

# W 波段二次谐波回旋行波管放大器的模拟与设计<sup>\*</sup>

来国军<sup>1)2)</sup> 刘濮鲲<sup>1)†</sup>

1) 中国科学院电子学研究所, 北京 100080)

2) 中国人民解放军陆军航空兵学院机载设备系, 北京 101123)

(2006 年 4 月 3 日收到; 2007 年 4 月 13 日收到修改稿)

回旋行波管放大器是一种具有高功率、高频率、宽带宽的毫米波放大器, TE<sub>02</sub> 模二次谐波回旋行波管放大器在保持基波回旋行波管放大器的基础上极大地减小了工作磁场, 从而具有广阔的应用前景. 利用两段分布式损耗的相互作用结构, 有效抑制了绝对不稳定性 and 回旋返波振荡, 避免了模式相互作用电路引起的模式畸变, 提高了输出功率. 在一定程度上克服了谐波相互作用较弱的缺点, 满足了扩展功率容量和放大器长时间稳定工作的要求. 非线性模拟结果和粒子模型 (particle in cell) 模拟结果均表明, 在工作电压为 100 kV, 工作电流为 20 A 的情况下, 获得了 15% 的效率和 5% 的带宽, 输出峰值功率达到 300 kW.

关键词: W 波段, 二次谐波, 回旋行波管放大器

PACC: 4170, 5275

## 1. 引 言

回旋行波管放大器是一种具有高功率、高频率、宽带宽的微波放大器, 在等离子加热、材料处理、通信系统、雷达系统、加速器及等离子对撞机等领域得到了广泛的应用. 经过了几十年的发展, 在理论上和实践上均取得了长足的进步, 从而成为最具发展前景和应用价值的一种高功率宽带毫米波相干辐射源<sup>[1-8]</sup>. 但是实践表明, 回旋行波管的性能远远低于理论预期值. 相对于回旋振荡管和回旋速调管, 在应用方面相对比较滞后, 其中的原因主要包括寄生模式的自激振荡和磁场等问题<sup>[4-6]</sup>.

美国海军实验室 (NRL)、台湾清华大学 (NTHU)、美国加州大学戴维斯分校 (UCD) 和俄罗斯科学院应用物理研究所和国内的一些单位在回旋行波管的发展中做出了许多卓有成效的工作<sup>[1-4]</sup>. 相继提出了开槽波导、折叠波导、螺旋波纹波导等多种结构, 通过改变相互作用电路的色散曲线, 抑制模式竞争, 并在实践中取得了较好的效果. NTHU 利用损耗波导结构 Ka 波段 TE<sub>11</sub> 回旋行波管, 在实验中获得了 70 dB 的增益和 5% 的带宽, 为成功抑制寄生振荡提

供了新的思路. 近来, UCD 利用多段损耗波导结构成功研制了功率为 140 kW、增益为 50 dB 的 TE<sub>01</sub> W 波段基次谐波回旋行波管, 效率达到了 28%<sup>[1,2]</sup>. 文献 [6-8] 介绍了 W 波段基次谐波回旋放大器的设计, 在中心频率 94 GHz 处可获得大于 250 kW 的输出功率、40 dB 的增益、大于 25% 的效率和约 5% 的带宽.

为了解决基次谐波回旋行波管需要较高磁场的问题, 谐波工作方式引起了人们的注意. 由于谐波工作可以将工作磁场降低至 1/S (S 为谐波数), 因而减小了设计难度. 高次谐波的注波相互作用较弱, 寄生振荡问题更加复杂, 因此, 谐波回旋行波管一般工作在二次谐波或三次谐波比较合适.

文献 [9] 中给出了单段 W 波段二次谐波 TE<sub>02</sub> 模回旋行波管的设计, 在 91.4 GHz 频率处放大器获得 600 kW 的峰值功率, 效率也高达 24%, 但是 3 dB 带宽只能达到 2.7% 左右. 文献 [10] 介绍了 W 波段二次谐波分布损耗和隔离段结构的多段回旋行波管的设计, 放大器利用分布式损耗和隔离段有效地抑制了绝对不稳定性 and 回旋返波振荡, 在 89.9 GHz 处获得了 215 kW 的峰值功率, 效率为 14.3%, 3 dB 带宽为 1.7 GHz. 本质上这两种放大器的高功率和高增

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金 (批准号 60571039) 和国家杰出青年科学基金 (批准号 60125104) 资助的课题.

<sup>†</sup> E-mail: pkliu@mail.ie.ac.cn

益是利用截止频率附近的色散曲线的尖峰获得的,因此带宽受到了很大的限制,只能达到 2 GHz 左右,远低于基次谐波放大器的 5% 左右. 实践表明,隔离段结构虽然在抑制返波振荡上能起到一定作用,但效果并不显著. 电阻率较高的隔离段易造成很大的能量损耗,产生较高的热量,在实际工作中往往会造成隔离段损耗物质的脱落现象,极大地降低整个放大器的工作寿命.

