

一种复合腔回旋管注波相互作用的数值模拟和分析

汪菲^{①②} 罗积润^① 焦重庆^{①②}

^①(中科院电子学研究所 北京 100080)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 该文基于电磁粒子模拟技术,对一种 Ka 波段基波渐变复合腔回旋管振荡器的注波相互作用过程进行了详细的模拟计算,分析了腔体几何参数、电子注半径、工作电流及工作磁场变化对相互作用效率的影响,讨论了工作模式的稳定性。模拟结果表明,适当选择上述参数,在 70kV, 17A 及速度比 1.5 的电子注推动下,平均功率可达 716kW,相互作用效率大于 60%,且工作稳定。

关键词: 回旋管振荡器; 复合腔; 注波相互作用; 数值模拟

中图分类号: TN128

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)08-2014-05

Simulation and Analysis of the Beam-Wave Interaction in a Complex Cavity Gyrotron with Gradual Transition

Wang Fei^{①②} Luo Ji-run^① Jiao Chong-qing^{①②}

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

^②(Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: In this paper, the beam-wave interaction of a Ka-band complex cavity gyrotron with gradual transition is studied according to a particle in cell simulation program. The effect of the cavity dimension, electron beam parameter and operating magnetic field on the electron efficiency is analyzed. The stability of the working mode is discussed. The results show that an electron efficiency of more than 60% and good stability is predicted for the complex cavity gyrotron with appropriate working parameters when driven by a 70kV, 17A electron beam with a velocity ratio of 1.5.

Key words: Gyrotron; Complex cavity; Beam-wave interaction; Numerical simulation

1 引言

回旋管振荡器是一类基于电子回旋脉塞机理的快波真空电子器件,在毫米及亚毫米波段具有高功率和高效率的特点。它在受控热核聚变的等离子体加热、电流驱动、特种材料处理和工业应用等领域有着广泛的应用或良好的应用前景,引起了人们的高度重视,目前研究已取得很大的进展^[1]。

回旋管振荡器一般采用单腔结构,在较高的工作频率下,为了提高管子的功率容量,需采用高次模式工作,但此时模式密度增加,模式竞争问题严重。为此,人们提出了复合腔回旋管方案。大量文献研究表明:复合腔可以提供较为理想的轴向高频场分布,有利于电子与波的相互作用,并可使模式竞争大为改善^[2-5]。

目前,人们一般采用大信号理论模型来模拟回旋管的注波相互作用过程^[6,7]。在建立这些理论模型时,人们必须人为引入一些假设条件,忽略掉一些物理因素,如只选取有限个模式或振荡频率、事先给定场的横向分布以及忽略空间电荷效应等,因而难以全面地反映注波相互作用的物理过程。电磁粒

子模拟^[8](Particle In Cell simulation, PIC)技术运用时域有限差分方法,并结合具体的边界条件,直接求解麦克斯韦方程组和电子的相对论运动方程,不需要事先对电磁场的时空分布作出某些限定,可更全面地反映相互作用物理过程,特别是模式竞争状况。PIC模拟的主要缺陷是耗时长,但随着计算机计算能力的快速增长,它已开始逐步运用到回旋管注波相互作用的模拟分析中^[9,10]。

本文将粒子模拟技术运用到 Ka 波段渐变复合腔回旋管振荡器注波相互作用过程的模拟中,以分析腔体几何参数、注半径、注电流和外加直流磁场变化对注波相互作用效率和工作模式稳定性的影响,从而得出优化设计参数,为实际工程设计提供指导。

2 复合腔回旋管模型

本文数值模拟所采用的复合腔结构如图 1 所示,第 1, 第 2 腔半径分别为 R_2 和 R_3 , 它们通过腔的半径渐变来连接以构成渐变结构复合腔。电子注通过半径为 R_1 的截止波导段,从腔体左端注入,与第一腔的 $TE_{m,m}$ 模相互作用并得到预群聚;之后经过预群聚的电子注在第二腔与 $TE_{m,m}$ 模相互作用,将能量释放给高频场;最后,高频场通过半径为 R_4 的

