

3-节滤波器型 π -模双间隙腔加载同轴-矩形波导输出电路研究

林福民

(汕头大学物理系 汕头 515063)

摘要: 该文提出了一种适合于低频段中等功率的宽带速调管的新型3-节滤波器型输出电路— π -模双间隙腔加载同轴-矩形波导输出电路, 并对输出电路的性能以及各部分结构对输出腔间隙阻抗的影响规律进行详细研究。研究结果表明, 同轴-矩形波导混合型输出电路不仅克服了低频段宽带速调管中输出波导尺寸太大而影响聚焦系统的困难, 有利于提高电子注通过率和整管效率, 同时还具有很好的输出带宽潜力和良好的高功率承受能力。

关键词: 宽带速调管; 输出电路; 同轴-矩形波导转换; 双间隙腔; 滤波器

中图分类号: TN122

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2775-05

Research on 3-Stage Filter Type of Output Circuit of π -Mde Duple-gap Cavity Laded by Coaxial-Rectangular Waveguide

Lin Fu-min

(Department of Physics, Shantou University, Shantou 515063, China)

Abstract: A new kind of 3-stage filter type of output circuit for lower RF band and middle power broadband klystron, π -mode double-gap cavity loaded by Coaxial-Rectangular Waveguide output circuit, is put forward and the feasibility is demonstrated. The performance of this kind of output circuit is simulated and the influence of all parts of the output circuit on the gap impedance of the output cavity is investigated in detail. The research results show that, the coaxial-rectangular waveguide output circuit not only overcomes the obstacle of big rectangular waveguide's impairment of focus system of beams and is of benefit to raising the efficiency, but also has a very wide band and high power capacity.

Key words: Broadband klystron; Output circuit; Coaxial-rectangular waveguide transition; Double-gap cavity; Filter

1 引言

低频段(L波段和P波段)的宽带微波管在现代通信、雷达、微波武器以及高能粒子加速器等方面具有重要应用, 由于频率较低, 它们一般都体积较大而且很笨重。宽带多注速调管具有体积较小、效率频宽较大和工作电压低等优点^[1-6], 从而具有明显的综合性能优势。但是, 目前国内只有S波段和C波段宽带多注速调管的研制技术比较成熟, 而研制低频段(L波段和P波段)的宽带多注速调管还存在不少障碍, 其主要原因是: 电子注聚焦很困难, 宽带输出回路稳定性较差, 容易产生振荡等。

宽带多注速调管通常采用输出腔加载矩形波导滤波器型输出电路^[5,6], 但采用较大横截面积的矩形波导与输出腔耦合, 将会严重影响电子注聚焦, 从而影响整管效率和稳定性。若采用同轴波导与输出腔耦合, 则同轴波导横截面比传输低频段微波的矩形波导的横截面小得多, 这将对电子注聚焦系统的设计非常有利。文献[7]已经对L波段宽带多注速调管采用同轴波导输出的可行性进行了详细的研究并得出了比较

明确的结论。然而, 同轴波导并不是理想的大功率微波传输线, 因此, 必须进行同轴 TEM 模-矩形 TE₁₀ 模的转换, 而关键问题是如何实现宽频带的同轴-矩形波导转接, 并且还要保证转接结构牢固可靠, 适合于大功率微波传输。适合于大功率微波传输并且相对带宽超过 10%的同轴 TEM-矩形 TE₁₀ 的模式转换器很难实现, 现已设计出的同轴 TEM-矩形 TE₁₀ 模式转换器的通带都比较窄^[8]。本文则采取了另一种思路, 重点研究了大功率速调管采用同轴 TEM-矩形 TE₁₀ 混合型输出电路的可行性和带宽潜力等问题。

2 π -模双间隙腔加载同轴-矩形波导输出电路的结构和特性

本文在文献[7]的基础上, 采用改进型门钮式结构实现同轴-矩形波导转接, 并且把同轴-矩形波导转接区域设计为多节滤波器中的1节, 使整个输出电路成为3-节滤波器型输出电路, 经过模拟、分析和优化, 设计出比较理想的 π -模双间隙腔^[9,10]加载同轴-矩形波导输出电路, 结构如图1所示。圆柱形输出腔: 直径102mm, 高度40mm; 同轴线的内导体直径为8mm, 外壳直径为28mm, 4mm长, 然后连续变化至直径44mm, 图1中标出的第1段同轴线的长度(耦合口至销

