

高阶体模准光模式激励器的设计与实验

杨晨^{1,2*}, 郭炜¹, 李志贤¹, 焦梦龙¹, 张志强¹, 罗积润^{1,2}, 朱敏¹

(1. 中国科学院空天信息创新研究院 高功率微波源与技术重点实验室, 北京 100094;

2. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院, 北京 100049)

摘要: 基于开放式谐振腔及准光学模式变换理论, 设计并实现了一种应用于回旋管振荡器冷测的高阶模式激励器。以 140 GHz、 $TE_{28,8}$ 模工作为例, 通过计算机编程控制三维移动测量平台和网络分析仪完成了相应的实验测量。当模拟仿真获得在谐振腔激起频率为 140.179 GHz、Q 值为 855、输出场分布与 $TE_{28,8}$ 模的相关性为 90.9% 时, 对应设计构建模式激励器完成的冷测结果频率为 140.155 GHz、Q 值为 876、横向电场明显具有 $TE_{28,8}$ 的特征, 为回旋管振荡器研究和设计过程检验提供了一个有效的实验平台。

关键词: 开放式谐振腔; 高阶体模; 准光学模式变换; 模式激励器; 冷测

中图分类号: TN81 **文献标识码:** A

Design and experiments of a high-order body mode generator using quasi-optical technology

YANG Chen^{1,2*}, GUO Wei¹, LI Zhi-Xian¹, JIAO Meng-Long¹, ZHANG Zhi-Qiang¹, LUO Ji-Run^{1,2}, ZHU Min¹

(1. Key Laboratory of High Power Microwave Sources and Technologies, Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Based on the theory of open resonant cavity and quasi-optical mode conversion, a high-order quasi-optical mode generator was designed and manufactured for the cold measurement of the gyrotron oscillator. For the high-order mode generator working at 140 GHz and $TE_{28,8}$ mode, the corresponding experimental measurements were completed using the three-dimensional mobile measurement platform and the network analyzer which were controlled by computer programming. The results show that, when the simulation results related to the resonant frequency, Q factor, and the correlation of the electric field distribution with the $TE_{28,8}$ mode in the cavity are respectively 140.179 GHz, 855, and 90.9%, the corresponding cold-tested ones for resonant frequency and Q factor are respectively 140.155 GHz and 876, and the transverse electric field distribution tested is very similar to that of the $TE_{28,8}$ mode. It indicates that the quasi-optical mode generator designed in this paper can provide an effective experimental platform for the research and design process verification of the high-order body mode gyrotron oscillator.

Key words: open resonant cavity, high-order body mode, quasi-optical mode conversion, mode generation, cold test

PACS: 84.40.1k, 41.20.Jb, 07.57.-c

引言

随着回旋管向高功率高频率以及长脉冲方向发展, 回旋管逐渐采用高阶体模作为工作模式^[1-6]。这些高阶体模不适用于空间传输, 通常采

用准光模式变换器将它们转换为类高斯分布的 TEM_{00} 或者 HE_{11} 模式输出^[7-8]。在回旋管振荡器研制过程中, 开放式谐振腔的频率、Q 值和横截面上模式场图的测量是对设计是否符合要求的基本检验,

收稿日期: 2021-02-18, 修回日期: 2021-03-16

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFE0300202, 2017YFE0300200)

Foundation items: Supported by the National Key R&D Program of China (2017YFE0300202, 2017YFE0300200)

作者简介(Biography): 杨晨(1992-), 女, 陕西宝鸡人, 博士研究生。主要研究领域为回旋管高频系统

* 通讯作者(Corresponding author): E-mail: yangchen315@mails.ucas.ac.cn

Received date: 2021-02-18, Revised date: 2021-03-16

因此高阶模式的激励是完成这些物理量检验的基本条件。另外,准光模式变换器用于作为回旋管振荡器输出功率和模式转换使用之前同样需要由高阶模式激励以检测从输出窗输出的是否是设计期待的高斯波束。传统模式激励采用波导径向渐变和角向扭曲的扰动方法依次由低阶模向高阶模逐级转换,转换效率和纯度均可以达到很高,这种方法主要应用于基模向低阶模式或边廊模式转换^[9-13]。要在圆波导中激起高阶体模,波导渐变形式和角向扭曲扰动方法需要经过多个中间模式的转换,大大增加了模式转换结构的长度,已不适合工程应用^[12]。

1992年文献^[14]提出了一种准光学的模式激励方法,也就是准光模式激励器。它利用了毫米波的准光学性质,采用几何光学理论对模式转换过程进行分析,同时也摆脱了模式转换结构过长的工程应用限制,目前准光模式激励器已成为回旋管研制过程中高阶模式激励的主要方法。文献^[15-25]针对不同模式和几何结构介绍了一些高阶模式激励器研究结果。其中较多采用角锥喇叭天线加光学透镜(或相位矫正镜)实现准平面波再经准抛物柱面镜反射对开放式同轴谐振腔的激励;也有一些采用角锥喇叭天线加相位矫正镜实现准平面波再经准抛物柱面镜对开放式圆柱谐振腔的激励。前者由于内导体的引入,模式频谱密度有所稀疏,有利于提升期待激励模式的含量,但结构相对复杂;后者虽然模式相对密集增加了期待模式激励的困难程度,但结构相对简单,尤其对于采用圆柱式开放式谐振腔的回旋管振荡器研制可能更容易与实际情况相结合一些。本文针对中国科学院空天信息研究院正在研制的140 GHz高功率回旋管振荡器,设计了一种用于其横向输出管准光模式变换器冷测实验用的高阶体模激励器,并自主开发了模式激励器的腔体电特性和输出模式场图计算机控制测试平台。所设计的准光模式激励器包含波纹喇叭天线、相位矫正镜面、准抛物柱面反射镜和带耦合小孔的开放式圆柱谐振腔。其中波纹喇叭天线与矢量网络分析仪的扩频模块连接,用于将扩频模块输出的矩形波导TE₁₀模式转换为高斯波束;相位矫正镜面对该高斯波束进行相位整形,使波束的波前呈等相位分布,形成准平面波束;准抛物柱面反射镜对准平面波束进行聚束,汇聚的波束进入带耦合小孔的开放式谐振腔,在腔体内与目标模式焦散半

