

35GHz, TE021 回旋速调管的电磁模拟

殷 勇¹, 祝大军¹, 刘盛纲¹, 梁显锋², 刘濮鲲²

(1. 电子科技大学物理电子学院, 四川成都 610054; 2. 中国科学院电子学研究所, 北京 100080)

摘要: 本文对一种新型的工作在二次谐波的三腔回旋速调管进行了理论分析和PIC模拟, 该管子有两个十分突出的优点: 由于其是在二次谐波上, 这就大大降低了对轴向磁场的要求, 可以避免笨重的螺线管或是超导磁场; 其次由于其为三腔的结构, 可以明显的提高管子的增益。PIC (Particle In Cell) 模拟方法被采用来对该管子从磁控注入枪到微波电路进行了电磁模拟。在我们所采用的参数条件下, 工作频率为 35GHz, 工作模式为 TE021 的三腔回旋速调管在 0.675T 的磁场下得到了 22.5dB 的增益以及 23.71% 的效率。

关键词: 回旋速调管; PIC; 磁控注入枪; 微波电路; Q 值

中图分类号: TN129 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 06-1024-04

Electromagnetic Simulation of a 35GHz, TE021 Gyroklystron

YIN Yong¹, ZHU Darjun¹, LIU Sheng-gang¹, LIANG Xianneng², LIU Pukun²

(1. School of Physical Electronics, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China;

2. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: The theoretical analysis and PIC simulation of a new kind of 35GHz gyroklystron is presented. This gyroklystron has all stages operate at the second harmonic to avoid the use of cryomagnets or heavy and bulky solenoids, and its three cavity's structure can greatly enhance its gain. PIC method is used to simulate this gyroklystron, the results shows that this gyroklystron can produce an output peak power of 249kW with 22.5dB gain and 23.71% maximum efficiency at 35GHz.

Key words: gyroklystron; PIC; MIG; microwave circuit; Q value

1 引言

电子回旋脉塞不稳定性于 1958~1959 年间由 Twiss, Schneider, Pantell, Gaponov 分别独立地提出以来^[1-4], 以此为基础工作的回旋管的发展已经有近半个世纪的历史了, 经过几十年的发展回旋脉塞已发展成一类新型的毫米波、亚毫米波器件, 并且已成功用于工程实际^[5]。而回旋振荡器有着比速调管高得多的平均功率密度, 这是因为回旋管在工作频率接近电子的回旋频率 Ω_c 的时候工作, 而 Ω_c 是由外加的磁场 B_0 决定的。因此可以使回旋谐振腔工作在高次模式下并使其谐振频率接近 Ω_c , 这样就可以很好的抑制寄生模式的振荡, 从而在相同的频率下提高其输出的平均功率。回旋速调管与普通速调管不同的正是利用回旋电子的角向速度调制, 这样可以通过对群聚腔参数的调整使其只能工作于给定的频率, 同理这样也可以大大提高输出腔的效率。

作为高功率的毫米波放大器家族中的重要一员, 回旋速调管在理论上已经得到了较为深入的研究, 其应用的范围也将十分广泛。它已经被用于高分辨雷达、毫米波电子计数器、

材料处理以及高能粒子加速器等实验装置中。本文对一种新型二次谐波回旋速调管进行了理论分析及粒子模拟, 该研究对该类器件的工程设计及实验研究具有重要意义。

2 模型及理论分析

该三腔回旋速调管的模型如图 1 所示, 各个工作腔由中间的漂移区连接, 整个管子被放在均匀的磁场中, 磁场的方向与管子的轴线一致。

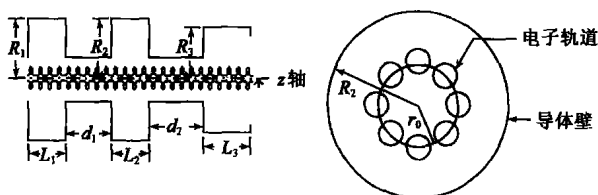


图 1 三腔回旋速调管的模型

我们对漂移区的要求是其长度足够长的使得两腔中的场没有直接的耦合, 漂移管的内径足够小的使得漂移区的截止频率高于工作频率。具有单能量的周期性电子束以从左边

注入群聚腔, 每个电子的速度同磁场的夹角是不同的, 这样就使电子束有一个速度离散, 电子束经过调制后到达输出腔. 各个腔之间只通过电子束互相耦合. 我们还假设电子束在输入腔中得到能量, 这样才能保证回旋速调管工作在放大器的状态(反之则其工作在振荡器状态), 在经过最后一个漂移区后群聚的电子束将在输出腔中输出能量. 电子束的引导中心位于常数 r_0 的位置. 由于电子回旋脉塞相互作用是电子束和 TE_{mnl} 模式之间发生的, 所以我们将只考虑 TE_{mnl} 模式的影响. 在以上的假设条件下, 电子运动方程为:

