

· 物理电子学 ·

高次模回旋管中的非工作模式抑制研究

雷朝军^{1,2}, 刘迎辉¹, 喻 胜¹, 李宏福¹, 赵其祥¹

(1. 电子科技大学太赫兹研究中心 成都 610054; 2. 中国人民武装警察部队学院 河北 廊坊 065000)

【摘要】将高次模回旋管中的竞争模式分为与工作模式角向指标相同的寄生模式和角向指标不同的暂态模式,选择TE_{32,5}为0.4 THz高次模回旋管的工作模式,对不同类型的非工作模式抑制方法展开讨论。结果表明,针对寄生模式,通过优化设计光滑缓变结构的谐振腔来抑制;暂态模式可以通过精心选择工作模式,深入研究注波耦合系数和不同模式的起振电流,合理设置高次模回旋管电子注电压、电流、横纵速度比、引导中心半径等工作参数,使工作模式在某一工作磁场范围内起振电流最低而优先起振,从而抑制暂态模式起振。

关键词 效率; 回旋管; 高次模; 抑制; 太赫兹

中图分类号 TN129 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2015.05.010

Study on the Mode Suppression of a High-Order Mode Gyrotron

LEI Chao-jun^{1,2}, LIU Ying-hui¹, YU Sheng¹, LI Hong-fu¹, and ZHAO Qi-xiang¹

(1. Terahertz Science and Technology Research Center, University of Electronics Science and Technology of China Chengdu 610054;

2. The Chinese People's Armed Police Force Academy Langfang Hebei 065000)

Abstract High-order mode gyrotron oscillators are promising sources of the high power of millimeter wave and sub-millimeter wave electromagnetic radiation. The characters of the high-order mode gyrotron are affected by the intense mode competition. The competition modes in the gyrotron are divided into the modes with the same number of an azimuthal index and the modes with the different number of an azimuthal index, which are called the parasitic modes and the transient modes respectively in this paper. The methods of the mode suppression are discussed when the TE_{32,5} mode is regarded as the operating mode of a 0.4 THz high-order mode gyrotron. The parasitic modes can be suppressed efficiently by designing a gradually tapered cavity. Though studying the beam-wave coupling coefficient and the start currents of the relative modes, and then selecting the operating mode carefully, the transient modes can be avoided by putting up properly the parameters of the electron beam: the beam voltage, beam current, pitch factor and beam radius of the guiding center.

Key words efficiency; gyrotron; high-order mode; suppression; terahertz

随着太赫兹技术的发展,太赫兹、亚太赫兹电磁波在等离子体诊断,远距离危险品探测,核磁共振成像,物质特征谱分析等基础物理研究领域表现出卓越的性能^[1-4];不同频率的高功率太赫兹波源成为制约太赫兹技术发展的重要因素。回旋管以其独特的工作机理而成为最有前途的高功率太赫兹波源之一;由于尺寸效应和功率容量限制,高功率,高频率要求回旋管的工作模式为高次模;高次模工作必然会带来强烈的模式竞争,影响回旋管的工作性能。探索高性能、有效抑制非工作模式工作是开展高次模回旋管研究的重要部分^[5-8]。根据其参与互

用的方式,高次模回旋管中的竞争模式可分为与工作模式角向指标不同的暂态模式和角向指标相同的寄生模式。暂态模式主要存在于回旋管稳定工作之前的起振阶段,合理控制回旋管的工作电压和电流在起振阶段的加载方式,设置合理的工作磁场,这些暂态竞争模式会有效得到抑制^[9-10];并随着回旋管电压和电流的稳定而消失。寄生模式则由于回旋管谐振腔渐变结构的耦合而伴随工作模式参与注波相互作用,且其强度正比于工作模式幅值。针对回旋管中的非工作模式抑制主要是研究如何有效地抑制其寄生模式。

收稿日期:2013-05-20;修回日期:2015-03-26

基金项目:国家自然科学基金(11205026,61571078)

作者简介:雷朝军(1975-),男,博士,副教授,主要从事高功率毫米波、亚毫米波、太赫兹波源等方面的研究。

本文针对不同的竞争模式,采用不同的抑制方法,改善高次模回旋管的工作性能。基于开放式谐振腔理论,优化设计了一种对寄生模式抑制较好的光滑缓变谐振腔,与传统折变结构的谐振腔相比,该腔使寄生模式的归一化幅值降低19 dB;基于回旋管线性理论和自洽非线性理论,讨论了通过精心选择工作模式,合理设置电子注电压、电流、横纵速度比、引导中心半径等方法,有效抑制暂态模式竞争问题。