径一致的焦散圆面相切,从而激起目标模式。以140 GHz、TE_{28,8}模工作圆柱开放谐振腔为例,开展谐振腔频率、Q值和模式场图的测试,比较设计和实验的差别,探讨其作为实际研究过程谐振腔设计电性能检验工具的有效性。

1 准光模式激励器的设计

1.1 准平面波的产生

模式激励器的信号是从网络分析仪经扩频模块输出的矩形波导TE₁₀基模,经过标准的方-圆波导转换为圆波导基模H₁₁,再经过波纹喇叭天线转换为类高斯分布的HE₁₁模。该高斯波束与模式激励器的输入源要求相比,相位无法达到要求,因此需要设计相应的镜面对高斯波束的相位进行修正,形成幅度呈高斯分布而波前呈等相位的准平面波束。相位矫正镜面的设计采用基于高斯场匹配法的非二次型镜面设计方法,其设计原理如下:图1为镜面表面存在微小扰动时产生的光程差示意图,若波束以角度 β 入射平面S1,在镜面存在 ΔS 的扰动时,扰动前后的光程变化 Δl 可以表示为^[26]:

$$\Delta l = |\overline{OP}| + |\overline{PQ}| = \frac{\Delta S}{\cos \beta} (1 + \cos 2\beta) = 2\Delta S \cos \beta \quad (1)$$

由光程变化带来的反射波束的相位误差为:

$$\Delta \phi = k\Delta l = 2k\Delta S \cos \beta \quad (2)$$

式中 k 为波束的自由空间传播常数。因此,当入射波束之间产生 $\Delta \phi$ 的相位差时,对应的镜面微扰量为:

$$\Delta S = \frac{\Delta \phi}{2k \cos \beta} \quad (3)$$

以未扰动时的平面S1作为参考平面,入射波束

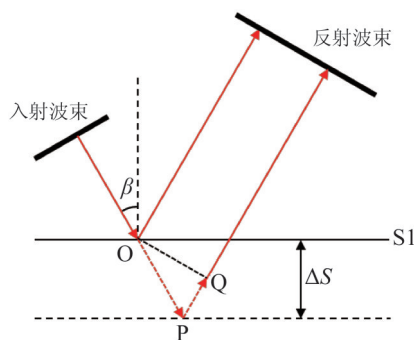


图1 反射面微扰引入光程差进行相位修正示意图

Fig. 1 Schematic diagram of phase correction by introducing optical path difference through perturbations on reflecting surface

和反射波束分别在此参考平面上有相应的场分布,根据式(3)即可获知镜面相对参考平面S1的形变量 ΔS ,从而确定相位矫正镜面的轮廓。采用此原理设计相位矫正镜面时,需要注意入射波束与反射波束之间需要同时满足两个条件才能实现在发生形变以后的面上两者的相位匹配:其一是两者在参考平面S1上的场幅度分布要接近一致,二是满足微扰条件,即两者在S1上的相位差不能过大^[26]。

本文设计的波纹喇叭天线产生的类高斯波束束腰半宽为 $3.6\text{ mm}\times 3.6\text{ mm}$,束腰位置在距离口径面往里 15 mm 的波纹喇叭内部。从喇叭天线出来的波束处于辐射状,波束的准直性较差。为了获取较高准直度的高斯波束,使其在较长的传输距离内能够近似看作平面波前,同时考虑到谐振腔体的开孔范围,相位矫正镜面的反射波束的束腰半长轴和半短轴最终设计为 $40\text{ mm}\times 10\text{ mm}$,位于距离镜面中心 150 mm 处。因此根据以上原理和条件,最终设计得到的相位矫正镜面如图2所示。在距离相位矫正镜面中心 100 mm 的位置设置观察面,获得的反射波束的场幅度分布和归一化相位分布如图3所示。可以看到,经过相位矫正镜面反射的波束其相位分布在镜面中心一定区域内等相而幅度分布并非呈规则的椭圆形分布,这是因为基于相位匹配法设计的相位矫正镜面只对波束的相位差进行补偿,没有对幅度进行修正。由于准光模式激励腔体的输入波源要求波束的波前为平面,幅度的分布只会影响模式激励的相对强度。

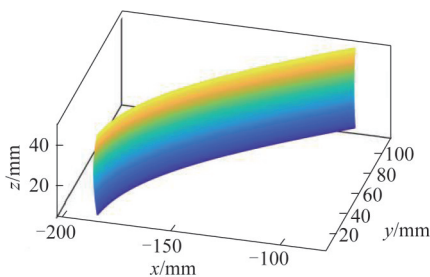


图2 非二次型相位矫正镜面轮廓示意图

Fig. 2 Non-quadratic function contour for the phase correction mirror

1.2 准抛物柱面镜的设计

对于高阶体模,由于圆柱波导的直径远远大于工作波长,因此可以采用几何光学近似分析波束的传播特性。准光模式激励器的设计过程实际上利用了准光模式变换器将高阶体模变换到高斯波束

