

· 物理电子学 ·

110 GHz回旋振荡管高频结构优化设计研究

雷朝军^{1,2}, 刘迎辉², 蒙林², 段耀勇¹

(1. 中国人民武装警察部队学院基础学科发展与应用研究中心 河北 廊坊 065000; 2. 电子科技大学太赫兹研究中心 成都 610054)

【摘要】基于广义传输线理论, 得到描述谐振腔和注-波相互作用特征参数的一阶传输线方程组; 编写了冷腔和热腔模拟程序。利用自编程序和专业电磁仿真软件对同一折线渐变结构谐振腔的特征参数做模拟计算, 证实了自编程序的可靠性。在工作模式选用TE_{22,6}时, 利用自编程序对两种110 GHz回旋振荡管谐振腔结构(折线渐变结构和圆弧渐变结构)中的模式纯度和注波相互作用效率进行了模拟计算研究。结果表明, 相对于折线渐变结构, 圆弧渐变谐振腔的模式纯度可提高约4.7 dB, 相互作用效率提高约4%。在注电压96 kV, 注电流40 A, 相互作用磁场约为4.41 T时, 圆弧腔回旋振荡管在110.1 GHz输出功率超过1.9 MW, 效率约为50%。

关键词 耦合系数; 效率; 高频结构; 模式纯度

中图分类号 TN129 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2017.06.009

Research on Optimal Design of High-Frequency Structure of a 110 GHz Gyrotron

LEI Chao-jun^{1,2}, LIU Ying-hui², MENG Lin², and DUAN Yao-yong¹

(1. Basic Subject Application and Development Research Center, The Chinese People's Armed Police Force Academy Langfang Hebei 065000;

2. Terahertz Science and Technology Research Center, University of Electronics Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Based on generalized theory of transmission line, a set of partial differential equations of first order are obtained to study characteristic parameters of cavity and beam-wave interaction of gyrotron. A calculation code including “cold cavity” and “hot cavity” is developed. Taking the advantages of the code and commercial software, characteristic parameters of the same line-joint cavity are simulated. Correctness of the code is proved by simulation results. Purity of operating mode and efficiency of beam-wave interaction in two kinds of cavities, namely line-joint structure and arc-joint structure, are studied by the code when TE_{22,6} mode is regarded as the operating mode of a 110 GHz gyrotron. As a result, compared with the line-joint cavity, purity of the operating mode and efficiency are raised about 4.7 dB and 4%, respectively. In the gyrotron with an arc-joint cavity, an output power of 1.9 MW, corresponding to 50% efficiency and an oscillation frequency of 110.1 GHz, has been achieved with a 96 kV, 40 A helical electron beam at a guiding magnetic field of 4.41 T.

Key words coupling coefficients; efficiency; high-frequency structure; purity of the mode

电子回旋加热、电流驱动、陶瓷烧结、外太空卫星通信、等离子体诊断与控制、高级雷达等领域需要大功率、高效率的毫米波波源; 基于电子回旋脉塞机理的回旋管是该波段目前最为理想的高功率器件。根据换能机理和用途, 回旋管可划分出多种管型, 其中最基本、最重要的管型是回旋振荡管。在该领域研究人员的不断努力下, 回旋管理论和相关实验、测试技术都得到了空前的发展。在毫米波段、亚毫米波段和太赫兹波段陆续研制成功了许多

高性能的回旋振荡管^[1-4]。其注-波换能效率可超过40%; 若采用单级降压收集极, 转换效率可以进一步提高, 有望超过60%^[5]; 文献[6]报道过一只相互作用效率达到70%的回旋振荡管。发展不同频段(28~170 GHz)的高功率、高效率回旋振荡管是热核聚变研究中十分重要的环节。近年来高功率、高效率、高频率回旋振荡管的研究成果加快了受控热核聚变的研究进程; 其中110 GHz大功率回旋振荡管可用于托克马克加热^[7], 是核聚变回旋加热的重要毫