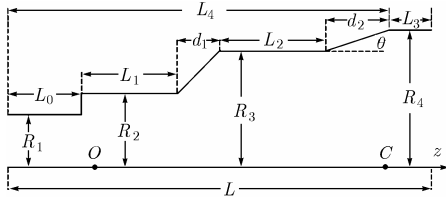


图 1 渐变复合腔纵截面图

输出波导段耦合输出。模拟时假定腔壁为理想导体，并分别在腔体的左、右端口设置匹配输出边界条件，即假设它们分别接有一个半径与之相同的无穷长均匀波导。以腔体中轴线为 z 轴，其原点如图中 O 点所示。

下面我们给出模拟所需参量的初选过程。本文选定上述复合腔回旋管的电子注电压 70kV ，速度比 1.5 ，并以 TE_{01} - TE_{04} 模为工作模式对，预期工作频率为 $33-35\text{GHz}$ 之间^[6]，则由复合腔匹配谐振条件：

$$f \gtrsim f_{c1} = cx_{01}/2\pi R_2 = f_{c2} = cx_{04}/2\pi R_3 \quad (1)$$

可初步估算出 R_2 大于 5.2mm ， R_3 大于 18.1mm 。式中 f 为工作频率， f_{c1} ， f_{c2} 分别为前后两腔的截止频率， c 为光速， x_{01} 和 x_{04} 分别为零阶第一类贝塞尔函数 $J_0(x)$ 导数的第 1 和第 4 个零点。于是将 R_2 和 R_3 的初值选为 5.5mm 和 19.2mm 。利用估计的工作频率和选定的腔体半径可以估算出波导波长约为 26.7mm ，则 L_1 ， L_2 的初值可选在其一半左右，分别为 13.6mm 和 14.2mm 。

由注波同步谐振条件：

$$2\pi f \gtrsim seB_0/\gamma m_0 \quad (2)$$

可初步估算工作磁场 B_0 小于 1.42T 。式中 e ， m_0 ， γ 分别为电子电荷、质量和相对论能量因子， s 为工作谐波次数。

在采用圆波导的回旋管中， TE_{mm} 模与电子注第 s 次回旋谐波的注波耦合系数 H_{sm} 可由下式表示^[11]：

$$H_{sm} = J_{m-s}^2(k_{mm}r_b)J_s^2(k_{mm}r_L) \quad (3)$$

式中 r_b ， r_L 分别为电子注半径和电子回旋半径。当工作模式取 TE_{0n} 模时， TE_{2n} 是常见的竞争模式。图 2 给出了基波工作时， TE_{01} 模和 TE_{21} 模的注波耦合系数中与电子注半径 r_b 相关项 $J_{m-s}^2(k_{mm}r_b)$ 随 r_b/R_2 的变化曲线。从图中看出， r_b/R_2 选在 0.48 左右时，工作模式 TE_{01} 模的耦合系数达到最大，并强于竞争模式 TE_{21} 模的耦合系数。

为了保证模式的稳定性，还需要估算腔内模式的起振条件。根据线性理论，一个腔模的起振电流公式^[12]如式(4a)所示：

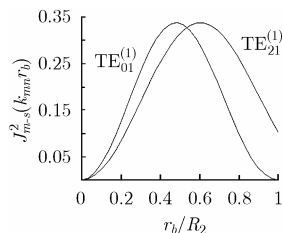


图 2 注波耦合系数随注半径与波导半径之比的变化

$$I_{st} = 42I_{\text{stn}} \left(\frac{2^s s!}{s^s} \right)^2 \left(\frac{L}{\lambda} \right) \frac{\gamma_0 \beta_t^{6-2s} (\chi_{mm}^2 - m^2) J_m^2(\chi_{mm})}{Q J_{m-s}^2(k_{mm}r_b)} \quad (\text{A}) \quad (4a)$$

$$I_{\text{stn}} = \frac{4}{\pi u^2} \frac{e^{2x^2}}{ux - s}, \quad x = \frac{u\Delta}{4} \quad (4b)$$

$$u = \pi \frac{L}{\lambda} \frac{\beta_t^2}{\beta_z}, \quad \Delta = \frac{2}{\beta_t^2} \left(1 - s \frac{\Omega_c}{\omega} \right) \quad (4c)$$

