

# 矩形 $\pi - \text{TM}_{310}$ 双间隙腔加载同轴滤波器型宽带输出电路研究

林福民<sup>1</sup>, 袁文蛟<sup>2</sup>

(1. 广东工业大学, 物理与光电工程学院, 广东广州 510006;

2. 深圳国人通信有限公司, 广东深圳 518057)

**摘要:** 本文提出了矩形  $\pi - \text{TM}_{310}$  双间隙腔加载同轴滤波器型宽带输出电路, 并对其可行性进行了论证, 对高次模双间隙腔中非工作模式的干扰程度和同轴线输出电路的功率容限等重要问题做了定量分析. 我们通过调整矩形双间隙腔的长宽比例并采用凹入结构, 明显扩大了  $\pi - \text{TM}_{310}$  模与相邻非工作模式的频率间隔, 有效抑制了非工作模式的干扰; 又采用了非常规的电子注孔布局, 使各个电子注孔的特性阻抗更均匀, 而且在加载同轴滤波器之后仍然很均匀. 研究表明, 经过优化设计的矩形  $\pi - \text{TM}_{310}$  双间隙腔加载同轴滤波器型输出电路具有很宽的输出频带, 在 X 波段相对带宽达到 14% 左右. 但由于  $\pi$  模双间隙腔与同轴线的耦合口较小, 而且该处还有短路销钉, 导致其输出功率容限较低, 约为几百 kW. 因此, 该类输出电路比较适合 X 波段或更高频段的中功率宽带多注速调管.

**关键词:** 多注速调管; 高次模; 双间隙腔; 宽带输出电路; 同轴滤波器

**中图分类号:** TN122      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2010) 03-0725-06

## Research on Broadband Output Circuit of Rectangular $\pi - \text{TM}_{310}$ Mode Double-Gap Cavity Loaded by Coaxial Line Filter

LIN Fu-min<sup>1</sup>, YUAN Wen-jiao<sup>2</sup>

(1. School of Physics & Optoelectronic Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

2. Shenzhen GrenTech Communications Limited, Shenzhen, Guangdong 518057, China)

**Abstract:** A new kind of broadband output circuit of rectangular  $\pi - \text{TM}_{310}$  mode double-gap cavity loaded by coaxial line filter is propounded and its feasibility is demonstrated. Some attention-getting cruxes, such as the influence of adjacent modes on the gap impedances and the power capacity of the coaxial line output circuit, are discussed. Smaller length-width ratio and a concave structure of rectangular cavity are adopted to magnify the frequency interval between the  $\pi - \text{TM}_{310}$  mode and adjacent modes. Then the disturbance from non-working modes can be effectively suppressed. The beam holes are disposed on novel but suitable positions so that the characteristic impedances along different beam holes are more uniform, and remain uniform after the rectangular  $\pi - \text{TM}_{310}$  mode double-gap cavity is loaded by a coaxial line filter. Our research results show that the optimum designed output circuit of rectangular  $\pi - \text{TM}_{310}$  mode double-gap cavity loaded by coaxial line filter has a very wide band. The relative bandwidth in X band reaches 14% or so. But the output power capacity is relatively low, about a few hundreds of kW, because the cavity's coupling hole with the coaxial line is relatively small, furthermore, in which there is a metal pin. So the output circuit is fit for medium power broadband multi-beam klystrons of X band or higher frequency.

**Key words:** multi-beam klystron; high order mode; double-gap cavity; broadband output circuit; coaxial line filter.

### 1 引言

多注速调管在保持速调管原有优点的基础上, 成倍地提高了效率带宽积, 大幅地降低了工作电压, 从而在空间通信、雷达和高能加速器等很多应用领域中具有明显优势. 然而, 研制高射频段的多注速调管却遇到了不少困难. 虽然俄罗斯已经研制出了频率高至 Ku 波段的

多注速调管, 但其效率较低, 带宽较窄. 国内最近刚研制成功的 X 波段多注速调管的效率和带宽等性能指标也较低, 而更高频段的多注速调管则还没研制成功. 研制高射频段多注速调管之所以困难, 其主要原因是工作于高射频段的基模谐振腔的横截面尺寸太小, 在很小的横截面上布置多个电子注通道, 不仅使研制高发射密度阴极、电子注聚焦系统和制管工艺等变得非常困难, 而且