收稿日期: 2016-06-22; 修回日期: 2017-05-31

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、太赫兹波源等方面的研究。

米波波源之一。本文研究了合理选择工作模式,对这一频段的高次模回旋振荡管的高频结构展开优化设计研究,使其在兆瓦级功率输出的同时,保持高效率并稳定工作。

本文首先对广义传输线理论进行分析,编写了相关模拟程序;利用自编程序和专业电磁仿真软件对同一折线渐变结构谐振腔的特征参数做模拟计算。两种方式的模拟结果基本一致,证实了自编程序的可靠性。基于此程序,首先通过分析高频结构与耦合系数间的关系,得到有效抑制模式竞争、提高工作模式纯度的新型渐变回旋振荡管谐振腔的设计方法:优化渐变过渡段连接方式。其次对工作模式为TE_{22,6}的110 GHz回旋振荡管谐振腔进行优化设计,得到了相互作用区内工作模式纯度超过25 dB的圆弧渐变谐振腔。最后对优化设计的回旋振荡管谐振腔中的注波相互作用进行模拟计算,得到约50%的相互作用效率;比同渐变角度下的折线渐变谐振腔中的相互作用效率提高约4%。

1 相关理论与研究方法

开放式谐振腔的特征参数可以通过HFSS、CST等专业电磁仿真软件来研究,然而这些通用商业仿真软件是在一定算法的基础上,通过数值方法求解麦克斯韦方程组,其模拟结果是谐振腔内不同模式在某一频点上叠加后的电磁场特性参数,在研究寄生模式与工作模式的相对大小即模式纯度时,很难给出不同寄生模式准确的相对幅值;也就很难优化设计出性能优越的回旋振荡管高频系统。若结合具体边界条件,以无限长圆柱直波导中的矢量波函数作为正交基,借助耦合波理论对麦克斯韦方程组做进一步的推演,得到与各标准模式幅值相关的广义传输线理论;以此理论为基础,对谐振腔内可能存在的各种模式的特性参数展开研究,则可以得到某一频率下各模式间较为准确的相对幅值量;进而通过优化设计谐振腔结构,以提高腔内工作模式的模式纯度,提高回旋振荡管的相互作用效率和稳定性。因此,以广义传输线理论为依据,能更合理、高效地优化设计回旋振荡管谐振腔。

回旋振荡管一般采用柱形谐振腔,且磁波与回旋电子注相互作用更有效,所以在柱坐标系中,分别以横向场 \mathbf{E}_t 、 \mathbf{H}_t 和纵向场 $E_z\mathbf{e}_z$ 、 $H_z\mathbf{e}_z$ 表示谐振腔中的电磁场;对谐振腔中不同轴向位置(z)处的横向场 \mathbf{E}_t 、 \mathbf{H}_t 用该 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^[8-10]:

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

式中, $\mathbf{e}_{mn}^{(1)}(\mathbf{r}, \phi)$ 、 $\mathbf{e}_{mn}^{(2)}(\mathbf{r}, \phi)$ 分别为直圆波导中电波(TM)、磁波(TE)的正交归一化矢量波函数; $V_{mn}^{(1)}(z)$ 、 $V_{mn}^{(2)}(z)$ 、 $I_{mn}^{(1)}(z)$ 、 $I_{mn}^{(2)}(z)$ 分别为不同位置处电(磁)对应的矢量波函数的幅度函数。

把式(1)代入麦克斯韦方程组中的电、磁场满足的两个旋度方程为:

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \end{aligned} \quad (2)$$

可得到回旋振荡管中注-波(TE波)相互作用的有源广义传输线方程组为:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} V_{mn}^{(i)} &= -j\omega\mu I_{mn}^{(i)} + \frac{j}{\omega\epsilon} \iint_s \nabla_t J_z \cdot \mathbf{e}_{mn}^{(i)} ds + \sum_{mp} V_{mp}^{(i)} C_{pn}^{i,i'} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \\ \frac{d}{dz} I_{mn}^{(i)} &= \frac{j}{\omega\mu} \gamma_{mn}^{(i)2} V_{mn}^* - \iint_s \mathbf{J}_t \cdot \mathbf{e}_{mn}^{(i)} ds - \sum_{mp} I_{mp}^{(i)} C_{np}^{i,i'} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $a(z)$ 是谐振腔半径; $\gamma_{mn}^{(1)}$ 、 $\gamma_{mn}^{(2)}$ 分别是电、磁波的传播常数; J_z 、 \mathbf{J}_t 分别表示电子注的纵、横向电流密度; $i(i')$ 取“1”时是电波,取“2”时是磁波。当式(3)中的 \mathbf{J}_t 和 J_z 取零时,有源广义传输线方程组就蜕变为研究回旋振荡管高频结构特性的无源广义传输线方程组。