式中 L 为腔长， λ 为工作波长， $\beta_t = v_t/c$ ， $\beta_z = v_z/c$ ， v_t, v_z 分别为电子横向、纵向速度， Q 为腔体品质因素， Ω_c 为电子回旋频率。图 3 给出了起振电流随工作磁场 B_0 变化情况，4 条曲线分别对应前腔中的 TE_{01} ， TE_{21} 模，以及后腔中的 TE_{04} ， TE_{24} 模的起振电流曲线。从图中容易看出，前腔中的 TE_{01} 模和 TE_{21} 模所需的工作磁场相差较大，竞争相对较弱，可通过合理选择工作磁场来抑制 TE_{21} 模；而 TE_{04} 和 TE_{24} 模的起振曲线靠近且相交，竞争较强。可选择磁场初值 $B_0=1.272\text{T}$ ，电流初值 $I=11\text{A}$ 作为工作点(图 3 中黑点)，此时 TE_{01} 模和 TE_{04} 模的起振电流都接近最小值，易于起振，而 TE_{24} 模则不能起振。

此外，我们选择了腔体间过渡段长度初值 $d_1=0$ ，输出渐变段长度初值 $d_2=9.4\text{mm}$ ，固定截止波导半径 $R_1=4.7\text{mm}$ ，长度 $L_0=10\text{mm}$ ；输出波导半径 $R_4=20\text{mm}$ ，长度 $L_3=10\text{mm}$ 。上述分析对管子工作参数进行了初步估计，为后续的详细模拟时工作参数的选取奠定了基础。

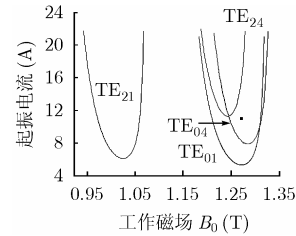


图 3 起振电流随外加直流磁场强度的变化

3 模拟结果与分析

3.1 腔体几何参量对注波相互作用的影响

以上述分析给出的初始电参量及腔体初始几何参量为基础，首先研究 d_1 ， d_2 及 R_2 变化对相互作用的影响。

在初始几何参量的模拟结果中，存在较大 TE_{04} 模二次谐波分量，通过调节 d_2 长度，即输出渐变角 θ 的大小，可以有效改善这一情况。随着 d_2 减小(对应输出渐变角 θ 增大)，电磁波在输出渐变段的模式转换和能量反射问题加重，因此 θ 不宜选得太大。我们仅对 $\theta \leq 5^\circ$ 的情况进行了详细模拟。模拟表明，当 $\theta > 3.5^\circ$ 时，输出电磁波中存在较强的二次谐波、甚至三次谐波分量(如 $\theta=5^\circ$ 时，基波分量功率流比二次谐波分量功率流强 19.9dB ，比三次谐波分量功率流强 25.0dB ，频谱见图 4)；当 θ 较小时 ($< 1.5^\circ$)，后腔因 Q 值太低而无法起振。最终择优选取 $\theta=2.66^\circ$ ($d_2=17.37\text{mm}$)，此时腔体振荡频率 34.42GHz ，电子效率 27.9% ，输出端口处(图 1 中腔体 C 点所在横截面)基波分量功率流比二次谐波分量功率流强