$$\frac{dp}{dt} = -e \left(E + \frac{p \times B}{\gamma m_0} \right)$$

其中:

$$\begin{aligned} p &= \gamma m_0 \frac{dr}{dt} = \gamma m_0 v \\ \gamma &= [1 - (v_1^2 + v_2^2) / c^2]^{-1/2} \\ E &= E_r e_r + E_{\theta} e_{\theta} \\ B &= B_r e_r + B_{\theta} e_{\theta} + (B_z + B_0) e_z \end{aligned}$$

对于 TE_{mnl} 模式的场分量 $E_r, E_{\theta}, B_r, B_{\theta}$ 及 B_z 可参见文献[6].

波的频率为:

$$\omega = \sqrt{(k_z^2 + k_{m_i n_i}^2)}$$

L_i 以及 R_i 要设计成使得 $\omega_{m_1 n_1 L_1} = \omega_{m_2 n_2 L_2} = \dots = \omega_{m_i n_i L_i} = \omega$ 以满足各个腔内的模式选择. 由于我们假设了在漂移区里场是截止的, 故有:

$$E_r = E_{\theta} = B_r = B_{\theta} = B_z = 0, L_i < z < L_i + d_i$$

其中 d_i 为漂移区的长度.

这样我们就能将第 i 个腔体的储能表示出来:

$$W_{EM} = \frac{\pi \epsilon_0}{4} \left[1 - \frac{m_i^2}{x_{m_i n_i}^2} \right] E_0^{(i)2} J_{m_i}^2(x_{m_i n_i}) L R_i^2$$

其中 ϵ_0 为真空中的介电常数. 我们用 Q_i 表示第 i 个腔的品质因数的话, 则第 i 个腔中的功率损耗就可以表示为:

$$P_i = \omega W_{EMi} / Q_i$$

这样电子束与电磁波的相互作用方程就可以写为^[7]:

$$\frac{da}{dt} = \left(\frac{1}{2} + i\Delta\omega \right) a = -\frac{Q_i I_b}{2\omega W_{EM}} \int d\zeta \frac{c}{\omega} \times \left\langle \frac{v_{pep} \cdot E_c e^{-i\varphi}}{v_z} \right\rangle$$

在输入腔中场的幅值由下式确定^[7]:

$$|a|^{1/2} W_{EM} = P_{in} \frac{\omega}{Q_{ext}} \times \left[\omega - \omega_c + \frac{i\omega}{2} \left(\frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_{ohmic}} \right) + \frac{1}{a} \frac{I_b}{2W_{EM}} \int d\zeta \frac{c}{\omega} \left\langle \frac{v_{pep} \cdot E_c e^{-i\varphi}}{v_z} \right\rangle \right]^{-2}$$

在我们考虑的三腔回旋速调管模型中, 我们假设 Q_1 主要是靠电子束同波的互相耦合来确定的(即 $Q_1 = Q_{ext}$), 我们要使电子束在输入腔中得到能量, 即作为输入腔的负载, 从而降低输入腔的 Q 值, 这样也才能够保证该管子是工作在放大状态下的, Q_2 是由于腔体的壁损及所加的损耗介质引起的(即 $Q_2 = Q_{ohmic}$), Q_3 是由于输出腔的衍射所引起的. 于是我们就会很自然的得到 P_1 为输入腔中的输入功率, P_2 为群聚腔中的介质损耗和壁损耗的总和, P_3 为输出腔的输出功率.

在输出腔中电子束的能量同电磁波模式在时间上和空间上匹配得很好的时候, 电子束的能量能有效的转换为对应

的电磁波能量^[8]. 这里所说的时间匹配是指该模式的谐振频率等于电子束回旋频率的整数倍, 这样就可以保证所有的电子在一个薄的轴向回旋电子束上, 它们进入互作用腔的时候有相同的最佳减速相位. 对于更多腔的情况, 完全可以照此类推, 只是具体的计算要复杂些.

