

# 同轴谐振腔高阶横磁模式参数的研究

董玉和<sup>1)2)3)</sup> 丁耀根<sup>1)</sup> 肖 刘<sup>1)2)</sup>

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)

3) 内蒙古科技大学数理系, 包头 014010)

(2005 年 3 月 30 日收到, 2005 年 7 月 18 日收到修改稿)

理论计算和分析了微波圆柱同轴谐振腔高阶横磁(TM)模式的系列关联参数. 研究发现: 与圆柱腔相比, 同轴谐振腔的  $TM_{n10}$  模式有较大的模式间隔, 即工作模式能够远离非工作模式的干扰. 这有利于保持器件稳定的频率和功率. 在保持腔长不变、腔横截面外半径取特定值时, 腔内电场峰值位置的轴向特性阻抗随内径的变化存在极大值. 在高频段可以采用任意大横截面的腔体结构和任意阶的模式. 计算结果与仿真结果相一致.

关键词: 高阶横磁模式, 圆柱同轴谐振腔, 特性阻抗, 多注速调管

PACC: 4100, 5270G

## 1. 引 言

圆柱同轴谐振腔的高阶工作模式已越来越多地被应用于高能粒子加速器和高功率多注速调管之中. 这类装置广泛地应用于航天、雷达、通信与科学研究等领域. 传统的谐振腔是以基模方式工作的圆柱腔或重入式圆柱腔, 为得到大的单注特性阻抗和模式的稳定性, 总是避免高次模的出现与干扰<sup>[1-3]</sup>. 值得注意的是, 采用同轴腔可以获得较大的模式间隔, 从而减弱非工作模式与工作模式的竞争. 同轴腔在高频段或其高阶模式可采用较大横截面的腔体, 这不仅降低了腔的加工难度, 还可利用分立的阴极以减轻阴极负荷, 增加了各电子注的间距, 从而易于获得高的脉冲功率和平均功率<sup>[4]</sup>.

本文对微波圆柱同轴谐振腔的高阶横磁(TM)模式进行了研究, 由 VISUAL FORTRAN 语言编程计算了其系列关联参数. 对大量的例子进行了计算、仿

真和分析比较, 理论计算值与用电磁场计算软件的仿真值相符. 计算所得规律可为以 TM 模式工作的电磁波谐振腔的设计提供理论指导.

## 2. 理论分析

微波谐振腔的特性参数有本征频率  $F$ 、模式阶数  $n$ 、TM 模式轴向电场极大值  $E_{zm}$  处的轴向特性阻抗  $Z$  等. 设同轴腔横截面内外半径分别为  $b$  和  $a$ ,  $b=0$  为圆柱腔. 在圆柱坐标系中,  $TM_{npq}$  模式的  $n=0, 1, 2, 3, \dots$  表示  $E_{zm}$  沿  $\phi$  方向在半圆周上的个数;  $p=1, 2, \dots$  为  $E_{zm}$  沿  $r$  方向出现的次数. 见图 1(a)-(e);  $s=0, 1, 2, 3, \dots$  为  $E_{zm}$  沿  $z$  轴在腔长  $l$  上的个数.  $s=0$  表示电场分布沿  $z$  轴无变化, 即本文所研究的情形. 实际应用分为空腔<sup>[5,6]</sup>和带有供电子束流通的漂移管的腔结构. 腔内的加载电子注处于  $E_{zm}$  的位置时, 注波相互作用最强. 仿真与实验表明<sup>[7]</sup>, 在  $E_{zm}$  的位置设置轴向细漂移管后(如图 1(f))谐振模式及  $E_{zm}$  的位置

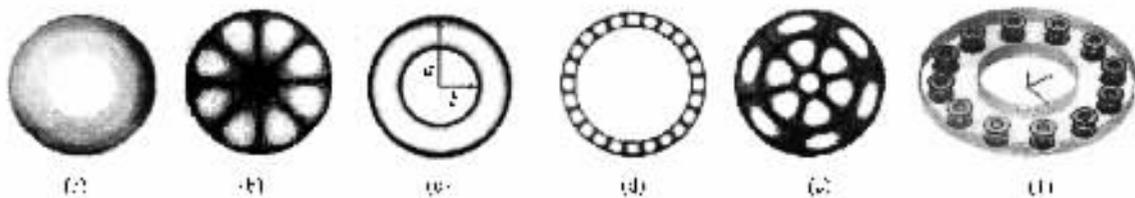


图 1 圆柱及其同轴谐振腔 TM 模式的电场分布和有漂移管的同轴腔结构剖面图 (a)  $TM_{010}$ , (b)  $TM_{410}$ , (c)  $TM_{010}$ , (d)  $TM_{1210}$ , (e)  $TM_{320}$  (f) 有漂移管的同轴腔

