

TM₃₁₀ 模的同轴谐振腔与波导孔耦合及场分布研究

曹 静^{①②} 丁耀根^① 沈 斌^①

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘 要: 该文研究了采用 TM₃₁₀ 高阶模同轴谐振腔与波导孔耦合构成的多注速调管输出回路。从理论上阐述了调节该输出腔的外观品质因数的原理和方法, 并利用三维电磁场软件 CST 进行了模拟验证, 得到 TM₃₁₀ 模场分布均匀的, 具有较低外观品质因数的同轴输出腔。

关键词: 多注速调管; 孔耦合; 高阶模 TM₃₁₀; 场分布; 外观品质因数

中图分类号: TN122+.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)06-1521-04

Research on Field Distribution of TM₃₁₀ Mode in Cylindrical Coaxial Cavity Resonator with Coupling of Waveguide Hole

Cao Jing^{①②} Ding Yao-gen^① Shen Bin^①

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: Output circuit of multi-beam klystron, which is consist of coaxial cavity with high-order mode of TM₃₁₀ and coupling of waveguide hole, is analyzed in this article. Some methods and steps of adjusting external Q-factor of cavity are described in theory. Some simulations are also made using CST MicroWave Studio (MWS). Output cavity with symmetrical field distribution of TM₃₁₀ mode and low external Q-factor is obtained in this article.

Key words: Multi-beam klystron; Hole coupling; High-order mode of TM₃₁₀; Field distribution; External Q-factor

1 引言

在应用高阶模谐振腔的多注速调管中, 将谐振腔通过一个或几个耦合孔与波导连接即构成多注速调管的输出回路, 包括输出腔和输出波导。其中输出腔的设计是整管设计中的重要环节, 它的特性在很大程度上影响了整管的性能。输出腔的主要参数有: 谐振频率(f), 外观品质因数(Q_{ext}), 工作模式的特性阻抗(Z)及其电磁场分布均匀性等。

对于本文研究的 TM₃₁₀ 模圆柱型同轴谐振腔, 通过在外腔壁上开耦合孔与波导端面耦合构成输出回路, 其中耦合孔破坏了圆柱型同轴谐振腔的规则圆周边界, 使输出腔中的高阶模 TM₃₁₀ 模的场在各个漂移间隙上不再均匀, 而且这种不均匀性随着耦合孔的增大而加剧。间隙电场的非均匀分布将影响多个电子注与输出腔中高频场的相互作用, 使多注速调管的效率下降。因此在保证要求的 Q_{ext} 的条件下, 如何获得各个漂移间隙上电场均匀分布是亟待解决的问题。

本文研究了耦合孔引起 TM₃₁₀ 模圆柱型同轴谐振腔场分布变化的原因, 并通过在输出腔的特定位置加入调谐钉的方法, 在获得要求的 Q_{ext} 的同时, 保证了 TM₃₁₀ 模的场分布均匀性。本文的研究和分析结果可为高阶模输出腔的设计提供参考。

2 TM₃₁₀ 模同轴输出回路的结构

为了增加圆柱型同轴输出腔中的工作模式 TM₃₁₀ 模和非工作模式的模式间隔, 并为了消除 TM₃₁₀ 模的极化简并模式^[1], 采用如图 1 所示的输出回路结构^[2]。图 1 中编号 1, 2, ..., 12 对应 12 个均匀分布在直径为 D 的圆周上的漂移间隙, a_1 为矩形耦合孔的宽度, b_1 为矩形耦合孔的高度, a_2 为矩形波导的宽度, b_2 为矩形波导的高度, R 和 r 分别表示同轴腔的外半径和内半径, l 表示腔高, d_1 为漂移间隙距离。紧邻内腔壁的覆盖阴影线的柱体表示直径为 4mm 的调谐钉, 参数 d_2 表示调谐钉插入腔中的深度。编号为 2 的全阴影表示短路杆, 短路杆与耦合孔的相对角度对场分布均匀性也有一定