3 PIC 模拟方法简介

随着电子计算机的高速发展, 其计算能力得到了很大程度的提高. 于是 PIC 模拟方法就开始广泛应用于对等离子体方面的研究. 大多数 PIC 模拟方法的基本思路是采用时域有限差分法 (Finite Differential Time Domain) 联解离散化的 Maxwell's 方程和粒子运动方程. 在此方法中, 电磁场分量以及电荷、电流密度被分配到时空网格点上, 相应的权重函数被用来得到具体的电磁场大小. 根据不同的情况, 带电粒子将会在网格间运动, 这时我们将采用内插值的方法将临近带电粒子位置的网格点上的电磁场作用到粒子上. 通过求解粒子运动方程就可以得到粒子在下一个时刻的位置. 重复上述步骤, 我们就得到了具体的时空演化数据. 我们教研室正在编制中的通用电磁模拟软件 CHIPIC 以及现在已经商业化的 MAGIC、KARAT 等就是采用这一基本方法, 读者可以在它们的使用说明书中对这一方法有更进一步的了解.

4 模拟结构及其参数

在本篇文章中, 我们给出了 35GHz, 两次回旋谐波的三腔回旋速调管从磁控注入枪到微波电路的设计及模拟结果, 其中的三个腔都是工作在给定的两次回旋谐波模式下, 该系统的整体结构装置简图如图 2 所示.

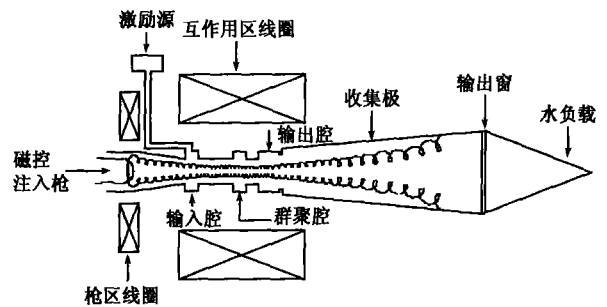


图 2 三腔回旋速调管的整体结构装置简图

在 4.1 中我们将详细介绍单阳极的磁控注入枪的设计及其模拟结果, 其主要是用来产生在微波电路中所需要的回旋电子束, 并给出了相应的调节范围. 产生的回旋电子束将被注入微波电路中, 在输入腔中受到激励源的调制后进入群聚腔, 在群聚腔中发生了群聚的电子束的能量同输出腔的电磁波模式在时间上和空间上匹配得很好的时候, 电子束的能量能有效的转换为对应的电磁波能量输出, 这将在 4.2 中有详细的论述. 在微波电路部分, 我们参考的是文献[9]所用的优化后的具体结构参数.

4.1 磁控注入枪

主要的磁控注入枪参数在表 1 列出, 我们采用的是一个单阳极的结构, 其结构参数是来自一个 EGUN 的设计结果. 在

PIC 方法中, 我们采用的是热阴极发射模型, 阴极发射出的电子在静电场及轴向磁场的共同作用下形成回旋电子束, 其主要的参数, 如横纵速度比、纵向速度离散、回旋中心半径等, 受阴极区磁场、阴极电压、阳极的夹角 θ (见图 3 中的 θ)以及阴极电流的影响比较明显. 考虑到在实际实验中对阴极电压、电流的调节相对容易, 我们在电磁模拟的时候也是调节阴极区磁场和阳极的夹角 θ . 在阴极电压为 -70kV , 电流为 15A 的情况下得到横纵速度比为 1.41 、纵向速度离散为 9.59% 、回旋中心半径为 4.25mm 的回旋电子束, 并在此参数的基础上调整阴极电压及电流看其对整个电子束参数的影响, 我们发现阴极电压比阴极电流对以上两个参数的影响更大, 在图 3 中我们给出了阴极电压同电子束的横纵速度比及其纵向速度离散的影响. 磁控注入枪的基本结构及其模拟的粒子运动轨迹在图 3 中给出, 同时在图 3 中描绘出了整个系统的轴向磁场值, 其分为枪区和相互作用区(即微波电路区)两部分.