式(3)中,模式耦合系数^[10]满足:

$$\iint_s \mathbf{e}_{mp}^{(j)} \cdot \frac{\partial \mathbf{e}_{mn}^{(i)*}}{\partial z} ds = C_{pn}^{i,j} \frac{1}{a} \frac{da}{dz} \quad (4)$$

式中, i, j 只取1,2; $C_{pn}^{1,1} da/(adz)$ 、 $C_{pn}^{1,2} da/(adz)$ 、 $C_{pn}^{2,1} da/(adz)$ 和 $C_{pn}^{2,2} da/(adz)$ 分别定义为电波模式与电波模式、电波模式与磁波模式、磁波模式与电波模式、磁波模式与磁波模式间的耦合系数,且满足:

$$C_{mn,mp}^{1,1} = \begin{cases} -\frac{\epsilon_m}{2} & p = n \\ \frac{\gamma_{mn}^2 \epsilon_m}{\gamma_{mp}^2 - \gamma_{mn}^2} (-1)^{p+n} & p \neq n \end{cases} \quad (5)$$

$$C_{mn,mp}^{1,2} = 0 \quad (6)$$

$$C_{mn,mp}^{2,1} = \frac{m\epsilon_m}{\sqrt{\mu_{mp}^2 - m^2}} (-1)^{p+n} \quad (7)$$

$$C_{mn,mp}^{2,2} = \begin{cases} -\frac{\epsilon_m}{2} \frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} & p = n \\ -\frac{\epsilon_m \mu_{mn}^2}{\mu_{mn}^2 - \mu_{mp}^2} \times \frac{(-1)^{p+n} (m^2 - \mu_{mn}^2)}{\sqrt{\mu_{mn}^2 - m^2} \sqrt{\mu_{mp}^2 - m^2}} & p \neq n \end{cases} \quad (8)$$

仔细分析式(3)~式(8)可得,若各模式间的耦合系数变小,就能降低非工作模式与工作模式的幅值比,有效地抑制非工作模式;式(4)中, $C_{pn}^{1,1}$ 、 $C_{pn}^{1,2}$ 、 $C_{pn}^{2,1}$ 和 $C_{pn}^{2,2}$ 在模式参数确定后即为常数,不可以优化;只有与高频结构参数有关的 $da/(adz)$ 项可以优化;该项涉及到谐振腔的四段渐变段,不能从理论上求得最优解,只能通过微调谐振腔不同渐变段的变化趋势与连接方式,以获得较优的工作模式纯度。基于上述理论分析,本文采用光滑小圆弧线与斜渐变线相切的曲线作为谐振腔的母线,连接腔体各半径突变部分,优化 $da/(adz)$,降低工作模式对非工作模式的耦合,以达到抑制竞争模式的目的。

在式(3)中,每个宏电子的运动速度满足:

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} = -\frac{e}{m_0\gamma} \left(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B} - \frac{\mathbf{v}}{c^2} \cdot \mathbf{E} \right) \quad (9)$$

式中, \mathbf{v} 是电子的运动速度; \mathbf{E} 是电子遭遇的电场; $\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_w$, 其中, \mathbf{B}_0 为轴向外加磁场, \mathbf{B}_w 为波磁场。

各模式在谐振腔的左、右端口满足边界条件:

$$\sum_{i=1}^2 \sum_{m,n} \left| \frac{dV_{mn}^{(i)}}{dz} \pm \gamma_{mn}^{(i)} V_{mn}^{(i)} \right|_{Z=0,L} = 0 \quad (10)$$

式(3)、式(9)和式(10)构成回旋管自洽非线性理论,可以研究回旋管中的注-波互作用。

2 数值计算

为了充分认识高频结构对110 GHz高次模回旋管性能的影响,本论文选择TE_{22,6}为工作模式,从冷腔中工作模式纯度与高频结构间的关系和热腔中的注-波相互作用效率等两个方面开展研究工作。

2.1 折线渐变三段腔设计与验证

在上述理论分析的基础上,采用四阶龙格库塔法对方程组式(3)进行数值求解,并通过可变多面体法使各模式解均满足边界条件式(10);得到冷腔优化设计程序,借助该程序开展数值模拟研究。