钉)为82.5mm,第2段同轴线长度为37.5mm;矩形波导为165mm×82.5mm。两段同轴线总长度达120mm,具有足够的长度穿过紧贴输出腔的磁极靴。另外,转接结构中流线型导体被短路面切去了一小半,短路面至同轴线的轴线的垂直距离只有25mm,因此它不妨碍聚焦系统和收集极的设计安排。

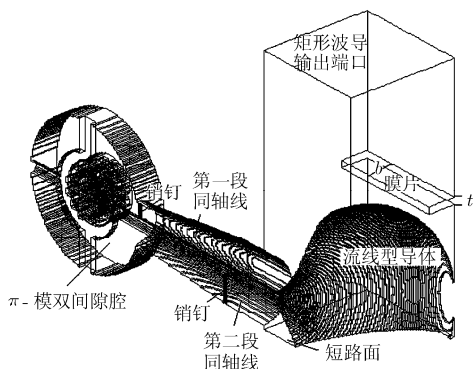


图1 π -模双间隙腔加载同轴-矩形波导输出电路的1/2结构

采用单端口模拟方法可以得到,处于工作状态时,整个输出电路中电场相对强度的分布情况。图2显示,输出腔中电场变形比较微弱,两间隙处轴线电场最强而且相当均匀;从输出腔至矩形波导输出端口的电场分布符合行波特征,这说明微波在输出回路中传输很顺畅。另外,在微波传输过程中,最强电场出现在输出腔的相互作用间隙处,这说明在整个输出回路中真空度相同的情况下,最容易出现强电场击穿的位置是相互作用间隙处,只要能保证输出腔相互作用间隙处不击穿,那么同轴波导和同轴-矩形波导转换结构中不会有强电场击穿的危险。也就是说,在理论上, π -模双间隙腔加载同轴-矩形波导输出电路具有与输出腔相互作用间隙相同的高功率承受能力。

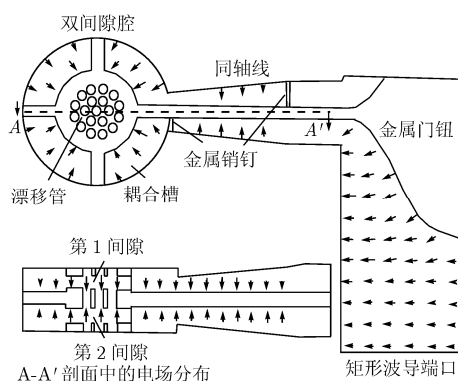


图2 工作时输出电路中电场相对强度的分布图

采用速调管输出回路模拟计算方法^[11,12]对图1所示输出电路的输出腔间隙阻抗频率特性进行模拟计算得到的原始数据见表1。

表1 x_o, x_s, x_p, R^* 和 X^* 随频率的变化关系

f (MHz)	x_o	x_s	x_p	R^*	X^*
1100	-0.50068	-0.92553	-0.45542	139.6	480.87
1110	-0.11804	-0.64806	-0.04582	265.17	538.57
1120	0.33490	-0.40445	0.47377	440.72	515.35
1130	1.0375	-0.17650	1.4048	564.33	379.72
1140	2.848	0.05031	5.2110	579.13	236.66
1150	-105.97	0.29178	-6.8066	539.71	151.96
1160	-3.2972	0.56952	-2.2300	502.61	114.10
1170	-1.6549	0.91946	-1.2726	481.96	97.650
1180	-1.0218	1.4182	-0.79955	476.03	87.620
1190	-0.64419	2.2670	-0.48140	480.86	76.040
1200	-0.36488	4.2719	-0.22715	490.18	59.060
1210	-0.12792	18.186	0.00203	499.74	36.190
1220	0.09410	-8.8378	0.22912	504.80	9.1600
1230	0.32366	-3.5322	0.47596	506.29	-18.810
1240	0.58016	-2.1368	0.76955	501.61	-44.260
1250	0.89647	-1.4607	1.1598	493.33	-64.780
1260	1.3369	-1.0406	1.7687	488.59	-80.400
1270	2.0659	-0.73891	2.9837	485.35	-91.110
1280	3.7177	-0.49980	7.4260	488.41	-99.380
1290	13.478	-0.29695	-17.092	499.66	-108.91
1300	-8.2373	-0.11313	-3.7778	518.63	-123.33
1310	-2.9411	0.061395	-1.9537	546.48	-149.15
1320	-1.6187	0.23461	-1.1723	577.82	-193.38
1330	-0.96475	0.41367	-0.69937	600.98	-262.00
1340	-0.53513	0.60590	-0.35180	595.01	-352.40
1350	-0.20457	0.82063	-0.06095	557.61	-452.61
1360	0.08812	1.0696	0.20912	472.85	-527.19
1370	0.3726	1.3724	0.48275	372.56	-563.19
1380	0.67452	1.7586	0.78129	276.97	-558.57
1390	1.0212	2.2831	1.1328	202.45	-534.50
1400	1.4528	3.0573	1.5787	147.31	-499.61
1410	2.0407	4.349	2.1971	108.18	-462.82
1420	2.939	7.011	3.1616	80.790	-428.68
1430	4.5669	16.012	4.9618	61.440	-397.99
1440	8.6553	-79.460	9.7735	47.430	-369.67
1450	41.790	-11.912	74.009	37.310	-345.26

