [丁耀根 2002 真空电子技术 **5** 8]
- [5] Zhang R, Wang Y 2007 *Vacuum Electronics* **3** 25 (in Chinese) [张瑞, 王勇 2007 真空电子技术 **3** 25]
- [6] Liu Z B, Huang H, Jin X, Chen H B 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 128402 (in Chinese) [刘振帮, 黄华, 金晓, 陈怀璧 2011 物理学报 **60** 128402]
- [7] Ding Y G 2010 *Design, Manufacture and Application of High Power Klystron* (Beijing: National Defense Industry Press) pp57–60 (in Chinese) [丁耀根 2010 大功率速调管的设计制造和应

用(北京:国防工业出版社)第57—60页]
[8] Wu Y, Xu Z, Xu Y, Jin X 2011 011 *Acta Phys. Sin.* **60** 044102 (in Chinese) [吴洋, 许州, 徐勇, 金晓 2011 物理学报 **60** 044102]

[9] Liu Z B, Huang H, Jin X, Chen H B 2011 *High Power Laser and Particle Beams* **23** 2162 (in Chinese) [刘振帮, 黄华, 金晓, 陈怀璧 2011 强激光与粒子束 **23** 2162]

Experimental study on an X-band coaxial multi-beam relativistic klystron amplifier

Liu Zhen-Bang^{1)2)†} Jin Xiao²⁾ Huang Hua²⁾ Chen Huai-Bi¹⁾ Wang Gan-Ping²⁾

1) (Department of Engineering Physics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

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

(Received 24 May 2012; revised manuscript received 29 June 2012)

Abstract

The advantages of the tri-axial relativistic klystron amplifier and the multi-beam klystron amplifier are analyzed, and then an X-band coaxial multi-beam relativistic klystron amplifier is designed in order to increase the output microwave power and frequency. Based on the results from partial-in-cell simulation, the experiment is performed on the Sinus accelerator. In experiment, the transmission and bunching of electron beam are analyzed, and then the amplifier is driven by a beam of 5.3 kA at 670 kV, and the maximum output power is 420 MW when input power is 30 kW, and frequency is 9.375 GHz. The experiment proves that a ten kW-level input power can drive the X-band coaxial multi-beam relativistic klystron amplifier to generate more than one hundred MW-level output power.

Keywords: high power microwave, relativistic klystron amplifier, X-band, coaxial multi-beam

PACS: 84.40.Fe, 41.20.-q, 41.20.jb, 52.59.Ye

† E-mail: liuzb08@gmail.com