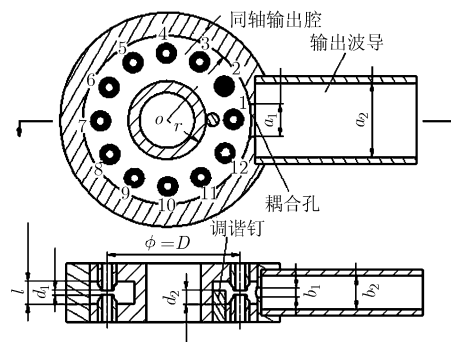


图 1 输出回路结构示意图

程度的影响, 本文不作讨论, 只研究图1所示的编号为1的间隙对应矩形耦合孔, 编号为2短路杆的情况。

3 耦合孔和调谐钉影响输出腔的 Q_{ext} 和场分布的理论分析

输出腔的 Q_{ext} 是多注速调管的重要参数, 它反映了输出腔与波导等外部微波器件相互作用的特性, 在匹配负载的条件下, 对于某一工作模式(本文中为 TM_{310} 模), 输出腔的 Q_{ext} 可表示为^[3]

$$Q_{\text{ext}} = \frac{\omega_0 W_c}{P_e} \quad (1)$$

$$W_c = \frac{\mu_0}{2} \iiint_V H \cdot H^* dV = \frac{\mu_0}{2} \left(\iiint_V H_r^2 dV + \iiint_V H_\phi^2 dV \right) \quad (2)$$

式(1)中 P_e 为匹配负载所吸收的功率, 因此 P_e 可定义为谐振腔由小孔耦合到输出波导的平均功率; W_c 表示谐振腔的储能, 当谐振腔的体积不变时, 谐振腔的储能一定。式(2)中 μ_0 为腔中介质的磁导率, H_r 为谐振腔中 TM_{310} 模磁场的径向分量, H_ϕ 为谐振腔中 TM_{310} 模磁场沿圆周方向的分量。

传统的方法采用扩大耦合孔的尺寸, 使得被切断的壁电流线增加来增加 P_e , 从而降低 Q_{ext} 。但当耦合孔的尺寸过大, 就破坏了同轴谐振腔的 TM_{310} 模的边界条件, 使其场分布变得不均匀。因此如果输出腔的 Q_{ext} 要求很低, 通过开大耦合孔来获得低的 Q_{ext} 就不可行了。耦合孔引起场分布的变化原因及变化规律可通过分区计算再利用场匹配的方法获得^[2]。

图2和图3分别给出了不加载顶部调谐钉和加载顶部调谐钉后输出腔中 TM_{310} 模的磁力线分布图, 以 X 轴为基准, 沿顺时针方向, 设 TM_{310} 模的第1个电场极小值所在位置与 X 轴的夹角为 θ 。在图2中 $\theta = \theta_1$, 图3中 $\theta = \theta_2$ 。

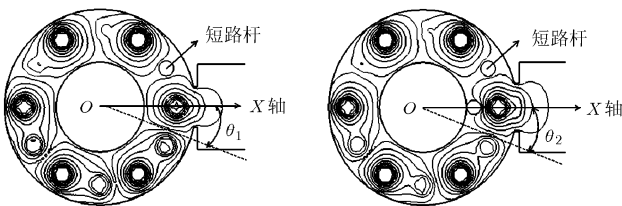


图2 未加顶部调谐钉的输出腔中 TM_{310} 模的磁力线分布图

图3 加了顶部调谐钉的输出腔中 TM_{310} 模的磁力线分布图

当不开耦合孔时, 图1中同轴输出腔为规则的封闭圆柱型同轴腔, 此时 TM_{310} 模的电场在均匀分布的间隙上均匀, 即 $\theta = \pi/6$ 。当腔盖顶部不加载调谐钉时, 如图2所示, 当开一个宽度为 a_1 的耦合孔后, 由于短路杆对电场极小值的锁定, 与耦合孔对应的磁力线被向外拉伸, 从而使得 $\theta_1 < \pi/6$, 且 θ_1 随着 a_1 的增大而减小, 于是输出腔中 TM_{310} 模的电场在均匀分布的间隙上不再均匀。

