文章编号：2095-4980(2018)01-0119-07

X 波段多注速调管双间隙输出腔设计和模拟

何享斌，杨金生，万知之，崔　萌

(中国电子科技集团公司 第 12 研究所，北京 100015)

摘　要：大功率速调管中输出腔影响着整管的效率和峰值功率。为了提高效率和峰值功率，本文对工作在 X 波段的同轴多注速调管双间隙输出腔结构进行研究，通过理论结合仿真优化，得出合适的双间隙输出腔结构。最后与单间隙结构进行对比，证实双间隙输出腔可以提高输出腔的特性阻抗，降低间隙电场，展宽输出带宽。

关键词：多注速调管；X 波段；双间隙；大功率；同轴腔

中图分类号：TN122　　**文献标志码：**A　　**doi：**10.11805/TKYDA201801.0119

Design and simulation of X-band high-power multi-beam klystron's double-gap coaxial output cavity

HE Xiangbin，YANG Jinsheng，WAN Zhizhi，CUI Meng

(The 12th Research Institute, China Electronic Technology Group Corporation，Beijing 100015，China)

Abstract: Output cavity has great impact on the efficiency and peak power of high-power klystron. To increase the peak power and improve efficiency, the double-gap coaxial output cavity in the X-band high-power multi-beam klystron is studied. An applicable structure can be achieved with parameter optimization, based on the theoretical calculation. With comparison of one-gap output cavity，it is confirmed that double-gap coaxial output cavity can increase the R/Q, decrease electric field of cavity gap，and extend bandwidth.

Keywords: multi-beam klystron；X-band；double-gap；high-power；coaxial

高峰值功率速调管的发展是与高能物理研究中粒子加速器的发展紧密联系在一起的。从20世纪80年代起，随着加速器能量的提升，速调管的峰值功率在不断提高，目前在S波段达到了200 MW，X波段达到了75 MW。如计划建造中的国际直线对撞机设计工作于X波段，质心能量达1 TeV，而每座这样的系统将需要数百甚至上千个输出功率为100 MW量级的高功率微波源。高峰值功率速调管也被应用在医疗和工业辐照用中能电子直线加速器中，其峰值功率5~10 MW，平均功率5~50 kW。该类加速器在癌症治疗、医疗器具消毒、食品保鲜、工业辐照、材料和器件改性以及海关集装箱检测等方面获得了广泛应用。日本KEK计划研制的X波段、150 MW多注速调管，高频系统采用高次模($TM_{12,1,0}$)同轴谐振腔，并且为了提高效率，输出腔计划采用双间隙同轴谐振腔，该管工作电压340 kV，电流125 A，理论增益60 dB，效率55%。美国CCR正在研制8注、X波段、50 MW多注速调管，工作电压190 kV，电流66 A，效率52%。国内目前中电十二所正在研制X波段、6注、目标输出功率为3 MW的多注速调管，计划效率为40%，增益45 dB。速调管由于其本身的结构特性，是线性注器件中功率最高的器件。所以研究高频率下的大功率速调管具有广泛的应用前景，是速调管研究的重要方向[1-5]。

在设计高峰值功率速调管的过程中，输出腔的设计十分重要，输出腔在很大程度上影响着速调管的效率、输出功率和带宽。要设计大功率速调管，首要的是突破峰值功率的限制，限制峰值功率的主要因素有2点[6-7]：

1) 电子注电压过高，在效率η和电子注导流系数 P_{er} 一定的情况下，速调管电子注电压U_0与峰值输出功率P_{out}的关系：$U_0=(\frac{\eta P_{out}}{P_{er}})^{2/5}$。

对于高峰值功率速调管，为了降低电子注电压，一般采用较高的电子注导流系数。多注速调管可以调高电子

收稿日期：2017-06-26；修回日期：2017-08-19

注导流系数,在给定功率电平下,降低电子注电压,从而突破因为电子注电压过高导致无法提高峰值功率的桎梏。而传统多注速调管多采用圆柱谐振腔的基模工作模式，这就导致多电子注必须从谐振腔中心通过，造成漂移管头过大，影响注波互作用效率。当工作在高频模式下，这一情况就会更加严重，采用同轴谐振腔或者圆柱腔的高次模式都可以解决这个问题[8-9]。