不变,特性阻抗较大的腔结构和谐振模式,在加入同样的漂移管后特性阻抗仍较大.由此可知,空腔的研究对带管腔的设计和分析具有重要的意义.

圆柱同轴腔 TM 谐振模式的本征方程为

$$J_n(Ta)N_n(Tb) = J_n(Tb)N_n(Ta), \quad (1)$$

式中本征值  $T = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ , 即 TM 模式的本征频率与腔长无关. Borgeis 函数和电磁场强度分别为<sup>[8]</sup>

$$\begin{aligned} U(r, \phi, z) &= R(r)\Phi(\phi)Z(z) \\ &= U_0 [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \\ &\quad \times \sin(n\phi)\cos(\beta z), \end{aligned} \quad (2)$$

$$V(r, \phi, z) = 0;$$

$$\begin{aligned} E_z &= \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + k^2 U = (k^2 - \beta^2)U \\ &= T^2 U, \\ E_r &= \frac{\partial^2 U}{\partial \rho \partial z} = 0, \\ E_\phi &= \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi \partial z} = 0; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} H_r &= \frac{j\omega\epsilon}{r} \frac{\partial U}{\partial \phi} \\ &= \frac{jn\omega\epsilon}{r} U_0 [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \cos(n\phi), \\ H_\phi &= -j\omega\epsilon \frac{\partial U}{\partial r} \\ &= -j\omega\epsilon TU_0 [N_n(Ta)J'_n(Tr) - J'_n(Ta)N'_n(Tr)] \sin(n\phi), \\ H_z &= \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + k^2 V = (k^2 - \beta^2)V = T^2 V = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

这里  $\beta = s\pi/l$ , 本文仅研究  $s=0$  情形, 故  $\beta=0$ . 令

$$\frac{\partial E_z}{\partial r} = 0,$$

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} = 0,$$

可算出电场极大值  $E_{zm}$  及其位置对应的半径  $r_m$ .  $E_{zm}$  处的轴向特性阻抗  $Z$  为

$$\begin{aligned} Z &= \frac{\left[ \int_{-l/2}^{l/2} E_{zm}(r_m, \phi_m) dz \right]^2}{\omega\epsilon_0 \iiint_v E^2 dv} \\ &= \frac{[N_n(Ta)J_n(Tr_m) - J_n(Ta)N_n(Tr_m)]^2 l}{Tc\epsilon_0 \cdot \{ [N_n(Ta)]^2 g_1 - 2N_n(Ta)J_n(Ta)g_2 + [J_n(Ta)]^2 g_3 \} \Delta}, \end{aligned} \quad (5)$$

式中,

$$\begin{aligned} \Delta &= \int_0^{2\pi} \cos^2(n\phi) d\phi = \begin{cases} 2\pi & (n=0), \\ \pi & (n>0), \end{cases} \\ l &= \int_{-l/2}^{l/2} dz, \\ g_1 &= \int_b^a [J_n(Tr)]^2 r dr \\ &= \frac{a^2}{2} \{ [J_n(Ta)]^2 - J_{n-1}(Ta)J_{n+1}(Ta) \} \\ &\quad - \frac{b^2}{2} \{ [J_n(Tb)]^2 - J_{n-1}(Tb)J_{n+1}(Tb) \}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} g_2 &= \int_b^a J_n(Tr)N_n(Tr) r dr \\ &= \frac{a^2}{4} [2J_n(Ta)N_n(Ta) - J_{n-1}(Ta)N_{n+1}(Ta) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- J_{n+1}(Ta)N_{n-1}(Ta)] \\ &- \frac{b^2}{4} [2J_n(Tb)N_n(Tb) - J_{n-1}(Tb)N_{n+1}(Tb) \\ &- J_{n+1}(Tb)N_{n-1}(Tb)], \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} g_3 &= \int_b^a [N_n(Tr)]^2 r dr \\ &= \frac{a^2}{2} \{ [N_n(Ta)]^2 - N_{n-1}(Ta)N_{n+1}(Ta) \} \\ &\quad - \frac{b^2}{2} \{ [N_n(Tb)]^2 - N_{n-1}(Tb)N_{n+1}(Tb) \}. \end{aligned} \quad (8)$$