折线渐变单谐振腔一般由三段渐变段 L_1 、 L_c 和 L_2 组成,结构如图1所示。为了防止高功率电磁波反向进入电子枪区并预调制电子注,输入渐变段对在

工作频率附近的工作模式深度截止。

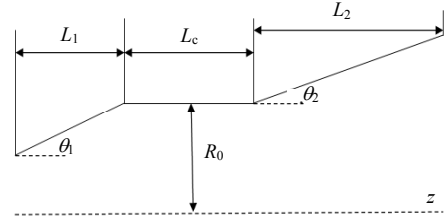


图1 折线渐变谐振腔的一般结构

通过大量优化设计,得到特征参数满足110 GHz兆瓦级回旋振荡管工作的传统单谐振腔,其结构和特性参数如表1所示。

表1 110 GHz单谐振腔结构归一化参数

参数	值
L_1	0.12
L_c	0.24
L_2	0.61
θ_1	3.00
θ_2	2.50
R_0	0.90

工作模式TE_{22,6}和非工作模式TE_{22,5}在腔内的模式幅值如图2所示,相位分布如图3所示。

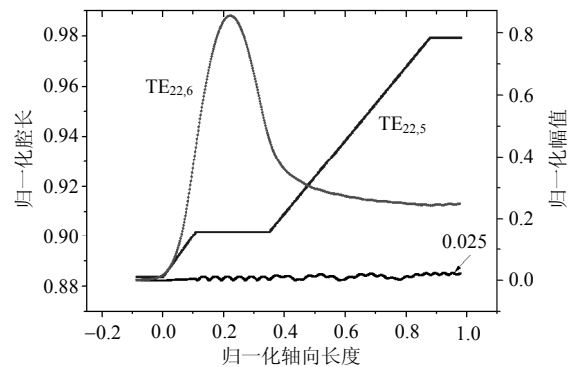


图2 110 GHz回旋管高频结构及模式幅值纵向场分布

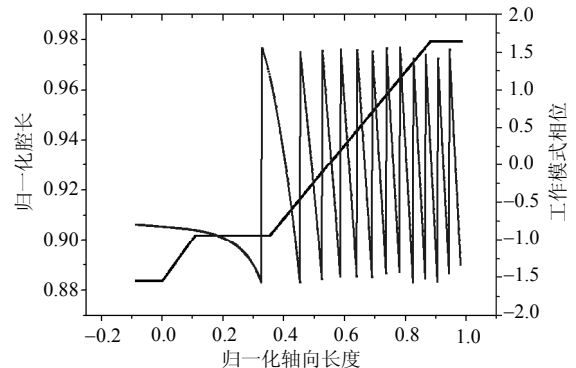


图3 工作模式在腔体中的相位分布

为了验证自编程序的准确性,本文采用专业电磁仿真软件HFSS对优化设计好的三段腔进行数值模拟,其纵向模式结构和角向剖分1/22后的横向场分布分别如图4和图5所示。

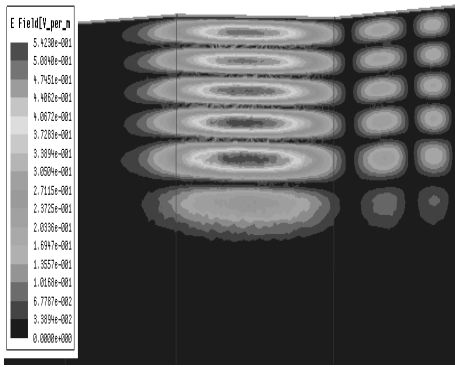


图4 110 GHz谐振腔纵向电场分布

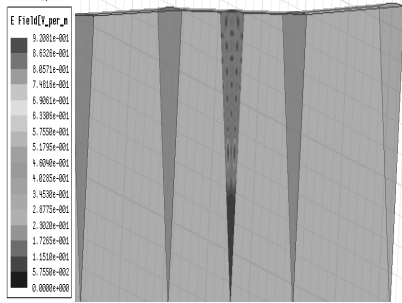


图5 110 GHz谐振腔角向剖分后1/22横向电场分布

依据导波场理论,腔内 $TE_{22,6}$ 模式的纵、横向场分布分别为图6和图7所示。

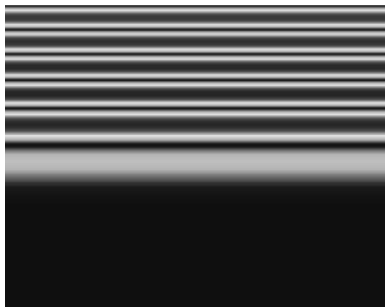


图6 自编程序腔体中间部分横向电场分布

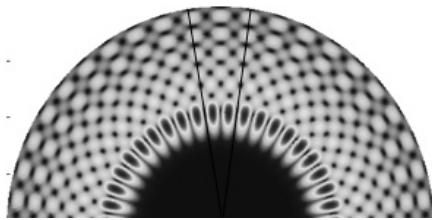


图7 自编程序腔体中间部分横向电场分布