如图3所示, 当耦合孔尺寸固定时, 如果使正对着耦合孔的同轴腔的内腔壁向外腔壁方向凸, 将使得磁力线朝外腔

壁方向压缩(本文中采用图1和图3所示的靠近内腔壁处加入调谐钉, 通过调节调谐钉插入腔体的深度来调节磁力线被压缩的程度), 使耦合孔处的磁场分量 H_ϕ 增大, 于是指向波导一侧的坡印亭矢量增大, P_e 增大, 从而达到降低外观品质因数的目的。同时内腔壁向外腔壁方向凸, 也会使得磁力线朝 X 轴的左右两侧压缩, 同样由于短路杆对电场极小值的锁定, 只能朝 X 轴的右侧压缩磁力线, 即使 θ_2 增大。当 θ_2 增大到等于 $\pi/6$ 时, 输出腔的谐振频率则恢复为无耦合孔的同轴腔中 TM_{310} 的谐振频率, 同时其场分布也恢复均匀。

因此为了获得满足要求的 TM_{310} 模同轴输出腔, 尤其通过冷测实验调整腔的参数时, 可首先按谐振频率的要求设计无耦合孔的封闭谐振腔, 再按 Q_{ext} 的要求, 调整耦合孔和调谐钉的插入深度。同时为了使其场分布均匀, 应调整调谐钉的插入深度, 使其能补偿由耦合孔引起的谐振频率的降低。本文将在下面的内容中详细讨论。

4 CST 数值模拟和冷测实验

为了验证上述理论分析的正确, 利用 CST 对如图1所示的输出回路的结构进行模拟, 并加工冷测模型进行实验验证。图1所示的输出回路的结构参数值为: $r = 12\text{mm}$, $R = 26\text{mm}$, $d_1 = 1.5\text{mm}$, $l = 7\text{mm}$, $a_2 = 24\text{mm}$, $b_2 = 10.16\text{mm}$, 输出波导长度为 50mm , 漂移管的外半径为 3mm , 内半径为 1.5mm , 漂移管中心所在圆周的直径为 $D = 41.5\text{mm}$, 调谐钉的直径为 4mm 。

在运用 CST 模拟时, 在空心漂移管间隙较窄小的区域不易划分网格, 影响计算结果, 尤其对场分布的计算精度差, 若将空心漂移管间隙等效为实心漂移管(漂移头)间隙, 对场分布的计算精度很高, 能反映真实情况^[4]。因此本文中的数值模拟均以漂移头代替漂移管进行。该输出腔的 TM_{310} 模的谐振频率要求为 9115MHz , Q_{ext} 要求为 225 。

由于在解决单端口问题时, CST 的后处理计算不能直接得到工作模式的特性阻抗, 因此可根据特性阻抗的定义式计算工作模式在各个间隙的特性阻抗。

$$Z = \frac{\left(\int_{-l/2}^{l/2} E \cdot dz \right)^2}{2\omega_0 W_0} = \frac{\left(\int_{-l/2}^{l/2} E \cdot dz \right)^2}{4\pi f \cdot \iiint_V w_e dV} \quad (3)$$

式(3)中 E 为电场强度, ω_0 为工作模式的角频率, W_0 为输出腔中储能, w_e 为输出腔中电场能量密度分布, V 为输出腔的体积。

首先通过 CST 本征计算得到无耦合装置的规则圆柱型同轴腔的 TM_{310} 模的谐振频率为 9115MHz , 再通过 CST 本征计算的强大后处理可直接得到模式电场分布和各个间隙的特性阻抗, 图4给出了规则圆柱型同轴腔中 TM_{310} 模在12个漂移间隙上的电场强度分布图。为了更清楚地表示12个漂移间隙处的场分布, 表1列出了12个间隙上的特性阻抗 Z_n 。