漂移管孔径太小也会严重影响电子注的通过率,导致整管效率低下.为了克服这些困难,在高射频段(X波段以上)的多注速调管中采用高次模谐振腔的想法应运而生,而且已经有了大量论证工作<sup>[1~12]</sup>.目前普遍认同的结论是,在高射频段采用 TM 高次模谐振腔具有两方面优点:(1)在相同频率下, TM 高次模谐振腔的横截面比基模谐振腔明显增大,可以适当增大电子注孔,有利于降低阴极发射密度和工作电压,延长阴极寿命,提高电子注的通过率;(2)谐振腔中 TM 高次模具有多个轴向电场极值,若把电子注孔布置于这些轴向电场极值附近,则各个电子注孔的特性阻抗较大而且比较均匀,这有利于减少电子注的速度离散,提高注波换能效率.那么如何从 TM 高次模输出腔中高效率地提取微波能呢?其次,一般谐振腔中谐振模次越高,模式密集程度越大,如何有效地抑制非工作模式的干扰?这些都是发展高次模多注速调管急需解决的关键技术问题.

目前国内外普遍采用了 TM 高次模腔加载矩形波导输出电路.由于在 TM 高次模谐振腔的侧面开一个矩形耦合口将会严重破坏工作模式的轴向电场分布的对称性,使各个电子注孔的特性阻抗变得不均匀<sup>[13]</sup>,从而导致电子注速度离散加剧,注波换能效率降低.而更重要的是,电子注速度离散较大,这也是引起整管不稳定的重要因素之一.因此,采用 TM 高次模腔加载矩形波导输出的方法,显然不是一种提取微波能的最佳方法.

假如采用  $\pi$ -TM 高次模双间隙腔加载同轴线输出,那么只需在双间隙腔侧面开口引出电流,所开的耦合口可以比矩形波导的耦合口小得多,只要设计合理,输出腔中各个电子注孔的特性阻抗将仍保持比较均匀.我们近年来一直致力于  $\pi$ -TM 高次模双间隙腔及其同轴线输出电路的研究,这些研究结果<sup>[9,12]</sup>印证了上述结论.但是,在设计宽带输出电路的过程中却遇到了一些困难,主要是由于  $\pi$ -TM 高次模双间隙腔中工作模式与相邻非工作模式的频率间隔太小,这可能会产生杂模振荡.因此,我们不断调整  $\pi$ -TM 高次模双间隙腔和输出电路的结构,并深入研究了双间隙腔中各种高次模的场形和频率的变化规律,经过很长时间的的努力,终于找到了大幅扩大工作模与非工作模的频率间隔的方法,有效地抑制了非工作模式的干扰,实现了宽带输出.

## 2 宽带输出电路的结构和性能

图 1 是矩形 TM<sub>310</sub> 双间隙腔加载同轴滤波器型输出电路的结构和主要剖面中工作模的电场分布情况.

图 1 所示的矩形双间隙腔属于非重入式谐振腔,之所以不采用重入式谐振腔,是因为工作于 X 波段的矩形 TM<sub>310</sub> 模重入式双间隙腔中漂移管头与腔侧壁之间的空隙太小,在其中存在较强的横向电场,从而降低了特性阻抗.模拟计算结果表明,在相同频率和相同间隙宽度情况下,非重入式 TM<sub>310</sub> 模矩形双间隙腔比重入式 TM<sub>310</sub> 模矩形双间隙腔具有更大的特性阻抗,而且结构简单.

图 1 所示的非重入式矩形双间隙腔的长宽高分别为 56mm × 24mm × 11.7mm,每个间隙宽度为 3.6mm,耦合壁厚度 4.5mm,耦合壁中开两个大耦合槽和四个弧形小耦合槽,每个电子注孔的直径为 2.5mm,其它各部分都按照相同比例尺显示于图中.

同轴滤波器采用交叉短路销钉,中间是一段外径渐变的斜同轴线,同轴线与输出腔的耦合孔直径为 10.5mm,输出端同轴线的直径为 17.5mm,其内导体直径为 4.5mm,穿过大耦合槽与耦合壁相连.耦合孔处短路销钉的直径为 2mm,靠近输出端的短路销钉直径为 2.4mm,两个短路销钉的中心线相距 7.5mm.

