

$K\alpha$ 波段 TE_{01} 模基波回旋速调放大器的设计与实验

徐勇[†] 罗勇 熊彩东 李宏福 邓学 蒲友雷 王晖 王建勋 鄢然

(电子科技大学物理电子学院, 成都 610054)

(2010 年 3 月 29 日收到; 2010 年 6 月 7 日收到修改稿)

在回旋速调放大器自洽非线性大信号理论分析和数值计算的基础上, 给出了一支 $K\alpha$ 波段 TE_{01} 模 4 腔基波回旋速调放大器的设计方案, 并完成了样管的研制. 同时对样管进行了热测实验, 得到了如下实验结果: 注电压为 70 kV, 电流为 10 A, 输入功率为 60 W, 磁场强度 1.31 T, 中心频率 34 GHz, 峰值功率 245 kW, 平均功率大于 3 kW, 增益 36.1 dB, 效率 35%, 3 dB 带宽大于 280 MHz.

关键词: 回旋速调放大器, 注-波互作用, 群聚腔, 输入腔

PACS: 84.47.+w, 84.40.Fe

1. 引言

高功率毫米波真空电子器件, 在军事、民用等领域有着重要的应用前景^[1]. 传统的真空电子器件, 如行波管和速调管等, 由于受结构、工作机理等各种因素的限制, 工作在毫米波段遇到了极大的困难. 另一方面以量子效应为基础的一般激光器件也难以在此波段有效地工作. 而以电子回旋谐振受激辐射为机理的回旋管器件, 能在此波段以多种方式产生高脉冲功率与连续波功率^[2].

回旋速调放大器作为回旋管器件家族中重要的成员, 以其高增益、高效率、高功率以及有一定的带宽, 在毫米波雷达、通讯、受控核聚变、材料处理等方面有广泛的应用前景, 因而在国际上备受重视^[4-13]. 美、俄等军事大国投入了大量的人力、物力、财力在该领域进行研究开发, 取得了一系列研究成果^[3-10]. 俄罗斯科学院应用物理研究所研制一支 $K\alpha$ 波段二腔回旋速调放大器^[3], 峰值功率达 750 kW, 平均功率 5 kW, 增益 20 dB, 效率 24%, 带宽 0.6%. 美国海军研究室研制一支 W 波段回旋速调放大器(基波)^[4], 峰值功率为 92 kW, 平均功率 10 kW, 增益 32 dB, 效率 33.5%. 可见回旋速调放大器能在毫米波段实现高增益、高效率、高功率. 国内对回旋放大器的研究起步较晚^[11-13], 国内从事回

旋速调放大器研究的单位主要有电子科技大学和中科院电子所. 本文给出了一支 34 GHz, TE_{01} 模 4 腔基波回旋速调放大器的设计和实验结果. 本文主要包括以下几个部分组成: 注-波互作用自洽非线性理论; 回旋速调放大器关键部件的设计; 样管的热测实验.

2. 注-波互作用自洽非线性理论

回旋速调放大器注-波互作用自洽理论是回旋速调放大器研究重要组成部分. 回旋速调放大器要实现高功率毫米波输出和高频放大必须要有电子注参与, 从阴极发射出来的空心电子注从加速电场中获得动能, 再通过高频系统中的注-波互作用交出能量, 辐射出高功率毫米波. 研究回旋速调放大器注-波互作用从根本上说就是求解含源(电子注形成的电流源)的 Maxwell 方程和电子运动的动力学方程.

2.1. 谐振腔中驻波幅值微分方程

回旋速调放大器的谐振腔是具有突变结构的谐振腔, 谐振腔内的驻波可分解为横向场 E_t, H_t 和纵向场 E_z, H_z 两部分, 其中横向场 E_t, H_t 分别用波导中正交归一化模式函数展开^[14]

$$E_t = \sum_{i=1}^2 \sum_{mp} f_{mp}^{(i)}(z) e_{mp}^{(i)}(r, \varphi), \quad (1)$$

[†] E-mail: xuzixiang2468@sina.com

$$H_i = \sum_{i=1}^2 \sum_{mp} g_{mp}^{(i)}(z) h_{mp}^{(i)}(r, \varphi), \quad (2)$$

波导中横向电场和横向磁场的正交归一化模式函数满足

$$h_{mp}^i(r, \varphi) = i_z \times e_{mp}^{(i)}(r, \varphi), \quad (3)$$

式中, $i=1$ 代表电波, $i=2$ 代表磁波; m, p 分别为圆波导中传播模式的角向和径向指标;

横向电场的电波模式函数

$$e_{mp}^{(1)}(r, \varphi) = A_{mp}^{(1)} \left[-i_r J'_m(k_{cmp}^{(1)} r) k_{cmp}^{(1)} \cos(m\varphi) + i_\varphi J_m(k_{cmp}^{(1)} r) \cdot \frac{m}{r} \sin(m\varphi) \right].$$