1 相关理论与研究方法

开放式谐振腔可以由无源广义传输线理论,也可以采用专业电磁仿真软件HFSS、CST等进行研究,但是在研究寄生模式与工作模式的相对大小时,专业仿真软件是直接求解麦克斯韦方程组得到的某一频率时谐振腔内的总场分布,很难给出不同寄生模式准确的相对幅值;而基于广义传输线理论来研究谐振腔则是基于耦合波理论和模式展开法将不同模式叠加后得到的某一频率时谐振腔中的总场分布,可以准确求得各寄生模式的相对幅值量。故在研究回旋管中的寄生模式时采用广义传输线理论更为方便。

采用圆柱坐标系,将谐振腔中的电磁场分解为横向场 \mathbf{E}_t 、 \mathbf{H}_t 和纵向场 $E_z \mathbf{e}_z$ 、 $H_z \mathbf{e}_z$; 在谐振腔中任意位置 z 处的横向电、磁场 \mathbf{E}_t 、 \mathbf{H}_t 用该位置 z 处同截面的规则直圆波导中正交归一化矢量波函数展开:

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

式中, $\mathbf{e}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi)$ 、 $\mathbf{e}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi)$ 分别代表规则直波导中正交归一化电波(TM)、磁波(TE)的矢量波函数; $V_{mn}^{(1)}(z)$ 、 $V_{mn}^{(2)}(z)$ 、 $I_{mn}^{(1)}(z)$ 、 $I_{mn}^{(2)}(z)$ 分别代表电波(磁波)的电压、电流幅度函数。

将式(1)代入麦克斯韦旋度方程,经矢量运算后,即可得到描述回旋管中注波相互作用的有源广义传输线方程为:

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

$$\sum_{mp} I_{mp}^{(i)} C_{np}^{i,i'} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \quad (2)$$

式中, a 为谐振腔腔壁半径; $\gamma_{mn}^{(2)}$ 表示电波与磁波的传播常数; \mathbf{J}_t 、 \mathbf{J}_z 分别表示电子注形成的横、纵向电流密度; $i(i')$ 取1时代表电波,取2时代表磁波;将广义传输线方程组式(2)中的电流源 \mathbf{J}_t 和 \mathbf{J}_z 置零,便得到描述回旋管高频结构(开放式谐振腔)特性的无源广义传输线方程组。

定义谐振腔中模式之间的耦合系数^[5-7]为:

$$\iint_s \mathbf{e}_{mp}^{(i)} \cdot \frac{\partial \mathbf{e}_{mn}^{(i)*}}{\partial z} ds = C_{pn}^{i,j} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \quad (3)$$

式中, $C_{pn}^{1,1} da/(adz)$ 、 $C_{pn}^{1,2} da/(adz)$ 、 $C_{pn}^{2,1} da/(adz)$ 和 $C_{pn}^{2,2} da/(adz)$ 分别表示电波与电波、电波与磁波、磁波与电波及磁波与磁波模式间的耦合系数。

研究式(2)~式(3),使各模式间的耦合变小,降低非工作模式归一化幅值,就可以有效抑制寄生模式。耦合系数中 $C_{pn}^{1,1}$ 、 $C_{pn}^{1,2}$ 、 $C_{pn}^{2,1}$ 和 $C_{pn}^{2,2}$ 随参与耦合的模式参数确定,不能参与优化;能够优化的只有反映高频结构特点项 $da/(adz)$,该项理论上没有最小值,只能通过微调缓变段的形状来改变腔内非工作模式与工作模式间的相互耦合和相对幅值大小。基于上述理论分析,本文采用缓变(一阶光滑)的二次曲线连接腔体各半径突变部分,使得 $da/(adz)$ 减小,从而降低模式间的耦合,达到抑制竞争模式的效果。

式(2)中的激励源来自电子注的运动,由考虑相对论相应后电磁场中电子的运动方程来描述:

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = -\frac{e}{m_0\gamma} (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B} - \frac{\mathbf{v}}{c^2} \mathbf{v} \cdot \mathbf{E}) \quad (4)$$