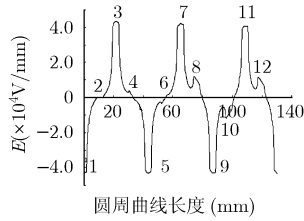


图4 规则腔中 TM₃₁₀ 模电场强度分布

表1 规则腔中 12 个漂移间隙处的特性阻抗

| | | | | | | |
|----------------------------|-------|---|-------|------|-------|------|
| n | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| $Z_n(\Omega)$ | 13.02 | 0 | 13.43 | 0 | 13.46 | 0.06 |
| n | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 |
| $Z_n(\Omega)$ | 13.07 | 0 | 13.37 | 0.04 | 13.46 | 0.15 |
| $Z_d = 13.02/13.46 = 97\%$ | | | | | | |

表 1 中的编号 $n = 1, 2, \dots, 12$ 对应图 1 中的 12 个漂移间隙, 表 1 中的 Z_d 定义为有电子注通过的间隙上特性阻抗的最小值与最大值之比, 即当 $n = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ 时 Z_n 的最小值除以最大值。用 Z_d 表示 TM₃₁₀ 模场分布的均匀度, 根据 Z_d 的定义可知, Z_d 越大, TM₃₁₀ 模场分布的均匀性越好。在下文中 Z_d 代表同样的意义。

从图 4 和表 1 中的 $Z_d = 97\%$ 可知, 对于无耦合装置的规则的同轴谐振腔, 6 个有电子注通过的漂移间隙上电场强度分布均匀。

为了观察耦合孔对输出腔的外观品质因数及腔中场分布的影响, 通过 CST 的群时延计算模块模拟单端口问题^[5], 表 2 给出了腔上不加载调谐钉, $b_1 = 3\text{mm}$ 时, 参数 a_1 变化时, 输出腔中 TM₃₁₀ 模的 f 和 Q_{ext} 的值。

表2 输出腔参数 f, Q_{ext} 随 a_1 的变化

| | | | | |
|------------------|-------|-------|-------|------|
| $a_1(\text{mm})$ | 8.8 | 9.2 | 9.6 | 10 |
| $f(\text{GHz})$ | 9.081 | 9.073 | 9.067 | 9.06 |
| Q_{ext} | 547 | 500 | 461 | 420 |

再次利用 CST 进行模拟, 将表 2 中与 a_1 对应的 TM₃₁₀ 模的谐振频率设为监视频率, 监视该频率的电场强度分布 E 和电场能量密度分布 w_e , 再通过式(3)计算可得各个间隙处的

特性阻抗。表 3 列出了根据表 2 和式(3), 利用 CST 模拟得出的 a_1 变化时, 12 个漂移间隙上的特性阻抗。

观察表 3 中的数据可知, 随着 a_1 的增大, TM₃₁₀ 模的场分布均匀性变差。为了更形象地表示 a_1 增大引起场分布均匀性变差的情况, 图 5 给出了当 $a_1 = 10\text{mm}$ 时, TM₃₁₀ 模在 12 个漂移间隙处的电场强度分布。

由表 2 和表 3 可知, 随着耦合孔尺寸的增大, 输出腔的谐振频率和外观品质因数均降低, 同时 6 个有电子注通过的漂移间隙上, 特性阻抗变得极不均匀。经图 4 和图 5 比较, 更形象地显示了耦合孔尺寸变大引起场分布均匀性变差的现象。而当 $a_1 = 10\text{mm}$ 时, 输出腔的 Q_{ext} 为 420, 离设计要求的 225 还相差很远, 而此时场分布已经变得很不均匀, 因此单纯依靠扩大耦合孔的尺寸要在低外观品质因数下获得间隙电场分布均匀的输出腔是不可能的。

当 $a_1 = 10\text{mm}$ 时, 若在腔盖的顶部插入直径为 4mm 的调谐钉, 调节调谐钉的插入深度, 当调谐钉插入腔中的深度 d_2 为 6.8mm 时, TM₃₁₀ 模的谐振频率从 9060MHz 升为 9118MHz。此时输出腔的外观品质因数为 225。表 4 给出了 $a_1 = 10\text{mm}$, $d_2 = 6.8\text{mm}$, 12 个漂移间隙处的特性阻抗, 图 6 给出了 $a_1 = 10\text{mm}$, $d_2 = 6.8\text{mm}$, TM₃₁₀ 模在 12 个漂移间隙处的电场强度分布。