2) 第2个因素是输出谐振腔的高频击穿,当工作在较高的频率范围时,管子的腔体尺寸和间隙将会变得很小。输出回路是速调管微波能量输出到负载的窗口，输出腔中的能量密度比群聚腔和输入腔都高且间隙电压更大，极容易引起间隙的高频击穿。采用多间隙耦合腔分布作用输出电路是解决输出腔高频间隙打火的有效途径[10]。

综上所述，本文提出在X波段高峰值功率同轴多注速调管中采用双间隙腔的输出结构，可以有效解决上述的限制问题。

1 结构设计

1.1 单间隙结构设计

作为双间隙输出腔的起步性研究，还要从单间隙腔入手，主要是谐振腔的设计，根据整管的技术要求，输出腔的输出功率大于3 MW，工作频率为9.3 GHz。在圆柱坐标系(r,ϕ,z)中对圆柱同轴腔的TM模式进行分析，将同轴腔的内半径定义为b，外半径定义为a，腔体高度为h。腔内的本征模式为TM_{nmp}，其中n=0,1,2,3,…表示电场E_z的极大值E_{zm}沿ϕ方向在半圆周上的个数，m=1,2,3,…表示E_{zm}沿r方向的个数，p=0,1,2,3,…表示$\boldsymbol{E}_{zm}$沿z方向上的个数，对于TM_{nmp}振荡模式来说，只有m不能为零，若m等于零，则E_ϕ,E_r都将不存在。

圆柱同轴腔在TM谐振模式下的博格尼兹函数[11]：

$$U(r,\varphi,z)=R(r)\Phi(\varphi)Z(z)=U_0[N_n(Ta)J_n(Tr)-J_n(Ta)N_n(Tr)]\sin n\varphi\cos\beta z,\quad U(r,\varphi,z)=0 \tag{1}$$

式中：$U_0=K/[N_n(Ta)]$；K为与边界条件有关的比例常数；J_n,N_n为贝赛尔函数。

边界方程：

$$U|_{r=a}=0,U|_{r=b}=0 \tag{2}$$

由边界式(1)和式(2)得出本征方程：

$$J_n(Tb)N_n(Ta)-J_n(Ta)N_n(Tb)=0 \tag{3}$$

通过Matlab求解式(3)可得本征解T，其中：

$$\sqrt{\beta^2+T^2}=\omega\sqrt{\mu\varepsilon} \tag{4}$$

式中$\beta=p\pi/h$，腔内介质为真空，所以$\mu=\mu_0$，$\varepsilon=\varepsilon_0$，$\mu_0$和$\varepsilon_0$分别为真空中的介电常数和磁导率，文中讨论模式$p$都为零，所以$\beta$取零，则：

$$T=\omega\sqrt{\mu\varepsilon} \tag{5}$$

$$f=\frac{T}{2\pi\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}=\frac{cT}{2\pi} \tag{6}$$

式中$c=3\times10^8$ m/s，确定模式阶数n，由此可以通过内外半径计算出腔体的谐振频率。确定谐振频率后，电场强度表示为：

$$\begin{cases}E_r=\dfrac{\partial^2U}{\partial r\partial z}=-T\beta U_0[N_n(Ta)J_n'(Tr)-J_n(Ta)N_n'(Tr)]\sin n\varphi\cos\beta z=0\\ E_\varphi=\dfrac{\partial^2U}{\partial\varphi\partial z}=-\dfrac{n\beta U_0}{r}[N_n(Ta)J_n(Tr)-J_n(Ta)N_n(Tr)]\cos n\varphi\sin\beta z=0\\ E_\varphi=T^2U=-T^2U_0[N_n(Ta)J_n(Tr)-J_n(Ta)N_n(Tr)]\sin n\varphi\cos\beta z\end{cases} \tag{7}$$