本文在 W 波段基次谐波回旋行波管放大器设计的基础上<sup>[7,8]</sup>,分析了两段损耗波导的相互作用结构的 W 波段二次谐波 TE<sub>02</sub> 模回旋行波管放大器的设计. 分析表明,工作电流低于绝对不稳定性的起振电流,损耗波导有效延长了回旋返波的起振长度,保证了工作频带内放大器的稳定工作,为了克服谐波工作相互作用较弱的缺点,在输出端采用负渐变磁场,有效提高了放大器的增益和输出功率. 粒子模型 (PIC) 模拟结果表明,中心频率 94 GHz 处峰值功率可达到 300 kW、增益为 45 dB、效率为 15%、3 dB 带宽达到了 5%.

## 2. 相互作用电路的设计

如图 1 所示,当回旋行波管工作在 TE<sub>mm</sub> 模式时波导模式和回旋电子注模式相互作用产生耦合,图中  $f$  表示工作频率, $k_z$  为轴向角波数. 在回旋行波管放大器中可能激励起两种振荡,即绝对不稳定性振荡(图 1 中的 A, B 两点)和回旋返波振荡(图 1 中的 C, D 两点).

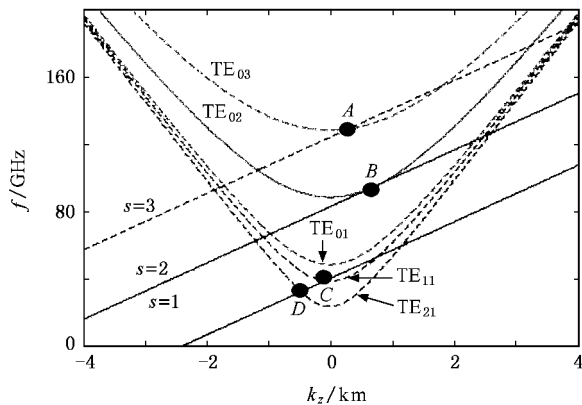


图 1 回旋行波管的色散曲线 电子注电压  $V_b = 100$  kV, 电子横纵向速度比  $\alpha = 1.2$

定工作,工作电流  $I$  必须不超过起振电流  $I_c$ , 互作用长度小于回旋返波振荡的起振长度. 因此,确定绝对不稳定性的起振电流和回旋返波振荡的起振长度是回旋行波管放大器设计的关键.

图 2 给出了在波导内半径  $R_w = 0.38$  cm、工作电压  $V_b = 100$  kV 的条件下,绝对不稳定性的起振电流随工作磁场和电子横纵向速度比的变化, $B$  表示工作磁感应强度, $B_g$  表示饱和磁感应强度. 从图 2 可以看出,起振电流随磁场的增大而急剧减小,但是较低的磁场极大地降低了工作效率,限制了输出功率的提高. 当电子横纵向速度比  $\alpha$  较小时,起振电流很高,但耦合作用较弱. 随着  $\alpha$  的增大,起振电流逐渐减小,耦合作用增强. 调整磁场和电子横纵向速度比一直是抑制绝对不稳定性的有效手段<sup>[12,13]</sup>.

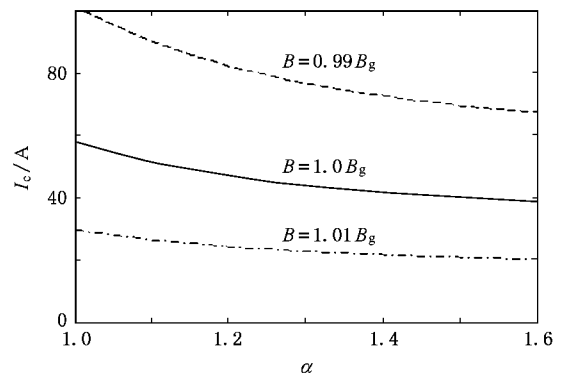


图 2 绝对不稳定性起振电流随  $B$  和电子横纵向速度比  $\alpha$  的变化

在  $R_w = 0.38$  cm,  $V_b = 100$  kV,  $\alpha = 1.2$ ,  $B = 0.99 B_g$  时,回旋行波管的起振电流约为 60 A,由于速度零散和终端反射会降低起振电流. 我们将工作电流选择为 20 A,保留了一定的裕度.

回旋行波管的设计经验表明<sup>[9,10]</sup>,TE<sub>03</sub> 模、TE<sub>21</sub> 模和 TE<sub>11</sub> 模是最主要的返波振荡源. 将电磁波近似看作 TE 波,预测返波模式的起振长度与传统行波管中预测返波振荡的方法类似<sup>[11]</sup>,确定返波振荡的过程相当于在二维空间未知的角频率  $\omega$  搜索满足边界条件的  $z = L_c$ ,可以求解出回旋返波振荡的起振长度和抑制返波振荡所需损耗的大小. 在二维空间搜索满足条件的点,由于程序存在收敛性的问题,有时会产生混淆. 在小信号范围内计算各返波模式的起振频率和增益,然后根据增益确定损

根据边界稳定性条件<sup>[11]</sup>,为了保持放大器的稳

耗波导在该频率处应该达到的损耗值. 这说明, 如果该模式在相互作用电路中失去的能量大于从电子注中获取的能量, 它就不会被激起. 在相互作用电路中采用损耗就可以达到抑制返波振荡的目的.