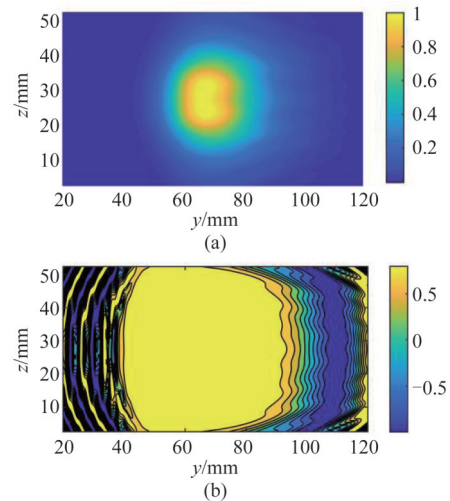


图3 相位镜面反射波束场分布 (a)归一化场幅度分布,(b)归一化相位分布

Fig. 3 Field distribution of the reflected wave (a) normalized amplitude, (b) normalized phase

的逆过程。模式的焦散半径与具体模式和腔体半径有关,每一个波导模式都会有自身的焦散面,因此可以利用不同模式对应焦散半径不同的特点来加以区分。当来自相位矫正镜的这种准平面波要通过一个镜面产生汇聚自然是抛物柱面镜,但要使平面波汇聚在焦散圆柱面上就应该是一个准抛物柱面镜。下面从准椭圆镜面出发导出准抛物柱面反射镜的轮廓表达式。图4为波束在准椭圆镜面的反射下形成焦散面的示意图。其中 R_c 为模式的焦散半径, l_1 和 l_2 分别为准椭圆柱面镜的两个焦距长度,腔体中心处于镜面的一个焦点位置,镜面位于距离该焦点 l_1 处。从焦点 l_2 出发的光线经过镜面反射,形成一个半径为 R_c 的焦散面。由几何光学理论可知,当开放式圆柱谐振腔体中模式为 TE_{mn} 时,对于从腔壁出发的两条射线,其在焦散圆面上的切点与 x 轴的夹角分别用 ϕ_0 和 ϕ 表示,两者的光程差可用下式表示^[26]:

$$\Delta s(\phi, \phi_0) = R_c(\phi - \phi_0) \quad , \quad (4)$$

对于特定的工作模式 TE_{mn} ,焦散半径与模式的径向波束 k_r 满足 $R_c = m/k_r$ 。

由几何关系可知波束在镜面反射点的坐标 $(x(\phi), y(\phi))$ 为:

$$\begin{cases} x(\phi) = R_c \cos \phi - l(\phi) \sin \phi \\ y(\phi) = R_c \sin \phi + l(\phi) \cos \phi \end{cases} \quad , \quad (5)$$

式中 $l(\phi)$ 表示波束从准抛物柱面镜反射点到焦散圆面切点的距离。波束从焦点 l_2 到与焦散圆相切位

所示。图7(b)给出了喇叭天线、相位矫正镜、准抛物柱面镜和开孔开放式圆柱谐振腔之间的定位关系。从图可知,喇叭天线端面到相位矫正镜中心距离为70 mm;相位矫正镜中心与准抛物柱面中心相距181.65 mm;谐振腔中心与喇叭天线端面中心在同一个水平面上;谐振腔打孔区域的中心小孔和腔体横截面中心连线与谐振腔中心和喇叭天线端面中心连线夹角为 45.76° 。

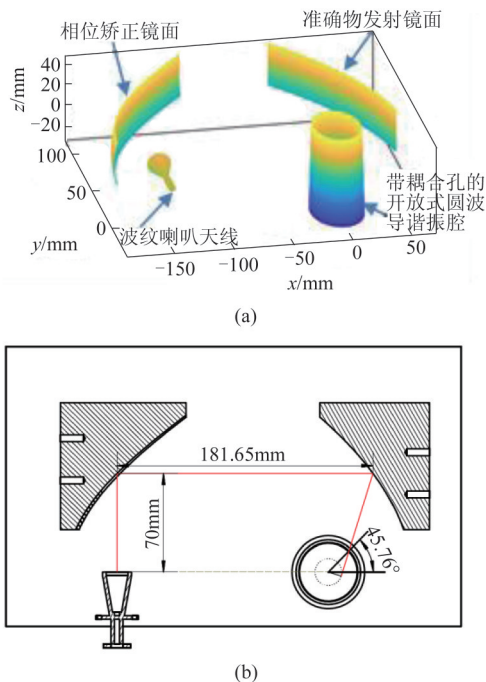


图7 准光模式激励器系统示意图 (a)整体模型, (b)位置关系

Fig. 7 Schematic diagram of quasi-optical mode generator system (a) overall model, (b) position relationship

本节将模式激励器系统作为一个整体,利用surf3D三维全波电磁分析软件对140 GHz、 $TE_{28,8}$ 模式激励器进行仿真计算。设置从矩形波导输入的信号频率为140.179 GHz,模拟信号经波纹喇叭天线转换为类高斯波束,再经过相位矫正镜变成准平面波,然后被准抛物柱面镜反射进入谐振腔,计算在谐振腔输出端横截面上形成的场分布图,分析腔中激起的电场分布图与理想的 $TE_{28,8}$ 模的相似程度,以此判断设计的有效程度和合理性。图8(a)给出了对应的理想总电场计算结果。图8(b)为设计的激励器总电场仿真结果;图8(c)-(d)分别为理想电场的 x 分量和 y 分量计算结果,而图8(e)-(f)分别为设计的实际激励器电场 x 分量和 y 分量的仿真结果(已去除了焦散圆内部杂模)。比较图8(a)和