可以看出电场除了轴向分量不为零，其余分量都为零。为确定漂移管放置处的半径r_m，即计算电场极大值E_{zm}对应的位置r_m，只有把漂移管设置在E_{zm}处，漂移管间隙处的高频电场与电子注的互作用才最强。若管芯偏离E_{zm}的位置，管内的特征阻抗就降低[12]。由于电场只沿z方向变化，令$\partial E_z/\partial r=0$：

$$N_n(Ta)[J_{n-1}(Tr)-J_{n+1}(Tr)]-J_n(Ta)[N_{n-1}(Tr)-N_{n+1}(Tr)]=0 \tag{8}$$

在计算得出的r_m处放置漂移管，文中采用6注结构，在腔中放置6根漂移管，每根漂移管相隔60°，引入漂移管后，腔体的等效电容增加，引起谐振频率下降，对于这种结构变化引起的频率改变很难通过理论公式精确计算得出。因此参考实际的工程模式，通过固定外半径，调整内半径来调谐指定频率，随着内径增大，频率减小，内径减小则频率增大，以此来进行结构上的微调，最后通过仿真结果验证并确定合适的尺寸。图1为放置漂移管后的磁场分布图，表1为调整后各个相邻模式的谐振频率。

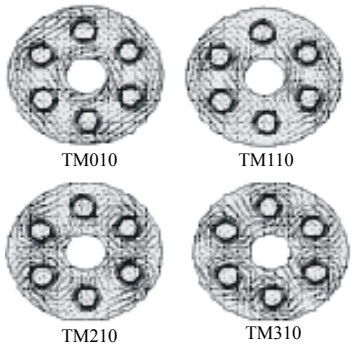

Fig.1 Magnetic field distribution of TM_{nmp} mode in coaxial
图 1 同轴腔中几种 TM_{nmp} 模式磁场的分布图

表1中为同轴腔内相邻模式的频率比较，发现TM_{110}和TM_{210}模式都存在极化模式，即相位发生了偏移的模式，2个模式相位相差π/2。若谐振腔工作在极化模式，则电子注通过漂移管时受到的场强就为0，速调管就不能正常工作，可以通过设置短路杆和金属环来抑制极化模式产生，设置金属环还可以区分开工作频率和极化频率，消除多余模式[13]。本文选择的是TM_{010}工作模式，发现该模式不存在极化模式，无需设置短路杆。

表 1 相邻模式频率比较
Table1 Comparison of the frequencies of adjacent modes

frequency	adjacent modes			
	TM_{010}	TM_{110}	TM_{210}	TM_{310}
f/GHz	9.283	10.063	11.846	13.217

在确定内外半径和放置漂移管头的位置r_m后，为保证尽可能大的特性阻抗R/Q，要确定合适的谐振腔间隙长度d与漂移管半径r。间隙长度d也可用渡越角来表示：

$$\theta_d = \beta_e d = \frac{\omega}{\upsilon_0} d \tag{9}$$

式中：ω为角频率；$\upsilon_0 = \frac{c}{\sigma}\sqrt{\sigma^2 - 1}$ 为电子的轴向速度，相对因子 $\sigma = 1 + \frac{U_0}{511}$；$c$=3 × 10^8 m/s；U_0为工作电压，单位为kV。根据经验值，输出腔一般选择0.8~1.2之间，计算可得间隙长度d的取值范围约为3~4.2之间，以这一数据为参考选择具体间隙长度。

最后在谐振腔顶部开耦合口连接波导，当加载波导后会发现输出腔谐振频率变大，这一结果的出现是因为TM_{010}模式在谐振腔侧壁附近为磁场聚集区，当连接波导后，谐振腔的等效电感减小，根据 LC 回路的谐振频率：

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{10}$$

可知，开孔后谐振频率必然会升高，可通过调整内径来调谐频率。最后对该结构模拟激励3 MW的目标功率，该功率下结构间隙的场强峰值为1.39×10^7 V/m，小于真空中的击穿场强值，证明结构可以承受3 MW的目标功率。