我们选取抑制各主要振荡模式所需的损耗值中的最大值作为波导的损耗. 由于这种方法是基于冷腔的情况, 与实际工作情况存在一定的误差. 回旋行波管的设计经验表明, 冷腔情况下的场分布和实际工作情况相差不大, 这种近似是合理的. 另外需要注意的是, 我们假设损耗波导的损耗材料的性质随频率变化很小, 这种假设为损耗材料的选择带来了一定的影响<sup>[14]</sup>.

如图 1 所示, 主要返波模式为  $TE_{11}$  模一次谐波、 $TE_{21}$  模一次谐波和  $TE_{03}$  模三次谐波.  $TE_{11}$  模一次谐波的起振频率为 34.2 GHz,  $TE_{21}$  模一次谐波的起振频率为 40.7 GHz,  $TE_{03}$  模三次谐波的起振频率为 129.8 GHz. 如图 3—图 6 所示, 相应的小信号增益分别为 4.5 dB 和 5.5 dB, 所以我们采用在 94 GHz 处损耗为 5 dB 的波导, 这与工作模式的增长率接近. 由于 2/3 的能量由电子注携带, 因此, 实际上损耗段内的增益只损失了 1/3 左右<sup>[12]</sup>.

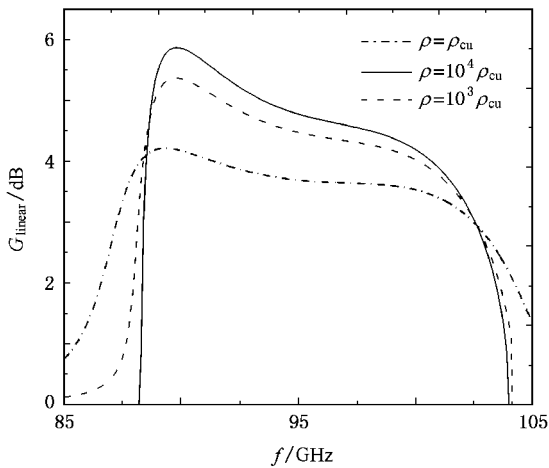


图 3  $TE_{02}$  模二次谐波的线性增益  $G_{linear}$  随频率  $f$  和电阻率  $\rho$  的变化 ( $\rho_{cu}$  为铜的电阻率)

综上所述, 我们选择了如图 7 所示的相互作用结构. 电子注参数选择  $V_b = 100$  kV,  $I_b = 20$  A,  $\alpha = 1.2$ ,  $B = 1.77$  T, 前面的损耗波导段长度为 12 cm, 电阻率  $\rho = 70000\rho_{cu}$ , 有效提高了绝对不稳定性的起振电

流, 抑制回旋返波振荡和终端反射, 最后的 4.5 cm 为非线性放大区.