(b),虽然角向56个极值斑和径向8个以及场分布的主要特征基本上可以从中判断,但由于杂模干扰致使两者的差别很大。从图8(c-f)相关 x 和 y 方向场分量比较可以看出,虽然杂模干扰使设计和理想有一定差别,但场图的结构形式以及角向(56)和径向(8)极值斑数量都能够合理的对应(图中水平和垂直矩形框标识部分能够较为清楚地展示相互的共性,图8(d)上半部分径向8个极值斑最为明显),因此可以确定模拟结果展示的电场分布主要由 $TE_{28,8}$ 模构成。

2 模式激励器冷测与分析

2.1 冷测方案设计

根据前面关于模式激励器计算和分析的结果,设计加工了喇叭天线、相位矫正镜、准抛物柱面镜和带耦合孔的开放式谐振腔,并按照计算过程中确定的相对位置和距离将模式激励器组装成为一体,图9是实际组装好的模式激励器照片(未加扩展波导)。在激励器整体装配之前,为了确保安装过程各个部件的定位不出问题并且同时也能验证各部分设计的好坏,对相位矫正镜面的输出波束在离其中心100 mm和150 mm横截面进行了实验检测,结果都表现出在横截面上有很好的相位一致性,图10(a-b)所示为距离相位矫正镜面中心100 mm处横截面的场分布和相位分布图,图中圆环标示了半径为20 mm的实验检测区域。可以看到,在观测范围内测试场的幅度呈现高斯分布形式,而相位在观测面内基本一致,测量结果与仿真结果图3(a-b)符合较好,表明相位矫正镜面的输出场基本满足准平面波的要求。

针对模式激励器的冷测实验,设计了一套基于计算机控制的高阶体模开放式谐振腔自动测试装置。该装置包含矢量网络分析仪及扩频模块、模式激励器系统、三维移动平台及控制器、计算机等其他相关设备。利用计算机作为三维移动平台和矢量网络分析仪的控制及数据处理中心,对模式激励器不同位置处的场进行检测、读取并保存数据。图11(a-b)分别给出了测试框图和实际实验现场照片。矢量网络分析仪经扩频模块产生的信号通过波纹波导喇叭天线将矩形波导 TE_{10} 模转换成类高斯波束辐射进入相位矫正镜;被相位矫正镜反射后波束变为具有等相位的准平面波;准平面波平行入射到准抛物面镜使波从小孔进入开放腔汇聚在焦散面上激励起需要的模式从腔输出端输出;另外,为

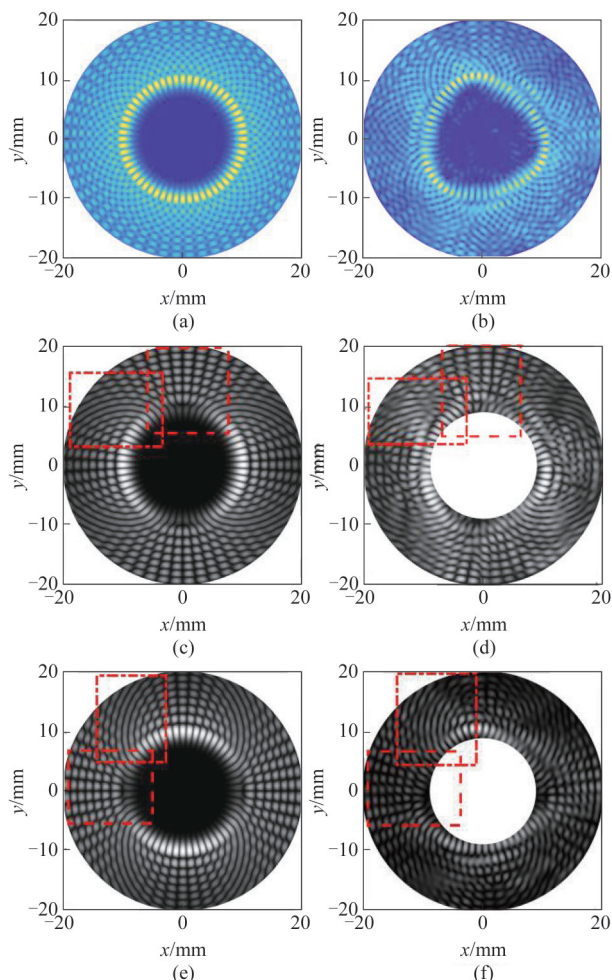


图8 TE_{28,8}模式理想场分布与仿真场分布的比较 (a)理想电场分布, (b)模式激励输出电场分布, (c)理想 E_x 分量场分布, (d) E_x 分量场分布仿真结果, (e)理想 E_y 分量场分布, (f) E_y 分量场分布仿真结果

Fig. 8 Comparison of the ideal field distribution and the simulation field distribution of TE_{28,8} mode (a) ideal electric field distribution, (b) simulation result of electric field distribution, (c) E_x component of ideal electric field distribution, (d) simulation result of E_x component of electric field distribution, (e) E_y component of ideal electric field distribution, (f) simulation result of E_y component of electric field distribution