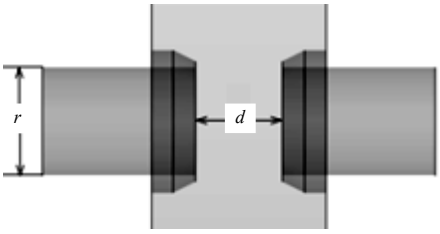

Fig.2 Reentrant cavity
图2 重入式谐振腔

1.2 双间隙结构设计

基于设计完成的单间隙结构，通过在 2 个单间隙腔的公共位置添加耦合槽，形成双间隙耦合输出腔，结构如图 3 所示。

耦合槽分强弱耦合，一般若耦合槽开口角度大于 90°为强耦合，小于 90°为弱耦合，同时耦合槽还分单双耦合槽，双耦合槽即在对称位置设置 2 个相同的耦合槽。美国 SLAC 早期研制的 S 波段 40 MW 速调管中，因为其结构中用的是单耦合槽，从而引起纵向电场在角向的不对称性，造成漂移管头的严重损坏[14]，为避免这种不均匀的情况，后续设计的耦合槽采用双耦合槽的设计。经过耦合后，谐振腔中的每个模式会被分解成 2 种模式，一种是 π 模，另一种是 2π 模。其中 π 模在 2 个单腔中电场方向相反，相位相差 π 的奇数倍，2π 模在 2 个单腔中的电场方向相同，相位相差 π 的偶数倍。在高频段一般采用 2π 工作模式，在谐振腔体积较小的情况下，可以选择较大的间隔距离。