从图 1(b)、(c)可见,矩形双间隙腔的工作模式为  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模,各漂移管对工作频率截止.两个相互作用间隙之间主要依靠两个大耦合槽进行耦合,而 4 个弧形小耦合槽中只有微弱的电场,对两个相互作用间隙之间的耦合贡献不大,其主要作用是改善各个电子注孔特性阻抗的均匀性.如图 1(c)所示,每边 6 个电子注孔不是分布于一个圆周上,采用这种非常规的电子注孔布局是为了使各个电子注孔的特性阻抗更均匀.

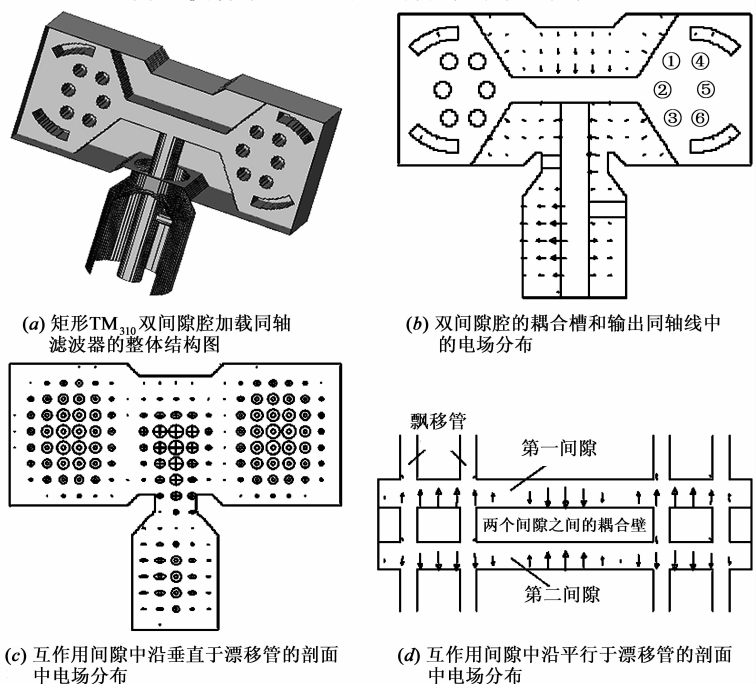


图 1

我们采用三维模拟软件 ISFEL3D 计算了图 1 所示的  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模矩形双间隙腔中各个电子注孔的特性阻抗和加载同轴滤波器以后各孔特性阻抗的相对值. 为了明确了解在耦合壁中多开 4 个弧形小耦合槽的作用, 我们还计算了缺少 4 个弧形小耦合槽的  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模矩形双间隙腔中各个电子注孔的特性阻抗, 作为比较. 这些计算结果均列于表 1 中.

表 1 矩形双间隙谐振腔中  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模的各孔特性阻抗

	孔 1	孔 2	孔 3	孔 4	孔 5	孔 6	最大最小
图 1 所示, 封闭的谐振腔中各孔特性阻抗 ( $\Omega$ )	27.44	28.36	27.20	24.56	28.40	24.40	1.16
少 4 个弧形耦合槽的谐振腔中各孔特性阻抗 ( $\Omega$ )	27.92	29.84	27.76	22.84	27.44	22.72	1.31
加载同轴滤波器以后各孔特性阻抗的相对值	1.12	1.17	1.14	1	1.16	1.01	1.17

表 1 显示, 封闭的矩形双间隙谐振腔中  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模的各孔特性阻抗很均匀, 加载同轴滤波器以后各孔特性阻抗仍然很均匀; 在耦合壁中多开了 4 个弧形小耦合槽对各孔特性阻抗的均匀性的改善非常明显.

采用三维模拟软件 ISFEL3D 得到输出腔耦合口的反射系数相位随频率的变化关系图 2, 采用速调管输出电路模拟计算方法<sup>[14,15]</sup>得到加载同轴滤波器的输出腔等效间隙阻抗随频率的变化关系图 3.

