

# 大半径同轴谐振腔太赫兹回旋管研究

袁学松, 鄢 扬, 刘盛纲

(电子科技大学物理电子学院太赫兹研究中心, 四川成都 610054)

**摘 要:** 为了发展大功率太赫兹辐射源, 本文对大半径同轴谐振腔回旋管进行了理论和数值模拟研究, 理论计算结果表明在同轴谐振腔中其角向对称的  $TE_{0n}$  模式的截止频率与  $n$  近似成正比关系, 与内外导体之间的距离近似成反比关系. 根据上述特点作者设计了一只大半径同轴腔 0.3THz、 $TE_{04}$  模回旋管, 数值计算和粒子模拟结果表明: 大半径同轴谐振腔太赫兹回旋管与空心波导谐振腔回旋管相比具有很多优点: 腔体尺寸相对较大, 工作电流可以大幅度提高; 其对称的  $TE_{0n}$  模式与非对称的  $TE_{mn}$  模式的间隔较大, 有利于克服模式竞争.

**关键词:** 太赫兹; 回旋管; 同轴腔

**中图分类号:** TN129 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 02-0334-04

## Theoretical Study on a Large Radius Coaxial Cavity Terahertz Gyrotron

YUAN Xue-song, YAN Yang, LIU Sheng-gang

(Terahertz Research Centre, College of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** In order to develop high power Terahertz sources, a large radius coaxial cavity gyrotron has been studied in this paper. The results of theoretical calculation show that in a coaxial cavity the cutoff frequency of  $TE_{0n}$  mode is almost proportional to  $n$  and in inverse proportion to the distance between inner and outer conductor. According to these characteristics a large radius coaxial cavity 0.3THz  $TE_{04}$  mode gyrotron is designed. The results of numerical calculation and PIC simulation show the large radius coaxial gyrotrons have a lot of advantages compared with the waveguide gyrotrons: the size of coaxial cavity is comparatively larger and output power can be increased. The interval between  $TE_{0n}$  and  $TE_{mn}$  mode is increased which has improved mode competition greatly.

**Key words:** Terahertz; gyrotron; coaxial cavity

## 1 引言

随着太赫兹科学技术的迅速发展, 对于太赫兹辐射源的要求也越来越高, 无论是从科学研究的角度还是从应用的角度看, 一个大功率的太赫兹辐射源都是必需的<sup>[1]</sup>. 从当前的研究情况来看由于 1THz 以下的太赫兹波在空气中传播的衰减系数相对较小, 因此应用前景更为广阔<sup>[2]</sup>, 这使利用真空电子学方法来产生大功率太赫兹源成为当前研究热点. 回旋管作为目前功率最大的毫米波、太赫兹源(其中用于国际热核聚变实验即 ITER 计划的 0.17THz 回旋管连续波输出功率已达到兆瓦级<sup>[3]</sup>), 也理所当然成为各国的研究热点<sup>[4~7]</sup>. 目前关于太赫兹回旋管的研究主要采用的是圆柱波导谐振腔, 因为圆柱波导结构简单, 加工相对容易, 但是当频率过高后, 即使采用高阶的工作模式其腔体尺寸还是很小, 这使得环形电子注的产生非常困难, 同时电子注的电流密

度也受到很大的限制, 从而导致圆柱腔回旋管的工作电流相对较低, 如文献[4]中采用圆柱腔  $TE_{0,6}$  模 0.46THz 的回旋管其腔体半径为 2.03mm, 工作电流只有 100mA. 文献[5]中采用圆柱腔  $TE_{0,11}$  模 1.007THz 的回旋管其半径为 1.95mm, 工作电流也只有 111mA. 由此可见, 采用圆柱波导谐振腔结构来产生大功率的太赫兹源从理论上讲是很难实现的. 为了克服工作电流相对较小这一问题, 本文提出了采用大半径同轴波导谐振腔结构. 在同轴波导谐振腔中由于其角向对称的  $TE_{0n}$  模式的截止频率与内半径几乎无关, 只与内外半径间的距离成反比, 因此通过增大同轴谐振腔的内半径, 可以使电子注的半径随之增大, 这样在相同电流密度的情况下, 可以大幅度的提高工作电流, 从而达到提高输出功率的目的.