(7)式引自文献[9]. 腔壁的趋肤深度为

$$\delta(\omega) = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu_0}},$$

设其电导率  $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ , 同轴腔的无载  $Q$  值为

$$Q_0 = \left( \frac{2}{\delta} \right) \frac{\iiint_V H^2 dV}{\iint_S H_i^2 dS} = \left( \frac{2}{\delta} \right) \frac{\iiint_V H_r^2 dV + \iiint_V H_\phi^2 dV}{\int_0^{2\pi} \int_0^l H_\phi^2 b d\phi dz + \int_0^{2\pi} \int_0^l H_\phi^2 a d\phi dz + 2 \int_b^a (H_\phi^2 + H_r^2)|_{z=0,l} r dr \int_0^{2\pi} d\phi} \quad (9)$$

(9)式的积分展开式从略。

给定模式阶数  $n$  的上限、本征频率  $F$  的范围、腔长  $l$  和其内半径  $b$ 、外半径  $a$  的取值范围后,依据上述理论,由 FORTRAN 语言以步进的方法进行扫描计算,即可获得所有可能本征模式对应的参数  $b_i, a_i, m_i, Z_i, F_i, r_{mi}, p_i, j_i, Q_{0i}$ ,其中  $i = 1, 2, \dots$  为各参数组的序号; $j = 1, 2, \dots, p$  表示沿半径增大方向  $E_{zm}$  出现的次序(如图 1(e)).这些参数与器件的体积、功率和带宽等多种因素有关.以函数曲线的形式对大量的计算数据进行分析,可得到一些重要的规律.

### 3. 计算结果及分析

#### 3.1. 圆柱及同轴谐振腔的 TM 模式图

模式图可以为腔的设计和模式选择提供重要参考依据.图 2 为圆柱腔的模式图,即频率、模式阶数与腔横截面半径的倒数  $a^{-1}$  的相互关系.为了简便,以下由  $np_s$  表示  $TM_{np_s}$ .由图 2 可见,在高频段欲采用低阶模式就必须选用横截面极小的腔体,这不仅增加了腔的加工难度,而且其功率也受到限制.若采用高阶模式,则会产生严重的模式竞争.因为高频段的模式密度,即单位频率间隔内的模式数很大.随着

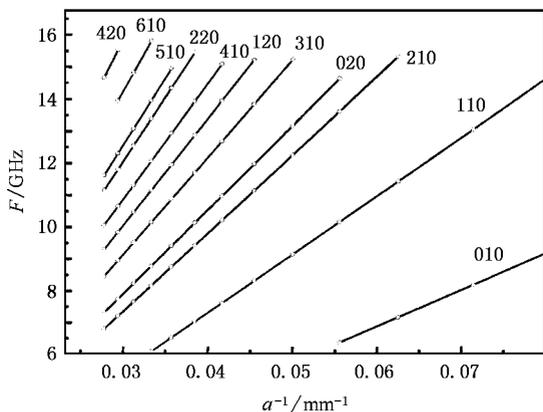


图 2 圆柱谐振腔的模式图

$a$  的增大,会出现众多  $p > 1$  的模式(在图 2 中的 120, 420 模式曲线之间,还有 320, 130, 030 等许多模式的曲线未画出).所以,速调管或加速器所用的圆柱腔多以传统的 010 基模工作,而且为重入式结构.

与圆柱腔不同,圆柱同轴腔在高频段可以采用较大横截面的腔体.腔的外半径  $a$  固定( $a = 38 \text{ mm}$ )时,本征频率  $F$  随腔的内半径  $b$  及模式阶数  $n, p$  的变化曲线如图 3 所示. $n10$  模式的模式密度随频率或阶数  $n$  的增大反而减小.选择合适的  $b/a$  值,可使工作模式与非工作模式之间有较大的频率间隔,这有利于避开非工作模式的竞争.例如在 X 波段的 310—610 模式范围,取  $b/a$  为 0.40—0.56 之间时,模式间隔较大.当  $b$  增大时,环形区宽度( $a - b$ )变窄,这时只出现  $n10$  模式,而且其模式密度增大;当  $b$  减小时,有  $p > 1$  的模式出现,即电场极大值  $E_{zm}$  在径向出现多次,如图 1(e),而且模式  $n10$  与  $np0$  ( $p > 1$ )有重叠的情况.