为了提高矩形波导接收天线的分辨能力,在谐振腔输出端接了一段轴向延长和径向渐变扩大的扩展波导;腔输出端口附近有矩形波导天线与固定在三维移动平台上的扩频接收模块连接将信号带回到网络分析仪。通过网络分析仪扫频或点频工作方式,结合计算机程序通过控制器对三维移动平台上连接在扩频接收模块上的矩形波导天线的移动和网络分析仪的控制,可以测量激励器输出模式的频率、 Q 值和横截面上电场分布。

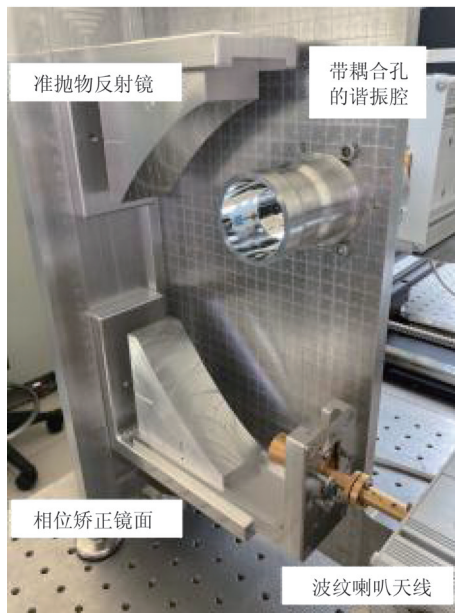


图9 装配好的准光模式激励器

Fig. 9 Picture of assembled quasi-optical mode generator

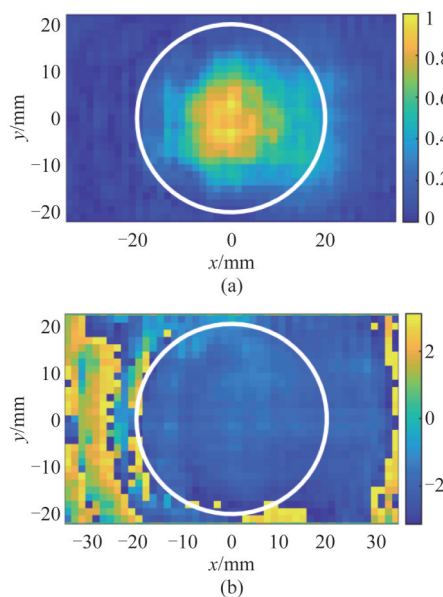


图10 距离相位矫正镜面100mm处横截面的场分布测试结果 (a)幅度分布, (b)相位分布

Fig. 10 Tested results of the field distribution on the cross section at 100 mm from the phase correction mirror (a) field amplitude distribution, (b) phase distribution

2.2 谐振腔频率和 Q 值的测量

模式激励器具有两个基本功能,其一、检验谐振腔的谐振频率、 Q 值和工作模式是否与设计有合理的一致性;其二、作为准光模式变换器电性能测试的激励源。无论是哪一种功能,都依赖于谐振腔频率、 Q 值和工作模式的场分布是否能够合理反映

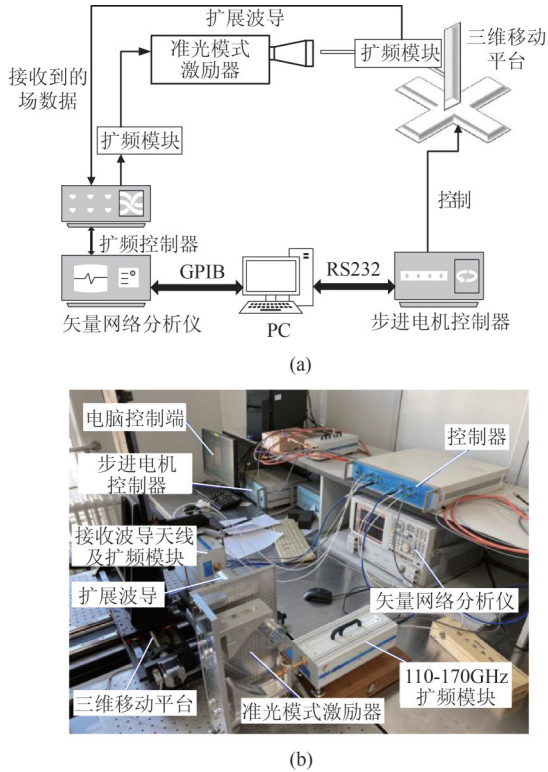


图11 冷测系统 (a)设计框图,(b)测试现场照片
Fig. 11 Cold test system (a) overall block diagram, (b) photo of the test site

设计工作模式的特点。以为 140 GHz、 $TE_{28,8}$ 模工作设计的谐振腔为例,这里先讨论谐振频率和 Q 值的测量。

虽然模式激励器是为 $TE_{28,8}$ 模工作设计,但由于谐振腔工作在高阶体模,且模式激励器输出场分布与 $TE_{28,8}$ 模的相关性为 90.9%,因此当扫频信号经过转换以准平面波被准抛物柱面镜反射汇聚于焦散半径表面时依然可能激起除 $TE_{28,8}$ 模之外的其他模式。在 135~145 GHz 频率范围内发现多个谐振峰,如图 12 所示,实验测量了邻近 $TE_{28,8}$ 的三个相对较大峰值的频率,分别为 137.24 GHz、140.16 GHz 和 143.02 GHz,对应的模式分别是 $TE_{27,8}$ 、 $TE_{28,8}$ 和 $TE_{29,8}$ 。计算和测试结果记录在表 1 中。从表 1 可以看出,测试的频率比计算频率低。这主要是由三方面的原因引起:其一、谐振腔打孔造成腔体等效半径扩大^[16],引起谐振频率向低频端偏移;其二、计算没有考虑损耗;其三、测试时在设计的谐振腔后面增加了提高测量分辨率的延长段,这相当于腔的体积增大,从而导致频率降低。为了尽可能将 $TE_{28,8}$ 模的频率测准,设置扫频范围将 $TE_{27,8}$ 和 $TE_{29,8}$ 两个模式从网络分析仪屏幕上移出去,在扫频带宽仅为 2