## 2 理论与数值模拟研究

### 2.1 同轴波导截止频率分析

根据电子回旋脉塞产生的条件<sup>[8]</sup>:

$$-k v - l c = 0 \quad (1)$$

其中:  $k$  纵向波数,  $v$  电子纵向速度,  $l$  是回旋谐波次数,  $c$  是电子回旋角频率. 对于回旋单腔管, 其  $k v \ll c$ , 因此回旋单腔管工作频率一般是在波导的截止频率附近. 对于同轴波导 TE 波的截止频率满足下式<sup>[9]</sup>:

$$J_m(k_c a) N_m(k_c b) - J_m(k_c b) N_m(k_c a) = 0 \quad (2)$$

其中:  $J_m, N_m$  分别为  $m$  阶贝赛尔函数和诺依曼函数的导数,  $k_c$  为截止波数,  $a, b$  分别为同轴波导内外半径. 根据式(2)可以求出同轴波导 TE 波的截止频率, 计算结果如图 1~2 所示. 图 1 中外半径不变  $b = 10\text{mm}$ , 内半径  $a$  逐渐增大, 由图可知大半径同轴波导中的  $\text{TE}_{0n}$  模式类似于无限大平板中  $\text{TE}_{0n}$  模, 其截止频率与  $n$  近似成正比, 与内外导体之间距离近似成反比. 当  $a = 8\text{mm}$ ,  $b = 10\text{mm}$  时同轴腔  $\text{TE}_{0,6}$  模的截止频率也可以达到  $0.45\text{THz}$ , 与文献[4]中  $\text{TE}_{0,6}$  模圆柱腔相比较, 其电子注半径可以增大 8 倍, 即在相同电流密度的情况下, 工作电流可以提高 8 倍.

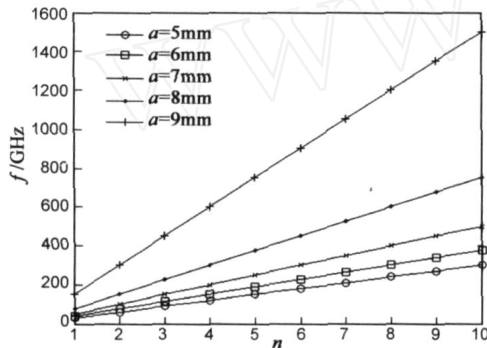


图1 同轴波导 $\text{TE}_{0n}$ 模式截止频率随 $n$ 变化图

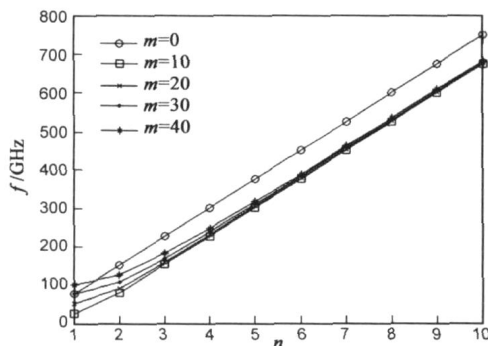


图2 同轴波导 $\text{TE}_{mn}$ 模式截止频率随 $n$ 变化图

图 2 中给出了同轴波导中  $\text{TE}_{mn}$  模式的截止频率随  $n$  的变化图, 其中  $a = 18\text{mm}$ ,  $b = 20\text{mm}$ . 比较图 1 和图 2 可知, 当内外半径同时增大到  $18\text{mm}$ ,  $20\text{mm}$ , 而间距保持不变时, 此时同轴波导的  $\text{TE}_{0n}$  模式的截止频率与内外半径为  $8\text{mm}$ ,  $10\text{mm}$  时对应的截止频率基本相等. 另外随着模式数  $n$  的增大同轴波导中非对称模式  $\text{TE}_{mn}$  的截止频率与对称模式  $\text{TE}_{0n}$  的截止频率的差值明显增大, 这对于克服回旋管中模式竞争是非常有利的, 正如在文献

[4]中工作模式  $\text{TE}_{06}$  模最主要的竞争模式是  $\text{TE}_{26}$  模, 其截止频率与工作模式相差仅为  $2.42\text{GHz}$ .