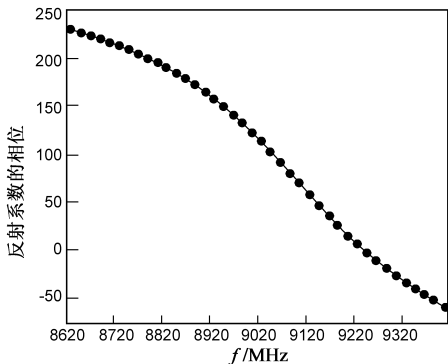


图 2 输出腔耦合口的反射系数相位随频率变化关系

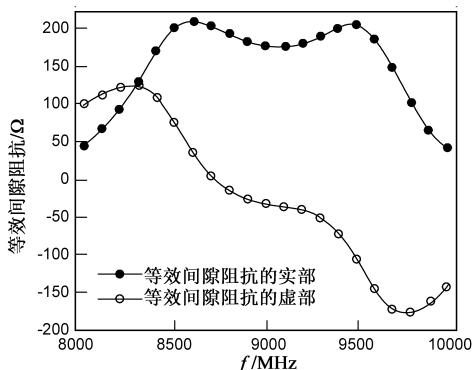


图 3 加载同轴滤波器的输出腔等效间隙阻抗随频率变化关系

根据图 2 数据, 采用反射系数相位法<sup>[16,17]</sup>计算输出腔的外观品质因数  $Q_{ext}$  为 24.6. 图 3 显示, 输出电路的工作频带为 8390 MHz ~ 9650 MHz (1dB 波动), 中心频率 9020 MHz, 绝对带宽 1260MHz, 相对带宽达到 14% 左右. 在 X 波段能获得如此宽的输出频带, 确实不容易.

若改变输出电路中各部分的尺寸, 输出腔等效间隙阻抗的频率特性曲线的变化规律与文献[18]所指出的规律完全一致, 下面图 4 和图 5 是调整输出端短路销钉的位置和直径后等效间隙阻抗实部的变化情况.

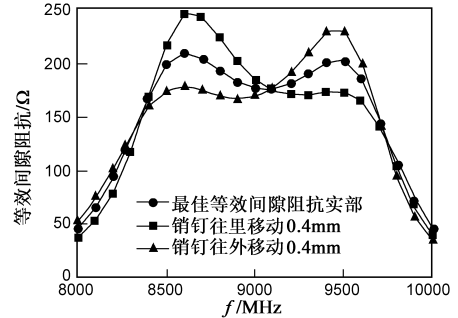


图 4 输出端短路销钉位置移动对输出腔间隙阻抗的影响

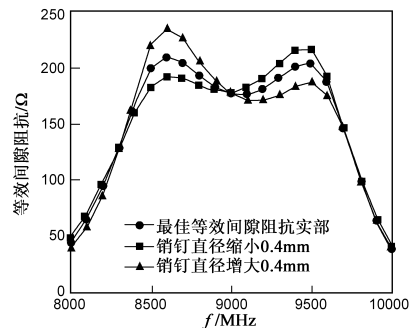


图 5 输出端短路销钉直径改变对输出腔间隙阻抗的影响

### 3 $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模矩形双间隙腔中非工作模式的影响

对于  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模矩形双间隙腔而言, 为了得到最大的特性阻抗和最对称的电磁场分布, 一般要使矩形谐振腔的长宽比为 3:1. 但若矩形谐振腔的长宽比为 3:1,  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模附近的模式频率间隔较小, 最靠近的非工作模式  $\pi$ -TM<sub>210</sub> 模和  $2\pi$ -TM<sub>310</sub> 模, 与工作模式  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模的频率间隔都只有 600 多 MHz. 我们在仔细分析了上述三种谐振模式的特性之后, 采取缩短矩形双间隙腔的长边的方法降低  $\pi$ -TM<sub>210</sub> 模的频率, 并重新调整了 12 个电子注孔的位置, 在保证便于加工和有利于散热的前提下, 使各个电子注孔的特性阻抗尽可能均匀. 再采用图 1 所示的凹入结构以提高  $2\pi$ -TM<sub>310</sub> 模的频率, 最终大幅拉开了  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模与非工作模式  $\pi$ -TM<sub>210</sub> 模和  $2\pi$ -TM<sub>310</sub> 模的频率间隔. 表 2 列出了 3 种不同形状的矩形双间隙腔中  $\pi$ -TM<sub>310</sub> 模附近的 5 个谐振模式的频率, 作为比较.