表1中 x_o, x_s, x_p 分别表示输出腔相互作用间隙处于开路、短路和微扰3种不同状态下矩形波导端口的输入阻抗的虚部,由于忽略了金属内壁的损耗,所以单端口的输入阻抗只有虚部。表1中 R^* 和 X^* 分别表示输出腔等效间隙阻抗的实部和虚部,它们是根据以下公式^[11]计算得到的结果。

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

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

$$Z_c = -\frac{1}{2}(R/Q)_\pi \frac{f_0}{\delta f} \quad (3)$$

其中 $(R/Q)_\pi$ 代表输出腔的特性阻抗, $\delta f = 14.06$ MHz 代表输出腔间隙增加微扰电容以后谐振频率的漂移量。

根据表 1 中 R^* 和 X^* 的数据, 得到输出腔间隙阻抗的实部和虚部随频率的变化曲线如图 3 所示。为了充分显示出 3-节滤波器型同轴-矩形波导混合输出电路的带宽优势, 把文献 [7] 中两节滤波器型同轴线输出电路的间隙阻抗实部和虚部随频率变化曲线也绘制于图 3 中(两条虚线)作为比较。

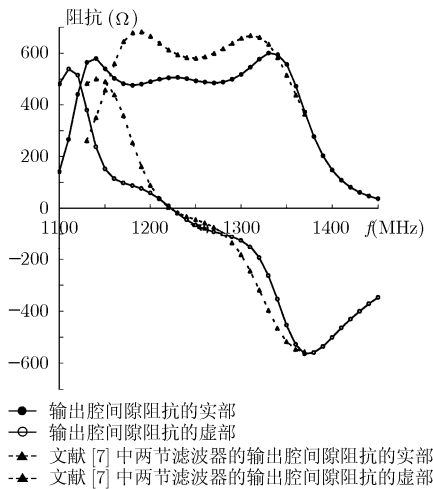


图 3 输出腔等效间隙阻抗随频率的变化曲线

从表 1 和图 3 可见, 该 3-节滤波器型输出电路的 1dB 频带为 1123 MHz ~ 1359 MHz, 相对带宽约为 19.0%, 这比两节同轴线滤波器型输出电路提高了约 5%。这不仅实现了同轴 TEM-矩形 TE_{10} 的模式转换, 而且获得了非常宽的输出频带, 一般宽带速调管电子注的群聚带宽很难达到这么好的水平。

由此可见, π -模双间隙腔加载同轴-矩形波导滤波器型输出电路不仅克服了低频段宽带速调管中输出波导尺寸太大而影响聚焦系统的困难, 有利于提高电子注通过率和整管效率, 同时还具有很好的带宽潜力。

3 同轴波导长度对输出腔等效间隙阻抗的影响

在模拟过程中发现, 图 1 所示输出电路中两段同轴波导的长度对输出腔间隙阻抗的频率特性有重要影响。若以获得图 3 所示输出腔等效间隙阻抗随频率变化曲线的最佳结构尺寸为基准, 分别增长和缩短两段同轴线的长度, 而其它尺寸保持不变, 那么输出腔等效间隙阻抗随频率变化曲线的变化规律如图 4 所示。