两种模拟手段得到的谐振腔特征参数如表 2 所示。对比图 2~图 7, 以及表 2 中的模拟数据可知, 基于无源广义传输线方程组的模拟结果与通用商业电磁软件模拟的结果近乎相同。但在计算效率上, 自编程序模拟一次腔体参数耗时约 5 min, 而专业电磁仿真软件在角向对称剖分后耗时至少 10 h 以上, 如果不进行对称剖分, 在对电脑硬件要求较高的同时至少耗时 70 h 以上。可见在回旋管谐振腔对特征参数要求不很精确地情况下, 自编程序是很好优化设

计工具。

表2 频率和Q值的对比结果

名称	HFSS	自编程序
频率/GHz	110.19	110.08
Q 值	1 338.99	1 347.44

2.2 高频结构优化设计

结合本文第一部分中关于工作模式纯度与高频结构间关系的理论分析, 本文把谐振腔的折线过渡改为圆弧过渡, 使谐振腔不同半径间的轴向渐变段光滑连接(相切)。如图8所示, r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 , 分别为圆弧的半径。在大量优化模拟的基础上, 不断调整圆弧段 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 的长度, 最终得到了一组由特定长度圆弧段组合而成的110 GHz兆瓦级回旋振荡管谐振腔, 使工作模式在谐振腔内和谐振腔出口处均保持较高的模式纯度。其结构示意图如图8所示; 腔内的模式纵向幅值分布如图9所示。

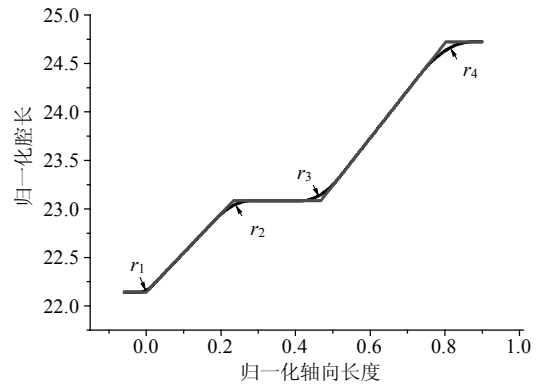


图8 圆弧过渡型光滑缓变谐振腔结构

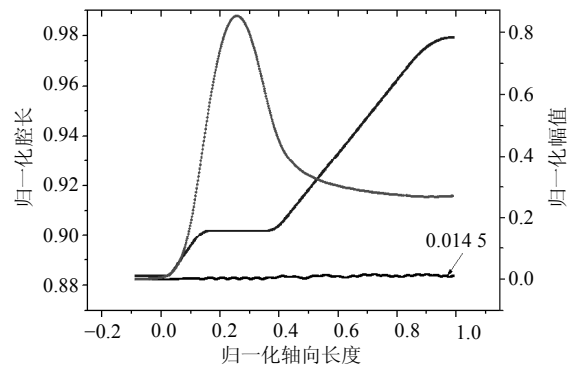


图9 圆弧过渡谐振腔结构及纵向场分布
若定义模式纯度为:

$$20\lg\left(\frac{V_{mn}(z)}{V_{mn'}(z)}\right) \quad (11)$$

式中, V_{mn} 表示工作模式 TE_{mn} 纵向幅值函数的最大值; $V_{mn'}$ 表示非工作模式 $TE_{mn'}$ 纵向幅值函数的最大值。与图2相比较可以看出, 腔内寄生模式归一化幅值由原来的0.025减小为0.014 5, 模式纯度提高约 4.7 dB。优化过程中各弧线与模式纯度间的关系如图 10所示。可见, r_1 、 r_4 段对腔内模式纯度的影响不大,