表 2 显示, 采用了缩小矩形双间隙腔的长宽比例和

凹入结构之后,  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模与非工作模式的频率间隔明显增大了, 这是拓宽输出电路工作频带的前提。

表 2 3种不同形状的矩形双间隙腔中  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模附近的5个谐振模式的频率

	$\pi$ -TM <sub>210</sub>	2 $\pi$ -TM <sub>210</sub>	$\pi$ -TM <sub>310</sub>	2 $\pi$ -TM <sub>310</sub>	$\pi$ -TM <sub>410</sub>
图 1 所示矩形双间隙腔(56mm×24mm)	7080.77 MHz	7876.21 MHz	9022.64 MHz	9973.33 MHz	11692.26 MHz
长宽改变为66mm×20mm,其它不变	7698.91 MHz	8313.84 MHz	9075.05 MHz	9710.63 MHz	10802.78 MHz
尺寸与图 1 相同,只是少了凹入结构	7079.04 MHz	7784.28 MHz	9029.92 MHz	9779.48 MHz	11731.51 MHz

为了更深入地了解图 1 所示的矩形  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模双间隙腔加载同轴滤波器型输出电路中非工作模式的影响,我们在很宽频域(7000~11000 MHz)中计算了输出腔等效间隙阻抗的频率特性(图 6),该频率范围涵盖了  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模附近的 5 个谐振模式。结果显示,与  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模最邻近的 2 $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和 2 $\pi$ -TM<sub>310</sub>模对输出腔等效间隙阻抗毫无影响。究其原因,矩形双间隙腔加载同轴滤波器以后仍然保持了上下腔结构的对称性,当双间隙腔处于 2 $\pi$ 模谐振时,上下腔耦合至同轴线的电磁波互相抵消。而  $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模在输出腔等效间隙阻抗的频率特性曲线中则有所体现,这是由于同轴滤波器中交叉短路销钉轻微地破坏了矩形双间隙腔的左右结构对称性。当矩形双间隙腔处于  $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模谐振时,虽然来自左右两边的感应电流方向相反,但大小略微不同,因此叠加后存在微弱输出。好在  $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模的频率离工作频带较远,对工作频带内的等效间隙阻抗影响相对较小。

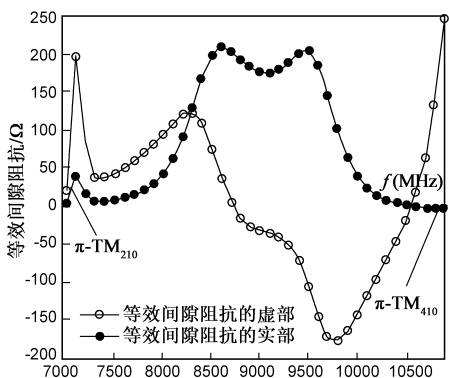


图 6 工作频带内及其两侧的输出腔等效间隙阻抗

如图 6 所示,  $\pi$ -TM<sub>210</sub>模对输出腔等效间隙阻抗实部的贡献是正的,形成了一个较小的谐振峰,这很容易理解。但是  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模对输出腔等效间隙阻抗实部的贡献却是负的,这使人感到困惑。经过仔细分析之后发现,当矩形双间隙腔处于  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模谐振时,12 个电子注孔分布于轴向电场很弱的位置上,以致于封住这些电子注孔所增加的等效电容甚微;相反,原来漂移管中存在微弱的消逝波,封住电子注孔就等于稍微缩小了电磁

波的弥散空间,使谐振腔的等效电感和等效电容都略微变小,所以在封住电子注孔之后,不仅不会使  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模频率变小,反而使其增大了,模拟计算结果证实了这一论断,详见表 3。

表 3 矩形双间隙腔中  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模附近 5 个模式在增加微扰电容前后的谐振频率变化情况

	$\pi$ -TM <sub>210</sub>	2 $\pi$ -TM <sub>210</sub>	$\pi$ -TM <sub>310</sub>	2 $\pi$ -TM <sub>310</sub>	$\pi$ -TM <sub>410</sub>
图 1 所示矩形双间隙腔(未加微扰电容)	7080.77 MHz	7876.21 MHz	9022.64 MHz	9973.33 MHz	11692.26 MHz
图 1 所示矩形双间隙腔(加微扰电容)	7069.88 MHz	7855.03 MHz	8990.46 MHz	9949.97 MHz	11700.46 MHz

一般在谐振腔中电子注孔处增加微扰电容之后,其 TM 模谐振频率将变小,但表 3 显示微扰后  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模谐振频率反而增大了 8.2MHz,这正是导致等效间隙阻抗实部为负值的原因,理由如下。