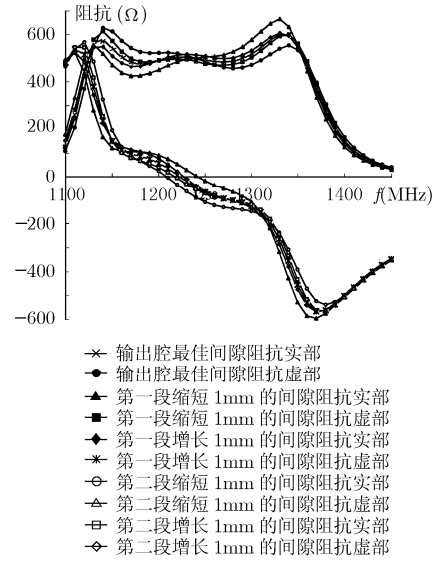


图 4 两段同轴波导的长度对输出腔间隙阻抗的影响规律

图 4 显示, 若两段同轴波导的长度缩短, 则输出腔间隙阻抗实部的频率曲线左峰升高, 右峰降低, 虚部零点向低频端移动; 反之, 若两段同轴波导的长度增长, 则输出腔间隙阻抗实部的频率曲线左峰降低, 右峰升高, 虚部零点向高频端移动。这一影响规律与文献 [13] 中通过测量得出的结论相吻合。但第一段同轴波导的长度对输出腔间隙阻抗的频率特性影响更明显, 第二段同轴波导的长度对输出腔间隙阻抗的频率特性的影响很微弱。这主要因为同轴-矩形波导转换区域比较大, 第二段同轴波导的长度对这一节滤波器的谐振频率调节不明显。

4 短路面位置对输出腔等效间隙阻抗的影响

门钮式同轴-矩形波导转换区中短路面的位置对输出腔间隙阻抗的频率特性也有重要影响, 主要影响间隙阻抗实部的频率特性曲线中左、中、右峰值的相对高度。以获得图 3 所示输出腔等效间隙阻抗随频率变化曲线的最佳结构尺寸为基准, 分别只让短路面向内(靠近同轴线的轴线)和向外移动 1mm, 相应的输出腔等效间隙阻抗随频率变化曲线的变动如图 5 所示。

短路面位置内移实际上增加了该处的负电纳; 反之, 短路面外移则减少了该处的负电纳。短路面移动对输出腔等效间隙阻抗实部的影响规律与文献 [13] 中图 11 所示的变化规律完全相同, 这说明短路面电纳是第 2 节滤波器和第 3 节滤波器之间的耦合电纳 B_{23} 的组成部分, B_{23} 的另一部分是两段同轴波导之间的销钉的等效电纳。

另外, 从图 5 还可看到, 短路面位置对输出腔间隙阻抗虚部的零点位置没有任何影响, 这说明短路面位置对滤波器的中心频率没有影响, 它只影响同轴 TEM-矩形 TE_{10} 的模式转换效率, 即电磁波的通过率。

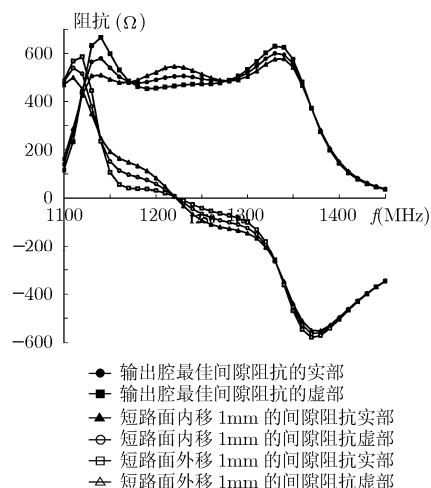


图5 短路面对输出腔等效间隙阻抗的影响规律

5 矩形波导中膜片对间隙阻抗的影响

在矩形波导中增加电感膜片主要是为了调节第3节滤波器的终端电纳,它对输出腔等效间隙阻抗也有一定的影响。图6中虚线为最佳的输出腔等效间隙阻抗随频率变化曲线,相应的输出电路中膜片厚度(图1中 t)为5mm,宽度(图1中 b)为21mm,膜片处于离同轴线的轴线65mm~70mm的位置上。若分别只改变膜片厚度、宽度和位置,而保持其它部分不变,那么输出腔等效间隙阻抗随频率变化曲线的变动情况如图6所示。

图6显示,只有膜片宽度对输出腔等效间隙阻抗的影响比较明显。若膜片宽度增大,这相当于增大第3节滤波器终端的负电纳(文献[13]中的 B_{34}),间隙阻抗实部频率特性曲线