磁波模式函数

$$e_{mp}^{(2)}(r, \varphi) = A_{mp}^{(2)} \left[i_\varphi J'_m(k_{cmp}^{(2)} r) k_{cmp}^{(2)} \cos(m\varphi) + i_r J_m(k_{cmp}^{(2)} r) \cdot \frac{m}{r} \sin(m\varphi) \right].$$

模式函数的归一化系数

$$A_{mp}^{(1)} = \sqrt{\frac{\xi_m}{\pi} \frac{(-1)^{n+1}}{J_{m+1}(v_{mp})}},$$

$$A_{mp}^{(2)} = \sqrt{\frac{\xi_m}{\pi} \frac{(-1)^{n+1}}{(u_{mp}^2 - m^2)^{1/2} J_{m+1}(u_{mp})}},$$

其中当 $m=0$ 时, $\xi=1$; 当 $m \neq 0$ 时, $\xi=2$; $f_{mp}^{(i)}(z)$, $g_{mp}^{(i)}(z)$ 分别为谐振腔中驻波的电场幅值函数; v_{mp} , u_{mp} 分别为贝塞尔函数 J_m 和其导数 J'_m 的第 p 个零点, $k_{cmp}^{(1)} = v_{mp}/R$, $k_{cmp}^{(2)} = u_{mp}/R$, 其中 R 是谐振腔的半径.

由 Maxwell 方程经解析推导出具有突变结构谐振腔的回旋速调放大器的含 $f_{mp}^{(i)}(z)$ 二阶导数的含流源的传输线方程

$$\begin{aligned} \frac{d^2 f_{mp}^{(i)}}{dz^2} = & (\gamma_{mp}^{(i)})^2 f_{mp}^{(i)} + Z_{mp}^{(i)} \gamma_{mp}^{(i)} \iint_s \mathbf{J}_i(r) \\ & \times e_{mp}^{(i)*} dS + \frac{j}{\omega \varepsilon} \frac{d}{dz} \left[\iint_s \nabla_i \mathbf{J}_z \cdot e_{mp}^{(i)*} dS \right] \\ & + \frac{d(\ln Z_{mp}^{(i)} \gamma_{mp}^{(i)})}{dz} \\ & \times \left[\frac{df_{mp}^{(i)}}{dz} - \frac{j}{\omega \varepsilon} \iint_s \nabla_i \mathbf{J}_z \cdot e_{mp}^{(i)*} dS \right], \quad (4) \end{aligned}$$

式中, $Z_{mp}^{(i)}$ 为对应模式的波阻抗; $\gamma_{mp}^{(i)}$ 为 mn 模式 Z 向的传播常数; \mathbf{J}_i 和 \mathbf{J}_z 是横向与纵向电流密度.

2.2. 圆柱坐标系的电子运动方程

回旋速调管放大器中电子运动受到工作磁场

及电子运动自身产生的高频电磁场的共同作用, 电子运动的相对论 Lorentz 方程为

$$\frac{d}{dt}(\gamma m_0 v) = -q(E + v \times B). \quad (5)$$

式中 γ 是相对论因子, m_0 为电子的静态质量, q 为电子电荷绝对值.

经过坐标变换, 在圆柱坐标系下电子运动方程 (5) 为

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{u}_\perp}{d\bar{z}} = & -\frac{\gamma}{\bar{u}_\parallel} [\bar{E}_r \cos(\phi - \varphi) + \bar{E}_\varphi \sin(\phi - \varphi) \\ & - \bar{B}_r \sin(\phi - \varphi) + \bar{B}_\varphi \cos(\phi - \varphi)], \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{u}_\parallel}{d\bar{z}} = & -\frac{\bar{u}_\perp}{\bar{u}_\parallel} [\bar{B}_\varphi \cos(\phi - \varphi) \\ & - \bar{B}_r \sin(\phi - \varphi)] - \frac{\gamma}{\bar{u}_\parallel} \bar{E}_z, \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\phi}{d\bar{z}} = & \frac{1}{\bar{u}_\parallel} \bar{B}_z - \frac{\gamma}{\bar{u}_\parallel \bar{u}_\perp} [\bar{E}_\varphi \cos(\phi - \varphi) \\ & - \bar{E}_r \sin(\phi - \varphi)] - \frac{1}{\bar{u}_\perp} [\bar{B}_r \cos(\phi - \varphi) \\ & + \bar{B}_\varphi \sin(\phi - \varphi)], \quad (8) \end{aligned}$$

$$\frac{d\bar{r}}{d\bar{z}} = \frac{\bar{u}_\perp}{\bar{u}_\parallel} \cos(\phi - \varphi), \quad (9)$$

$$\frac{d\phi}{d\bar{z}} = \frac{\bar{u}_\perp}{\bar{r} \bar{u}_\parallel} \sin(\phi - \varphi), \quad (10)$$

$$\frac{d\bar{t}}{d\bar{z}} = \frac{\bar{\omega} \gamma}{\bar{u}_\parallel}. \quad (11)$$