### 2.2 大半径同轴腔回旋管理论和数值计算

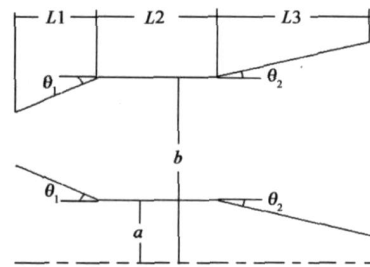


图3 腔体结构图

为进一步研究大半径同轴腔回旋管, 作者设计了一只同轴腔  $\text{TE}_{04}$  模,  $0.3\text{THz}$  回旋管, 其相互作用区腔体结构如图 3 所示. 在选取腔体内外半径时如果回旋管的尺寸过大,

其要求的注波相互作用区的稳恒磁场区域也就越大, 这会加大外部引导磁场的设计难度, 特别是在磁场强度很高的情况下. 考虑到上述因素作者最终选取  $a = 4.0\text{mm}$ ,  $b = 6.0\text{mm}$ . 在腔体长度的设计上,  $L_1$  段的作用是使电磁波在电子注入射端截止,  $L_2$  段是注波相互作用区域,  $L_3$  段是起输出作用的. 三段长度的具体参数为:  $L_1 = 3\text{mm}$ ,  $L_2 = 5\text{mm}$ ,  $L_3 = 5\text{mm}$ , 两个倾角分别为:  $\theta_1 = 4.5^\circ$ ,  $\theta_2 = 3.0^\circ$ .

对此模型首先分析其冷腔  $Q$  值以及冷腔波导场纵向分布函数. 根据波动方程可以导出波导场的纵向分布函数  $f$  满足以下方程:

$$\frac{d^2 f(z)}{dz^2} + \left( \frac{\omega^2}{c^2} - k_c^2(z) \right) f(z) = 0 \quad (3)$$

根据方程(3)再加上腔体入口处和出口处的边界条件:

$$\begin{cases} \frac{df(z)}{dz} - j(\omega^2 - k_c^2)^{1/2} f(z) = 0 \\ \frac{df(z)}{dz} + j(\omega^2 - k_c^2)^{1/2} f(z) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

一起构成关于频率  $\omega$  和波导场纵向分布函数的本征值问题. 利用打靶法迭代求解, 可以得出冷腔的纵向分布函数和腔体  $Q$  值为 574. 根据冷腔  $Q$  值再利用回旋管线性理论对其进行理论研究<sup>[6]</sup>. 回旋管线性理论是以动力学理论为基础, 先由 Vlasov 方程求解电子的扰动分布函数, 再利用扰动分布函数求解扰动电流密度, 最后根据扰动电流密度求解 Maxwell 方程组得出色散方程, 起振电流等, 公式(5)中给出了起振电流表达式:

$$I_{st} = - \frac{k_c^2 b^2 v_z [ (k_c b)^2 - m^2 ] Z_m^2(k_c b)}{j \omega \mu_0 \left[ 1 - \frac{q^2}{4L^2} \right] Q_T \left[ \text{Re} \left( \frac{P_i}{A} \right) \right]} - \frac{k_c^2 b^2 v_z [ (k_c a)^2 - m^2 ] Z_m^2(k_c a)}{j \omega \mu_0 \left[ 1 - \frac{q^2}{4L^2} \right] Q_T \left[ \text{Re} \left( \frac{P_i}{A} \right) \right]} \quad (5)$$

其中:  $Q_T$  为谐振腔的总品质因数,  $L$  为谐振腔长度,  $v_z$  为电子注纵向速度,  $\mu_0$  为电子核质比,  $q$  为半波长数,  $A$  和  $P_i$  分别为系数和相互作用功率,

$$A = 2 R_0 r L \mu_0 k_c^2 \frac{2}{c^2} \quad (6)$$

$$P = \frac{1}{2} \int_{z=0}^{z=L} dz \int_{s_c} ds (J E^*) \quad (7)$$

$\rho$  为电子的等离子体频率,  $J$  为角向扰动电流, 相关表式的具体形式可参见文献[8]. 根据起振电流大小, 可以得到回旋管的模式竞争图, 如图 4 所示, 由图可知  $TE_{04}$  模的起振电流比其它竞争模式要低很多, 因此同轴谐振腔在抑制模式竞争上要优于波导谐振腔。

