

170 GHz兆瓦级回旋振荡管设计研究

雷朝军¹, 刘迎辉², 张双狮¹, 蒙林², 李宏福²

(1. 中国人民警察大学 河北 廊坊 065000; 2. 电子科技大学电子科学与工程学院太赫兹科学技术研究中心 成都 610054)

【摘要】该文基于广义传输线理论和电子回旋脉塞理论, 考察模式谱、深入研究注-波耦合系数和不同模式的起振电流, 选择TE_{32,12}模式为170 GHz兆瓦级回旋振荡管的工作模式。通过合理调整电子注工作参数有效抑制高次模谐振腔中的暂态模式, 优化谐振腔的光滑渐变段来抑制寄生振荡模式。当电子注的横、纵速度比为1.3, 引导中心半径为9.4 mm, 电压为80 kV, 电流为45 A, 相互作用磁场约为6.715 T时, 该只优化设计的回旋振荡管在170.18 GHz频点输出功率超过1.8 MW, 效率约为50%。此外, 建立切合实际的电子注速度零散模型, 讨论了速度零散对该只管子的性能影响。

关键词 效率; 回旋振荡管; 模式竞争; 起振电流

中图分类号 TN129 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2018.06.008

Design and Study of 170 GHz Gyrotron with MW Power

LEI Chao-jun¹, LIU Ying-hui², ZHANG Shuang-shi¹, MENG Lin², and LI Hong-fu²

(1. China People's Police University Langfang Hebei 065000;

2. Terahertz Science and Technology Research Center, School of Electronic Science and Engineering

University of Electronics Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Based on the theories of generalized transmission line and electron cyclotron resonance maser, the TE_{32,12} mode is selected as the operating mode of a 170 GHz megawatt gyrotron by investigating the mode spectrum and studying the beam-wave coupling coefficient and the start-current of the modes carefully. Through appropriately arranging the parameters of the beam, the transient modes in the high order mode resonator are suppressed effectively. And through designing the gradual sections of a kind of taped cavity, the parasitic modes are suppressed furthest. As a result, an output power of 1.8 MW, corresponding to 50% efficiency, and an oscillation frequency of 170.18 GHz have been achieved with a pitch factor 1.3, radius of guiding center 9.4mm, 80 kV, 45A helical electron beam at a guiding magnetic field of 6.715T. At the same time, we have also set up a velocity-spread model suitable to actual circumstances and discussed the performance impact to the gyrotron.

Key words efficiency; gyrotron; mode competition; starting current

回旋振荡管产生高功率毫米波、亚毫米波, 是受控核聚变等离子体加热和电流驱动, 是等离子体诊断、太空垃圾处理、高密度数据通信、核磁共振波谱、高分辨率雷达和拒止武器等应用领域不可替代的高效电磁辐射源^[1-4]。目前, 100~200 GHz频段的兆瓦级回旋振荡管^[1,5]凭借在电子回旋谐振加热和电流驱动等方面的出色表现成为磁约束受控核聚变加热系统的首选波源, 受到越来越多的专家学者的关注。随着工作频率和功率的进一步提高, 回旋振荡管需要高次模工作, 这将使工作模式与竞争模式间分割度减小, 带来强烈的模式竞争, 降低回旋振荡管的工作效率和稳定性; 高电压、大电流工作, 受空间电荷效应和枪区自激振荡等因素的影响, 电

子光学系统的主要指标参数零散进一步加剧, 影响整管的工作性能。因此, 有效抑制模式竞争和设计高质量电子注是兆瓦级回旋振荡管面临的突出问题。探索高性能、有效抑制非工作模式的谐振腔, 设计高质量、大功率电子枪是开展核聚变用兆瓦级回旋振荡管研究的重要内容^[6-7]。

本文以基于耦合波理论的回旋管自洽非线性理论为基础, 编制回旋振荡管冷、热腔模拟代码, 以此为工具, 通过考察TE模式谱、注-波耦合系数和工作模式及其附近模式竞争模式的起振电流, 设计出了有效抑制非工作模式、高效相互作用的170 GHz兆瓦级回旋振荡管。此外, 建立电子注速度零散模型, 研究了速度零散对该只回旋振荡管工作性能的