表 1 主要的磁控注入枪参数

参数	束电压	束电流	横纵速度比	纵向速度离散	引导中心半径
具体值	70kV	15A	1.41	9.59%	4.25mm

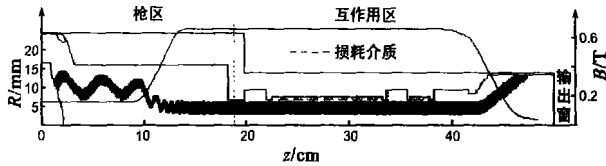


图 3 三腔回旋速调管的模拟结构及轴向磁场图

4.2 微波电路

微波电路区的基本结构如图 3 所示, 其主要的腔体结构参数见表 2. 通过这三个腔体我们得到了超过 20dB 的增益. 整个管子主要由输入腔、群聚腔和输出腔三部分构成, 它们之间由漂移区相连接, 漂移区的半径要在满足电子注的引导半径的前提下尽可能的小, 并且通过在漂移区中加入损耗介质以尽可能的多的吸收其中可能存在或传播的电磁波, 这样使得各个腔之间只有电子束与电磁波之间的耦合而没有电磁波与电磁波之间的互相耦合. 在群聚腔中加入损耗介质是为了得到合适的 Q 值, 我们是在加入介质厚度一定的条件下调节损耗介质的损耗角来调整 Q 值的. 由于损耗介质在模拟过程中几乎完全提供腔体的损耗, 所以腔体的 Q 值对损耗角的大小十分敏感. 我们调整好群聚腔的 Q 值以使电子束在群聚腔中能很好的群聚, 并使得其进入输出腔的时候处于最好的减速相位, 其具体的调节方法可参阅文献[10]. 正如前面所提到的, 输出腔中的 Q 值主要是由衍射损耗所引起的. 而在输入腔中的 Q 值则主要是靠电子束同波的互相耦合来确定的, 我们要使电子束在输入腔中得到能量, 即作为输入腔的负载, 从而降低输入腔的 Q 值, 这样也才能够保证该管子是工作在放大状态下的. 我们在此基础上应用 MAGIC 软件及我们教研室正在编制的 CHIPIC 软件对该回旋速调管进行了 PIC 模拟, 两者得出的结果基本一致. 其基本的工作参数为: 轴向磁场 0.675T 、束电压 70kV 、束电流 15A 、横纵速度比 1.45 、引导中心半径 4.25mm 、工作模式 TE_{021} . 我们首先对引导

中心半径进行了微小的调节, 使其在给定的参数条件中得到最高的输出功率. 于是我们就采用其输出功率最大的一点对应的引导中心半径(4.25mm)作为我们以后模拟的固定参数. 接着我们又对轴向磁场对输出功率以及增益的影响进行了模拟, 发现其对管子的输出功率的影响很大, 在图 5 中给出的轴向磁场以外我们得到的输出在起振以后很快就垮掉了, 其主要原因是由于磁场增大时在输出腔中有以 TE_{01} 模为主的寄生振荡的产生[11]. 在综合考虑了输出功率和增益的影响后我们选取 0.675T 作为工作的轴向磁场大小. 在图 6 中给出了输入功率与输出功率及其对应的增益的关系图, 该图是在电子束电压为 70kV 、束电流为 15A 、引导中半径为 4.25mm 、轴向磁场为 0.675T 的条件下得到的. 在输入功率为 1.4kW 的情况下, 我们得到了 249kW 的输出功率, 其对应的增益为 22.5dB , 并且有 23.71% 的效率, 优于文献[12]中的水平. 图 7 为对应的输出腔中的角向电场幅值的频谱.

表 2 腔体的结构参数

参数	频率(GHz)	Q 值	长度(mm)	半径(mm)	前漂移区长度(mm)
输入腔	34.89	620	14.79	9.94	10.00
群聚腔	34.84	460	14.20	10.00	86.00
输出腔	34.94	420	25.33	9.68	19.00