上述式中参量上加“—”代表归一化参量, 是为了便于数值计算, 各参量归一化定义如下:

$$\begin{aligned} \bar{u}_\perp = \gamma \beta_\perp, \quad \bar{u}_\parallel = \gamma \beta_\parallel, \quad \beta_\perp = v_\perp / c, \\ \beta_\parallel = v_\parallel / c, \quad \bar{r} = r / a_c, \quad \bar{t} = tc / a_c, \\ \bar{\omega} = \frac{\omega a_c}{c}, \quad \bar{E} = E \frac{a_c \eta}{c^2}, \quad \bar{B} = B \frac{a_c \eta}{c}. \end{aligned}$$

其中 a_c 为高频系统半径, $\eta = q/m_0$ 为电子静态的荷质比, c 为真空中的光速, v_\perp, v_\parallel 分别为电子横向速度和纵向速度 (z 向), ϕ 为电子运动动量空间角, t 为互作用时间, 其中磁感应强度 B_z, B_ϕ, B_r 既包含高频场, 又包含直流场. 高频场的分布形式可写成

$$\begin{aligned} E'_r = & -C_k |f_{mp}(z)| \frac{m}{r} J_m(k_{cmp}^{(2)} r) e^{j(\omega t - m\varphi + \pi/2)}, \\ E'_\varphi = & C_k |f_{mp}(z)| k_{cmp}^{(2)} J'_m(k_{cmp}^{(2)} r) e^{j(\omega t - m\varphi)}, \\ B'_r = & -\frac{1}{\omega} C_k \left| \frac{\partial f_{mp}(z)}{\partial z} \right| k_{cmp}^{(2)} J'_m(k_{cmp}^{(2)} r) e^{j(\omega t - m\varphi + \pi/2)}, \end{aligned}$$

$$B'_\varphi = -\frac{1}{\omega} C_k \left| \frac{\partial f_{mp}(z)}{\partial z} \right| \frac{m}{r} J_m(k_{cmp}^{(2)} r) e^{j(\omega t - m\varphi)},$$

$$B'_z = \frac{1}{\omega} C_k |f_{mp}(z)| k_{cmp}^{(2)2} J_m(k_{cmp}^{(2)} r) e^{j(\omega t - m\varphi + \pi/2)}.$$

其中 $C_k = \sqrt{\frac{2}{\pi \xi (\mu_{mp}^2 - m^2)^{0.5} J_m(u_{mp})}}$.

2.3. 边界条件

回旋速调管放大器输出腔前的漂移段为高频截止段,因而各模式在输出腔的入口满足向外消逝波条件

$$\frac{df_{mp}^{(i)}}{dz} - \gamma_{mp}^{(i)} f_{mp}^{(i)} = 0, \quad (12)$$

而在输出腔的出口所有的模式均满足向外行波条件

$$\sum_{i=1}^2 \sum_{mp} \left| \frac{df_{mp}^{(i)}}{dz} + \gamma_{mp}^{(i)} f_{mp}^{(i)} \right| = 0. \quad (13)$$

由驻波幅值微分方程(4),电子运动方程(6)—(11)及边界条件(12),(13)共同构成了突变结构回旋速调管放大器的注-波相互作用自治方程组.

2.4. 数值计算与分析

在回旋速调放大器注-波相互作用自治非线性分析的基础上,对 $K\alpha$ 波段、 TE_{01} 模基波回旋速调放大器注-波相互作用进行了大量的数值计算.研究了电子注参数、输入功率、外部磁场等对放大器的输出功率、效率、增益等的影响.优化结果如下:表1为 $K\alpha$ 波段、 TE_{01} 模、基波回旋速调放大器的优化高频腔体参数.

图1为回旋速调放大器相互作用效率和输出功率与注电流的关系.图1表明在注电流小于7.9 A时,相互作用效率随注电流的增加而增加,当注电流为7.9 A时相互作用效率得到最大45.1%,之后相互作用效率随注电流的增加而减小,在注电流为12 A时,相互作用效率减小到38.1%;因为在其他参量不变的情况下,电子注在输出腔中有一最佳的相互作用区域,当工作电流过大或过小都会使电子注群聚最好的区域偏移最佳的相互作用区域,造成相互作用效率下降.而输出功率则随注电流的增加而增加,即使在相互作用效率下时,这是因为注电流的增加速率大于相互作用效率下降速率,输出功率仍呈上升趋势,只是上升速率在不断下降.在整管设计时要综合考虑输出功率和效率等技术指标,来确定注电流的大小.