等效间隙阻抗实部的计算公式<sup>[14,19]</sup>为

$$R^* = \frac{(x_o - x_s)(x_o - x_p)}{(x_s - x_p)(1 + x_o^2)} \cdot \frac{f_0}{f} Z_c \quad (1)$$

$$Z_c = -\frac{1}{2} (R/Q) \frac{f_0}{\delta f} \quad (2)$$

在正常情况下,  $\delta f = f_p - f_0 < 0$ ,  $Z_c > 0$ ; 尚若微扰后频率增大了,那么  $Z_c < 0$ ,这必然导致  $R^* < 0$ 。因此,在这种情况下,基于微扰电容法的输出腔间隙阻抗模拟计算方法<sup>[14,15]</sup>和冷测方法都不正确了。

另外,式(2)中的  $(R/Q)$  是工作模式的特性阻抗,而图 6 中,在  $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和  $\pi$ -TM<sub>410</sub>模的谐振频率附近计算输出腔等效间隙阻抗时,仍然采用  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模的特性阻抗,这显然存在较大误差,但它并不会改变输出腔间隙阻抗的正负号。

前面已经提到,从图 6 看,似乎 2 $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和 2 $\pi$ -TM<sub>310</sub>模对输出腔的等效间隙阻抗没有任何影响。但其实不然,2 $\pi$ -TM<sub>210</sub>模和 2 $\pi$ -TM<sub>310</sub>模的影响是最至关重要的,它们将直接关系到输出回路是否稳定的问题。首先,由于工艺或其它原因,实际所采用的矩形双间隙腔中上下腔结构不是精确对称的,因此从上下腔耦合至同轴线中的高频电磁波不会完全抵消。其次,图 6 是根据速调管输出电路模拟计算方法<sup>[14,15]</sup>得出的,其中近似地认为上下腔中高频感应电流的大小相同,而实际上群聚电子注在上腔中进行注波能量转换之后,当它们进入下腔时,群聚电流已经大为减弱,绝不可能产生与上腔相同的高频感应电流。因此,对称的耦合双间隙腔在实际工作过程中将体现出不对称性,这将使 2 $\pi$ 谐振模也能通过同轴线耦合出部份高频能量。尤其是 2 $\pi$ -TM<sub>310</sub>模,其场形左右对称,两边耦合至同轴线的高频电磁波互相加强,将产生较强的输出。从表 3 可见,最靠近工作模的正是 2 $\pi$ -TM<sub>310</sub>模。因此,采用图 1 所示的凹入

结构,并合理选择凹入深度以增强上下腔的耦合,尽量拉开  $\pi$ -TM<sub>310</sub>模和  $2\pi$ -TM<sub>310</sub>模的频率间隔,就显得特别重要。

表 2 显示,图 1 所示矩形双间隙腔中  $2\pi$ -TM<sub>310</sub>模频率(9973.33 MHz)与工作频带(8390 MHz ~ 9650 MHz)离得比较远,因此它对输出腔等效间隙阻抗的影响相对较弱,在实际设计中,可以刻意使图 3 中等效间隙阻抗实部的右峰稍低一些,以抵消  $2\pi$ -TM<sub>310</sub>模的贡献。

#### 4 同轴线输出电路的功率容限估算

在大功率速调管中采用同轴线输出电路时,最受关注的问题就是输出功率容限如何?所以有必要针对这一问题做些讨论。在图 1 所示的同轴线输出电路中,最容易出现强电场击穿的位置是耦合口,该处同轴线的半径较小,并且有一支短路销钉。因此,该处的传输功率容限将决定了整个输出电路的功率容限。

对于没有销钉的同轴线,其功率容限为

$$P_{\max} = \frac{\pi a^2 E_m^2 \ln \frac{b}{a}}{\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}} \quad (3)$$

其中  $E_m$  为击穿电场强度,  $a$  和  $b$  分别为同轴线的内外半径。

同轴线中短路销钉引起了传输波的反射,从而导致传输功率容限下降为

$$P_{\max} = \frac{1 - |\Gamma|^2}{(1 + |\Gamma|^2)^2} \frac{\pi a^2 E_m^2 \ln \frac{b}{a}}{\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}} \quad (4)$$