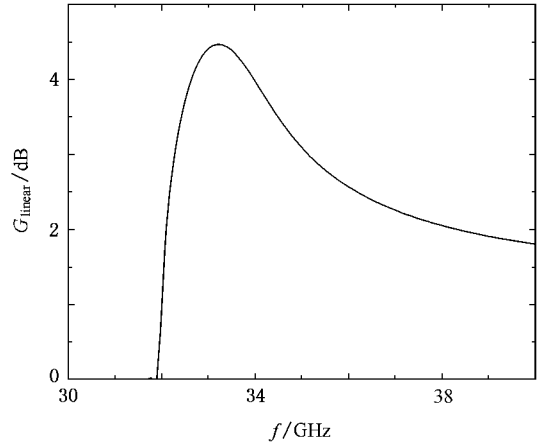


图 4  $TE_{11}$  模一次谐波的线性增益  $G_{linear}$  随频率  $f$  的变化

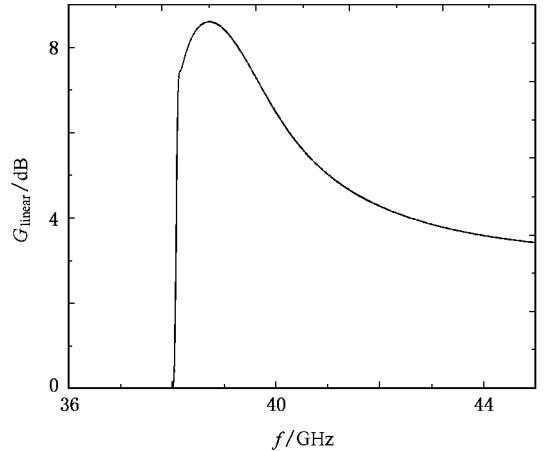


图 5  $TE_{21}$  模一次谐波的线性增益  $G_{linear}$  随频率  $f$  的变化

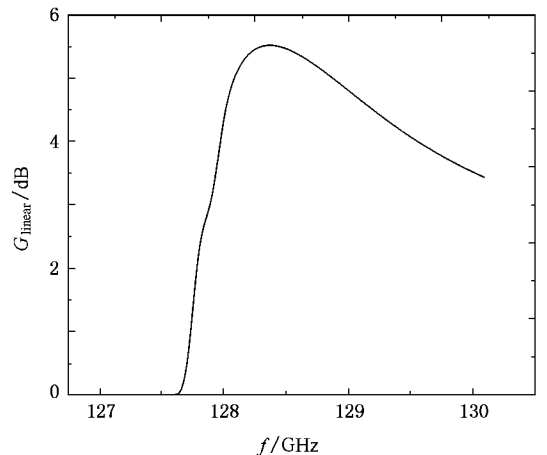


图 6  $TE_{03}$  模三次谐波的线性增益  $G_{linear}$  随频率  $f$  的变化

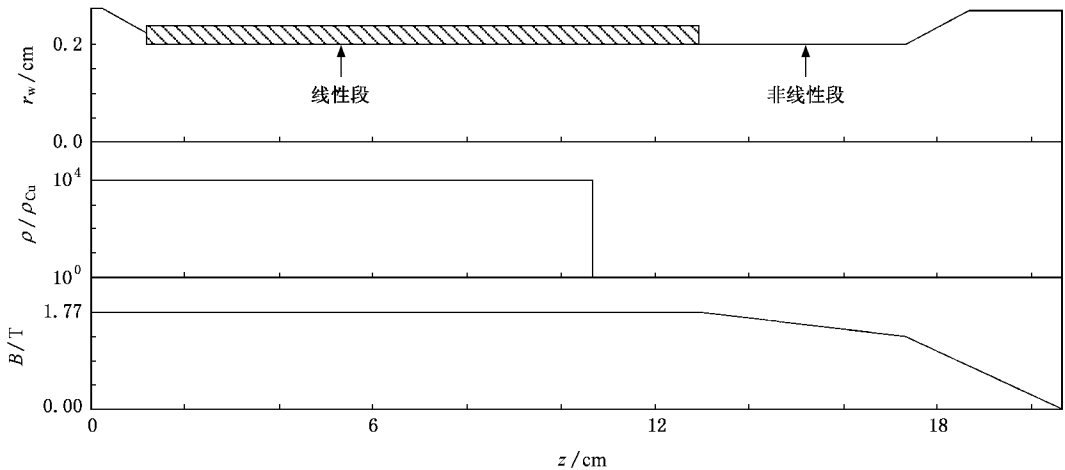


图 7 TE<sub>02</sub> 模二次谐波回旋波管相互作用结构示意图

### 3. 非线性模拟

在回旋波管的设计中,非线性模拟和 PIC 模拟是最主要的设计手段<sup>[1,2]</sup>。虽然 PIC 模拟能更真实地反映相互作用空间的注波相互作用过程,但是在当前的计算条件下,PIC 模拟需要大量的时间,增大了设计周期。现在的高功率微波器件的设计一般采用非线性模拟和 PIC 模拟相结合的方法。首先根据线性理论确定基本的电子注和相互作用结构的参数范围,然后根据边界稳定性条件初步确定相互作用结构和电子注参数,利用非线性模拟对结构进行初步优化,确定 PIC 模拟的放大器模型,根据 PIC 模拟的结果,重新利用非线性模拟进一步优化结构参数,对进一步优化的放大器模型进行 PIC 模拟,经过 3—5 次这种优化过程即可达到满意的模拟效果。这样的模拟过程由于尽可能地减少了 PIC 模拟的次数,从而缩短了设计周期。

本文省略了非线性理论的具体推导,通过对文献[15]的非线性理论进行适当的扩展和完善,对以上介绍的放大器进行了非线性模拟。下面给出对如图 7 所示的相互作用结构进行非线性优化后的结果。图 8 分别描述了在速度零散分别为零和 3% 的情况下相位  $\varphi$  随轴向距离的变化。从图 8 可以看出,3% 速度零散对相位的影响不大,相位比较稳定。图 9 描述了速度零散分别为零和 3% 的情况下欧姆损耗随轴向距离的变化。这里欧姆损耗用下式表示:

$$G_{\text{Ohm}} = 10 \log \left( \frac{P_{\text{ohmic}}}{P_{\text{in}}} \right). \quad (1)$$

从图 9 中可以看出,在损耗波导段,欧姆损耗随着轴向距离几乎呈线性增加。这主要是由于在损耗段的冷衰减确定的情况下,由于电子注的群聚随轴向距离而加深,从而交出了更多的能量,导致损耗功率的增加。在铜波导段,由于铜对场的衰减很小,所以在损耗波导和铜波导相连处,损耗功率急剧减小。由于在非线性段电子的良好群聚,增益很大,空间场功率迅速上升,导致损耗功率也随之非线性上升。当注波相互作用达到饱和点时,损耗功率也达到了最大点,之后呈现减小趋势。在铜波导段,损耗功率的变化和空间场功率的变化呈线性关系。在损耗波导末端损耗功率达到最大,这里最容易出现击穿和损耗材料脱落现象。从图 9 还可以看出,最大的损耗功率约为  $200 \text{ W/cm}^2$ ,远低于  $1000 \text{ W/cm}^2$  的最大允许值<sup>[8]</sup>。

图 10 和图 11 分别描述了前向波增益和反向波增益随轴向距离的变化,可以看出前向波增益和反向波增益的增长区都集中在非线性段,损耗段的增益增长率均很小。这样可以将能量损失降到最低,从而提高系统的效率。