收稿日期: 2017-05-31; 修回日期: 2018-01-30

基金项目: 国家自然科学基金(61571078); 中国博士后基金(2015M 572458)

作者简介: 雷朝军(1975-), 男, 博士, 教授, 主要从事高功率毫米波、亚毫米波和太赫兹波源研究。

影响, 为设计满足相互作用需要的高质量电子光学系统提供理论参考。

1 理论与方法

HFSS、CST等专业电磁仿真软件可以研究谐振腔的特征参数, 然而这些专业仿真软件模拟得到的是某一频率时谐振腔内的总场分布, 无法准确获得不同寄生模式间的相对幅值; 很难优化设计出能有效抑制非工作模式的回旋振荡管谐振腔。为了解决这一问题, 可以采用模式耦合理论, 将谐振腔内的总场用正交模式展开, 以各模式幅值满足的广义传输线方程组(即广义传输线理论)来研究谐振腔, 准确得到各寄生模式的与工作模式间的相对幅值大小。针对不同的寄生模式特点, 优化设计回旋振荡管谐振腔, 则可以得到工作模式纯度较高的回旋管高频结构。

回旋振荡管采用柱形开放式谐振腔, 柱坐标系下, 将谐振腔中的电、磁场分解为横向电场 \mathbf{E}_t 、横向磁场 \mathbf{H}_t 和纵向场电场 $E_z \mathbf{e}_z$ 、纵向磁场 $H_z \mathbf{e}_z$; 横向电场 $\mathbf{E}_t(z)$ 、磁场 $\mathbf{H}_t(z)$ 是纵向位置 z 的函数, 并用规则圆波导中的矢量波函数展开^[8-10]:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_t(\mathbf{r}, \phi, z) = \sum_{mn} V_{mn}^{(1)}(z) \mathbf{e}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi) + \sum_{mn} V_{mn}^{(2)}(z) \mathbf{e}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi) \\ \mathbf{H}_t(\mathbf{r}, \phi, z) = \sum_{mn} I_{mn}^{(1)}(z) \mathbf{h}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi) + \sum_{mn} I_{mn}^{(2)}(z) \mathbf{h}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi) \end{cases} \quad (1)$$

式中, $V_{mn}^{(1)}(z)$ 、 $I_{mn}^{(1)}(z)$ 分别是电波的“电压”“电流”幅度函数; $V_{mn}^{(2)}(z)$ 、 $I_{mn}^{(2)}(z)$ 分别为磁波的“电压”“电流”幅度函数, $\mathbf{e}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi)$ 、 $\mathbf{e}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi)$ 分别代表电波(TM)、磁波(TE)的正交归一化矢量波函数, 定义为:

$$\begin{cases} \mathbf{e}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi) = -\nabla_t \prod_{mn}^{(1)} \\ \mathbf{h}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi) = \nabla_t \Pi_{mn}^{(1)} \times \mathbf{i}_z = \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi) \\ \mathbf{e}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi) = \mathbf{i}_z \times \nabla_t \prod_{mn}^{(2)} \\ \mathbf{h}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi) = -\nabla_t \Pi_{mn}^{(2)} = \mathbf{i}_z \times \mathbf{e}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi) \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\prod_{mn}^{(i)}$ 是赫兹位函数, 且满足:

$$\begin{cases} \nabla_{\perp}^2 \prod_{mn}^{(i)} + k_c^2 \prod_{mn}^{(i)} = 0 \\ \prod_{mn}^{(1)} \Big|_s = 0 \\ \mathbf{n} \cdot \nabla \prod_{mn}^{(2)} \Big|_s = 0 \end{cases} \quad (3)$$

把式(1)代入电、磁场满足的旋度方程:

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \end{cases} \quad (4)$$

整理后得到可以描述回旋振荡管中注-波互作用的有源广义传输线方程组:

$$\begin{cases} \frac{d}{dz} V_{mn}^{(i)} = -j\omega\mu I_{mn}^{(i)} + \frac{j}{\omega\epsilon} \iint_s \nabla_t J_z \cdot \mathbf{e}_{mn}^{(i)} ds + \sum_{mp} V_{mp}^{(i)} C_{pn}^{i,i'} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \\ \frac{d}{dz} I_{mn}^{(i)} = \frac{j}{\omega\mu} \gamma_{mn}^{(i)2} V_{mn}^{(i)} - \iint_s \mathbf{J}_t \cdot \mathbf{e}_{mn}^{(i)} ds - \sum_{mp} I_{mp}^{(i)} C_{np}^{i,i'} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \end{cases} \quad (5)$$

式中, $i(i')$ 可取1和2, 取1时式(5)是电波方程组, 取2时式(5)是磁波方程组; a 代表谐振腔内壁半径; $\gamma_{mn}^{(1)}$ 、 $\gamma_{mn}^{(2)}$ 分别代表电、磁波的传播常数; \mathbf{J}_t 、 J_z 分别代表回旋电子注的横、纵向电流密度; 将式(5)中 \mathbf{J}_t 和 J_z 置零, 上式即演变为描述回旋振荡管谐振腔特征参数的无源广义传输线方程组。数值求解无源广义传输线方程组, 可得到某一频点不同模式间的相对幅值, 为设计出有效抑制非工作模式的谐振腔提供理论依据。

根据模式间的耦合系数的定义^[5-7]:

$$\iint_s \mathbf{e}_{mp}^{(j)} \cdot \frac{\partial \mathbf{e}_{mn}^{(i)*}}{\partial z} ds = C_{pn}^{i,j} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \quad i, j=1,2 \quad (6)$$

则, 对于模式 TE_{mn} 、 TE_{mp} 、 TM_{mn} 、 TM_{mp} 有:

$$C_{mn,mp}^{1,1} = \begin{cases} -\frac{\epsilon_m}{2} & (p=n) \\ \frac{\gamma_{mn}^2 \epsilon_m}{\gamma_{mp}^2 - \gamma_{mn}^2} (-1)^{p+n} & (p \neq n) \end{cases} \quad (7)$$

$$C_{mn,mp}^{1,2} = 0 \quad (8)$$

$$C_{mn,mp}^{2,1} = \frac{m\epsilon_m}{\sqrt{\mu_{mp}^2 - m^2}} (-1)^{p+n} \quad (9)$$

$$C_{mn,mp}^{2,2} = \begin{cases} -\frac{\epsilon_m}{2} \frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} & (p=n) \\ -\frac{\epsilon_m \mu_{mn}^2}{\mu_{mn}^2 - \mu_{mp}^2} \\ \times \frac{(-1)^{p+n} (m^2 - \mu_{mn}^2)}{\sqrt{\mu_{mn}^2 - m^2} \sqrt{\mu_{mp}^2 - m^2}} & (p \neq n) \end{cases} \quad (10)$$

式(5)中各模式的激励源来自有相对论效应的回旋电子注, 电子在电、磁场中的运动方程为:

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = -\frac{e}{m_0\gamma} (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B} - \frac{\mathbf{v}}{c^2} \mathbf{v} \cdot \mathbf{E}) \quad (11)$$

式中, \mathbf{v} 是电子的运动速度; m_0 为电子的静止质量;

γ 为相对论因子。

式(5)中各模式在谐振腔的左、右端口分别满足消失波和行波条件:

$$\sum_{i=1}^2 \sum_{m,n} \left| \frac{dV_{mn}^{(i)}}{dz} \pm \gamma_{mn} V_{mn}^{(i)} \right|_{Z=0,L} = 0 \quad (12)$$