表1 回旋速调放大器的高频腔体参数和冷测结果

	谐振腔的设计参数		冷测结果	
	f_0/GHz	Q	f_0/GHz	Q
输入腔	34	100	34.01	105
第二腔	33.85	100	33.86	99
第三腔	33.55	100	33.58	102
输出腔	33.92	100	33.92	96

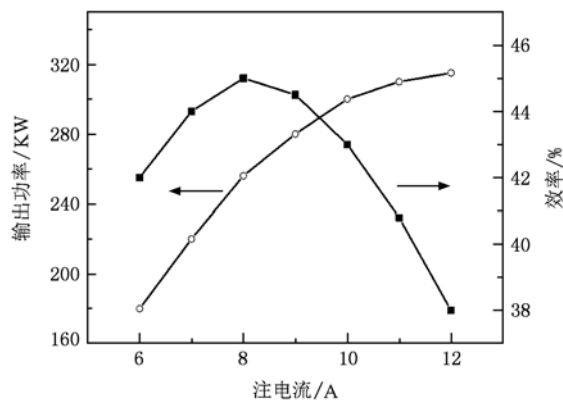


图1 相互作用效率和输出功率与注电流的关系

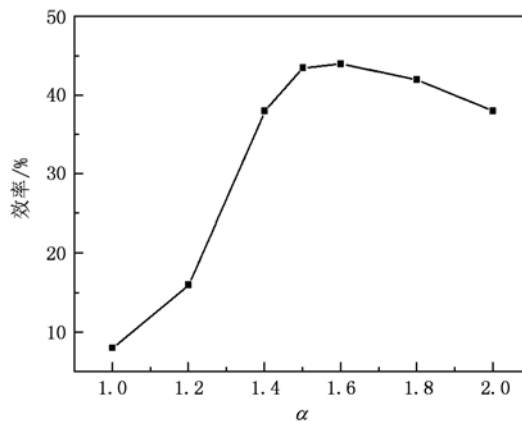


图2 相互作用效率与电子注横向与纵向速度比 α 的关系

图2是相互作用效率与电子注横向与纵向速度比 α 的关系.当 α 小于1.5时,相互作用效率随 α 增大而逐渐上升,在 α 为1.5时相互作用效率最大,其后相互作用效率逐渐下降.这是因为 α 较小时,电子到达输出腔的时间短,角向群聚尚未完成,且能进行换能的电子回旋能量也小,所以相互作用效率较低.当 α 增加则电子回旋能量增加,到达输出腔时角向群聚较好,相互作用效率就高.但当 α 过高时,电子注在输出腔中的角向群聚变坏,且易导致部分电子反转,从而导致相互作用效率逐渐下降.

图3是工作电压68 kV, 注电流9 A, 电子注横向与纵向速度比 $\alpha = 1.5$, 工作磁场1.32 T, 注-波相互作用效率随输入频率变化关系. 相互作用效率在中心频率33.98 GHz处最大, 其值为45%. 在中心频率附近相互作用效率较高, 当调制频率偏离中心频率较多时, 相互作用效率迅速下降, 从图中可以得到放大器工作带宽320 MHz左右.

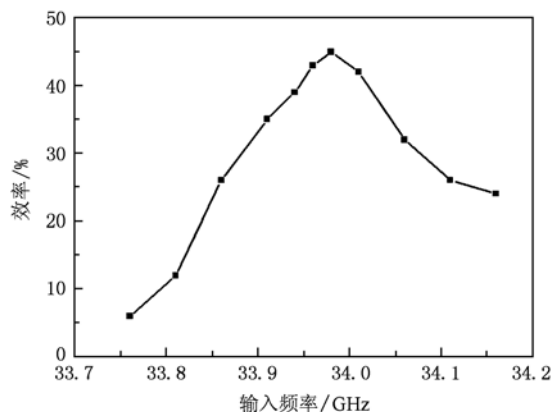


图3 注-波相互作用效率与输入频率变化关系

图4为放大器增益及相互作用效率与输入功率的关系. 当输入功率较小时, 相互作用效率及输出功率随输入功率呈线性增长, 其后上升斜率逐步减小, 在输入功率为70 W时相互作用效率达到最大, 此后相互作用效率随输入功率的进一步增加而逐渐下降. 放大器增益则随输入功率上升单调下降, 在最大效率点的饱和增益为44 dB. 由于输入功率的大小决定了电子注的调制深度, 输入功率越大电子注的调制越深, 电子角向群聚越快, 在较短的距离形成最佳群聚. 因而在高频参量已定的情况下, 只有输入功率适当时, 才能在输出腔形成最佳群聚, 得到最大相互作用效率.

图5为注-波相互作用效率随工作磁场变化关系. 当工作磁场 $B = 1.323$ T时相互作用效率最高, 其值为45%, 磁场从1.315 T变化1.335 T时, 相互作用效率都高于40%. 当磁场偏离最佳值2.5%时, 相互作用效率下降80%左右. 可见相互作用效率对磁场很敏感, 这是由于磁场直接影响电子的回旋频率, 从而影响电子的角向群聚和相互作用换能.