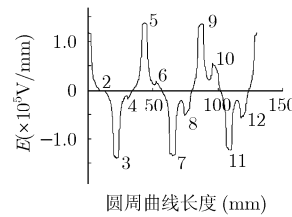


图5 $a_1 = 10\text{mm}$, TM₃₁₀ 模在 12 个漂移间隙处的电场强度分布

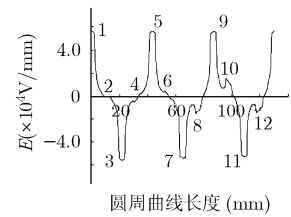


图6 $a_1 = 10\text{mm}$, $d_2 = 6.8\text{mm}$, TM₃₁₀ 模在 12 个漂移间隙处的电场强度分布

由表 4 和图 6 可知, 6 个有电子注通过的漂移间隙上的电场分布比较均匀。至此, 经调节耦合孔尺寸和调节调谐钉的插入深度相结合, 获得了 TM₃₁₀ 模的电场在 6 个有电子注通过的漂移间隙上场分布均匀的, 外观品质因数和谐振频率满足设计要求的输出腔。如果设计要求外观品质因数更低, 可继续开大耦合孔, 观察谐振频率降低了多少, 再通过调节

表3 12 个漂移间隙上的特性阻抗 Z 及 Z_d 随 a_1 的变化

| $a_1(\text{mm})$ | Z_1 | Z_2 | Z_3 | Z_4 | Z_5 | Z_6 | Z_7 | Z_8 | Z_9 | Z_{10} | Z_{11} | Z_{12} | $Z_d(\%)$ |
|------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|----------|----------|-----------|
| 8.8 | 8.6 | 0 | 13.0 | 0.1 | 12.5 | 0.2 | 12.0 | 1.9 | 12.0 | 2.2 | 9.4 | 2.7 | 66 |
| 9.2 | 7.9 | 0 | 13.1 | 0.1 | 12.5 | 0.2 | 12.0 | 2.1 | 11.8 | 2.6 | 8.9 | 3.16 | 60 |
| 9.6 | 7.3 | 0 | 13.3 | 0.1 | 12.6 | 0.3 | 11.9 | 2.3 | 11.6 | 2.9 | 8.6 | 3.6 | 55 |
| 10 | 6.8 | 0 | 13.4 | 0.1 | 12.6 | 0.4 | 11.9 | 2.5 | 11.4 | 3.2 | 8.1 | 4.02 | 51 |

表4 $a_1 = 10\text{mm}$, $d_2 = 6.8\text{mm}$ 时12个漂移间隙处的特性阻抗 Z_n

| n | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | z_d |
|---------------|------|---|------|------|------|---|------|------|------|-----|------|-----|-------|
| $Z_n(\Omega)$ | 13.6 | 0 | 13.6 | 0.01 | 13.5 | 0 | 13.0 | 0.74 | 13.4 | 0.7 | 12.0 | 0.7 | 88% |

表5 开 $a_1 = 10\text{mm}$ 的矩形耦合孔的测试结果

| $f(\text{MHz})$ | Q_{ext} | $\Delta z_1(\text{MHz})$ | $\Delta z_3(\text{MHz})$ | $\Delta z_5(\text{MHz})$ | $\Delta z_7(\text{MHz})$ | $\Delta z_9(\text{MHz})$ | $\Delta z_{11}(\text{MHz})$ |
|-----------------|------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------------|
| 9161 | 399 | 35 | 60 | 58 | 55 | 54 | 40 |

表6 在腔盖上加调谐钉后的测试结果

| $d_2(\text{mm})$ | $f(\text{MHz})$ | Q_{ext} | $\Delta z_1(\text{MHz})$ | $\Delta z_3(\text{MHz})$ | $\Delta z_5(\text{MHz})$ | $\Delta z_7(\text{MHz})$ | $\Delta z_9(\text{MHz})$ | $\Delta z_{11}(\text{MHz})$ |
|------------------|-----------------|------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------------------|
| 6.8 | 9240 | 210 | 58 | 58 | 59 | 57 | 58 | 55 |