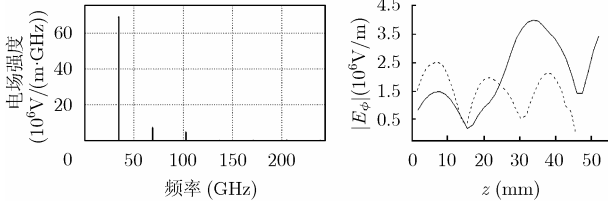


图 4 $\theta=5^\circ$ 时的频谱分析

图 5 不同腔体尺寸下电子回旋中心轴线上角向电场分量振幅的分布

31.6dB, 腔中高频场的轴向分布如图 5 中虚线所示。从图中看出, 高频场分布不太理想, 在前腔较大, 后腔较小且存在双峰, 为 TE_{042} 模。这种分布使电子注在前腔过群聚, 导致其在后腔不能充分换能, 互作用效率较低。初步分析, 这种场分布是由于前后两腔的耦合不好造成: 前腔 TE_{011} 模谐振频率高于后腔 TE_{041} 模谐振频率, 而更接近 TE_{042} 模谐振频率。这种情况下, 一种有效的解决方法是调节连接两腔的渐变段以加强腔间耦合, 或调节腔体半径, 使两腔所需模式的谐振频率相同。为此, 本文先调节了两腔之间的渐变段长度 d_1 , 在此基础上又调节了前腔半径 R_2 , 并对两腔长度进行了微小调整。模拟发现, 前腔的电场强度峰值随 d_1 和 R_2 的增大而迅速减弱。最终选择 $d_1=7\text{mm}$, $R_2=5.68\text{mm}$, $L_2=13.24\text{mm}$ 时, 得到了较好的场强分布(如图 5 中实线所示), 此时腔体振荡频率 33.44GHz, 电子效率 43.8%, 与先前相比有明显提高, 且输出端口处基波分量功率流比二次谐波分量功率流强 33.4dB(频谱见图 6)。图 7 为 TE_{041} 模式各次谐波及 TE_{041} 模基波高频场相对强度随纵向坐标变化的曲线。从图中可以看出, 除 TE_{241} 模以外, TE_{041} 模自己的谐波分量也是影响工作模式纯度的重要因素。

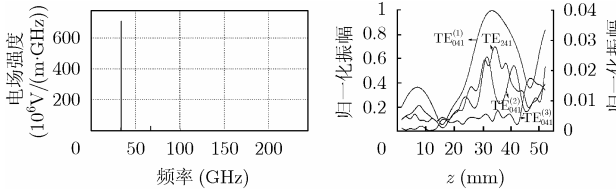


图 6 几何参数调节完毕后的频谱分析

图 7 角向电场归一化振幅随腔体轴向位置的变化

3.2 电子注参量对注波相互作用的影响

在上面给定的腔体形状和尺寸的基础上, 本小节分析了电子注回旋中心半径 r_b 、注电流 I 对互作用的影响。首先考察 r_b 对注波相互作用的影响, 寻找效率高且模式纯度良好的电子注位置。在 $I=11\text{A}$ 时, 竞争模式和 TE_{041} 模二次谐波分量相对于 TE_{041} 模基波分量的功率流之比, 以及电子效率随 r_b/R_2 的变化情况如图 8 所示。从图中看出: 电子效率先随 r_b/R_2 的增加而缓慢增加, 在 $r_b/R_2=0.44$ 处为 44.5%达到最大, 而后减小; 并且, 对输出高频场的频谱分析表明: 当 $r_b/R_2 < 0.4$ 时, TE_{041} 模的二次谐波分量明显增强; 当 $r_b/R_2 > 0.60$ 后, 来自 TE_{241} 模的竞争明显加强。我们选择 r_b/R_2

