

## 速调管输出腔高阶横磁模式加载波导滤波器输出回路

董玉和<sup>\*①</sup> 刘永霞<sup>②</sup> 朱敏<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(内蒙古科技大学数理学院 包头 014010)

<sup>②</sup>(中国飞行试验研究院西安远方航空技术发展总公司 西安 710089)

<sup>③</sup>(中国科学院电子学研究所中国科学院高功率微波源与技术重点实验室 北京 100190)

**摘要:** 该文设计了工作于高阶横磁  $TM_{310}$  模式单间隙封闭圆柱同轴腔。在输出矩形波导内设计了横向电感滤波膜片的新型结构。用模拟场分析法计算了腔内 6 个漂移管中心处间隙阻抗平均值的频率特性。模拟和计算发现, 该结构模式输出回路的间隙阻抗平均值随频率的变化出现双峰曲线。这表明, 采用滤波膜片波导的输出带宽比采用空波导情形的带宽有明显的增加。

**关键词:** 多注速调管; 同轴谐振腔; 高阶横磁模; 间隙阻抗; 输出带宽; 滤波器加载输出回路

中图分类号: TN122+.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)05-1267-04

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01269

## Klystron Output Circuit of High Order Transverse Magnetic Mode in Coaxial Cavity Loaded with Waveguide Filter

Dong Yu-he<sup>①</sup> Liu Yong-xia<sup>②</sup> Zhu Min<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(School of Science, Inner Mongolian University of Science and Technology, Baotou 014010, China)

<sup>②</sup>(China Flight Test Research Institute Xian Yuanfang Aviation Technology Development Corporation, Xi'an 710089, China)

<sup>③</sup>(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** Single gap close coaxial resonator cavity with high order  $TM_{310}$  mode is designed. A new structure of output rectangular waveguide with the transverse inductance filter diaphragms is also designed. The average gap impedance variation with the frequency at the six drift tube center in the cavity are simulated and calculated. It is found that the curve of average gap impedance on frequency have two peaks, it indicates that the relative bandwidth of this output circuit is larger than that of empty waveguide.

**Key words:** Multi-beam klystron; Coaxial resonant cavity; High-order transverse magnetic mode; Gap-impedance; Output bandwidth; Filter loaded output circuit

### 1 引言

速调管高频系统采用传统圆柱腔及  $TM_{010}$  模式的缺点是高频段腔体横截面积小, 阴极负荷大而容易发生高压击穿。随着微波器件向着高频率和高功率方向发展, 圆柱同轴谐振腔及其高阶工作模式的研究日渐增多。高阶工作模式适合于对功率的要求强于对信号频宽要求的情形。采用同轴腔及高阶  $TM_{n10}$  模式, 腔内轴向谐振电场的极大值位于远离腔体轴心的环形区域, 有利于增大腔体横截面尺寸, 从而减轻阴极负荷, 降低管子的工作电压, 获得高的脉冲功率和平均输出功率<sup>[1-3]</sup>。而且, 谐振腔内高阶模式的电场强度峰值尖锐, 在该处安置供电子束穿越的带间隙的漂移管, 有利于增强注波互作用

效率和特性阻抗<sup>[4]</sup>。但是高次模工作的稳定性也是需要特别注意的问题<sup>[5]</sup>。

### 2 工作于 $TM_{310}$ 模式单间隙封闭圆柱的同轴腔

速调管高频输出系统圆柱同轴谐振空腔的谐振频率  $f$ , 特性阻抗  $R/Q$ , 腔体横截面的内外半径,  $TM_{n10}$  工作模式的谐振频率和轴向谐振电场的极大值处(漂移管中心)对应的位置半径等系列相关参数的解析解可通过理论编程计算获得<sup>[6]</sup>。而在腔内设置漂移管后, 腔体结构非常复杂, 其谐振频率除了用软件模拟或实验外, 其解析解很难得到。对工作在  $TM_{310}$  模式的带漂移管圆柱同轴腔, 预设 6 个电子注漂移管(1~6 号)和另外 6 个起补偿作用的漂移管相间排列<sup>[7]</sup>。其剖面结构如图 1(a)所示。图 1(b)表示各单间隙漂移管的结构。通过 CST 软件模拟显示, 谐振腔的谐振频率  $f$  随腔体高度  $l$ , 外半径  $a$  和