注: 表5和表6中的 $\Delta z_n (n = 1, 3, 5, 7, 9, 11)$ 表示用聚四氟乙烯杆扰动间隙场后的谐振频率的偏移。

调谐钉的插入深度补偿降低的频率, 获得场分布的均匀, 再观察外观品质因数是否达到要求。

加工一个冷测模型, 模型结构和结构参数仍同上文所述, 首先利用通过法测得无耦合孔的谐振腔的 TM_{310} 模的谐振频率为 9238MHz, 表5给出了在谐振腔外腔壁上开 $a_1 = 10\text{mm}$ 的矩形耦合孔的测试结果, 表6给出了在腔盖顶部加直径为 4mm 的调谐钉后的测试结果。

从冷测结果可知, 谐振频率的模拟值比测试值偏低, 这是因为在运用 CST 模拟时将空心漂移管等效为实心漂移头, 间隙电容增大, 引起频率偏低。表5的测试结果表明不加调谐钉时, TM_{310} 模的场分布不均匀。表6的测试结果表明, 在腔盖顶部插入调谐钉使输出腔的谐振频率升为 9240MHz 后, 输出腔的 TM_{310} 模的场分布也恢复均匀。因此冷测试验所得规律和结果与本文的理论分析及数值模拟结果一致。因此本文认为, 在设计或冷测工作在高阶模的输出腔时, 应按如下步骤进行: (1)首先设计或加工满足 TM_{310} 模的谐振频率要求的无耦合口的同轴谐振腔。(2)在同轴腔的外腔壁和 TM_{310} 模的某个磁场最强处开一个尺寸较小的耦合口, 通过该耦合口和波导终端连接后利用 CST 模拟或冷测其谐振频率和外观品质因数。(3)调节调谐钉的插入深度, 使谐振频率升为设计频率。(4)然后看外观品质因数是否满足设计要求, 若仍未达到设计要求, 则继续重复步骤(2)和步骤(3), 直至满足设计要求, 并在调整的过程中注意场分布的均匀性。

5 结束语

本文研究了耦合孔的大小对工作在 TM_{310} 模的同轴谐振腔的外观品质因数和间隙场分布均匀性的影响。通过在谐振腔的特定位置插入调谐钉, 可以获得低的外观品质因数, 同时保证间隙场的均匀性。详细描述了调节工作在高阶模的

输出腔的外观品质因数的方法和步骤, 尤其对通过冷测实验调整外观品质因数具有参考价值。

参考文献

- [1] 丁耀根, 阮存军等. X 波段同轴腔多注速调管的研究[J]. 电子学报, 2006, 34(12A): 2337-2341.
Ding Y G and Ruan C J, et al. Study of a X-Band coaxial cavity multi beam klystron[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(12A): 2337-2341.
- [2] 曹静, 丁耀根等. 电感调谐的同轴谐振腔中 TM_{s10} 模电场分布的研究. 电子与信息学报. 2008, 30(5): 1243-1246.
Cao J and Ding Y G, et al. Research on field distribution of TM_{s10} mode in cylindrical coaxial cavity resonator with inductive tuning. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2008, 30(5): 1243-1246.
- [3] 顾继慧. 微波技术(第一版)[M]. 北京: 科学出版社, 2004: 35-36, 213, 218-219.
- [4] 张敏. CST 用户全书[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2005: 1-3.
- [5] 张丁, 曹静等. 群时延时间法求解速调管输出腔的外观品质因数 Q_{ext} [J]. 真空科学与技术学报, 2007, 27(5): 391-394.
Zhang D, Cao J, et al. Calculation of external-quality factor out-put cavity of klystron with group delay time method[J]. *Chinese Journal of Vacuum Science and Technology*, 2007, 27(5): 391-394.

曹静: 女, 1976年生, 硕士生, 工程师, 研究方向为微波电真空器件。

丁耀根: 男, 1942年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为微波电真空器件。

沈斌: 男, 1976年生, 助理研究员, 研究方向为微波电真空器件。