其中  $|\Gamma|$  表示短路销钉在同轴线中的反射系数。

采用模拟方法可以求出带有短路销钉的同轴线中的驻波比  $\rho$ ,从而得到反射系数。

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (5)$$

图 7 是根据图 1 中耦合口和短路销钉的具体尺寸的模拟计算结果。图 7 显示,在输出电路的工作频带(8390 MHz ~ 9650 MHz)内,反射系数的大小不超过 0.4。空气中的击穿电场强度大约为 30kV/cm,据此估算,图 1 中耦合口在空气中的输出功率容限大约为 138kW。而在高真空条件下,击穿电场强度可以接近 100kV/cm<sup>[20]</sup>,

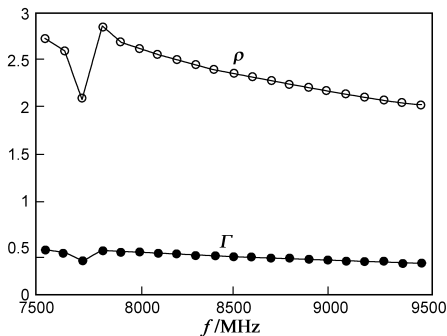


图7 短路销钉引起的反射系数和驻波比

尚若保守一点,选取击穿电场强度为 50kV/cm,则输出功率容限为 383kW。由此可见,图 1 所示的同轴线输出电路所适合的输出功率范围为 100kW ~ 400kW。

#### 5 结束语

综上所述,经过优化设计的矩形  $\pi$ -TM<sub>310</sub>双间隙腔加载同轴滤波器型输出电路,不仅腔内各电子注孔的特性阻抗很均匀,而且还具有很宽的输出频带,也能有效地抑制非工作模式的干扰,但输出功率容限较低,约为几百 kW。因此,该类输出电路最适合于 X 波段或更高频段的中小功率宽带多注速调管,具有很好的应用前景。

#### 参考文献:

- [1] 丁耀根,朱允淑.多注速调管高次模谐振腔的研究[A].中国电子学会真空电子学分会第十届学术年会论文集[C].北京:中国电子学会真空电子学分会,1995.77-80.
- [2] Bohlen H, Friedlander F, Lien E, HOM-klystrons. A possible low-voltage solution for high-power pulse applications[A]. Proceedings of the Third Workshop on Pulsed RF Sources for Linear Colliders (RF96) [C]. Hayama, Kanagawa, Japan: KEK, 1996. 148-155. (in Chinese)
- [3] 张益林,王定中,柯玉海,等.5cm 波段高次模多注速调管[A].中国电子学会真空电子学分会第十三届学术年会论文集[C].贵阳:中国电子学会真空电子学分会,2001.139-142.
- [4] 陈新桥,朱允淑,丁耀根.TM<sub>220</sub>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 Xin-qiao, ZHU Yun-shu, DING Yao-gen. Rectangle cavity of TM<sub>220</sub> high mode multi-beam klystron[J]. Vacuum Electronics, 2002, (4): 44-47. (in Chinese)
- [5] 陈新桥,朱允淑,丁耀根,高次模多注速调管的矩形双间隙输出腔的研究[J].电子与信息学报,2003,25(8):1126-1129.  
CHEN Xin-qiao, ZHU Yun-shu, DING Yao-gen. Study of rectangular double gap output cavity of high mode multi-beam klystron[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2003, 25(8): 1126-1129. (in Chinese)
- [6] Gerashchenko O V. Broadband power extraction from higher mode active multicavity systems[J]. Journal of Communications Technology and Electronics, 2004, 49(3): 317-326.
- [7] 董玉和,丁耀根,肖刘.同轴谐振腔高阶横磁模式参数的研究[J].物理学报,2005,54(12):5629-5635.  
Dong Yu-he, Ding Yao-gen, Xiao Liu. Research on parameters of higher-order transverse magnetic modes in cylindrical coaxial cavity resonator[J]. Acta Physica Sinica, 2005, 54(12): 5629-5635. (in Chinese)
- [8] 张瑞,王勇.TM<sub>610</sub>高次模圆柱谐振腔的模拟研究[J].强