2012-09-28 收到, 2013-01-07 改回

国家自然科学基金(61062001)资助课题

\*通信作者: 董玉和 dongyuhedhx@163.com

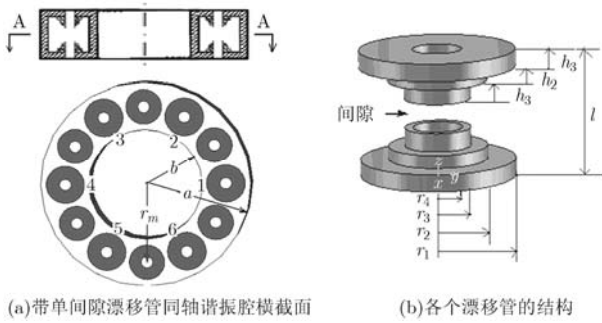


图 1 带漂移管圆柱同轴腔

漂移头厚度  $r_d = r_3 - r_4$  的增加而降低；随内半径  $b$  和间隙距离  $d$  的增加而增大；随漂移管底座外半径  $r_1$  和  $r_2$  的增大而增加；随漂移管半径  $r_4$  的增大而减小，这与理论上的定性预测相吻合<sup>[8]</sup>。特征阻抗  $R/Q$  随着腔体高度  $l$ ，内半径  $b$  和间隙距离  $d$  的增加而增大；随外半径  $a$  和漂移头长度的增加而降低。调节这些参数可找到所需要的谐振频率和最大的特性阻抗  $R/Q$  值。

### 3 加载波导滤波器输出腔的等效电路分析

速调管的总带宽不仅取决于群聚带宽，而且还取决于输出段的带宽。为了充分挖掘多电子注技术的带宽潜力，进一步提高多注速调管的带宽，必须研究和设计具有足够宽带的输出段。根据速调管谐振腔中注波的相互作用原理，输出功率基本上正比于输出腔的等效间隙阻抗实部。输出腔间隙阻抗(或阻抗矩阵)的频率特性不仅决定了输出带宽，而且对整管效率也有重要的影响，它是速调管输出回路最为关键的性能参数。

单腔及未加滤波膜片输出阻抗频率特性的计算结果及其相应的曲线见参考文献[9]。与其相比较，为增加输出带宽，在输出矩形波导中设置一组对称膜片构成电感式滤波器，谐振腔加载波导滤波器时腔内  $TM_{310}$  驻波模式及波导内的  $TE_{10}$  行波基模式在  $Z=0$  截面上的纵向电场分布如图 2 所示。其等效电路如图 3 所示。其中， $I_1$  和  $V_1$  表示漂移管间隙处的等效电流和等效电压， $I_2$  和  $V_2$  表示波导输出端口处的等效电流和等效电压。 $L$  和  $C$  分别为腔的等效电感和等效电容，耦合口等效为理想变压器。

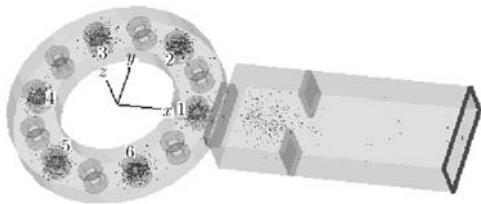


图 2 同轴谐振腔加载滤波器结构及其内的电场分布

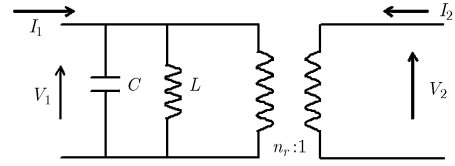


图 3 高频输出结构图 2 对应的等效电路

利用高频电磁场软件对该输出结构进行单端口散射模拟，在 3 维器件重要位置处逐点提取模拟结果中电磁场数值，将其代入等效电路公式中，可计算单间隙输出腔的间隙阻抗有实部和虚部两个分量。这里我们仅考虑间隙阻抗的实部。在图 2 所示结构 1~6 号 6 个漂移管的中心间隙阻抗的实部为

$$R = V^2 / 2P_e = \left( \int_b^h \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \right)^2 / 2P_e \quad (1)$$