根据以上的数值计算和综合考虑整管的增益、效率、带宽、输出功率等性能指标, 表2给出了一支34 GHz, TE_{01} 模基波回旋速调放大器整管的优化工作参数及其模拟结果和热测实验结果.

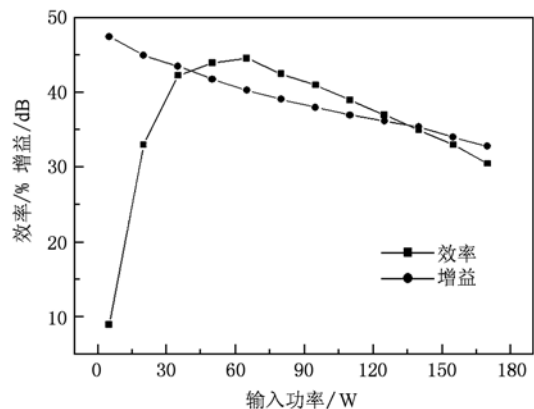


图4 增益及相互作用效率与输入功率的关系

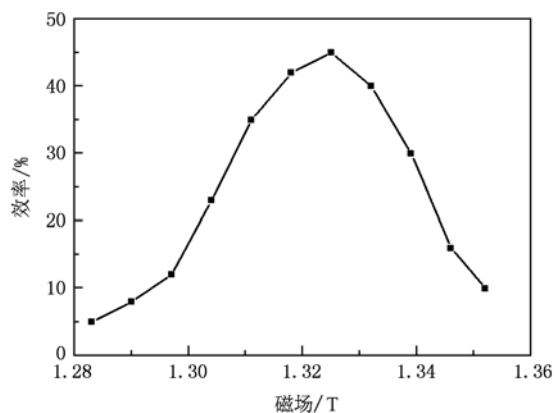


图5 注-波相互作用效率随工作磁场变化关系

表2 整管工作参数、模拟结果、热测实验结果

整管工作参数	模拟结果	热测实验结果
注电压/kV	68	70
注电流/A	9	10
横纵速度比/ α	1.5	1.5
速度离散/%	3	4
频率/GHz	33.98	34
驱动功率/W	50	60
磁场强度/T	1.32	1.31
输出功率/kW	270	245
效率/%	44.1	35
增益/dB	37.8	36.1
带宽/MHz	320	280

3. 回旋速调放大器关键部件的设计

回旋速调放大器主要由电子枪、输入系统、群

聚腔、输出窗等关键部件组成. 图 6 为回旋速调放大器的示意图.

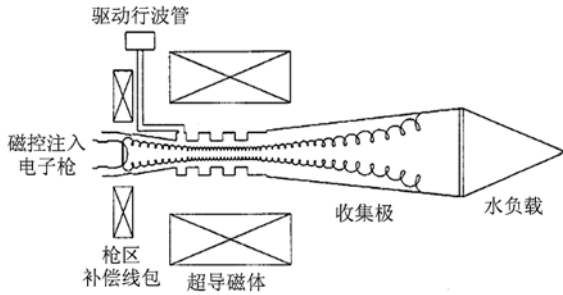


图 6 回旋速调放大器的示意图

在完成回旋速调放大器整管工作参数的设计后, 要进行样管研制就需要对电子枪、输入系统、群聚腔、输出窗等部件进行设计.

本文研究的回旋速调放大器采用的是双阳极磁控注入电子枪. 利用我们自主发展的磁控注入电子枪的模拟分析软件对 TE_{01} 模基波回旋速调放大器的双阳极磁控电子枪进行了大量的模拟分析和优化设计, 包括对阴极形状和尺寸, 阴极区磁场及过渡区磁场分布, 第一阳极电压, 第二阳极形状等进行了模拟分析和优化设计. 双阳极电子枪的电极形状、等位线分布、磁场轴向分布及电子束轨迹如图 7 所示.

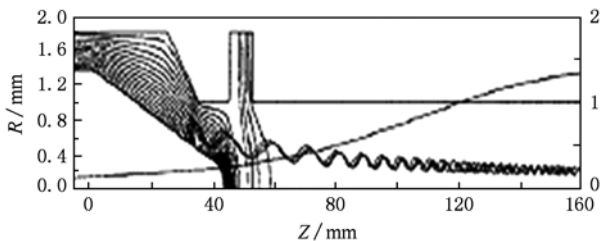


图 7 双阳极电子枪的模拟结果

输入系统是由输入窗、矩形波导、 TE_{411} 模同轴腔(外腔)、 TE_{011} 模圆柱腔(内腔)组成. 通过将矩形波导的 TE_{10} 模输入到外腔激励起外腔中的 TE_{411} 模, 再通过内、外腔间的四条耦合缝在内腔中激励起 TE_{011} 模. 在利用我们编制的程序进行初步设计的基础上, 再用高频模拟分析软件(HFSS)对它进行仿真, 通过调整内、外腔和耦合缝尺寸来改善输入腔高频特性. 最后通过冷测实验来验证仿真结果. 高频模拟分析软件(HFSS)仿真所得场分布如图 8 所示和 S_{21} 参数曲线如图 9 所示.