- 激光与粒子束, 2006, 18(7): 1129 – 1133.
- ZHANG Rui, WANG Yong. Simulation of TM<sub>610</sub> higher-order mode cylindrical cavity [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2006, 18(7): 1129 – 1133. (in Chinese)
- [9] Yuan W J, Lin F M, Wang H Y. Research on  $\pi$ -mode double gaps rectangle TM<sub>310</sub> cavity [A]. Proceedings of 5th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology [C]. Guilin, China; CIE, IEEE Beijing Section, IEE Beijing Center, 2007. 538 – 541.
- [10] 曹静, 丁耀根, 沈斌, 古学春. 电感调谐的同轴谐振腔中 TM<sub>s10</sub> 模电场分布的研究 [J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1243 – 1246.
- CAO Jing, DING Yao-gen, SHEN Bin, GU Xue-chun. Research on field distribution of TM<sub>s10</sub> mode in cylindrical coaxial cavity resonator with inductive tuning [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(5): 1243 – 1246. (in Chinese)
- [11] 王宏义, 林福民, 袁文蛟. 中央开耦合槽的矩形双间隙谐振腔中  $\pi$ -TM 高次模研究 [J]. 强激光与粒子束, 2008, 20(10): 1694 – 1698.
- WANG Hong-yi, LIN Fu-min, YUAN Wen-jiao. TM high order mode of rectangular double-gap cavity with a coupling slot in the center [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2008, 20(10): 1694 – 1698. (in Chinese)
- [12] 王宏义, 林福民.  $\pi$ -TM<sub>610</sub> 模同轴双间隙腔耦合同轴线输出电路 [J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10).
- WANG Hong-yi, LIN Fu-min. Output circuit of  $\pi$ -TM<sub>610</sub> mode double-gap coaxial cavity coupled with coaxial line [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(10). (in Chinese)
- [13] 丁耀根, 曹静, 张永清, 沈斌, 王彩英. X 波段同轴腔多注速调管的研究 [A]. 中国电子学会真空电子学分会第十五届学术年会论文集 [C]. 昆明: 中国电子学会真空电子学分会, 2005. 99 – 102.
- [14] 林福民, 丁耀根, 刘铁山, 孙小欣. 宽带速调管滤波器加载输出腔间隙阻抗的频率特性的模拟计算方法 [J]. 电子与信息学报, 2003, 25(12): 1798 – 1804.
- LIN Fu-min, DING Yao-gen, LIU Tie-shan, SUN Xiao-xin. A simulation method for computing the gap impedance varying with frequency of output cavity loaded with a filter [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2003, 25(12): 1798 – 1804. (in Chinese)
- [15] 林福民, 丁耀根, 张志强, 黄云平. 速调管双间隙腔的间隙阻抗矩阵频率特性的模拟计算方法 [J]. 电子与信息学报, 2004, 26(9): 1480 – 1486.
- LIN Fu-min, DING Yao-gen, ZHANG Zhi-qiang, HUANG Yun-ping. Simulation computation method for calculating the impedance matrix of double gap cavity of klystron [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2004, 26(9): 1480 – 1486. (in Chinese)
- [16] Norman M. Kroll, David U L Yu. Computer Determination of the External Q and Resonant Frequency of Waveguide Loaded Cavities [R]. California, USA: SLAC, SLAC – PUB – 5171, January 1990.
- [17] 林福民, 王志勇, 黄焕辉. 反射系数相位法计算谐振腔外观品质因数的局限性 [J]. 强激光与粒子束, 2005, 17(9): 1399 – 1404.
- LIN Fu-min, WANG Zhi-yong, HUANG Huan-hui. Limitation of  $Q_{\text{ext}}$  calculation method based on reflectance phase [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2005, 17(9): 1399 – 1404. (in Chinese)
- [18] 丁耀根, 陆孝厚. 具有两节滤波器的速调管宽带输出端的设计方法 [J]. 电子学通讯, 1982, 4(3): 168 – 174.
- [19] 林福民, 丁耀根. L 波段多注速调管同轴线滤波器宽带输出回路的研究和设计 [J]. 电子与信息学报, 2004, 26(5): 813 – 819.
- LIN Fu-min, DING Yao-gen. The research and design of a coaxial filter broadband output circuit for L-band multiple beam klystron [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2004, 26(5): 813 – 819. (in Chinese)
- [20] 电子管设计手册编委会, 大功率速调管设计手册 (第一版) [M]. 北京: 国防工业出版社, 1979. 195.

#### 作者简介:

**林福民** 男, 1964 年 12 月出生于广东汕头, 教授, 博士, 主要从事高功率微波和射频电子技术的研究。

E-mail: llffmm@sohu.com

**袁文蛟** 男, 1982 年 12 月出生于湖北大冶, 硕士, 主要从事射频电子技术的研究。

E-mail: yuanwenjiao110@sohu.com