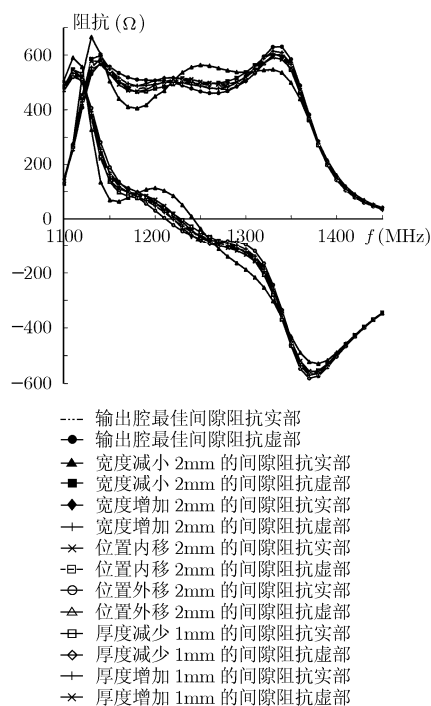


图6 膜片的尺寸和位置对输出腔等效间隙阻抗的影响规律

的左峰值升高,右峰值降低,中峰值也升高并稍微向右移动,左峰与中峰之间的谷值明显下降。反之,若膜片宽度减小,则左峰降低,右峰升高,中峰值稍微降低并向左移动,右峰与中峰之间的谷值明显下降。这种变化规律与文献[13]实验结果(图12)完全相同。但实际上,第3节滤波器终端的负电纳并不是完全由感性膜片提供,门钮式转接区域中流线型导体也提供了一部分负电纳,流线型导体的形状对终端负电纳的影响非常明显。

图6显示,感性膜片的位置对输出腔等效间隙阻抗的影响比较微弱,因为它主要影响第3节滤波器的谐振频率,但由于该区域比较大,所以调谐作用不明显。另外,图6还显示,感性膜片厚度对输出腔等效间隙阻抗的影响也很微弱,这说明感性膜片的厚度对膜片的等效电纳影响很小。

6 结束语

本文的研究结果表明,同轴线-矩形波导混合型宽带输出电路不仅克服了低频段宽带速调管中输出波导尺寸太大而影响电子注聚焦的困难,而且还具有很好的输出带宽潜力。另外,同轴线中的电场明显弱于输出腔间隙的电场,这说明在输出腔间隙击穿之前,同轴线中不存在强电场击穿的危险,整个输出电路的结构也比较牢固。因此,在低频段中等功率的宽带速调管设计中,此类混合型宽带输出电路应该得到足够重视。

本文对输出腔等效间隙阻抗随各节滤波器中电路元件的变化规律的研究结果与文献[13]中的实验结果完全吻合,这说明本文的模拟结果和研究结论是确实可靠的。

π 模双间隙腔加载同轴-矩形波导输出电路加工比较困难,目前也没有相应的测试经验,因此,此类混合型宽带输出电路要真正应用于低频段中等功率的宽带速调管,还有待于制管工艺的进一步提高和更深入的实验研究。

参考文献

- [1] Gelvich E A, and Zhery E V, *et al.* A new generation of power klystrons on the base of multiple-beam design. *IEEE MTT-S, Digest*, 1991: 1319-1329.
- [2] Gelvich E A, and Borisov L M, *et al.* The new generation of high-power multiple-beam klystrons, *IEEE Trans. on MTT*, 1993, 41(1): 15-19.
- [3] Pobedonostsev A S and Gelvich E A. Multiple-beam microwave tubes. *IEEE MIT-S Digest*, 1993: 1131-1134.
- [4] 丁耀根, 彭钧. 多注速调管——一种新型大功率微波放大器. *电子科学学刊*, 1996, 18(1): 64-71.
- [5] Ding Yaogen, Shen Bin, Shi Shaomin, and Cao Jin. S-band multibeam klystron with bandwidth of 10%. *IEEE Trans. on of Electron Devices*, 2005, 52(5): 889-894.
- [6] Ding Yaogen, Zhu Yunshu, and Yin Xiulin, *et al.* Research progress on L-Band 100kW CW broadband multi-beam klystron. *Proceedings of Sixth International Vacuum Electronics Conference*, Huis ter Duin, Noordwijk, the

- Netherland, 2005: 261-262.
- [7] 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. 电子与信息学报, 2004, 26(5): 813-819.
- [8] 林福民, 关天浩. 门钮式同轴 TEM-矩形 TE_{10} 微反射过度结构. 真空电子技术, (录用).
- [9] 林福民, 丁耀根, 沈斌. 强耦合双间隙微波谐振腔的特性分析. 电子与信息学报, 2003, 25(7): 982-989.
- [10] 林福民, 丁耀根. 适合于低波段宽带多注速调管的四耦合槽 π 模强耦合双间隙输出腔的设计和讨论. 真空电子技术, 2003, 5: 39-41.
- [11] 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. 电子与信息学报, 2003, 25(12): 1688-1694.
- [12] 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. 电子与信息学报, 2004, 26(9): 1480-1486.
- [13] 丁耀根, 朱允淑. 宽带速调管滤波器型输出回路设计方法的修正和间隙作用阻抗的计算. 电子学通讯, 1982, 4(6): 354-364.

林福民: 男, 1964 年生, 教授, 主要从事大功率微波器件的研究.