式(5)、式(11)和式(12)形成以传输线形式描述的回旋振荡管自洽非线性理论。

由起振电流估算公式^[11]:

$$\frac{-1}{I_{st}} = \left(\frac{\pi}{\lambda} \int_0^L |\bar{f}(z)|^2 dz \right)^{-1} \left(s + \frac{1}{2} \frac{\omega \beta_{\perp 0}^2}{v_{z0}} \frac{\partial}{\partial \Delta s} \right) \frac{L^2 \pi}{4} e^{-\left(\frac{\Delta_s L}{8}\right)^2} \cdot \left(\frac{Q Z_0 e}{8 \gamma_0 m_e c^2} \right) \left(\frac{k_{mp} C_{mp} G_{mp}}{\beta_{z0} (s-1)!} \right)^2 \left(\frac{c k_{mp} \gamma_0 \beta_{\perp 0}}{2 \Omega_0} \right)^{2(s-1)} \quad (13)$$

式中, R_b 表示电子注引导中心半径; $\bar{f}(z)$ 是谐振腔中TE模式的纵向场幅值分布函数; L 是谐振腔参与相互作用的有效长度; s 是谐波次数; $\gamma_0, \lambda, \Omega_0, Q, Z_0$ 分别代表电子的相对论因子初值, 模式波长, 非相对论回旋频率, 品质因素和真空中的波阻抗。进一步考察工作模式附近的竞争模式分布, 为注-波相互作用提供合适的引导磁场参数, 验证谐振腔参数(品质因素)和电子注引导中心半径设置是否合适。其中, 电子注引导中心半径^[4]通过考察注波耦合系数来分析确定。

$$C_{BF} = \frac{\mu_{mn}^2 J_{m \pm s}^2 (\mu_{mn} R_b / a)}{\pi a^2 (\mu_{mn}^2 - m^2) J_m^2 (\mu_{mn})} \quad (14)$$

2 模式选择和冷腔设计

兆瓦级回旋振荡管一般采用水冷式冷却系统, 在目前的技术水平下, 腔壁损耗一般不超过3~4 kW/cm², 这就需要170 GHz回旋振荡管尽可能采用高阶模式工作。高次模回旋振荡管中的模式分割度减小, 模式竞争严重影响着其工作性能和稳定性, 需要从工作模式选择、起振电流、热腔工作参数、不同时段的模式起振过程等方面综合考虑, 深入研究各模式间的耦合系数和注-波耦合系数, 有效抑制暂态模式和寄生模式, 保证回旋振荡管高效率稳定工作^[9,12]。

2.1 工作模式选择

回旋振荡管一般选用磁波作为工作模式, 其高能电子注由磁控注入式电子枪提供。根据绝热压缩理论和动量守恒定律, 在磁压缩比和工作电流一定时, 电子注在相互作用区的引导中心半径越大, 阴极半径就会越大, 同电流发射密度的情况下, 发射带

则越窄, 越容易设计出满足要求的高质量回旋电子注; 谐振腔半径越大, 模式在腔壁的单位面积上欧姆损耗越小, 越容易实现的兆瓦级功率输出。可见, 选择高阶模作为工作模式能更利于大功率回旋振荡管设计。然而, 高次模工作, 参与注-波互作用的模式数量增多, 工作模式与非工作模式分隔度变小, 加大了模式竞争风险。精心选择工作模式也是大功率回旋振荡管设计需要考虑的主要内容之一。

综合以上因素, 考察图1中TE模式谱, 并考察图2中TE_{32,12}模式及其附近的竞争模式的横截面电场分布。显然, TE_{47,7}模式可提供较大的电子注引导中心半径, 但场能在腔壁附近较集中, 壁损耗过大; TE_{17,18}、TE_{6,23}模式会引起电子注引导半径过小, 增加电子注设计难度。TE_{32,12}模式可兼得兆瓦级回旋振荡管的要求。本文选择最有代表性的TE_{32,12}模式作为170 GHz兆瓦级回旋振荡管的工作模式。