式中, \mathbf{v} 是电子的运动速度。

式(1)~式(2)中不同模式在谐振腔的左端口满足消失波条件,在右端满足行波条件:

$$\sum_{i=1}^2 \sum_{m,n} \left. \frac{dV_{mn}^{(i)}}{dz} + \gamma_{mn}^{(i)} V_{mn}^{(i)} \right|_{z=0,L} = 0 \quad (5)$$

式(2)、式(4)~式(5)构成回旋管自洽非线性理论。

根据单模近似理论可以得到回旋管中不同模式的起振电流估算为^[11]:

$$\begin{aligned} \frac{-1}{I_{st}} &= \left(\frac{\pi}{\lambda} \int_0^L |\bar{f}(z)|^2 dz \right)^{-1} \left(s + \frac{1}{2} \frac{\omega\beta_{\perp 0}^2}{v_{z0}} \frac{\partial}{\partial \Delta s} \right) \frac{L^2 \pi}{4} \times \\ &\quad e^{\left(\frac{\Delta_s L^2}{8} \right)} \left(\frac{QZ_0 e}{8\gamma_0 m_e c^2} \right) \left(\frac{k_{mp} C_{mp} G_{mp}}{\beta_{z0}(s-1)!} \right)^2 \left(\frac{ck_{mp} \gamma_0 \beta_{\perp 0}}{2\Omega_0} \right)^{2(s-1)} \end{aligned} \quad (6)$$

设置合适的电子注引导中心半径除了可以提高相互作用效率,还可以有效抑制模式竞争;其大小主

要通过考察注波耦合系数来确定^[3], 即有:

$$C_{BF} = \frac{\mu_{mn}^2 J_{m\pm s}^2(\mu_{mn} R_b / R_c)}{\pi R_c^2 (\mu_{mn}^2 - m^2) J_m^2(\mu_{mn})} \quad (7)$$

式中, μ_{mn} 为 m 阶贝塞尔函数导数 J'_m 的第 n 个根; R_b 为电子注引导中心半径; R_c 为谐振腔半径; $f(z)$ 是谐振腔中模式的纵向场幅值; $\gamma_0, \lambda, \Omega_0, Q, Z_0$ 分别为电子进入相互作用区时的初始相对论因子、波长、非相对论回旋频率、谐振腔品质因素和真空中的波阻抗; $k_{mp} = \mu_{mp} / R_c$; $G_{mp} = J_{m-s}(k_{mp} R_b)$; $C_{mp}^2 = 1 / [\pi J_m^2(\mu_{mp})(\mu_{mp}^2 - m^2)]$; $\beta_{10} = v_{10} / c$; $\beta_{z0} = v_{z0} / c$;

$$A_s(z) = \frac{\omega}{v_{z0}} \left(1 - \frac{s \Omega_0(z)}{\omega \gamma_0} \right).$$

开放式谐振腔的谐振频率和腔长可以通过封闭圆柱腔的计算公式估算:

$$f_{osc} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{k_{cmn}^2 + \pi^2 / L^2} \quad (8)$$

2 非工作模式抑制

为了充分研究高次模回旋管中的非工作模式对回旋管性能的影响, 本文选择0.4 THz二次谐波太赫兹回旋管作为研究模型; 其竞争模式除了二次谐波模式外, 还有基波竞争模式。

2.1 精心选择工作模式

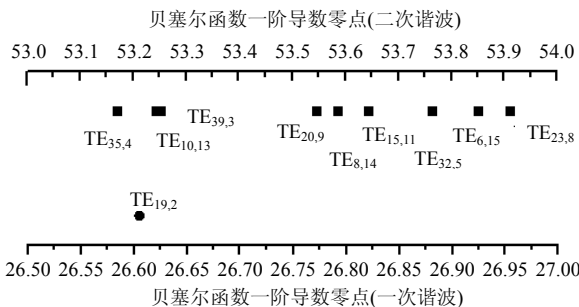


图1 与工作模式相关的部分TE模式谱

由于工作模式为磁波(TE)模式时回旋管更能有效工作, 绝大多数回旋管都采用磁波为其工作模式; 回旋管一般采用磁控注入式电子枪提供高能电子注, 根据这种回旋电子枪的设计理论, 在磁压缩比一定时, 电子注的相互作用中心半径(引导中心半径)越大, 阴极半径就会越大, 发射带则缩小, 越容易设计出高质量的电子; 选择工作模式与二次谐波和基波非工作模式分隔度越好, 非工作模式竞争的风险就会降低。基于这些因素的考虑, 在仔细考察TE模式谱后, 选择最有代表性的TE_{32,5}模作为二次谐波太赫兹回旋管的工作模式, 工作频率可以覆盖0.1~1 THz的频谱范围。TE_{32,5}模附近的TE模式谱片断如