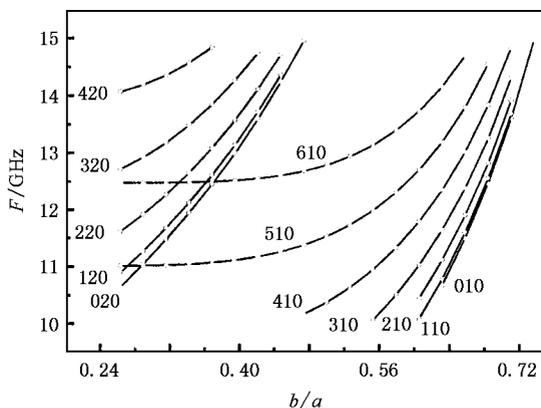


图 3 外径  $a = 38 \text{ mm}$  时圆柱同轴腔的模式图

图 4 为同轴腔的内径  $b$  固定、外径  $a$  变化时的模式图.因  $a$  与  $b$  的间隔较小,仅出现  $n10$  模式,而无  $p > 1$  的模式.与图 3 类似, $n$  越大  $n10$  模式的间隔也越大,即具有良好的选模特性.这和圆柱腔形成了明显的对比.与图 3 不同的是,模式密度几乎不随  $a$  的变化而变化.当然,内外半径的选取除了考虑模式密度外,还要兼顾  $Q$  值和特性阻抗等多种因素.

(注 圆柱腔的基模为 010 模,而同轴腔的基模为横电磁模).

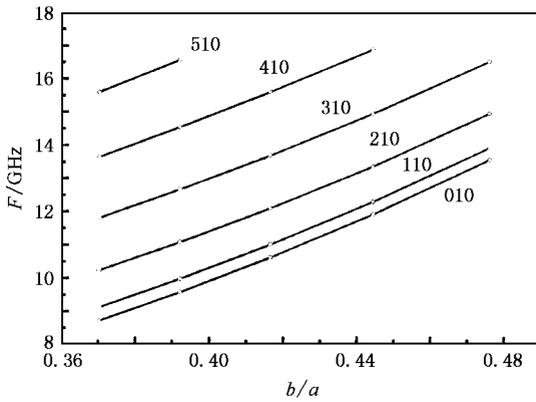


图 4 内径  $b = 10 \text{ mm}$  时同轴腔的模式图

### 3.2. 特性阻抗及其极大值

特性阻抗是衡量谐振腔增益带宽积的最重要参数.圆柱谐振腔的特性阻抗如图 5 所示.从图 5 可见,特性阻抗  $Z$  随  $a^{-1}$  呈线性变化,当  $p > 1$  时  $Z$  很小.基模的  $Z_{010}$  最大.这是因为基模的电场主要集中于轴芯附近的缘故(见图 1(a)).由(5)式知,  $Z \propto l$ ,故不同  $l$  值所示的  $Z$  曲线的规律是相同的.

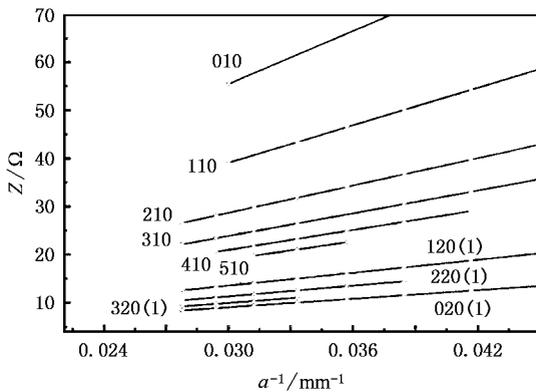


图 5 圆柱谐振腔的特性阻抗图  $l = 10 \text{ mm}$

当外径  $a$  固定、腔长  $l$  不变时,同轴腔的特性阻抗  $Z$  与内径  $b$  和阶数  $n, p$  的关系如图 6 所示.  $p$  不变时,  $Z$  随  $n$  的增大而减小.但低阶 010 模式的特性阻抗却较小,这是由于其电场  $E_z$  呈现如图 1(c) 所示的圆环状分布,不像高阶模  $n_{10}$  ( $n > 0$ ) 的电场那样集中.当  $n \rightarrow \infty$  时,  $n_{10}$  模式的电场分布无限接近于 010 模式的场分布,二者的特性阻抗必然相等,这与图 6 中曲线的趋势一致.当环形区宽度 ( $a - b$ ) 减小,即  $b$  增大时,各  $n_{10}$  ( $n > 1$ ) 模式的  $Z$  值相互