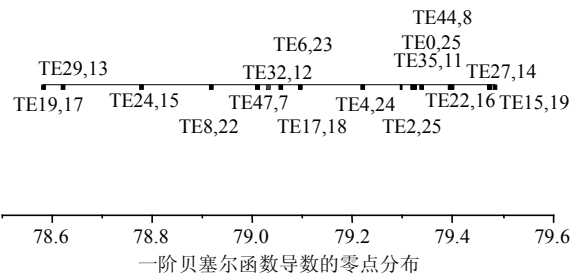


图1 与工作模式相关的部分TE模式谱

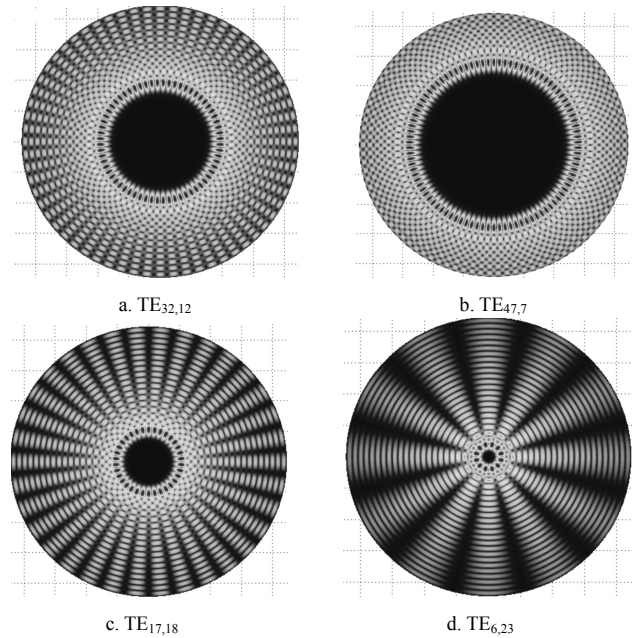


图2 TE_{32,12}模式及其附近模式的横向场分布

2.2 注-波耦合系数

根据式(14), 可以确定TE_{32,12}模式及其附近各模式的注-波耦合系数分布。为了使图像更清晰, 只取

最可能与TE_{32,12}模式有强模式竞争的4个模式考察其注-波耦合系数分布,如图3所示。可见,注半径约为9.4 mm时,工作模式有较强的注-波耦合,并能有效抑制其他非工作模式。

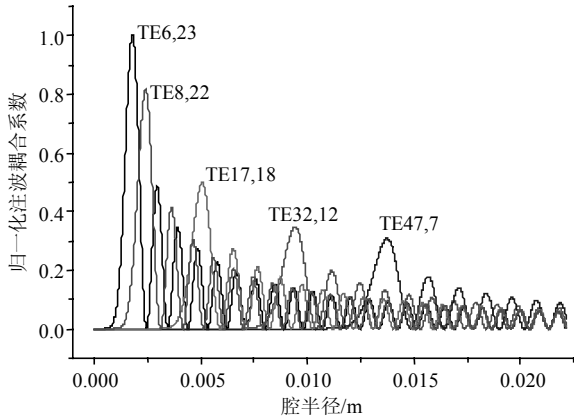
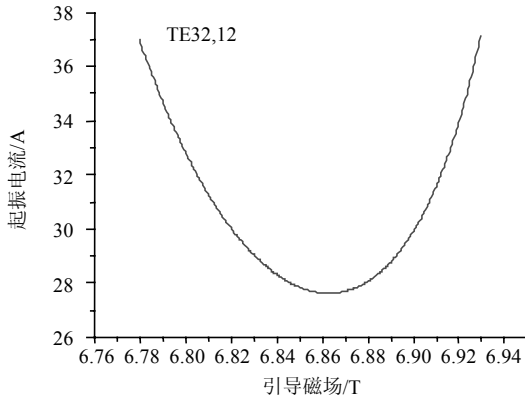
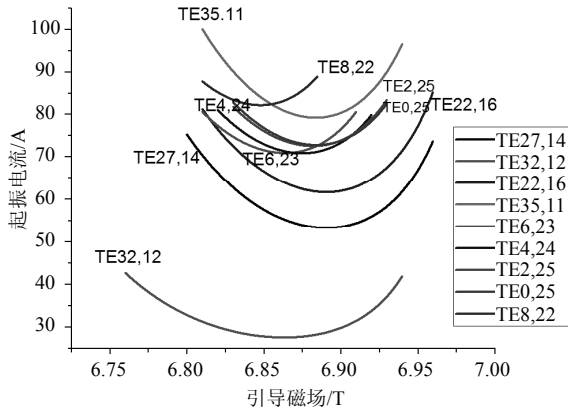