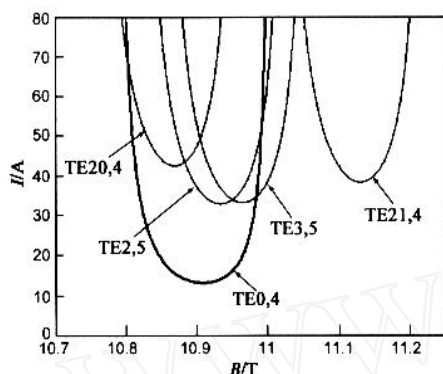


图4 模式竞争图

### 2.3 大半径同轴腔回旋管粒子模拟

当前随着计算机的迅速发展, 相关的粒子模拟软件也开始广泛应用在微波管的研制上, 如 MAGIC 等. 但是当频率达到太赫兹频段时, 其 3 维模拟部分运行一次, 一般都是数以周计. 本文所提出的同轴腔  $TE_{0n}$  模回旋管, 其研究的主要是角向对称的  $TE_{0n}$  模式, 因此在粒子模拟时, 可以采用 2 维粒子模拟软件 MAGIC, 这样可以大大节省运行时间<sup>[10]</sup>. 另一方面根据上文的理论分析和数值计算结果可知在电子注入射端高频场是截止的, 因此在粒子模拟过程中可以用金属壁将电子注入射端封闭, 回旋电子注可以由此金属壁上直接发射出来. 这样处理既可以节省粒子模拟的计算量, 又可以保证模拟结果的正确性. 对图 3 中的同轴腔回旋管进行粒子模拟时采用的具体参数如下: 电子注电压 20kV, 电流 20A, 电子注的横纵速度比 1.5, 位置  $R_0$  为 4.75mm, 工作磁场  $B_0$  为 10.9T. 图 5 中给出了工作模式图, 由图可

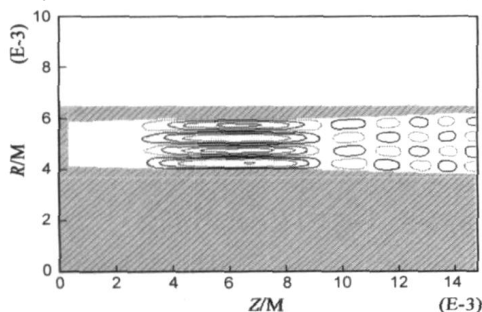


图5 工作模式图

知工作模式为  $TE_{04}$  模. 图 6 中给出了频谱图, 工作频率为 0.3THz. 图 7 中给出了注波互作用的输出功率图, 由图可知同轴回旋管起振速度很快, 3ns 以后便可起振, 注波互作用的平均输出功率为 130KW, 注波相互作用效率到达 32.5%.