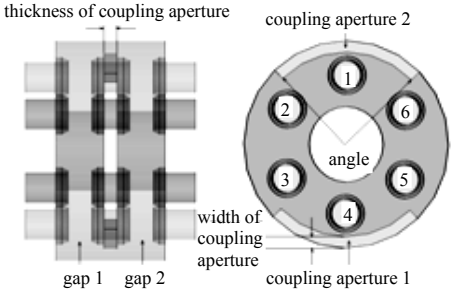

Fig.3 Double-gap output cavity
图 3 双间隙耦合输出腔结构图

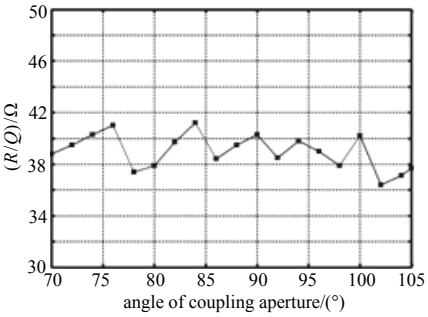

Fig.4 R/Q varies with opening angle
图 4 耦合阻抗随开口角度变化

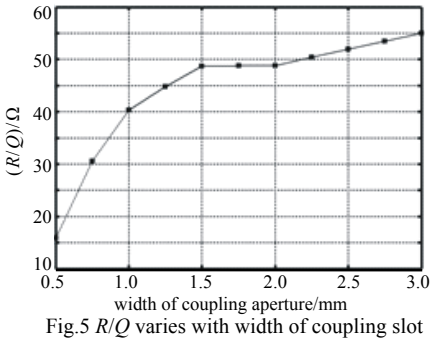

Fig.5 R/Q varies with width of coupling slot
图 5 耦合阻抗随耦合槽宽度变化

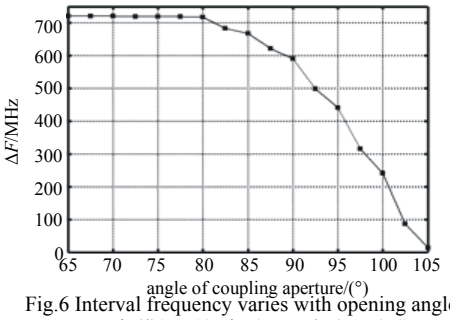

Fig.6 Interval frequency varies with opening angle
图 6 邻模间隔频率随开口角度的变化

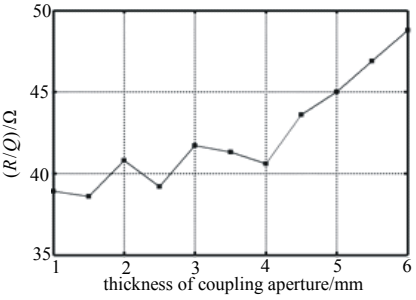

Fig.7 R/Q varies with thickness of coupling slot
图 7 特性阻抗随耦合槽厚度的变化

到目前为止，还没有一套准确的计算方法可以用来推算合适的耦合槽的相关参数，即耦合槽的厚度、宽度和开口的角度等，需要通过仿真优化结合实际情况，筛选出合适的参数。在研究中发现，在改变耦合槽开口角度的过程中腔体特性阻抗变化不大，但是当耦合槽的开口宽度增大时，特性阻抗会明显增大，如图 4 和图 5 所示。

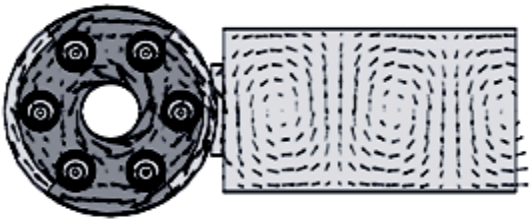

Fig.8 Field distribution of double-gap cavity
图 8 双间隙结构下的场分布

此外，当开口角度大于 105°后，特性阻抗突然变为零，注波互作用消失，观察场分布后发现，在开口角度过大后腔内场发生畸变，原因是耦合槽开口过大会导致相邻模式间隔频率变低，最终导致模式重叠发生畸变。如图 6 所示，在开口大于 105°之后，相邻模式间隔频率为 0，场发生重叠导致畸变。

因此开口角度要合理取值，耦合槽宽度也不宜过大，一方面过大会与漂移管重合，另一方面会降低谐振频率。文中取开口角度为 90°，槽宽度为 2.5 mm。

最后要确定的是耦合槽的厚度，即 2 个谐振腔间的距离，这一距离不仅影响着腔体的特性阻抗，而且还影响着腔体的耦合特性和耐压值。从图 7 中可以看出随着耦合槽厚度加厚，特性阻抗总体也在增大，在大于 4 mm 后，这一趋势尤为明显。但是这一取值同样不宜取得过大，因为该厚度一旦过大会导致双腔间的耦合效果变差，同时还会导致双间隙间电场分布不均，场分布失去对称性，容易造成局部击穿。综合分析后耦合槽厚度值取 6 mm，槽宽为 2 mm，开槽角度为 90°。

在优化参数的过程中，原则是保证结构内模式不变(TM_{010})的情况下，尽可能地提高特性阻抗，同时保证谐振频率为目标频率。最终设计双间隙腔谐振频率 9.3 GHz，Q 值为 270，模拟输出功率为 3 MW。图 8 为最终双间隙结构中的场分布。

图 9 为搭建的测试系统，图 10 为实测 S 参数曲线，谐振频率为 9.315 GHz，与之前仿真结果基本吻合。腔体 Q 值为 180，略小于仿真结果，原因在于腔体没有进行磨孔与焊接，导致能量会有泄露，属于测量误差允许范围之内。