图3 相关模式的注-波耦合系数随半径的变化曲线

2.3 起振电流



a. 工作模式的起振电流曲线



b. 最可能的竞争模式起振电流曲线

图4 相关模式的起振电流与磁场的关系曲线

考察模式的起振电流分布,可以大致确定回旋振荡管的参数范围,并能了解竞争模式的参数分布。由式(13)得到在注电压为80 kV,注半径为9.4 mm,速度比为1.3,品质因素为1 100时,170 GHz频率附近相关模式的引导磁场与电流分布如图4所示。磁场

在6.77~6.93 T区间时如图4a所示,TE_{32,12}模式可优先起振($I_{start} < 40$ A)。潜在的竞争模式在此磁场区间的起振电流均大于55 A,如图4b所示。前部分模式谱分析中最可能存在模式竞争的TE_{47,7}($I_{start} > 10^8$ A)和TE_{17,18}($I_{start} > 280$ A),由于注-波耦合系数在引导中心半径处较小,很难起振。本文设计的高功率回旋振荡管工作电流为45 A,可保证在起振阶段有效抑制暂态模式竞争。

2.4 高频结构

改变腔体缓变段结构^[9],可以有效抑制寄生模式。在大量模拟计算的基础上,优化设计出了腔内工作模式纯度达67 dB的光滑缓变结构谐振腔,其沿轴向缓变的半径轮廓线如图5所示;腔内工作模式TE_{32,12}和最大寄生模式TE_{32,11}幅值的轴向分布曲线也在图5中示出。