GHz 时 $TE_{28,8}$ 模峰值的频率由先前的 140.16 GHz 降为 140.13 GHz;控制矩形波导接收天线纵向和横向朝着对谐振腔输出场分布影响减小方向移动,使测试峰值频率不断提高,最终测得频率为 (140.155 ± 0.005) GHz (图 13)。亦即, (140.155 ± 0.005) GHz 最为接近 $TE_{28,8}$ 模谐振频率的真实值,在此状态下测得的 Q 值为 876 ± 10 。

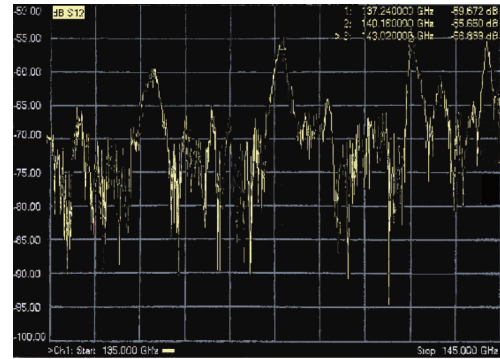


图12 激励器频率测试结果
Fig. 12 Frequency test result of the mode generator

表1 靠近 $TE_{28,8}$ 模式谐振频率的测量结果

Table 1 Excited modes and frequencies near to $TE_{28,8}$ in the generator

TE_{mn} 模式	计算谐振频率/ GHz	测试谐振频率/ GHz
$TE_{27,8}$	137.340	137.24
$TE_{28,8}$	140.203	140.16
$TE_{29,8}$	143.057	143.02

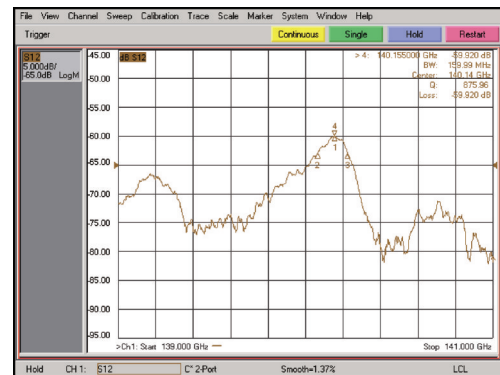


图13 $TE_{28,8}$ 模谐振频率和 Q 值的测量
Fig. 13 Measurement of the resonant frequency and Q factor for the $TE_{28,8}$ mode

2.3 谐振腔横向电场分布测量

虽然频率和 Q 值的测量结果与设计结果有合理的一致性,但并不能说明谐振腔中激起的模式是以 $TE_{28,8}$ 模为主,因此必须对激励器输出场图进行测量。场图测量装置连接方式没有变化,探针离延长

波导距离有特殊要求。由于波导天线必须通过计算机控制在横截面上移动测量整个圆波导横截面上的电场,波导天线在测试过程中既不能对被测场有明显影响,又必须能够测到尽可能接近真实的场图。为此,我们将波导天线放置在离延长波导端口不同距离对输出场分布影响进行了分析,发现波导天线端口离延长波导端口距离在0.65~1.5 mm范围内能够在不明显影响谐振腔输出场分布的情况下测量到相对真实的输出场图。选定这一距离为~1 mm进行测量。当输入频率为140.155 GHz的点频信号,接收波导天线在延长波导出口处通过计算机控制进行扫描,测量整个横截面的场图。接收波导天线具有极化方向,因此分别测试电场的 x 和 y 方向分量,扫描范围为76 mm×76 mm,像素点为152×254,得到以dB表示的相应场图如图14所示。对比 E_x 、 E_y 场图的测量结果与仿真结果图8(e-f),可以看到测试场图与仿真场的分布特点基本是一致的。 E_x 场图中的垂直方向和 E_y 场图中的水平方向即图中虚线包围的区域内测试场斑点比较清晰, E_x 分量场在此区域内沿径向有清晰的6个场斑和较弱的2个场斑,而 E_y 分量场沿径向有清晰的7个场斑和较弱的1个场斑,与 $TE_{28,8}$ 模式的径向分布一致。内圈的场较弱的原因是波导的极化导致垂直极化方向的场少量被检测到,另外由于模式激励器的腔体采用圆波导空腔,焦散半径内部有部分杂模存在,对垂直分量区域的弱场也会形成干扰,不易区分场斑和杂模。除此之外,测试场图 E_x 、 E_y 在图中点划线框内的角向场和径向场分量合成时产生的不规则分布也与仿真结果完全一致。图15所示为 E_x 分量场的相位分布图,对于 TE_{mn} 模式,其相位在腔体一周范围内发生 $m-1$ 次相位跳变^[24],从而也可以确定所测模式的角向模式指数为28。