趋近.与图 3 类似,当 ( $a - b$ ) 增大时,出现  $p > 1$  的模式.因  $Z$  随  $j$  的增大而衰减剧烈,故工程中常选  $n_{10}$  模式.

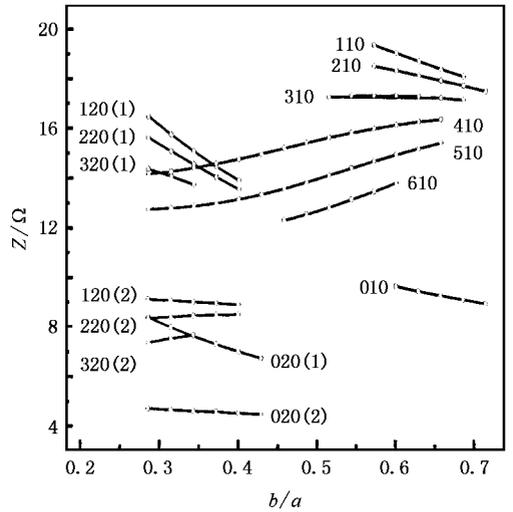


图 6 同轴腔的  $Z$  随内径  $b$  的变化  $a = 35 \text{ mm}, l = 7 \text{ mm}$

注意到图 6 中曲线的变化有升有降,而 310 模式的曲线较为平缓,故提取 310 模式进行单独分析.图 7 为 310 模式特性阻抗的计算值  $Z$  和用 ISFEL 3D 软件<sup>[10]</sup> 的仿真值  $Z'$ 、本征频率的计算值  $F$  与仿真值  $F'$  的曲线.在  $b = 20 \text{ mm}$  时,发现 310 模式的特性阻抗有极大值  $Z_{\text{max}} = 17.31 \Omega$ .若另取  $a = 44 \text{ mm}, b = 32.3 \text{ mm}$  410 模式的特性阻抗也有极大值  $Z_{\text{max}} = 13.08 \Omega$ ,如图 8 所示.其频率范围  $F = 11\text{--}16 \text{ GHz}$ .

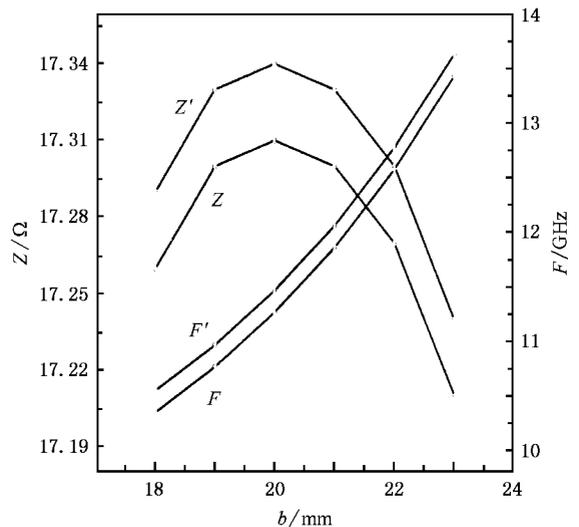


图 7 310 模式  $Z$  的极大值  $a = 35 \text{ mm}, l = 7 \text{ mm}$

图 9 为同轴腔内径  $b$  与腔长  $l$  不变时的特性阻

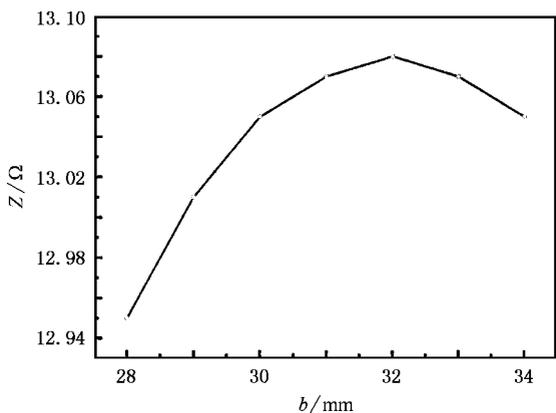


图 8 410 模式 Z 的极大值  $a = 44 \text{ mm}, l = 7 \text{ mm}$

抗图,与图 6 不同的是各  $n_{10}$  模式的曲线随  $a$  的减小而单调线性增大,没有极大值,而其他特性则与图 6 相似.