式中  $V$  是间隙处的电压，即轴向电场沿电子束路径的线积分。总功率  $P_e = I^2 R / 2$ 。其中总电流  $I$  在未加电子注时是未知的。波导中的平均输出功率为<sup>[10]</sup>

$$P_e = \frac{1}{2} \text{Re} \left[ \iint_s (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \right] = \frac{1}{2Z_{TE_{10}}} \iint_s (\mathbf{E} \cdot \mathbf{E}) \cdot d\mathbf{s} \quad (2)$$

其中  $Z_{TE_{10}} = 120\pi / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}$  是矩形波导  $TE_{10}$  基模的波阻抗， $a$  是波导横截面宽边的尺寸。

### 4 输出腔漂移管中心间隙阻抗的模拟计算

同轴谐振腔内高阶  $TM_{n,10}$  模有  $2n$  个谐振电场极大值，分别处于各漂移管间隙中心处。由于谐振电场的相位关系，在某时刻只有  $n$  个漂移管处的电子注输出功率。设  $n$  个电子束等效电流的幅值相等，即  $I_{\text{总}} = i = \sum_{i=1}^n I_i = nI_i$ ， $n$  为电子束的数目。 $V_i$  为第  $i$  个漂移管中心处的等效电压， $I_i$  为第  $i$  个漂移管中电子注的电流。由等效电路理论，第  $i$  个漂移管中心间隙阻抗的实部为<sup>[11]</sup>

$$R_i = V_i / I_i = \left( \int_{l_i} \mathbf{E}_{z,i} \cdot d\mathbf{l} \right) / I_i \quad (3)$$

第  $i$  个间隙处的功率  $P_i$  与总功率  $P$  的关系为

$$\frac{P_i}{P} = \frac{0.5 I_i V_i}{0.5 \sum_{i=1}^n I_i V_i} = \frac{V_i}{\sum_{i=1}^n V_i} \quad (4)$$

$$R_i = \frac{V_i^2}{2P_i} = \frac{V_i \sum_{i=1}^n V_i}{2P} \quad (5)$$

$$P = \frac{1}{2} I^2 R = \sum_{i=1}^n P_i = \frac{1}{2} I_i^2 \sum_{i=1}^n R_i = \frac{1}{2} \left( \frac{I_{\text{总}}}{n} \right)^2 \sum_{i=1}^n R_i = \frac{I_{\text{总}}^2}{2} \frac{\sum_{i=1}^n R_i}{n^2} \quad (6)$$

总的间隙阻抗为

$$R = \left( \sum_{i=1}^n R_i \right) / n^2 \quad (7)$$

利用场分析法采集图 2 中 1-6 号 6 个漂移管中心模拟结果的数据。代入式(1)和式(7)计算可得表 1

的数据，其对应于的间隙阻抗实部如图 4 所示。6 个漂移管的平均间隙阻抗如表 2 和图 5 所示。其 3 dB 相对带宽约为 0.63%。马鞍形曲线表明，加载波导滤波器情形的带宽比加载空波导情形的单峰值曲线情形的相对带宽 0.32%有明显的增加<sup>[7,9]</sup>。