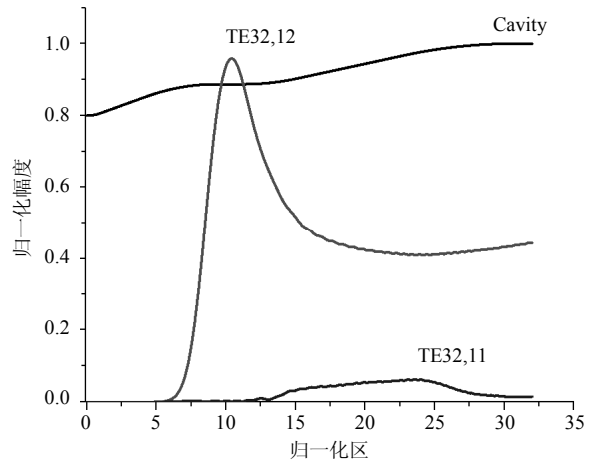


图5 缓变腔中相关模式幅值沿轴向分布

3 热腔分析

3.1 自洽非线性理论计算

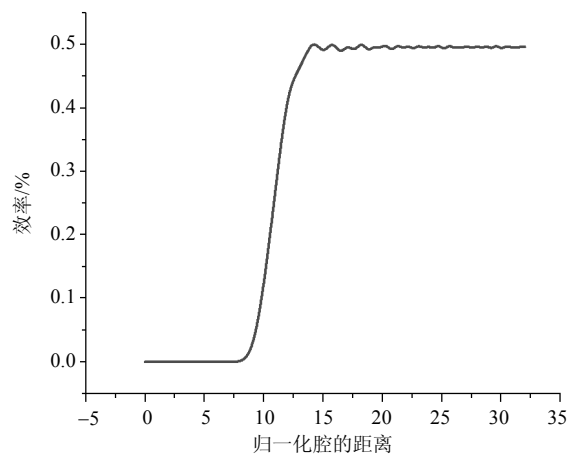


图6 互作用效率沿轴向分布

采用4阶龙格库塔法求解第一部分中提到的由传输线理论描述的回旋管自洽非线性理论, 得到第二部分优化设计的缓变腔回旋振荡管工作参数。在注电压为80 kV, 注电流为45 A, 纵横速度比为1.3, 磁场为6.715 T时, 相互作用效率约为50%, 如图6所示。同时可以看到, 起振电流中的磁场范围和热腔分析有所不同, 约有0.06 T的偏差, 这主要是由于起振电流是用高斯场近似真实模式幅值分布求解的。显然, 从图5冷腔场分布可以看出, 这种近似是比较粗略的。

3.2 电子横向群聚图

回旋电子在注-波相互作用过程中的相空间演变过程如图7所示。图7a是某圈宏电子的初始相空间分布($Z=0$, 角向均匀分布)。图7b是该圈宏电子在经历一段时间注-波相互作用后的相空间分布($Z=900\Delta h$, 出现一个明显的群聚中心, 其中 Δh 为数值求解步长)。图7c是该圈宏电子在注-波相互作用末期的相空间分布($Z=2\ 530\Delta h$, 绝大部分宏电子回旋半径明显减小)。可知, 在注-波相互作用末期, 大量回旋电子将能量交给了预先设计的高频场(170 GHz的TE_{32,12}模式), 证实了电子回旋脉塞理论。

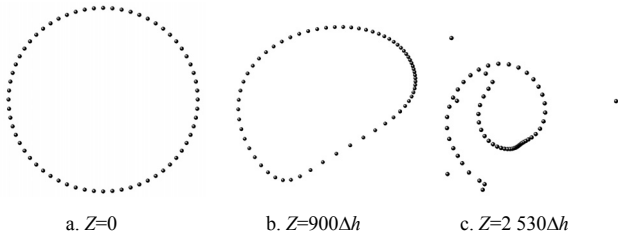


图7 某圈宏电子在不同位置的相空间分布

3.3 速度零散

电子注参数的一致性对回旋振荡管的工作性能会产生一定的影响。本文基于统计学规律, 将单一电子注能量时的速度分布函数(正态分布)引入回旋振荡管注-波相互作用模型, 模拟研究了不同电子注速度零散下的注-波相互作用效率。该模型中电子的速度函数分布为:

$$f_e(v_{\perp}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(v_{\perp} - v_{\perp 0})^2}{2\sigma^2}\right] \quad (15)$$

式中, v_{\perp} 是电子的真实速度; $v_{\perp 0}$ 是电子的平均速度; σ 是方差。并定义速度零散:

$$\delta v_{\perp} = \frac{1}{2} \frac{v_{\perp, \max} - v_{\perp, \min}}{v_{\perp, \text{center}}} \quad (16)$$