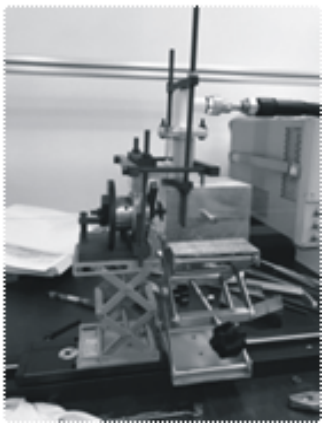

Fig.9 Test system
图 9 测试系统

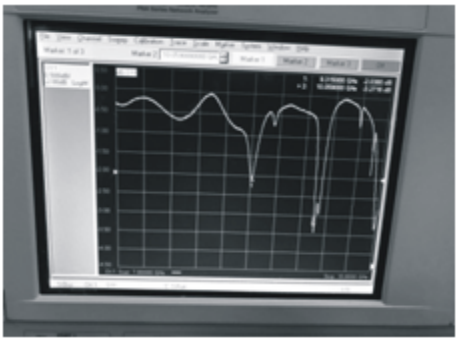

Fig.10 *S* parameter curve
图 10 *S* 参数曲线

2 结构特性

2.1 提高特性阻抗

特性阻抗 R/Q 是谐振腔的一个重要特性参数：

$$\frac{R}{Q}=\frac{[\int \boldsymbol{E}\mathrm{d}z]^2}{2\omega W} \tag{11}$$

式中：W 为谐振腔储能；$E(z)$为在谐振腔间隙某一径向位置的轴向电场分布，通常为沿谐振腔轴的轴向电场分布。输出腔特性阻抗越大，注波互作用越强，输出带宽越大，该特性很大程度上影响着整管的性能。通过优化漂移管头半径、谐振腔的高度等参数，尽可能地获取更大的 R/Q。从表 2 中可以看出，在同样的间隙距离下，双间隙腔的特性阻抗相对于单间隙腔可以提高 1 倍以上，优势十分明显，表中数据取编号为 1 的电子注通道计算获得，电子注通道编号如图 3 所示。

为研究多注腔中各个电子注通道的一致性，分别计算了各个通道的特性阻抗。表3中为6个电子注通道的特性阻抗对比，电子注通道编号如图3所示，可以发现腔体的各个电子注没有维持较好的一致性，表现为左右两侧保持一致性，但是上下两侧电子注通道一致性差异较大，其中的一个原因在于外接波导的耦合口影响了一致性，具体优化方案还有待进一步的研究。

表 2 单双间隙特性阻抗对比

Table2 Comparison of two structures' R/Q

distance of gap/mm	R/Q of one-gap cavity/Ω	R/Q of double-gap cavity/Ω
2.0	11.20	26.63
3.0	15.31	33.80
3.5	14.92	38.17
4.0	18.96	40.30
4.5	18.07	43.90
5.0	18.93	44.95

表3 6个电子注特性阻抗对比

Table3 Comparison of six beams' R/Q

No.	1	2	3	4	5	6
$(R/Q)/\Omega$	22.2	6.6	20.4	98.7	18.6	5.5

2.2 降低间隙电场

在大功率速调管中，输出间隙上的电压必须足够高，使电子注通过输出间隙时，将电子注的大部分能量取出，这个过程将在输出间隙上的峰值电压与电子注电压基本相等时发生，高频打火会限制间隙电压的提高，从而限制电子注电压的提高，进一步制约峰值功率。通过使用双间隙结构，可以有效解决间隙场强过高的问题[15]，同时还可以降低腔的高频损耗，对于提高峰值功率有着很重要的意义。计算漂移管中心线上的场强，结果如图 11 所示。在图 11 中可以看出，在单间隙腔中，间隙电场峰值为 1.39×10^7 V/m；在双间隙腔中，2 个间隙电场峰值分别为 8.2×10^6 V/m 和 7.6×10^6 V/m，无论是平均场强还是峰值场强都有一个明显的下降，可以看出双间隙结构可以承受更高的峰值功率。

2.3 展宽带宽

双间隙结构还有一个重要的特性是可以展宽带宽，速调管的带宽分为 2 种，一种是群聚带宽，另一种是输出带宽，文中所指的是展宽输出带宽。研究中发现，当结构工作在基模时，单间隙腔和双间隙腔的带宽几乎一致，没有明显区别，但当结构工作在高次模式下两者则有较大的差别。下面选取工作在 TM_{110} 的高次模，在该模式下

分析对比两者的 S 参数曲线，可以将波导端口和激励端口看成一个互易双端口网络来计算反射系数，观察增益下降 3 dB 的频宽来计算带宽。从图 12 中可以看出，在 9.3 GHz 工作频率上，单间隙结构的 3 dB 带宽为 84.2 MHz，双间隙结构的 3 dB 带宽为 120.7 MHz，带宽拓展了 43%。

由于该腔设计之初是工作在点频输出的速调管上，因此本身带宽较窄，要工作在宽带模式可以通过加载滤波器输出电路，也可以通过双间隙腔加载滤波器，进一步拓宽带宽，文中未进行此设计，旨在说明双间隙结构本身带来的拓宽带宽的效果。但是从图中不难发现，双间隙腔的增益相对于单间隙腔有所下降，可见双间隙腔的拓宽带宽是在牺牲部分增益的条件下实现的，实际应用过程中应该有所取舍。