表 1 输出腔相关参数的模拟计算结果

$f(\text{GHz})$	$V_1(\text{V})$	$V_2(\text{V})$	$V_3(\text{V})$	$V_4(\text{V})$	$V_5(\text{V})$	$V_6(\text{V})$	$Z(\Omega)$	$E_z E_s \text{ds}(\text{Wm}^2)$
9.800	5.16e-3	7.70e-3	5.83e-3	5.78e-3	5.98e-3	5.98e-3	489.44	1.23e-4
9.810	1.66e-2	1.86e-2	1.85e-2	1.79e-2	1.87e-2	1.88e-2	489.10	4.16e-4
9.815	3.01e-2	3.19e-2	3.34e-2	3.37e-2	3.33e-2	3.36e-2	488.93	7.78e-4
9.820	4.46e-2	4.90e-2	4.86e-2	4.63e-2	4.84e-2	4.89e-2	488.76	1.17e-3
9.825	5.77e-2	6.03e-2	6.30e-2	6.36e-2	6.30e-2	6.36e-2	488.59	1.57e-3
9.830	6.74e-2	7.37e-2	7.30e-2	6.99e-2	7.31e-2	7.38e-2	488.42	1.87e-3
9.835	6.56e-2	6.74e-2	7.07e-2	7.14e-2	7.05e-2	7.12e-2	488.25	1.88e-3
9.840	4.55e-2	4.92e-2	4.87e-2	4.62e-2	4.84e-2	4.90e-2	488.09	1.32e-3
9.845	8.74e-3	8.87e-3	9.31e-3	9.40e-3	9.30e-3	9.39e-3	487.92	6.00e-5
9.850	3.17e-2	3.39e-2	3.36e-2	3.18e-2	3.34e-2	3.37e-2	487.75	9.83e-4
9.855	6.01e-2	6.03e-2	6.33e-2	6.39e-2	6.32e-2	6.38e-2	487.59	1.89e-3
9.860	6.92e-2	7.31e-2	7.24e-2	6.93e-2	7.26e-2	7.31e-2	487.42	2.25e-3
9.865	6.30e-2	6.28e-2	6.56e-2	6.62e-2	6.58e-2	6.62e-2	487.25	2.08e-3
9.870	5.02e-2	5.26e-2	5.22e-2	4.97e-2	5.21e-2	5.24e-2	487.09	1.69e-3
9.875	3.63e-2	3.58e-2	3.76e-2	3.79e-2	3.76e-2	3.77e-2	486.92	1.24e-3
9.880	2.24e-2	2.32e-2	2.30e-2	2.23e-2	2.33e-2	2.33e-2	486.73	7.80e-4
9.890	1.83e-3	1.85e-3	1.87e-3	1.96e-3	2.02e-3	1.98e-3	486.43	6.44e-5

表 2 输出腔各漂移管间隙阻抗及总间隙阻抗 ( $\Omega$ )

$f(\text{GHz})$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$	$R_5$	$R_6$	$R$
9.800	750	1118	847	839	868	869	148
9.810	2125	2387	2370	2300	2392	2407	338
9.815	3707	3930	4114	4150	4100	4141	670
9.820	5325	5858	5808	5534	5781	5842	949
9.825	6651	6953	7263	7332	7263	7334	1189
9.830	7566	8280	8199	7854	8209	8286	1344
9.835	7105	7297	7657	7731	7638	7715	1254
9.840	4808	5204	5155	4888	5123	5179	843
9.845	3915	3973	4167	4210	4163	4204	684
9.850	3119	3338	3308	3127	3282	3316	541
9.855	5812	5828	6119	6178	6112	6163	1006
9.860	6438	6802	6736	6450	6761	6804	1111
9.865	5759	5738	6000	6055	6017	6051	989
9.870	4466	4680	4642	4414	4634	4660	763
9.875	3182	3137	3294	3319	3293	3308	542
9.880	1917	1985	1969	1908	1998	1997	327
9.890	160	161	163	170	176	172	28

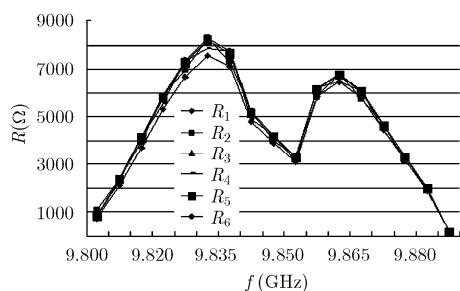


图 4 加载波导滤波器后同轴腔 6 个漂移管中心的间隙阻抗

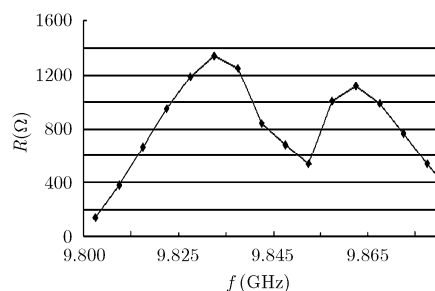


图 5 加载波导滤波器后同轴腔 6 个漂移管中心的平均间隙阻抗

## 5 结束语

由场分析法计算同轴腔加载矩形波导和滤波器的各漂移管间隙的间隙阻抗频率特性及输出带宽。与未加载滤波器情形平均间隙阻抗的曲线相比, 加载滤波器情形漂移管中心的平均间隙阻抗的频率曲线出现双峰形状, 其相对输出带宽有明显的增加。为了进一步增加带宽, 理论上可采用双间隙耦合型谐振腔加载多节波导滤波器结构<sup>[12]</sup>, 这是下一步要进行的工作。