群聚腔设计的好坏直接影响电子注角向群聚

的质量, 进而影响到注-波相互作用效率.

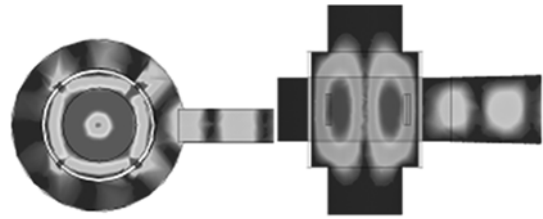


图 8 仿真所得输入腔的场分布

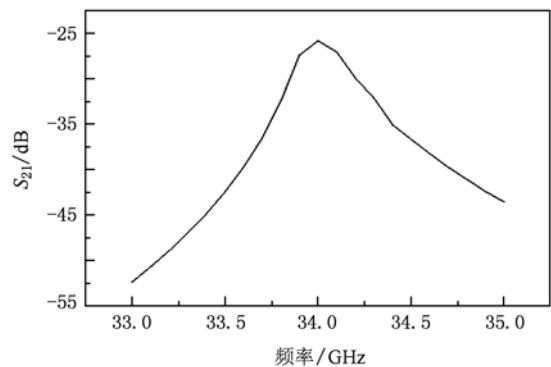


图 9 仿真所得输入腔 S_{21} 参数曲线

因而在回旋速调管的研制中为了增加群聚腔的带宽, 抑制寄生模式振荡, 提高整管在高增益下的稳定性, 通常通过在腔体内加载损耗介质, 并优化其分布, 降低腔体的 Q 值来实现. 用模式场匹配理论建立散射矩阵^[3], 通过数值计算对加载有损耗介质层的群聚腔进行了详细的分析.

输出腔中电子注角向群聚状态直接决定着回旋速调放大器的相互作用效率及输出功率. 我们用模式场匹配理论^[15]研究了腔体半径变化对输出腔的谐振频率的影响、回旋速调管的输出腔的输出耦合孔的厚度对输出腔的 Q 值和频率的影响和输出腔高频场的分布. 图 10 为回旋速调管输出腔的实物照

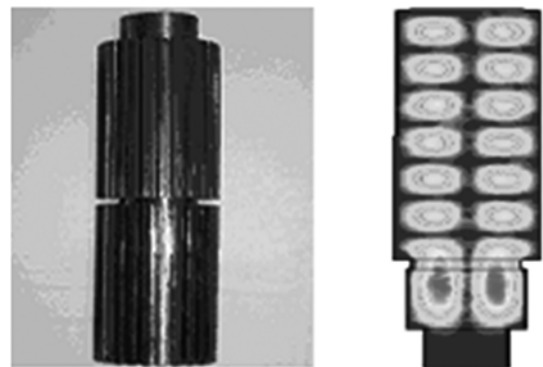


图 10 输出腔的实物照片和仿真所得的场分布

片和仿真所得的场分布,图 11 为高频模拟分析软件 (HFSS) 仿真所得的 S_{21} 参数曲线.

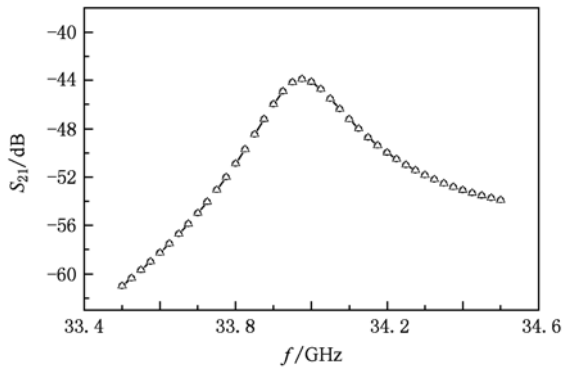


图 11 仿真所得的 S_{21} 参数曲线

输出窗的好坏直接影响回旋速调放大器的性能,甚至整管研制的成败.我们采用蓝宝石作为回旋速调放大器的输出窗片,经测量其相对介电常数为 9.2 (注:频率为 34 GHz 的情况下),损耗角正切值小于 0.0001,经过优化得到其厚度为 1.46 mm.

为了提高整管的效率和增益,高频腔采用了 4 腔结构,并且第 3 腔的中心谐振频率最低,各高频腔体之间由对工作模式截止的飘移段连接,飘移段内也加载衰减陶瓷环,目的是削弱 TE_{11} 和 TE_{21} 竞争模式的影响;为了提高整管的带宽,我们采用参差调谐和低 Q 值的方法,让各高频腔的中心谐振频率略为错开,同时各高频腔的 Q 值降到 100 左右 (各腔体的高频参数见表 1).