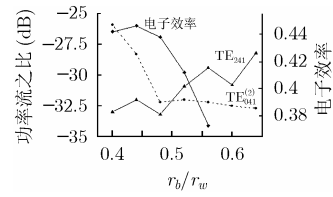


图 8 杂模功率流(相对于 TE_{041} 模基波分量)及电子效率随注半径的变化

$=0.52$, 对应电子效率 41.2%, 输出端口处 TE_{041} 模基波分量功率流比其二次谐波分量功率流强 32dB, 比 TE_{241} 模功率流强 30.9dB。虽然在这种注半径下电子效率并非最高, 但是注半径较大且模式稳定性保持良好, 有利于提高工作电流以充分发挥后腔大功率容量的优势。在图 2 中可以看到, $r_b/R_2=0.52$ 处 TE_{21} 模的耦合系数已比较接近 TE_{01} 模的耦合系数, 但在模拟结果中仍然得到了比较好的模式纯度, 这一方面是由于我们选择的磁场强度和工作电流有利于 TE_{01} 模起振, 另一方面是由于复合腔的匹配条件使得 TE_{01} - TE_{04} 模式对容易起振, 而 TE_{21} - TE_{24} 模式对不满足匹配条件, 难以起振。

确定注半径后, 可以进一步研究电子注电流 I 对电子效率的影响, 寻找最佳工作电流。从图 9 看出: 当 I 较小时 ($\leq 13\text{A}$), 互作用强度较弱, 电子效率较低。电流过大时 ($\geq 20\text{A}$), 注波相互作用过强, 电子注在前腔内便已释放出较多能量, 电子效率在后腔中间部分达到最大, 之后明显下降, 即电子注开始从高频场得到能量, 出现了过饱和效应。图 10 为竞争模式和 TE_{041} 模二次谐波分量相对于 TE_{041} 模基波分量的功率流之比, 以及电子效率随 I 的变化情况。从图中可以看出: 随电流 I 的增加, 来自 TE_{241} 模的模式竞争并不严重, 在 20A 以下, 输出端口处 TE_{041} 模功率流均比 TE_{241} 模功率流强 30dB 以上, 并在 $I=17\text{A}$ 时这种差别达到最大值; 但随着电流的继续加大, 出现了很强的 TE_{041} 模二倍频影响, 在 $I=23\text{A}$ 时甚至出现了较为明显的三倍频和四倍频; 并且, 当 $I \geq 19\text{A}$, 出现了比 TE_{241} 模频率更低的竞争模式, 经分析为 TE_{431} 模。综合考虑, 选择注电流 $I=17\text{A}$, 此时, 互作用效率最大可达到 52.7%, 与先前相比有明显提高, 且输出端口处 TE_{041} 模功率流比 TE_{241} 模功率流强 45.8dB, 模式纯度很高。由此可以看出, 这种复合腔回旋管对 TE_{241} 模具有很好的抑制作用。