## 参考文献

- [1] 董玉和, 丁耀根, 肖刘. 给定频率后同轴谐振腔的尺寸与  $TM_{n10}$  模式阶数的可调性[J]. 强激光与粒子束, 2010, 22(2): 294-298.  
Dong Yu-he, Ding Yao-gen, and Xiao Liu. Adjustability of coaxial cavity resonator size and  $TM_{n10}$  mode order for given frequency[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2010, 22(2): 294-298.
- [2] 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 Hui-peng, Wang Yong, and Zhang Rui. Study of the performance improvement on coaxial output cavity for higher-order mode multiple-beam klystron[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(8): 1981-1987.
- [3] Dong Yu-he, Liu Tian-da, Huang Chuan-lu, et al. Gap impedance of  $TM_{310}$ -mode in cylindrical coaxial output cavity of klystron[C]. Thirteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference and Ninth IEEE International Vacuum Electron Sources Conference, Monterey, California, 2012: 57-58.
- [4] 董玉和, 陶新, 刘永霞, 等. 双耦合同轴腔  $TM_{310}$  模加载空波导输出回路[J]. 强激光与粒子束, 2012, 24(9): 2174-2178.  
Dong Yu-he, Tao Xin, Liu Yong-xia, et al. Output circuit of  $TM_{310}$  mode in double-coupled coaxial cavity resonator loaded with empty waveguide[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2012, 24(9): 2174-2178.
- [5] 韩慧鹏, 王勇, 张瑞. 多注速调管  $TM_{310}$  模同轴谐振腔杂模抑制的研究[J]. 真空科学与技术学报, 2011, 31(4): 413-418.  
Han Hui-peng, Wang Yong, and Zhang Rui. Parasitic-mode-suppression in  $TM_{310}$ -mode coaxial resonator of multiple-beam klystron[J]. *Chinese Journal of Vacuum*

- [6] 董玉和, 丁耀根, 肖刘. 同轴谐振腔高阶横磁模式参数研究[J]. 物理学报, 2005, 54(12): 5629-5636.  
Dong Y H, Ding Y G, and Xiao L. Research on parameters of higher-order transverse magnetic modes in cylindrical coaxial cavity resonator[J]. *Acta Physica Sinica*, 2005, 54(12): 5629-5636.
- [7] 董玉和. 微波圆柱和同轴高阶横磁模式及其输出耦合[D]. [博士学位论文], 中国科学院电子学研究所, 2006.  
Dong Yu-he. Research on higher order transverse magnetic mode of microwave cylindrical coaxial cavity and its cut-coupling[D]. [Ph.D. dissertation], Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2006.
- [8] 沈致远. 微波技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 1980: 140.  
Shen Zhi-yuan. *Microwave Technology*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1980: 140.
- [9] 董玉和, 丁耀根, 王进华. 速调管输出腔高阶  $TM$  模式间隙阻抗的模拟计算[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(10): 2517-2520.  
Dong Yu-he, Ding, Yao-gen, and Wang Jin-hua. Simulation and calculation on gap impedances of higher order  $TM$  mode in output cavity of klystron[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(10): 2517-2520.
- [10] 张克潜, 李德杰. 微波与光电子学中的电磁理论[M]. 第 2 版, 北京: 电子工业出版社, 2001: 233.  
Zhang Ke-qian and Li De-jie. *Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics*[M]. Second Edition, Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001: 233.
- [11] 王进华, 丁耀根, 沈斌. 用场分析法求解速调管输出回路特性参数[J]. 强激光与粒子束, 2005, 17(6): 893-896.  
Wang Jin-hua, Ding Yao-gen, and Shen Bin. Characteristic parameters in klystron output circuit by field analysis method[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2005, 17(6): 893-896.
- [12] 谢兴娟, 黄传禄, 董玉和, 等. 双间隙同轴腔加载波导滤波器输出回路设计[J]. 强激光与粒子束, 2012, 24(8): 1925-1930.  
Xie Xing-juan, Huang Chuan-lu, Dong Yu-he, et al. Output circuit design for double gap coaxial cavity loaded with waveguide filter[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2012, 24(8): 1925-1930.

董玉和: 男, 1959 年生, 教授, 博士, 目前的研究方向为物理电子学。

刘永霞: 女, 1984 年生, 硕士, 目前的研究方向为物理电子学。

朱 敏: 女, 1976 年生, 副研究员, 博士, 目前的研究方向为高功率微波与毫米波。