4. 样管的热测实验

回旋速调放大器的热测平台由前级驱动系统、低温超导磁体系统、脉冲高压电源系统、控制检测系统等几个系统组成.图 12 为回旋速调放大器的热测平台的示意图.我们首先通过控制检测系统检测放大器的输出参数 (如输出波形、输出功率等参数),然后根据这些参数作出判断,再通过控制检测系统相应地调节前级驱动系统、低温超导磁体系统、脉冲高压电源系统,以使回旋速调放大器工作在最佳状态.

更具体地说,我们在热测实验时,把回旋速调放大器插入低温超导磁体系统中,通过调节管体在磁体系统中的轴向相对位置、阴极的注电压和电流、第一阳极的电压、磁场强度和输入驱动功率等

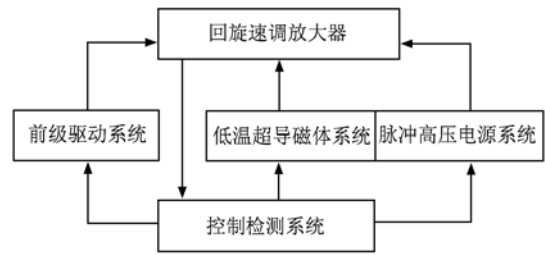


图 12 回旋速调放大器的热测平台示意图

参数来达到使回旋速调放大器工作在最佳状态的目的.输出功率的测量是使用具有独立水冷系统的大功率计完成的,功率计的误差小于 1%.根据表 1 和表 2 的设计方案,我们完成了一支样管的加工、焊接;图 13 为研制的样管照片.

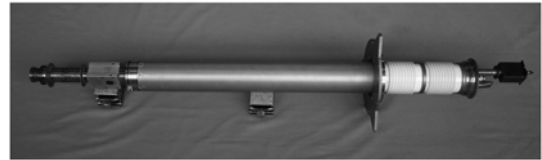


图 13 样管照片

经热测,在注电压为 70 kV,电流为 10 A,第一阳极电压 37.3 kV,输入功率为 60 W,磁场强度 1.31 T,中心频率 34 GHz 的条件下得到以下实验结果:峰值功率 245 kW,平均功率大于 3 kW,增益 36.1 dB,效率 35%,3 dB 带宽大于 280 MHz,可见实验结果与设计方案符合较好.

图 14 为实验测得的功率与频率的关系图.测量时保持放大器的工作电压、电流、磁场等工作参数不变,只调节输入频率和各频率点的输入功率,使放大器在各频率点得到最大输出功率.

图 15 为热测实验时用有机玻璃板测得的输出

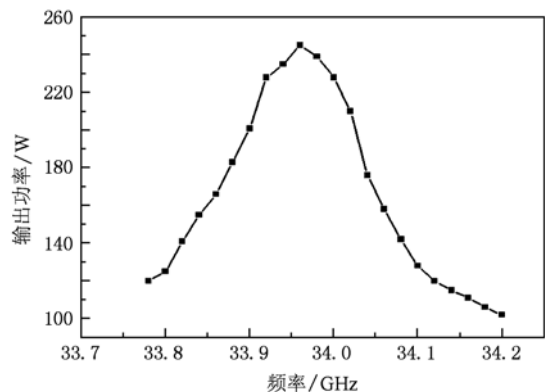


图 14 实测的功率与频率的关系图

TE₀₁ 模式图. 实验时, 在回旋速调放大器的输出端装上圆形辐射喇叭, 将输出的毫米波辐射到暗室内的有机玻璃板上, 有机玻璃板到辐射喇叭的距离为 0.1 m, 由于输出平均功率较大, 输出毫米波能在几秒内将有机玻璃板烧焦, 并留下一个环状的痕迹. 由图可见该回旋速调放大器输出模式较纯.

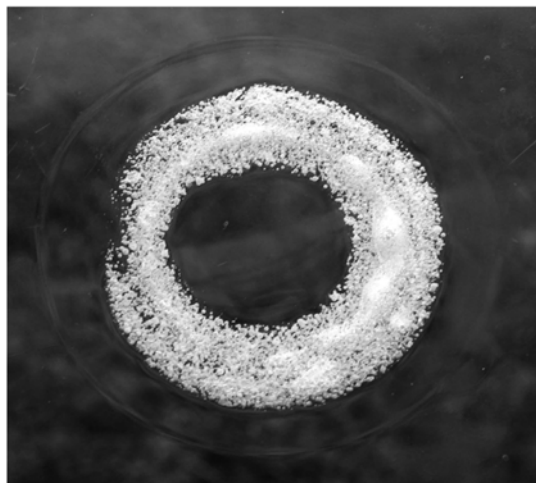


图 15 实测的输出 TE₀₁ 模式图

图 16 为实验用频谱仪测得的输出频谱图, 实验时, 在回旋速调放大器的输出端口附近装上接收喇叭, 通过波导-同轴转接头和同轴电缆将接收到的毫米波输入到频谱分析仪中, 通过频谱分析仪就可以测得放大器的输出频谱参量. 由图可见该回旋速调放大器输出频谱较纯.