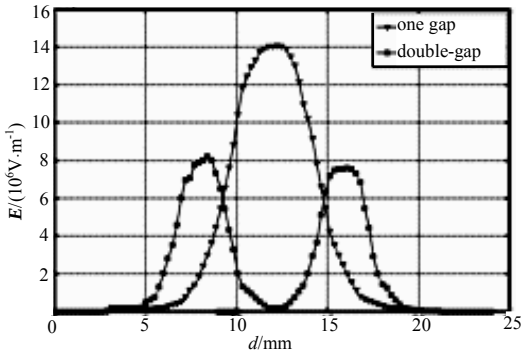

Fig.11 Electric field intensities of two structures
图 11 单双间隙的间隙场强对比

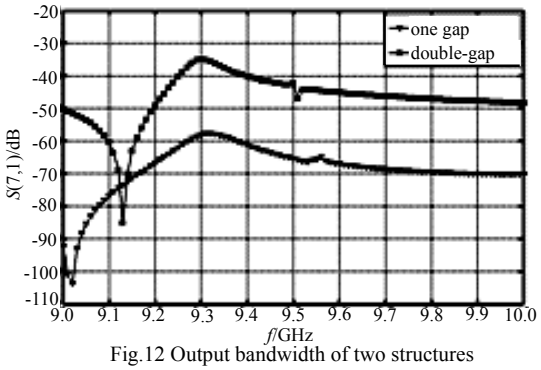

Fig.12 Output bandwidth of two structures
图 12 单双间隙的输出带宽对比

3 结论

本文就 X 波段同轴多注速调管中双间隙输出腔进行研究，包括结构设计和参数上的优化，通过理论计算得出初步值，然后用仿真工具进行优化，分析了不同结构参数对结构特性造成的影响。最后通过对比 2 种结构，证实双间隙腔可以提高特性阻抗，降低间隙电场，展宽频带，这对于提高峰值功率和效率具有重要的研究意义。由于该腔体为输出腔，冷测只能验证部分仿真结果，电场绝对值分布等都需要结合整管热测后加以分析，由于时间周期较长，这部分实验将在后续进行。

参考文献：

[1] 孙鹏. X 波段高峰值功率多注速调管的研究[D]. 北京:中国科学院研究生院, 2007. (SUN Peng. Research on X-band high power multi-beam klystron[D]. Beijing:Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2007.)

[2] 朱旭智. X 波段同轴多注速调管优化及仿真[D]. 成都:电子科技大学, 2015. (ZHU Xuzhi. Optimization and simulation on X-band coaxial multi-beam klystron[D]. Chengdu,China:University of Electronic Science and Technology of China, 2015.)

[3] SHABAZIAN A,BEGUM R,STOCKWELL B C. Design and development of 5 MW X-band klystron for medical and cargo screening applications[C]// Vacuum Electronics Conference. [S.l.]:IEEE, 2012:167-168.

[4] 陈新桥,朱允淑,丁耀根. TM220 高次模多注速调管矩形谐振腔[J]. 真空电子技术, 2002(4):44-47. (CHEN Xinqiao,ZHU Yunshu,DING Yaogen. Rectangle cavity of TM220 high mode multi-beam klystron[J]. Vacuum Electronics, 2002(4):44-47.)

[5] 丁耀根,刘濮鲲,张兆传,等. 大功率速调管的技术现状和研究进展[J]. 真空电子技术, 2010(6):1-8. (DING Yaogen,LIU Pukun, ZHANG Zhaochuan,et al. The state art and research progresses of high power klystron[J].Vacuum Electronics, 2010(6):1-8.)

[6] 吉尔摩. 速调管,行波管,磁控管. 正交场放大器和回旋管[M]. 北京:国防工业出版社, 2012. (GILMOUR A S. Klytrons, Travling Wave Tubes,magnetrons,crossed-field amplifiers,and gyrotrons[M]. Beijing:National Defense Industry Press, 2012.)