图 12 和图 13 分别为增益  $G_{\text{total}}$  和输出功率  $P_{\text{out}}$  随频率的变化。在不考虑速度零散的条件下,非线性预测的输出功率可达到  $300 \text{ kW}$ ,3 dB 带宽达到了 6 GHz,但是当速度零散为 3% 时,3 dB 带宽下降为 4 GHz。

图 14 和图 15 描述了输出功率  $P_{\text{out}}$  和增益  $G_{\text{total}}$  随轴向位置的变化。在损耗波导的相互作用段内,功率增长缓慢,而在非线性段内,功率从几十千瓦迅速上升为  $300 \text{ kW}$ ,并且在 16.5 cm 处出现饱和现象。当考

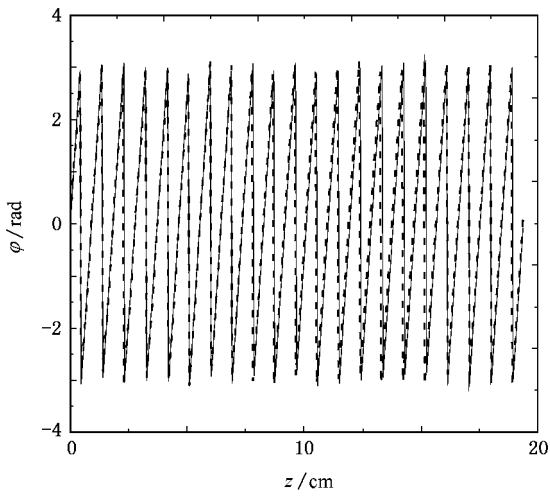


图 8 相位  $\varphi$  随相互作用轴向位置  $z$  的变化

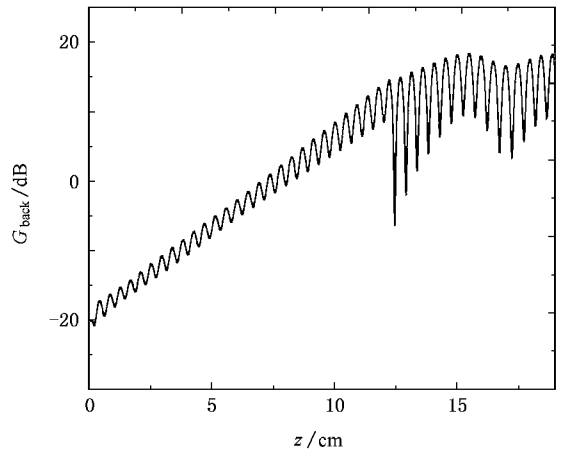


图 11 反向波增益  $G_{back}$  随轴向位置  $z$  的变化

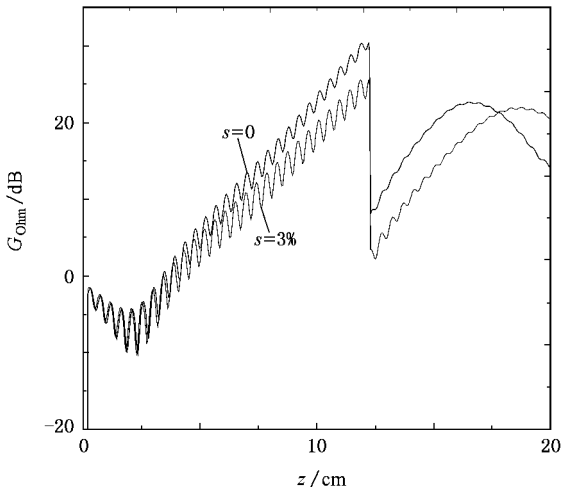


图 9 欧姆损耗  $G_{ohm}$  随相互作用轴向位置  $z$  和速度零散  $s$  的变化

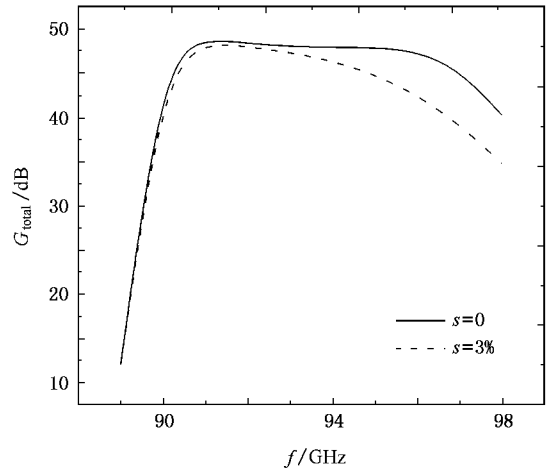


图 12 增益  $G_{total}$  随频率  $f$  和速度零散  $s$  的变化

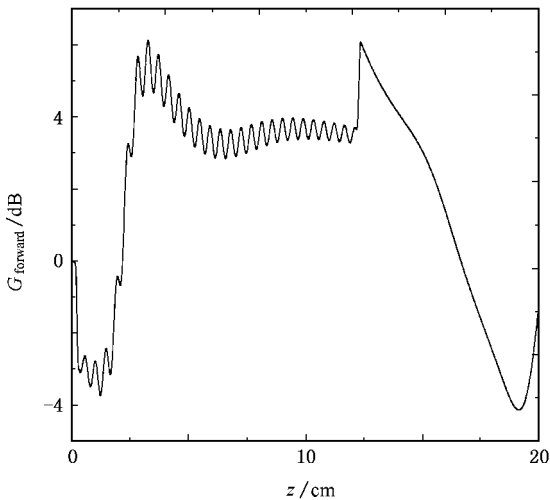