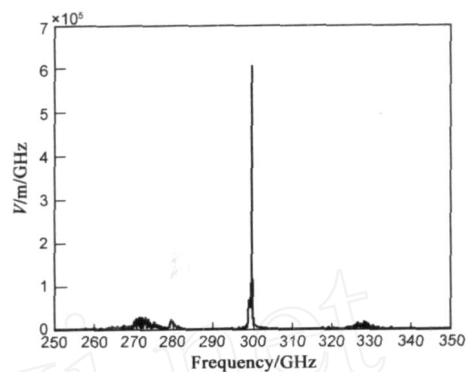


图6 频谱图

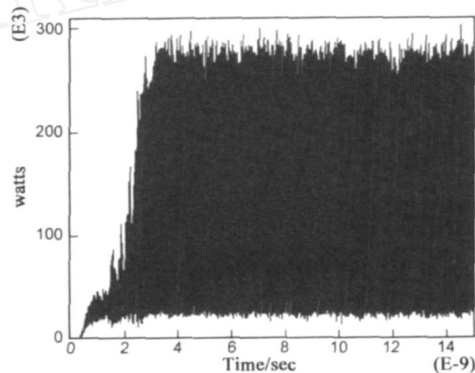


图7 互作用的输出功率图

### 3 结论

本文通过对同轴波导进行理论研究得出当工作频率达到太赫兹频段时, 同轴波导中角向对称的  $TE_{0n}$  模式是非常有优势的工作模式. 因此作者提出采用大半径同轴谐振腔做为太赫兹回旋管的谐振系统, 并对其做详细的理论和模拟研究, 研究结果表明大半径同轴谐振腔  $TE_{0n}$  模太赫兹回旋管具有以下一些优点: (1) 同轴腔角向对称的  $TE_{0n}$  模式类似于无限大平板中的  $TE_{0n}$  模式, 因此其截止频率与  $n$  近似成正比, 与内外导体间距离近似成反比, 这保证了同轴腔中  $TE_{0n}$  模的截止频率可以达到太赫兹频段. (2) 可通过增大内外半径的尺寸来增大腔体尺寸, 这样既有利于加工又有利于增大环形电子注半径, 从而大幅度的提高工作电流, 以提高输出功率. (3) 由于内半径的增大, 使得角向对称的  $TE_{0n}$  模与角向不对称的  $TE_{mn}$  模的模式分割度明显加大, 在很大程度上克服了模式竞争, 而在波导谐振腔中角向不对称模式的竞争是很难克服的. 当然对于大半径同轴回

旋管也存在一些问题,比如内外导体同心度的调整,内导体支撑问题等,但总而言之由于腔体尺寸可以增大很多,这些问题基本上都是可以解决.因此研究大半径同轴腔  $TE_{0n}$  模回旋管对于我们发展大功率太赫兹辐射源是非常有意义的.

#### 参考文献:

- [1] 刘盛纲. 太赫兹科学技术的新发展[A]. 第 270 次香山科学会议[C]. 北京, 2005:6 - 35.  
Liu S G. Recent Development of Terahertz Science and Technology [A]. Xiangshan Science Conferences of No. 270 [C]. Beijing, 2005. 6 - 35. (in Chinese)
- [2] Siegel P H. Terahertz technology[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002, 5(3): 910 - 928.
- [3] B Piosczyk, et al. A 2-MW 170-GHz coaxial cavity gyrotron [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2004, 32(3): 413 - 417.
- [4] M K Hornstein, et al. Second harmonic operation at 460GHz and broadband continuous frequency tuning of a gyrotron oscillator[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2005, 52(5): 798 - 807.
- [5] La Agusu, et al. Mode selection for a terahertz gyrotron based on a pulse magnet system[J]. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2004, 25(7): 1023 - 1036.
- [6] Liu S G, et al. The coaxial gyrotron with two electron beams. I. Linear theory and nonlinear theory[J]. Physics of Plasmas, 2007, 14(10): 103113.
- [7] M Yu Glyavin, et al. Generation of 1.5kW, 1THz coherent radiation from a gyrotron with a pulsed magnetic field[J]. Physical Review Letters, 2008, 100(1): 015101.
- [8] 刘盛纲, 相对论电子学[M]. 北京: 科学出版社, 1987. 253 - 270.  
Liu S G. Theory for relativistic electronics [M]. Beijing: Science Press, 1987. 253 - 270. (in Chinese)
- [9] 张克潜, 等. 微波与光电子学中的电磁理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001. 254 - 277.  
Zhang K Q, et al. Theory of microwave and photoelectronics [M]. Beijing: Electronic Industrial Press, 2001. 254 - 277. (in Chinese)
- [10] 殷勇, 等. 35GHz, TE021 回旋速调管的电磁模拟[J]. 电子学报, 2005, 33(6): 1024 - 1027.  
Yin Yong, et al. Electromagnetic Simulation of a 35GHz, TE021 Gyroklystron [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(6): 1024 - 1027. (in Chinese)

#### 作者简介:



袁学松 男,理学博士,讲师,1980年11月出生于安徽合肥,主要从事大功率毫米波和太赫兹辐射源方面的理论和实验研究工作。  
E-mail: yuanxs @uestc. edu. cn

鄢扬 男,工学博士,教授,博士生导师,1965年3月出生,从事微波电子学、等离子体电子学和太赫兹科学技术方面的理论和实验研究工作,担任国家863强辐射重点实验室太赫兹研究中心副主任。