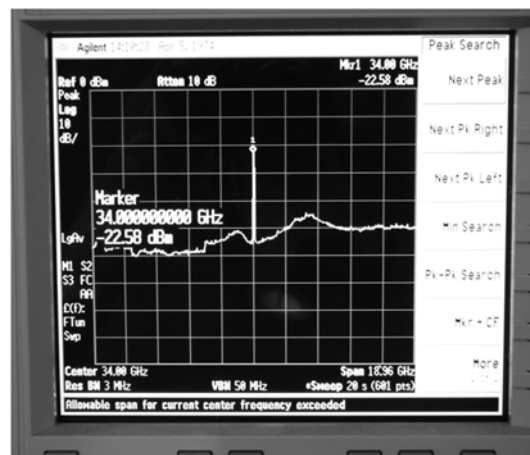


图 16 实测的输出频谱图

5. 结 论

本文在给出回旋速调放大器注-波相互作用自洽非线性理论的基础上, 通过大量的数值计算, 给出了一支 34 GHz, TE₀₁ 模 4 腔基波回旋速调放大器设计方案; 完成其样管的加工、焊接; 并对其进行了热测实验. 经热测得到了: 注电压为 70 kV, 电流为 10 A, 第一阳极电压 37.3 kV, 输入功率为 60 W, 磁场强度 1.31 T, 中心频率 34 GHz, 峰值功率 245 kW, 平均功率大于 3 kW, 增益 36.1 dB, 效率 35%, 3 dB 带宽 大于 280 MHz 的实验结果. 实验结果与设计方案符合较好, 该回旋速调放大器的输出模式和频谱较纯.

- [1] Luo Y, Li H F, Xie Z L 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 229 (in Chinese) [罗 勇、李宏福、谢仲怜 2004 物理学报 **53** 229]
- [2] Liu P K, Xu S X 2003 *Journal of Electronics and Information Technology* **25** 683 (in Chinese) [刘濮鲲、徐寿喜 2003 电子与信息学报 **25** 683]
- [3] Zasyrkin E V 1996 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **24** 666
- [4] Danly B G 2000 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **28** 713
- [5] Choi J, McCurdy A, Wood F 1998 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **26** 416
- [6] Blank M, Danly B, Levush B 2000 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **28** 706
- [7] Blank M, Danly B, Levush B 1998 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **26** 409
- [8] Garven M, Calame J P 2000 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **28** 672
- [9] Walter M T, Nusinovich G S, Granatstein V L 2000 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **28** 523
- [10] Arjona M R, Lawson W G 2000 *IEEE Trans. on Plasma Sci.* **28** 700
- [11] Liu D W, Yuan X S, Yan Y 2009 *Chin. Phys. B* **18** 5507
- [12] Liu D W, Yuan X S, Yan Y 2009 *Chin. Phys. B* **18** 3049
- [13] Pu C H, Liu P K, Xue Q Z 2010 *Chin. Phys. B* **19** 048703
- [14] Li H F, Du P Z, Yang S W 2000 *Acta Phys. Sin.* **49** 312 (in Chinese) [李宏福、杜品忠、杨仕文 2000 物理学报 **49** 312]
- [15] Liu Y H, Li H F, Li H 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 1718 (in Chinese) [刘迎辉、李宏福、李 浩 2006 物理学报 **55** 1718]

Design and experiment of a $K\alpha$ -band TE_{01} mode fundmetal wave gyroklystron amplifier

Xu Yong[†] Luo Yong Xiong Cai-Dong Li Hong-Fu Deng Xue Pu You-Lei

Wang Hui Wang Jian-Xun Yan Ran

(School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(Received 29 March 2010; revised manuscript received 7 June 2010)

Abstract

Based on the analyses and the calculations of the gyroklystron amplifier's self-consistent nonlinear theory, a scheme of $K\alpha$ -band, TE_{01} mode, four-cavity fundmetal wave gyroklystron is designed. At the same time, a gyroklystron amplifier is made and tested. The hot test experiment shows that the gyroklystron amplifier can produce 245 kW peak output power, and 3 kW average power at a 35% efficiency and saturated gain of 36.1 dB at central frequency 34 GHz, when using 60 W driving power, and a 70 kV, 10 A annular electron beam in a magnetic field of 1.31 T. The full width half maximum (FWHM) bandwidth is higher than 280 MHz. The amplifier is zero-drive stable. Experimental results are found to be in excellent agreement with theoretical predictions.

Keywords: gyroklystron amplifier, beam and wave interaction, bunching cavity, input cavity

PACS: 84.47.+w, 84.40.Fe

[†] E-mail: xuzixiang2468@sina.com