图1所示; 图中上半部分是在二次谐波上与TE_{32,5}模最可能存在竞争的非工作模式; 下半部分是在基波上与TE_{32,5}模最可能存在竞争的非工作模式。在这一部分模式谱中, TE_{32,5}模与角向不同的暂态非工作模式分隔度较好, 特别是远离可能存在竞争的基波模式TE_{19,2}。

2.2 优化腔体结构

由前面对耦合系数的分析可知, 通过改变腔体缓变段的结构, 可以抑制寄生模式。根据式(8)可知, 在某一太赫兹频段初步计算出谐振腔的大致尺寸, 根据无源传输线方程编写谐振腔设计软件, 经过大量的优化模拟计算, 设计出了一种光滑缓变结构的谐振腔, 其结构参数如图2所示。L₁、L₂、L₃、L₄分别为连接谐振腔母线的对称二次曲线, 其形状由长度来表征; L₁和L₂之间以及L₃和L₄之间分别为倾角 θ_1 、 θ_2 的斜线段。二次曲线、斜线段以及半径不变的主腔体母线(L₂和L₃之间的水平直线)之间严格相切。通过优化调整缓变段L₁、L₂、L₃、L₄的长度, 来抑制缓变谐振腔中的寄生模式。

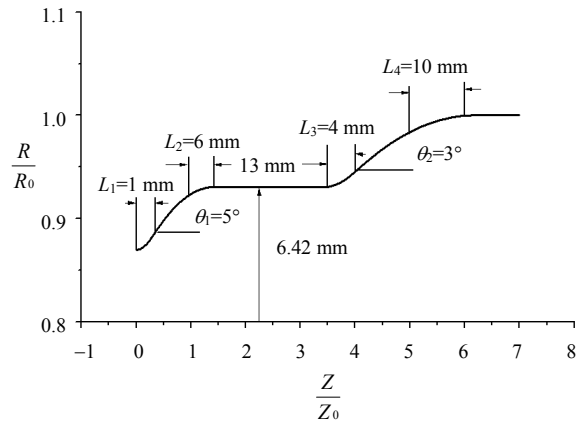


图2 缓变谐振腔结构参数

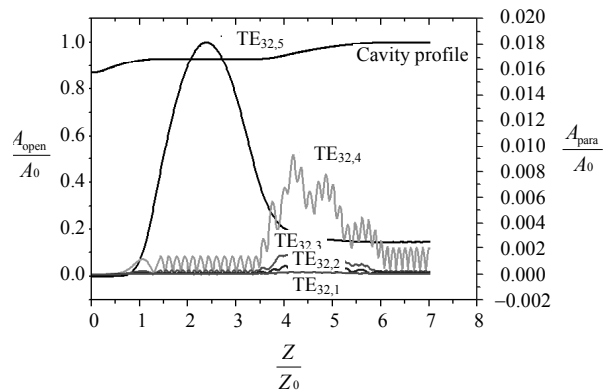


图3 光滑缓变腔中的相关模式幅值分布

通过求解无源广义传输线方程, 得到光滑缓变谐振腔中的寄生模式与工作模式横向电场相对幅值沿轴向的分布, 如图3所示。作为对比, 在腔体主要

参数相同时,优化设计了目前普遍采用的折变连接的回旋管谐振腔,其中的相关模式幅值分布如图4所示。

为了衡量不同结构谐振腔的模式抑制能力,引入非工作模式归一化幅值(模式纯度)^[7]的概念,有:

$$p_m = -20 \lg \left(\frac{V_{mn}(z)}{V_{mn'}(z)} \right) \quad (9)$$

式中, V_{mn} 表示磁波 TE_{mn} (或电波 TM_{mn}) 纵向幅值函数的最大值; $V_{mn'}$ 表示非工作模式 $TE_{mn'}$ (或电波 $TM_{mn'}$) 纵向幅值函数的最大值。