图 10 前向波增益  $G_{Forward}$  随相互作用轴向位置  $z$  的变化

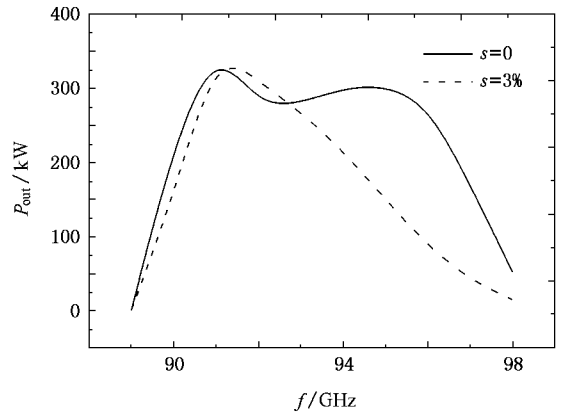


图 13 输出功率  $P_{out}$  随频率  $f$  和速度零散  $s$  的变化

考虑速度零散时,由于群聚过程不理想,群聚周期变长、饱和长度变长,峰值功率也相应下降。

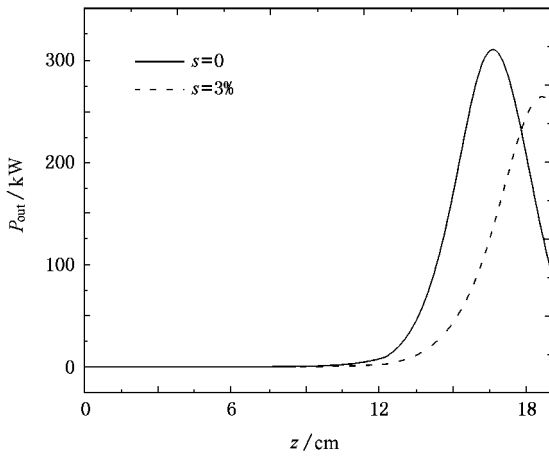


图 14 输出功率  $P_{out}$  随轴向位置  $z$  和速度零散  $s$  的变化

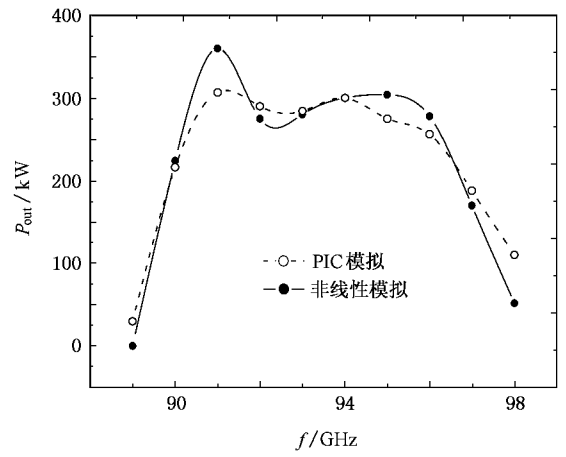


图 16 输出功率  $P_{out}$  随频率  $f$  的变化

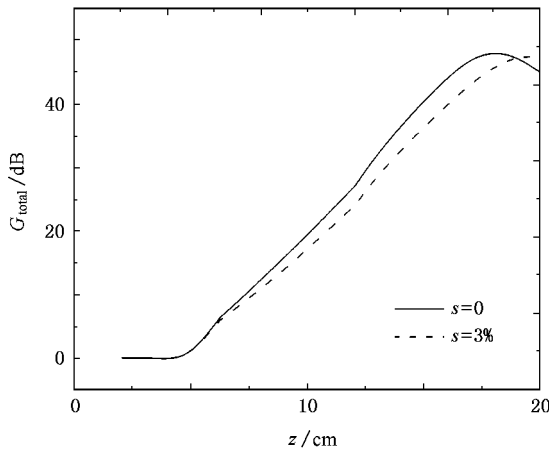


图 15 增益  $G_{total}$  随轴向位置  $z$  和速度零散  $s$  的变化

图 17 所示,在磁感应强度为  $0.985 B_g$  时,放大器在 94 GHz 处获得了 300 kW 的最大峰值功率和 44 dB 的最高增益;当磁感应强度下降到  $0.975 B_g$  时,功率迅速下降到约 14 kW;而在磁感应强度大于  $1.01 B_g$  时,放大器迅速过渡到不稳定区,杂散振荡的产生大大降低了输出功率.在磁场大于  $0.995 B_g$  后,非线性模拟和 PIC 模拟的结果出现了较大的偏差.这主要是因为磁场较大时,降低了绝对不稳定性的起振电流和回旋返波振荡的起振长度,引起了绝对不稳定性或回旋返波振荡的产生,而非线性模拟结果不能反映这种情况.