E_x 、 E_y 分量场叠加后形成的总场图如图16所示,可以看到内圈在角向均匀分布56个清晰的场斑,沿径向有8圈,与 $TE_{28,8}$ 模式的场分布一致,同时场图分布形式与图8(a)中的理想场分布有相似性。由于在测量垂直极化电场和水平极化电场分布时需要将接收波导部分旋转90度。此时由于测量装置发生了移动,接收波导的测试端面也可能与激励器输出端发生了相对的位移,此时获得的 E_x 、 E_y 分量场将很难再是同一个横截面位置处的分量场,由于该模式是高阶旋转模式,两次测试位置场的相位将会发生一定的旋转。如此,叠加得到的总电场分布

虽然已经在一定程度上体现出了模式的主要特征,但由于装置旋转及定位等人为因素,总场组合结果可能并非最佳的分布。

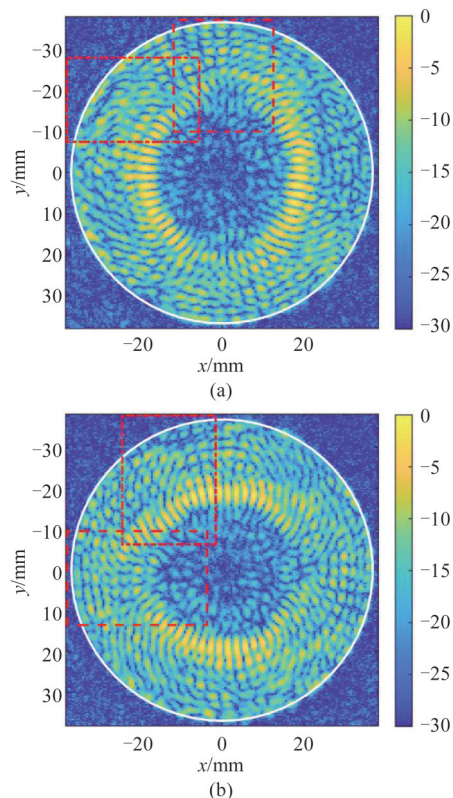


图14 模式激励器输出场图测试结果 (a) E_x 分量电场分布, (b) E_y 分量电场分布

Fig. 14 Measurements of the output field of quasi-optical mode generator (a) Electric field distribution of E_x component, (b) Electric field distribution of E_y component

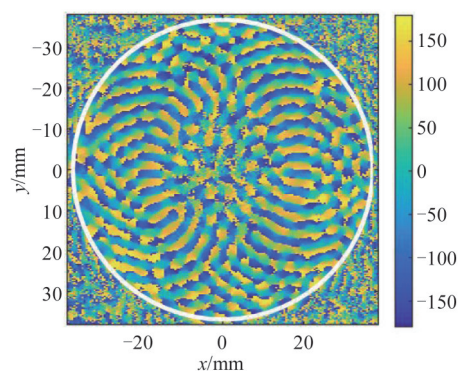


图15 测试场图 E_x 分量的相位分布

Fig. 15 Phase distribution of E_x component

3 结论

本文基于波纹喇叭天线、相位矫正镜、准抛物柱面反射镜和三段式空心圆柱开放式谐振腔,设计

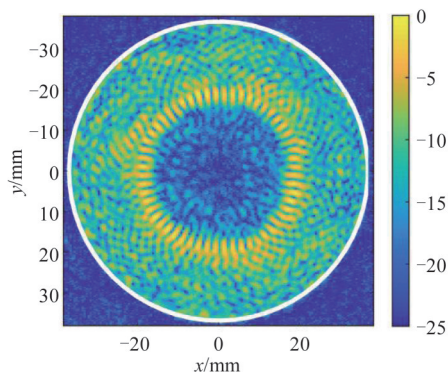


图 16 横截面总电场分布测试结果

Fig. 16 Total electric field distribution in the cross section

了一种准光模式激励器。通过模式激励器、网络分析仪及扩频模块和三维测量移动平台及步进电机控制器以及计算机软件编程控制测量、读取和处理数据,建立一个可用于开放式谐振腔谐振频率、 Q 值、模式场图以及准光模式变换器测量的实验平台。以 140 GHz、 $TE_{28,8}$ 模工作为例,加工制作了模式激励测量系统,通过延长扩展波导段提高检测分辨率以及针对不同特性测量确保测量真实、准确和稳定性的一些具体措施,对谐振频率、 Q 值和模式场图进行了测量,结果表明理论、模拟和实验之间具有合理的一致性,为高阶体模工作高功率长脉冲回旋管振荡器研究和设计过程检验建立了一个有效的实验平台。