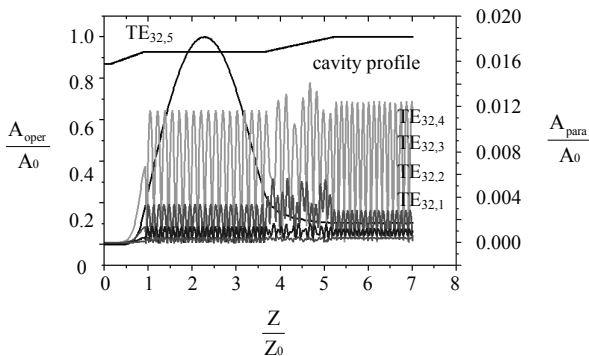


图4 折变腔中的相关模式幅值分布

则缓变谐振腔中 $TE_{32,4}$ 模的归一化模式幅值为 -57 dB, 输出行波段归一化幅值为 -37 dB; 折变谐振腔中 $TE_{32,4}$ 模的归一化模式幅值为 -38 dB, 输出行波段归一化幅值为 -18 dB。缓变腔中其它寄生模式的相对幅值更小。可见,这种通过改变谐振腔的缓变结构能有效地抑制寄生模式。

2.3 合理设置电子注参数

对于非工作模式中的暂态竞争模式抑制,除了仔细研究TE模式谱选择模式分隔度较好的模式作为工作模式外,可以通过研究回旋管中不同模式的注波耦合系数和起振电流,设置合适的电子注引导中心半径、电压、电流、纵横速度比等参数和工作磁场,以此抑制这些暂态竞争模式。

在设计好谐振腔参数后,由图1可知,最可能与工作模式 $TE_{32,5}$ 有模式竞争关系的模式有二次谐波模式 $TE_{15,11}$ 、 $TE_{6,15}$ 、 $TE_{8,14}$ 和基波模式 $TE_{19,2}$; 根据式(7)可以得到这些模式的注波耦合系数沿腔体径向上的分布,确定最佳电子注引导中心半径。

图5表明,电子注的引导中心半径约为0.61时,工作模式与电子注的耦合系数最大,其他竞争模式与电子注的耦合系数较小,几乎为零;此外,选择引导中心半径为0.61处还有两个原因:有较大的引导中心半径,更有利于设计高质量电子枪^[10];其位

置处于谐振腔径向中间位置,电子注中的速度离散较大的电子不易被高频结构截获。

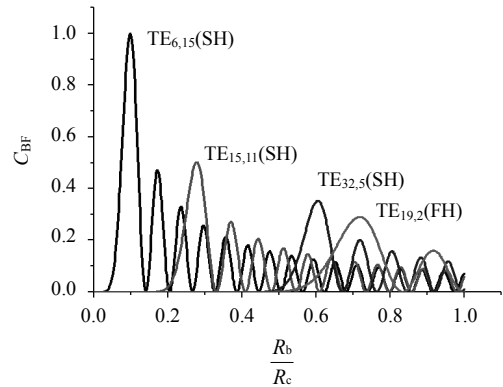


图5 相关模式的注波耦合系数随半径的变化曲线

考察工作模式和相关竞争模式的起振电流分布,可以确定回旋管的工作参数范围。依据式(6)可知,在工作电压50 kV,电子注引导中心半径0.61,纵横速度比1.3时,二次谐波太赫兹回旋管相关模式的起振电流分布如图6所示。可见,归一化工作磁场在0.975~0.984范围时,工作模式起振电流最小而优先起振;其它竞争模式在这一磁场范围起振电流则大于12 A,特别是基波模式 $TE_{19,2}$ 的起振电流更高,在高次模回旋管的起振阶段有效地抑制了暂态模式竞争。