r_2 和 r_3 对腔内工作模式纯度有较大影响; 通过改变谐振腔的缓变结构能有效地抑制寄生模式。

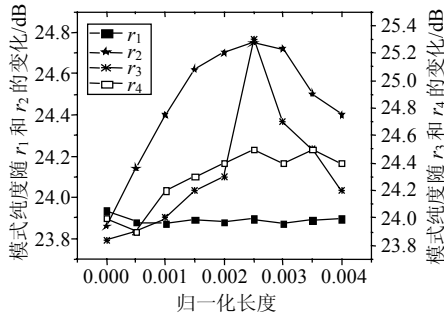


图10 模式纯度随圆弧长度的变化趋势

2.3 谐振腔中的注-波相互作用

与合适的电子注参数、引导磁场参数相配合, 谐振腔抑制模式竞争的能力才能充分体现出来。为此, 本文以第一部分得到的回旋管自洽非线性理论为基础, 进一步考察了优化设计的110 GHz兆瓦级回旋振荡管高频结构中的注-波相互作用。在回旋注电压96 kV, 注电流40 A, 速度比1.4, 归一化引导中心半径0.51, 引导磁场4.41 T时, 优化设计的圆弧渐变回旋振荡管谐振腔中注-波相互作用效率约为50%, 在110.1 GHz输出功率超过1.9 MW。两种结构腔中的相互作用效率如图11所示, 从图可以看出, 采用圆弧过渡方式, 相应的注波相互作用效率提高了约4%。

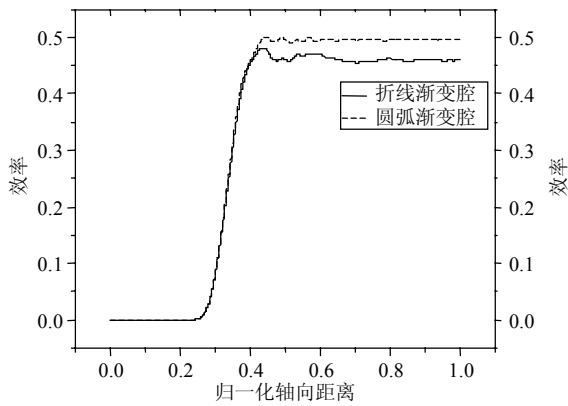


图11 两种结构中注波相互作用的计算效率

3 结束语

本文根据回旋管的自洽非线性理论, 编写了针对回旋振荡管高频结构设计及注-波相互作用分析的模拟计算程序。通过对广义传输线方程组反应出的模式纯度与谐振腔结构参数($da/(adz)$)间关系的理论分析, 找到了抑制非工作模式的途径: 最小化模

式耦合系数, 可以有效地抑制非工作模式; 微调渐变段的形状, 可以改变腔内非工作模式与工作模式间的相互耦合程度。通过对优化设计的110 GHz兆瓦级回旋振荡管, 在折线渐变和圆弧渐变高频结构中模式纯度(冷腔)和注-波相互作用(热腔)效率的模拟分析和对比, 计算结果表明, 相对于折线渐变结构, 采用圆弧渐变结构的谐振腔耦合系数明显减小, 使工作模式纯度提高了约4.7 dB, 相互作用效率提高约4%, 有效地抑制非工作模式的方法, 对研制高次模、高功率波源具有参考意义。

参 考 文 献

[1] GOLD S H, GREGORY S. Nusinovich, review of high-power microwave source research[J]. Review of Scientific Instruments, AIP, 1997, 68(11): 3945-3974.

[2] 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.

[3] GLYAVIN M Y, LUCHININ A G, GOLUBIATNIKOV Y G. 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.

[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] THUMM M K. Recent advances in the worldwide fusion gyrotron development[J]. IEEE Trans on Plasma Science, 2014, 42(3): 590-599.

[6] LITVAK A G, DENISOV G G, MYASNIKOV V E, et al. Recent development results in Russia of megawatt power gyrotrons for plasma fusion installations[C]//Pro EPJ Web Conference, 2012, 32: 04003-1-04003-7.

[7] SAKAMOTO K, KASUGAI A, IKEDA Y, et al. Development of 170 GHz and 110 GHz gyrotron for ITER[J]. Nucl Fusion, 2003, 43(8): 729-739.

[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] 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.

[10] 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.