[7] 丁耀根. 大功率速调管的设计制造和应用[M]. 北京:国防工业出版社, 2010. (DING Yaogen. Design,manufacture and application of high power klystron[M]. Beijing:National Defense Industry Press, 2010.)

[8] 张瑞,王勇. 高峰值功率多注速调管的发展现状[J]. 真空电子技术, 2007(3):25-30. (ZHANG Rui,WANG Yong. Development of high peak power multi-beam klystron[J].Vacuum Electronics, 2007(3):25-30.)

[9] LVES L,FERGUSON P,MARSDEN D,et al. Development of an X-Band 50 MW multiple beam klystron[J]. High Energy Density & High Power Rf, 2003,69(1):100-106.

[10] 朱敏,罗积润,郭炜,等. X 波段三间隙耦合腔型输出回路间隙阻抗的模拟计算[J]. 真空科学与技术学报, 2009,29(6): 604-608. (ZHU Min,LUO Jirun,GUO Wei,et al. Gap impedance simulation of X-band three-gap coupled cavity output circuit[J]. Chinese Journal of Vacuum Science And Technology, 2009,29(6):604-608.)

[11] 张克潜,李德杰. 微波与光电子学中的电磁理论[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社, 2001. (ZHANG Keqian,LI Dejie. Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics[M]. 2nd ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2001.)

[12] 董玉和,丁耀根,肖刘. 微波同轴腔高阶 TM 模式参数的计算[J]. 强激光与粒子束, 2005,17(7):1038-1042. (DONG Yuhe,DING Yaogen,XIAO Liu. Calculation of higher-order TM mode parameters of microwave cylindrical coaxial cavity resonator[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2005,17(7):1038-1042.)

[13] 韩慧鹏,王勇,张瑞. 高次模多注速调管同轴输出腔性能改进的研究[J]. 电子与信息学报, 2011,33(8):1981-1987. (HAN Huipeng,WANG Yong,ZHANG Rui. Study of the performance improvement on coaxial output cavity for higher-order mode multiple-beam klystron[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2001,33(8):1981-1987.)

[14] EPPLEY K R,HERRMANNSFELDT W B,LEE T G. Improving the efficiency of microwave devices with a double output cavity[C]// 1986 Linear Accelerator Conference Proceedings. California:[s.n.], 1986:109-111.

[15] SHIN Ki R,KANG Yoon W,FATHY Aly E. Design guidelines of a double-gap microwave rebuncher cavity for a 400 MHz, 2.5 MeV energy light ion accelerator with lower gap voltage and field[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2014,61(2):817-823.

作者简介:

何享斌(1993-), 男, 浙江省金华市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为物理电子学. email:734030663@qq.com.

杨金生(1968-), 男, 内蒙古自治区赤峰市人, 博士, 主要研究方向为高功率磁控管和前向波放大管研制.

万知之(1989-), 男, 武汉市人, 助理工程师, 硕士, 主要研究方向为大功率速调管.

崔　萌(1986-), 女, 北京市人, 硕士, 主要研究方向为大功率速调管.

(上接第 118 页)

[7] RONCIÈRE O,ARCOS B A,SAULEAU R,et al. Radiation performance of purely metallic waveguide-fed compact Fabry-Perot antennas for space applications[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2007,49(9):2216-2221.

[8] AFZAL M U,ESSELLE K P. Quasi-analytical synthesis of continuous phase correcting structures to increase the directivity of circularly polarized Fabry-Perot resonator antennas[J]. Journal of Applied Physics, 2015,117(21):583-588.

[9] LU Y F,LIN Y C. A hybrid approach for finite-size Fabry-Perot antenna design with fast and accurate estimation on directivity and aperture efficiency[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2013,61(11):5395-5401.

文　鸿(1993-), 女, 重庆市人, 在读硕士研究生,主要研究方向为天线、建模仿真.email: 790136923@qq.com.

陈　星(1970-), 男, 四川省巴中市人, 博士生导师, 教授, 主要研究方向为天线、微波成像、全局优化、电磁场数值方法和并行计算领域.