### 4. PIC 模拟结果及讨论

经过对波导结构和电子注参数的多次优化,可获得最佳的性能指标.在给定的参数下,通过 PIC 模拟方法详细研究了回旋行波管放大器中的电子注与波相互作用过程,给出了放大器的各性能曲线.

在恒定驱动功率为 10 W 的情况下,我们研究了放大器的带宽特性、输出功率和增益随驱动频率的变化.如图 16 所示,放大器的中心频率约为 94 GHz,3 dB 带宽达到了约 5.8 GHz,超过了 5%.这说明选择匹配良好的输出段可进一步提高放大器的性能.

放大器的工作磁场决定了电子注与波的回旋谐振匹配,因而也就决定了注-波耦合的强度.模拟结果表明,放大器的工作对磁场的变化极为敏感.如

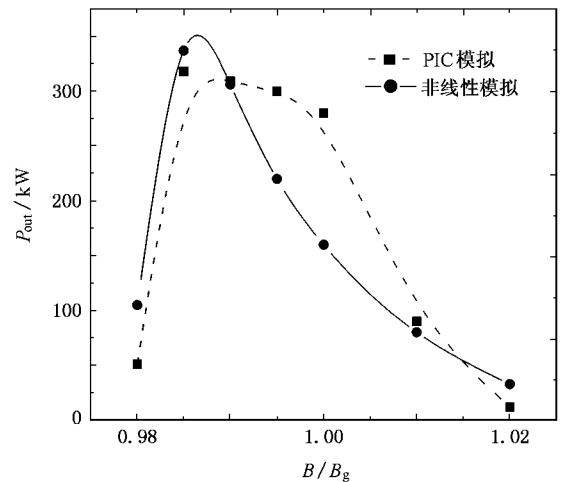


图 17 输出功率  $P_{out}$  随输出段磁场的变化

图 18 给出了输出功率随着输入功率的非线性模拟曲线和 PIC 模拟曲线.由 PIC 模拟可以看出,输入功率对输出功率的影响较大.当输入功率为 5 W

时, PIC 模拟的输出功率只有 200 kW, 输出功率已下降了 1/3 左右. 当输入功率大于 10 W 时, 对输出功率的影响相对较小, 当输入功率的值为 30 W 时, 输入功率下降到 210 kW. 本质上, 输入功率的变化表现为饱和长度的变化, 从而影响输出功率. 两种模拟方法得到的曲线符合较好, 变化趋势十分相似.

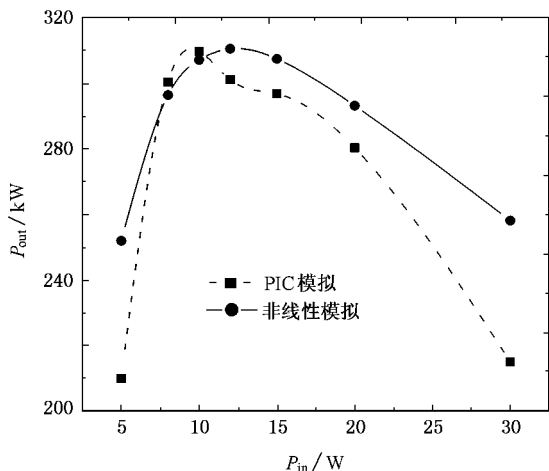


图 18 输出功率  $P_{out}$  随输入功率  $P_{in}$  的变化

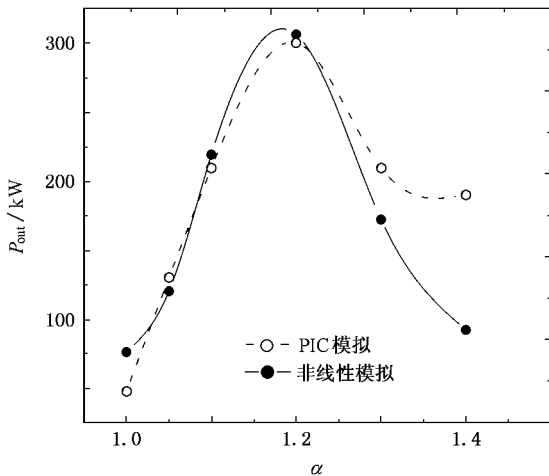


图 19 输出功率  $P_{out}$  随电子横纵速度比  $\alpha$  的变化

图 19 给出了输出功率随电子横纵速度比  $\alpha$  的变化. 从图 19 可以看出, 电子横纵速度比  $\alpha$  对输出功率的影响比较显著. 由于我们的相互作用电路结构和参数的选择是对  $\alpha = 1.2$  进行的参数优化, 所以输出功率在此处达到了最大. 当  $\alpha$  较大时, 由于过饱

和或产生寄生模式, 使输出功率均明显降低. 这与我们的设计目标是一致的. 当  $\alpha < 1.2$  时, 非线性模拟结果和 PIC 模拟结果符合得非常好. 但是当  $\alpha > 1.2$  时, 两种模拟结果均出现了较大的差距, 当  $\alpha = 1.4$  时, 两者相差达到了 100 kW. 这主要是由于模式竞争造成的, 我们利用的非线性理论模型是单频点单模式下工作的, 没有考虑模式间竞争, 而 PIC 模拟考虑了模式间竞争.