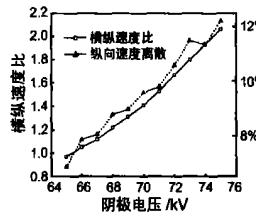


图 4 阴极电压同横纵速度比及纵向速度离散的关系

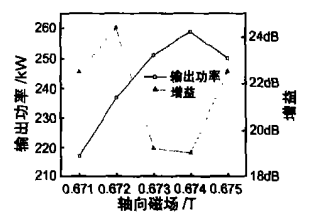


图 5 轴向磁场同输出功率及增益的关系

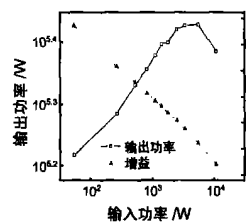


图 6 输入功率同输出功率及增益的关系

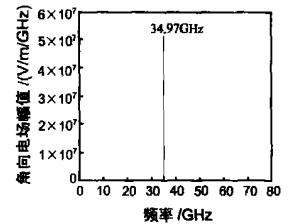


图 7 角向电场频谱

5 结论

本文分析了回旋速调管中 TE_{mnl} 模式同回旋电子束的相互作用原理, 并对一个工作于 35GHz 、 TE_{021} 模式的一种新型二次谐波三腔回旋速调管从磁控注入枪到输出窗部分进行了 PIC 模拟. 在磁控注入枪部分, 阴极电压对电子束的横纵速度比和纵向速度离散的影响要大于阴极电流来的影响; 在相互作用区部分, 轴向磁场对输出功率的影响最为明显其将直接决定管子的工作频率及模式. 我们在经过对腔体 Q 值的调节后, 对引导中心半径和轴向磁场进行了参数优化, 在输入功率为 1.4kW 的情况下, 我们得到了 249kW 的输出功率, 其对应的增益为 22.5dB , 并且有 23.71% 的效率. 我们下一步的构想是

将参照今后的实验条件及结果对实验中的具体物理现象进行分析, 从而对理论分析和粒子模拟进行进一步丰富和完善。

参考文献:

- [1] R O Twiss. Radiation transfer and the possibility of negative absorption in radio astronomy[J]. Aust J Phys, 1958, (11): 567- 579.
- [2] J Schneider. Simulation emission of radiation by relativistic electrons in a magnetic field[J]. Phys Rev Lett, 1959, (2): 504- 505.
- [3] R H Pantell. Backward wave oscillation in an unbanded waveguide[J]. Proc IRE, 1959, (47): 1146.
- [4] A V Gaponov. Interaction between irrectilinear electron beams and electromagnetic waves in transmission lines[J]. Izv VUZov Radiofiz, 1959, (2): 836- 837.
- [5] 刘盛纲. 电子回旋脉塞和回旋管的进展[M]. 四川: 四川教育出版社, 1998.
- [6] 张克潜, 李德杰. 微波与光电子学中的电磁理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001. 267- 268.
- [7] Monica Blank, Bruce G. Danly, Banuch Levush, et al. Experimental Investigation of W-Band (93GHz) Gyroklystron Amplifiers[J]. IEEE Trans Plasma Sci, 1998, 26(3): 409- 415.
- [8] G S Nusinovich, O V Sinitsyn, J Rodgers, et al. Comparison of two gyrokystron concepts: frequency multiplication versus operation at a given cyclotron harmonic[A]. Vacuum Electronics Conference, 2002. IVEC 2002. Third IEEE International[C]. Monterey, California, USA: IVEC, 2002. 87- 88.
- [9] Xiar Feng Liang, Pu-Kun Liu, Shou Xi Xu, et al. Preliminary design of a ka band second harmonic gyrokystron amplifier[J]. Int J Infrared and Millimeter Waves, 2003, 24(9): 1431- 1440.
- [10] 罗勇, 李宏福, 谢仲怜, 等. 回旋速调管群聚腔研究[J]. 电子学报, 2003, 31(6): 864- 867.
- [11] Evgeny V Zasyrkin, Mark A Moiseev, Igor G Gadjev, et al. Study of high power ka band second harmonic gyrokystron amplifier[J]. IEEE Trans Plasma Sci, 1996, 24(3): 666- 670.
- [12] Jin Joo Choi, Alan H McCurdy, F N Wood, et al. Experimental investigation of high power, two cavity, 35GHz gyrokystron amplifier[J]. IEEE Trans on Plasma Sci, 1998, 26(3): 416- 425.

作者简介:

殷 勇 男, 1980 年 5 月出生于四川内江, 现在电子科技大学物理电子学院攻读物理电子学博士学位. Email: yin.yong@163.com

祝大军 男, 1965 年 12 月出生于湖北武汉, 博士, 副教授, 主要从事高功率微波技术的粒子模拟研究.