则相互作用效率随速度零散的变化情况如图8所示。可见, 速度零散在10%范围内, 回旋管的性能几乎没有变化, 但速度零散大于20%时, 相互作用效率下降

约5%。此结果和参考文献[13]利用MAGY软件考察速度零散时的得出的结论有较好的一致性。这将为下一步电子光学系统设计提供理论依据。

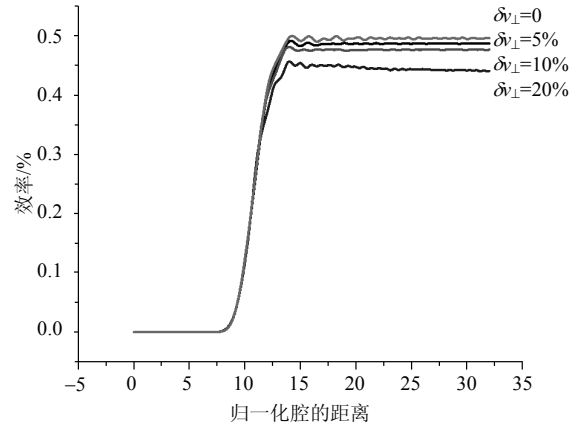


图8 效率随速度零散的变化

4 结束语

本文基于广义传输线理论, 在编写“冷”“热”腔程序的基础上, 通过合理选择工作模式, 考察注-波耦合系数和起振电流, 确定电子注大致参数范围; 通过优化缓变谐振腔结构, 提高工作模式纯度, 使寄生模式得到有效抑制。通过合理设置电子注引导中心半径和工作磁场, 最大可能地避免了高次模回旋振荡管复杂的模式竞争。经过优化设计, 得到了相互作用效率约50%, 输出功率大于1.8 MW的170 GHz兆瓦级回旋振荡管。此外, 结合工程实际, 建立电子注速度零散模型, 考察了这只回旋振荡管在考虑电子注参数零散时的工作性能。本文将为研制170 GHz兆瓦级回旋振荡管提供设计指导和理论依据。

参 考 文 献

- [1] THUMM M, ARNOLD A, BORIE E, et al. Frequency step-tunable (114-170 GHz) megawatt gyrotrons for physics application[J]. Fusion Engineering and Design, 2001, 53(1-4): 407-421.
- [2] DAMMERTZ G, ALBERTI S, ARNOLD A, et al. Development of multimewatt gyrotrons for fusion plasma heating and current drive[J]. IEEE Trans on Electron Devices, 2005, 52(2): 808-817.
- [3] PRATER R. Heating and current driving by electron cyclotron waves[J]. Physics of Plasmas, 2004, 11(5): 2349-2376.
- [4] NOTAKE T, SAITO T, TATEMATSU Y, et al. Development of a novel high power sub-THz second harmonic gyrotron[J]. Physical Review Letters, 2009, 103(22): 225002.
- [5] HILLESHEIM J C, DEBOO J C, PEEBLES W A, et al. Observation of a critical gradient threshold for electron

- temperature fluctuations in the DIII-D Tokamak[J]. Physical Review Letters, 2013, 110(4): 045003.
- [6] THUMM M K. Recent Advances in the worldwide fusion gyrotron development[J]. IEEE Trans on Plasma Science, 2014, 42(3): 590-599.
- [7] ESPOSITO B, GRANUCCI G, SMEULDERS P, et al. Disruption avoidance in the Frascati Tokamak upgrade by means of magneto hydrodynamic mode stabilization using electron-cyclotron-resonance heating[J]. Physical Review Letters, 2008, 100(4): 045006(4).
- [8] LI Hong-fu, THUMM M. Mode coupling in corrugated waveguides with varying wall impedance and diameter change[J]. International Journal of Electronics, 1991, 71(5): 827-844.
- [9] 雷朝军, 喻胜, 李宏福, 等. 缓变回旋管谐振腔研究[J]. 物理学报, 2012, 61(18): 180202.
LEI Chao-jun, YU Sheng, LI Hong-fu, et al. Study on gradually varying cavity for a gyrotron[J]. Acta Phys Sin, 2012, 61(18): 180202.
- [10] HUANG Y, LI H F, YANG S W. Study of a 35 GHz third-harmonic low-voltage complex cavity gyrotron[J]. IEEE Trans Plasma Science, 1999, 27(2): 368-373.
- [11] KARTIKEYAN M V, BORE E, THUMM M K A. Gyrotrons high power microwave and millimeter wave technology[M]. New York, USA: Springer Press, 2004.
- [12] 雷朝军, 刘迎辉, 喻胜, 等. 高次模回旋管中的非工作模式抑制研究[J]. 电子科技大学学报, 2015, 38(1): 79-82.
LEI Chao-jun, LIU Ying-hui, YU Sheng, et al. Study on the mode suppression of a high-order mode Gyrotron[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2015, 38(1): 79-82.
- [13] PU R F, NUSINOVICH G S, SINITSYN O V, et al. Numerical study of efficiency for a 670 GHz gyrotron[J]. Physics of Plasmas, 2011, 18: 023107.

编辑 刘飞阳