References

- [1] Piosczyk B, Arnold A, Dammertz G, *et al.* Coaxial cavity gyrotron— recent experimental results [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2002, **30**(3): 819–827.
- [2] Agusu L, Idehara T, Mori H, *et al.* Design of a CW 1 THz gyrotron (Gyrotron Fu Cw III) using a 20 T superconducting magnet [J]. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2007, **28**(5): 315–328.
- [3] Denisov G G, Litvak A G, Zapevalov V E, *et al.* Development in Russia of megawatt power gyrotrons for fusion, 2013 [C]. 14th International Vacuum Electronics Conference (IVEC), 2013: 1–2.
- [4] Nusinovich G S, Thumm M K A, Petelin M I. The Gyrotron at 50: Historical Overview [J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2014, **35**(4): 325–381.
- [5] Kariya T, Minami R, Imai T, *et al.* Development of megawatt gyrotrons for fusion research [J]. *Fusion Science and Technology*, 2011, **59**(1): 241–243.
- [6] Avramidis K A, Aiello G, Alberti S, *et al.* Overview of recent gyrotron R&D towards DEMO within EURO fusion Work Package Heating and Current Drive [J]. *Nuclear Fusion*, 2019, **59**(6): 066014.
- [7] Denisov G, Kuftin A, Malygin V, *et al.* 110 GHz Gyrotron with a built-in high-efficiency converter [J]. *International Journal of Electronics*, 1992, **72**(5–6): 1079–1091.
- [8] Blank M, Kreischer K, Temkin R J. Theoretical and experimental investigation of a quasi-optical mode converter for a 110-GHz gyrotron [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 1996, **24**(3): 1058–1066.
- [9] Thumm M. High power millimeter-wave mode converters in overmoded circular waveguides using periodic wall perturbations [J]. *International Journal of Electronics*, 1984, **57**: 1225–1246.
- [10] Thumm M, Kumric H, Stickel H. TE_{03} to TE_{01} mode converters for use with a 150 GHz gyrotron [J]. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1987, **8**(3): 227–240.
- [11] Thumm M, Erckmann V, Janzen G, *et al.* Generation of the Gaussian-like HE_{11} mode from gyrotron TE_{0n} mode mixtures at 70 GHz [J]. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1985, **6**(6): 459–470.
- [12] Kumrić H, Thumm M, Wilhelm R. Optimization of mode converters for generating the fundamental TE_{01} mode from TE_{06} gyrotron output at 140 GHz [J]. *International Journal of Electronics*, 1988, **64**(1): 77–94.
- [13] NIU Xin-Jian, LI Hong-Fu, YU Sheng, *et al.* The 8mm high-power TE_{01} — TM_{11} mode Converter in an overmoded bent circular waveguide [J]. *Acta Physica Sinica* (牛新建, 李宏福, 喻胜, 等。8 mm 高功率过模弯曲圆波导 TE_{01} — TM_{11} 模式变换。物理学报), 2002, **51**(10): 2291–2295.
- [14] Aleksandrov N L, Chirkov A V, Denisov G G, *et al.* Selective excitation of high-order modes in circular waveguides [J]. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1992, **13**(9): 1369–1385.
- [15] Pereyaslavets M, Braz O, Kern S, *et al.* Improvements of mode converters for low-power excitation of gyrotron-type modes [J]. *International Journal of Electronics*, 1997, **82**(1): 107–116.
- [16] Dammertz G, Alberti S, Arnold A, *et al.* Cold test measurements on components of the 1 MW, 140 GHz, CW gyrotron for the stellarator Wendelstein 7-X [J]. *Fusion Engineering and Design*, 2001, **53**(1–4): 561–569.
- [17] Arnold A, Dammertz G, Thumm M. Low power tests on a $TE_{28,8}$ —gyrotron mode converter system, 2000 [C]. IEEE 2000 25th International Conference on Infrared and Millimeter Waves Conference Digest, 2000: 185–186.
- [18] Arnold A, Dammertz G, Wagner D, *et al.* Design of a multifrequency high power gyrotron at FZK, 2002 [C]. IEEE Twenty Seventh International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 2002: 153–154.
- [19] Rzesnicki T, Jin J, Piosczyk B, *et al.* 170 GHz, 2 MW coaxial cavity gyrotron – Test of the RF output system for the first industrial prototype tube –, 2006 [C]. 2006 IEEE International Vacuum Electronics Conference held Jointly with 2006 IEEE International Vacuum Electron Sources, 2006: 415–416.
- [20] LI Shao-Fu, ZHANG Cong-Hui, WANG Zhong, *et al.* Quasi-optical millimeter wave rotating TE_{62} mode generator [J]. *High Power Laser and Particle Beams* (李少甫, 张从会, 王忠, 等。准光激励毫米波圆波导旋转 TE_{62} 模式产生器。强激光与粒子束), 2011, **23**(08): 2174–2178.

- [21] ZHANG Cong-Hui, LI Shao-Fu. Study on Quasi-optical millimeter wave rotating TE_{62} mode generator [J]. *Communications Technology* (张从会, 李少甫. 毫米波 TE_{62} 准光模式产生器的研究. *通信技术*), 2012, **45**(04): 95-98.
- [22] Kim S G, Kim D S, Choe M S, *et al.* Feasibility study on performance test of a quasi-optical mode converter using a linear, simple higher order mode generator, 2014 [C]. IEEE International Vacuum Electronics Conference, 2014:467-468.
- [23] Losert M, Gantenbein G, Jin J, *et al.* Low power measurements on a quasi-optical system of an 1MW $TE_{32,9}$ 170GHz gyrotron, 2015 [C]. IEEE 2015 German Microwave Conference (GeMiC), 2015:256-259.
- [24] Ruess T, Avramidis K A, Gantenbein G, *et al.* Computer-Controlled test system for the excitation of very high-order modes in highly oversized waveguides [J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2019, **40**(3): 257-268.
- [25] Wang L, Niu X, Liu Y, *et al.* High-Order rotating mode generator using Quasi-optical techniques [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2020, **48**(10): 3495-3500.
- [26] JIN Jian-Bo. Quasi-optical mode converter for a coaxial cavity gyrotron [D]. Cheng Du: Southwest Jiaotong University, 2005(金践波. 同轴腔回旋管准光学模式转换器, 成都:西南交通大学), 2005.
- [27] Li Z X, Zhang Z Q, Jiao M L, *et al.* Simulation and analysis of the $TE_{28,8}$ mode excitation in an open resonant cavity of gyrotron, 2020 [C]. 2020 IEEE 21th International Vacuum Electronics Conference, 2020.