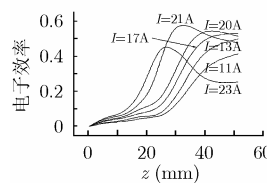


图 9 不同注电流下, 电子效率沿腔体轴线的演变

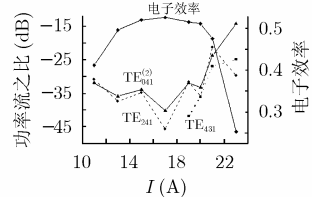


图 10 杂模功率流(相对于 TE_{041} 模基波分量)及电子效率随电流的变化

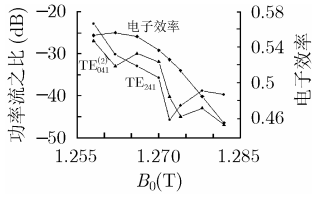


图 11 杂模功率流(相对于TE₀₄模基波分量)及电子效率随磁场的变化

3.3 工作磁场对注波相互作用的影响

最后,在其它参量已给定的情况下,本节分析了工作磁场强度 B_0 变化对相互作用的影响,考察相互作用效率是否还有提高的余地。首先考虑工作磁场均匀分布的情况。图 11 为竞争模式和 TE₀₄₁ 模二次谐波分量相对于 TE₀₄₁ 模基波分量的功率流之比以及相互作用效率随 B_0 的变化情况。从图中看出:随 B_0 的增加,电子效率先增大后减小,在 $B_0 = 1.262\text{T}$ 处有一峰值;频谱分析表明工作频率随 B_0 增加而升高,并且 B_0 越大, TE₂₄₁ 模和 TE₀₄₁ 模的二次谐波分量相对越弱。模拟结果还表明, B_0 太小 ($B_0 = 1.254$) 会导致前腔不能起振而完全失去作用,复合腔退化为单腔。在选择 $B_0 = 1.262\text{T}$ 时,相互作用最大可达到 55.7%,与先前相比又有所提高,且输出端口处 TE₀₄ 模功率流比 TE₂₄₁ 模功率流强 30.25dB。文献[2]中曾提到复合腔回旋管的效率对于磁场渐变十分敏感,并可利用这种磁场提高相互作用效率。下面将进一步考察磁场渐变对电子效率及模式纯度的影响。采用式(4)所示的线性渐变磁场:

$$B_0 = 1.262 \left[1 + \Delta B_0 \left(\frac{z}{L_4 - L_0} - 1/2 \right) \right] \quad (\text{T}), \quad (5)$$

$$0 < z < L_4 - L_0$$

式中 ΔB_0 为磁场变化幅度。在这种磁场表达式下,复合腔沿纵向的中心处磁场为 1.262T。 ΔB_0 小于零对应磁场线性减小,大于零对应磁场线性增加。模拟表明, ΔB_0 小于零时,电子效率会稍微下降。而当 $0 < \Delta B_0 < 3.5\%$ 时,电子效率随它的增加而增加。在 $\Delta B_0 > 3.5\%$ 以后,电子效率又出现下降,同时来自 TE₂₄₁ 模的竞争急剧增强(当 $\Delta B_0 = 5\%$ 时, TE₀₄ 模功率流仅比 TE₂₄₁ 模功率流强 10.5dB)。故选择 $\Delta B_0 = 3.5\%$,得到了最终优化结果,该组几何参量及电参量见表 1 及表 2,模拟结果如图 12-图 15 所示。从图 12 看出,电子效率高达

表 1 复合腔的电参量

电子注电压 V	速度比 α	回旋中心半径 r_b	电子注电流 I	直流磁场 B_0	磁场变化幅度 ΔB_0
70kV	1.5	0.52R ₂	17A	1.262T	3.5%

表 2 复合腔的几何参量

L_0	L_1	d_1	L_2	d_2
10	13.6	7	13.2	17.4
L_3	R_1	R_2	R_3	R_4
10	4.7	5.7	19.2	20

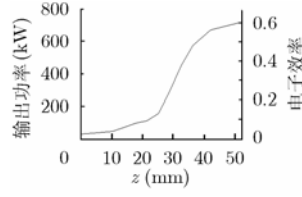


图 12 优化后得到的输出功率和电子效率随腔体轴向位置的变化

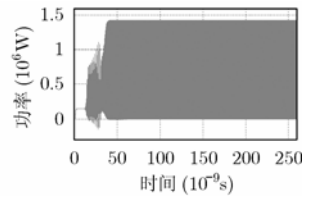


图 13 输出端口高频功率流随时间变化曲线

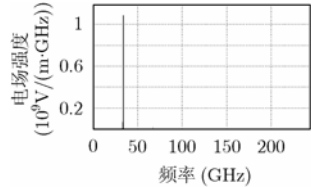


图 14 输出端口电磁场的频谱分析

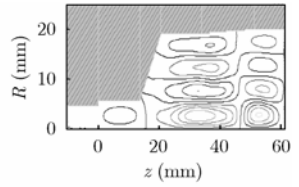


图 15 腔纵截面上角向电场分量分布

60.17%, 计算出电子释放功率 716kW。从图 13 看出,输出端口高频功率流在约 30ns 后达到稳定,其平均值略大于 700kW,与电子损失功率吻合良好,满足能量守恒条件。从图 14 看出,振荡频率 33.44GHz,输出端口处 TE₀₄₁ 模功率流比 TE₂₄₁ 模功率流强 32.8dB,且 TE₀₄₁ 模基波分量比二次谐波分量强 33dB,频谱纯度良好。从图 15 容易看出,前后腔分别工作在 TE₀₁₁ 模和 TE₀₄₁ 模,有较好的模式纯度。