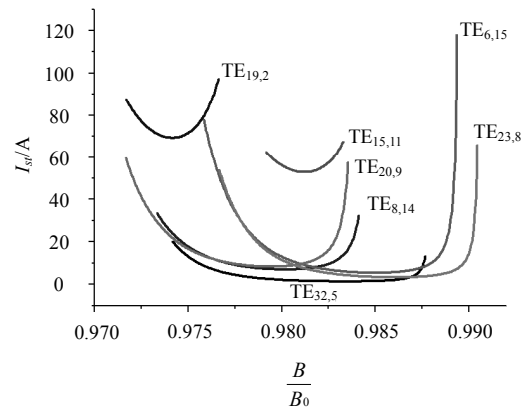


图6 相关模式的起振电流与磁场的关系曲线

经过冷腔设计、电子注参数和工作磁场的估算,可以在这一估算参数范围内,依靠自洽非线性相互作用模拟软件进行回旋管的工作特性模拟。经模拟计算知,当电子注电压为50 kV,电流10 A,纵横速度比为1.3,引导中心半径为0.61,工作磁场在0.980~0.981时,该高次模回旋管中注波相互作用效率大于20%。

图7是注波相互作用过程中在相互作用区不同纵向位置处得到的某一圈小回旋宏电子的横向相空间分

布图。图7a是该圈电子刚进入相互作用区时, 在相空间上的角向均匀分布; 图7b是该圈电子在经过一段自洽的注波相互作用后电子的角向群聚图, 有两个较为明显的群聚中心, 证实了该回旋管在二次谐波工作; 图7c是注波相互作用结束时该圈电子的相空间分布, 与图7a图相比较可知, 此时大量的电子在两个中心位置剧烈换能, 绝大部分电子交出能量, 回旋半径减小, 放大了激励起来的高频场。

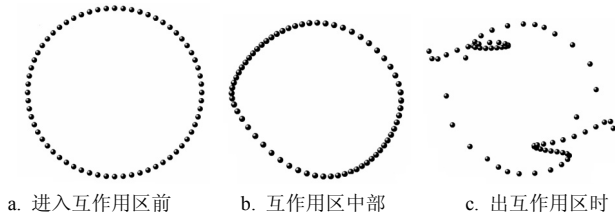


图7 相互作用区间不同纵向位置宏电子的横向相空间分布

3 结 论

本文将高次模回旋管的非工作模式加以分类, 基于广义传输线理论, 讨论了工作模式为 $TE_{32,5}$ 的二次谐波太赫兹回旋管非工作模式抑制方法。针对与工作模式角向指标相同的寄生模式, 设计出一种光滑缓变谐振腔对其抑制; 针对角向不同指标的暂态非工作模式, 通过合理选择工作模式, 确定合理的电子注参数, 使工作模式在某一工作磁场时起振电流最低而优先起振, 从而避免暂态模式竞争。采用这种方法设计的0.4 THz二次谐波太赫兹回旋管, 注波相互作用效率在20%以上。这些有效抑制非工作模式的方法对研制高功率太赫兹波源有重要的参考意义。

参 考 文 献

[1] GLYAVIN M Y, LUCHININ A G, GOLUBIATNIKOV G Y. Generation of 1.5 kW, 1 THz coherent radiation from a gyrotron with a pulsed magnetic field[J]. *Physical Review Letters*, 2008, 100(1): 015101.

[2] PU Rui-feng, NUSINOVICH G S, SINITSYN O V, et al. Numerical study of efficiency for a 670 GHz gyrotron[J]. *Physics of Plasmas*, 2011, 18(2): 023107.

[3] 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.

[4] BRATMAN V L, BOGDASHOV A A, DENISOV G G, et al. Gyrotron development for high power THz technologies at IAP RAS[J]. *Infrared Milli Terahz Waves*, 2012, 33(7): 715-723.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 雷朝军, 喻胜, 李宏福. 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. Study on gradually varying cavity for a gyrotron[J]. *Acta Phys Sin*, 2012, 61(18): 180202.

[8] 黄勇, 李宏福, 喻胜, 等. 3 mm低电压回旋管设计与模拟[J]. *电子科技大学学报*, 2009, 38(1): 79-82.

HUANG Yong, LI Hong-fu, YU Sheng, et al. Design and simulation of a 3 mm low-voltage gyrotron[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China* 2009, 38(1): 79-82.

[9] NUSINOVICH G S, YEDDULLA M, ANTONSEN T M J, et al. Start-Up scenario in gyrotrons with a nonstationary microwave-field structure[J]. *Physical Review Letters*, 2006, 96(12): 125101.

[10] KASHYN D G, NUSINOVICH G S, SINITSYN O V et al. Single-mode excitation in high-power gyrotrons by controlling gun perveance[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2010, 38(6): 1160-1167.

[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.

编辑 黄 莘