### 5. 结 论

由于实际工程中较高的磁场不易实现, 因此回旋行波管的谐波放大的研究具有特殊的意义, 特别是在较高频段的某些情况下, 谐波工作是唯一的选择.

回旋行波管工作在谐波状态的主要问题是它的稳定性. 一方面, 谐波工作相互作用较弱, 这极大地提高了绝对不稳定性的起振电流和回旋返波振荡的起振长度, 允许放大器在较高电流的情况下稳定工作. 从这个角度看, 谐波回旋行波管放大器比基波工作状态更稳定. 从另外的角度看, 谐波回旋行波管放大器的色散关系更为复杂, 有更多的竞争模式, 所以对模式的预测和控制也更加困难. 这意味着谐波工作的回旋行波管放大器的稳定性比基模工作要更差一些.

谐波工作的回旋行波管由于注-波相互作用较弱, 单位长度增益较小, 因此需要更长的相互作用段来实现所需的增益和功率, 而且效率要明显低于基模工作状态. 因此, 谐波工作是以牺牲效率为代价降低了对工作磁场的要求.

本文在 W 波段基次谐波回旋行波管放大器设计的基础上, 通过非线性理论模型和 PIC 模拟方法, 讨论了回旋行波管的稳定性、寄生模式的抑制和工作参数的优化等问题, 给出了 W 波段  $TE_{02}$  模二次谐波回旋行波管放大器的非线性模拟和 PIC 模拟结果. 在电子注电压为 100 kV、电流为 20 A、横纵速度比为 1.2、工作磁感应强度为 1.77 T 时, 分别选取损耗波导段长度 11 cm、非线性放大区长度 4.5 cm, 在中心频率 94 GHz 处获得高于 300 kW 的输出峰值功率、15% 的效率和约 5% 的带宽.



- [ 1 ] Chu K R 2004 *Rev. Mod. Phys.* **76** 492
- [ 2 ] Chu K R 2002 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **30** 903
- [ 3 ] Nusinovich G S 1999 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **27** 313
- [ 4 ] Yang Y Y, Ding W 1999 *Acta Phys. Sin.* **48** 2275 ( in Chinese )  
[ 杨蕴渊、丁 武 1999 物理学报 **48** 2275 ]
- [ 5 ] Yang Y Y, Ding W 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 277 ( in Chinese )  
[ 杨蕴渊、丁 武 2000 物理学报 **49** 277 ]
- [ 6 ] Lai G J, Liu P K, Yin R J 2006 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **34** 34
- [ 7 ] Lai G J, Jia Y F, Liu P K 2005 *Chin. J. Electron.* **4** 14
- [ 8 ] Lai G J, Liu P K 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 321 ( in Chinese ) [ 来国军、刘濮鲲 2006 物理学报 **55** 321 ]
- [ 9 ] Wang Q S, McDermott D B, Luhmann N C 1996 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **24** 700
- [ 10 ] Yeh Y S, Hung C L, Su C W 2003 *Int. J. Infrar. Milimeter Waves* **25** 29
- [ 11 ] Kou C S, Wang Q S, McDermott D B, Lin A T, Chu K R, Luhmann N C 1992 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **20** 155
- [ 12 ] Chu K R, Lin A T 1988 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **16** 90
- [ 13 ] Barnett L R, Chang L H, Chen H Y, Chu K R, Lau W K, Tu C C 1989 *Phys. Rev. Lett.* **63** 1062
- [ 14 ] Garven M, Calame J P, Danly B G, Pershing D E, Levush B, Wood F N, Pershing D E 2002 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **30** 886
- [ 15 ] Sinitsyn O V, Nusinovich G S, Nguyen K T, Granatstein V L 2002 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **30** 915

## Simulation and design of a W-band second-harmonic gyrotron traveling wave amplifier<sup>\*</sup>

Lai Guo-Jun<sup>1)2)</sup> Liu Pu-Kun<sup>1)†</sup>

<sup>1)</sup> Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China )

<sup>2)</sup> Department of Electronics Equipment, Army Aviation Institute of People Liberate Army, Beijing 101123, China )

( Received 3 April 2006 ; revised manuscript received 13 April 2007 )

### Abstract

Gyrotron traveling wave amplifier is a very important high power millimeter wave source for radar applications. Second-harmonic operation is of special significance due to its low magnetic field operation. By using an interaction circuit with two-stage distributed-loss, the absolute instability and the gyrotron backward wave oscillation can be suppressed. Nonlinear analysis is used to study the stability and large signal performance of the amplifier. Particle in cell simulation of W-band TE<sub>02</sub> gyrotron traveling wave amplifier are also performed. The results show that this amplifier can generate 300 kW at 94 GHz with 15% efficiency and 5% bandwidth in case of a 100 kV, 20 A electron beam input.

**Keywords :** W-band, second-harmonic, gyrotron traveling wave amplifier

**PACC :** 4170, 5275

<sup>\*</sup> Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 60571039 ) and the National Natural Science Foundation for Distinguished Young Scholars of China ( Grant No. 60125104 ).

<sup>†</sup> E-mail : pkliu@mail.ie.ac.cn