4 结束语

综上所述,本文利用电磁粒子模拟技术完成了 Ka 波段基波渐变复合腔回旋管振荡器的注波相互作用过程的数值模拟分析,给出了相互作用电路的详细设计过程,获得了优化后的设计参数。模拟表明,对于本文给出的 TE₀₁-TE₀₄ 模式对工作的复合腔回旋管,主要的竞争来自于工作模式 TE₀₄ 的二次谐波分量或后腔的 TE₂₄ 模。适当选取腔体尺寸、电子注电流和半径及工作磁场位形,这种复合腔回旋管能稳定工作在 TE₀₁₁-TE₀₄₁ 模式,具有较好的模式和频谱纯度,在 33.44GHz 频率能获得 716kW 的输出功率,60.17%的效率。本文的模拟结果对 Ka 波段回旋管振荡器的工程设计有重要的参考意义。

参考文献

- [1] Felch K L, Danly B G, and Jory H R, *et al.* Characteristics and applications of fast-wave gyro-devices. *Proc. IEEE*, 1999, 87(5): 752-781.
- [2] Carmel Y, Chu K R, and Ganguly A K, *et al.* Realization of highly stable and efficient gyrotron for controlled fusion research. *Phys. Rev. Lett.*, 1983, 50(1): 112-116.
- [3] Flech K L, Er R B, and Huey H, *et al.* A 60GHz, 200kW CW gyrotron with a pure output mode. *Int.J.Electronics*, 1984, 57(6): 815-820.
- [4] 罗积润等. 耦合双腔回旋管的束波相互作用分析. *电子科学学刊*, 1987, 9(6): 507-517.

- Luo Ji-run, *et al.*. Analysis of beam-wave interaction in the coupled double-cavity gyrotron. *Journal of Electronics (China)*, 1987, 9(6): 507-517.
- [5] Li H F, Xie Z L, and Wang W X. A 35GHz low-voltage third-harmonic gyrotron with a permanent magnet system. *IEEE Trans. on Plasma Sci.*, 2003, 31(2): 264-271.
- [6] Fliflet A W, Lee R C, and Read M E. Self-consistent field model for the complex cavity gyrotron. *Int.J.Electronics*, 1988, 65(3): 273-283.
- [7] 李宏福, 蒙林. 复合腔回旋管的分析与数值计算. *电子学报*, 1991, 19(2): 8-12.
- Li H F and Meng L. Analysis and numerical results of complex cavity gyrotron. *Acta Electronica Sinica*, 1991, 19(2): 8-12.
- [8] Goplen B, Ludeking L, Smithe D, and Warren G. User-configurable MAGIC for electromagnetic PIC calculations. *Comput. Phys. Commun.*, 1995, 87(1, 2): 54-86.
- [9] Baik Chan-Wook, Jeon Seok-Gy, and Kim Dae-Ho, *et al.*. Third harmonic frequency multiplication of a two-stage tapered gyrotron TWT amplifier. *IEEE Trans. on Electron Devices.*, 2005, 52(1): 1-10.
- [10] Wu Hao, Liou Rong Lin, and McCurdy A H. PIC code simulation of pulsed radiation in a tapered closed-cavity gyrotron. *IEEE Trans. on Plasma Sci.*, 1996, 24(3): 606-612.
- [11] Chu K R and Lin A T. Gain and bandwidth of the gyro-TWT and CARM amplifiers. *IEEE Trans. on Plasma Sci.*, 1988, 16(2): 90-104.
- [12] Danly B G. Generalized nonlinear harmonic gyrotron theory. *Phys.Fluids*, 1986, 29(2): 561-567.
- 汪 菲: 女, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为高功率毫米波源技术与应用.
- 罗积润: 男, 1957 年生, 博士生导师, 研究方向为高功率毫米波源技术与应用.
- 焦重庆: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为高功率毫米波源技术与应用.