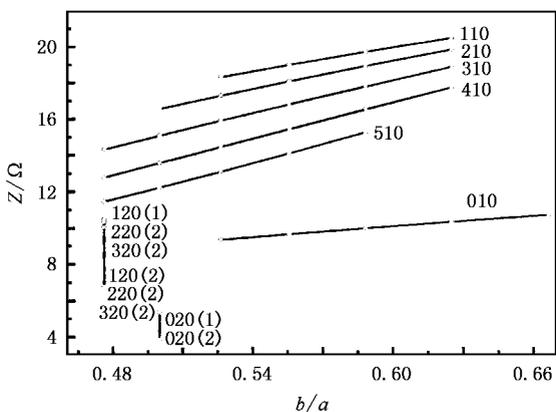


图 9 同轴腔的 Z 随外径  $a$  变化  $b = 20 \text{ mm}, l = 7 \text{ mm}$

漂移管设置在  $E_{zm}$  处时,管内的特性阻抗值最大而且均匀,即管内加载电子注后,电子与管间隙处高频电场的相互作用最强.若管芯偏离  $E_{zm}$  的位置,特性阻抗就降低.取一实例进行分析:设同轴腔的内、外半径为  $b = 12 \text{ mm}, a = 26 \text{ mm}$ ,腔长  $l = 7 \text{ mm}$ .计算得到 310 模式电场极大值  $E_{zm}$  对应的位置半径  $r_m = 18.87 \text{ mm}$ ,空腔频率  $F = 13.124 \text{ GHz}$ .在腔内三个位置(a)  $r = 17.00 \text{ mm} < r_m$  (b)  $r = 18.87 \text{ mm} = r_m$ , (c)  $r = 20.75 \text{ mm} > r_m$  处分别加入  $2n$  个内径为  $3 \text{ mm}$  的漂移管后(漂移管结构与图 1(f)中的结构类似,其外部较为复杂的尺寸从略),在管间隙口的横截面整个直径上取数个点,用 ISFEL 3D 软件仿真过这些点的轴向特性阻抗,结果如图 10 所示.以上 (a)(b)(c)三种情形漂移管内的特性阻抗分别对

应于图 10 中曲线 a、曲线 b 和曲线 c.考虑到 Z 的量值和均匀性,显然曲线 b 最佳,即漂移管必须置于  $E_{zm}$  的位置.此时腔频率的仿真值降为  $F = 9.50 \text{ GHz}$ .(b)情形空腔  $Q_0$  的计算值和仿真值分别为 7332 和 7608.加漂移管后,功率损耗增加,导致无载  $Q$  值大幅度下降,其仿真值为  $Q_0 = 4112$  (加漂移管后腔的两端面仍然封闭).

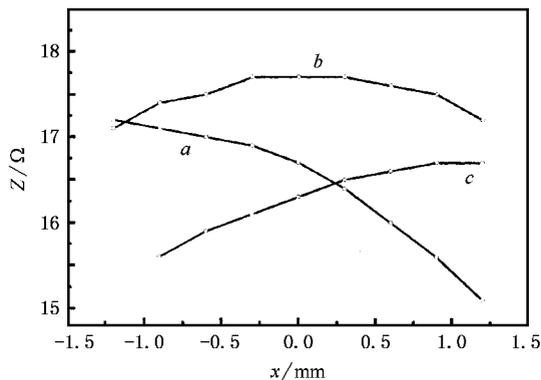


图 10 漂移管置于三个不同位置时管内的特性阻抗( $x$  为漂移管间隙处横截面直径坐标)

图 11 为同轴腔的特性阻抗与本征频率随阶数  $n, p$  的变化,它集中了图 3 和图 6 的一些共同特征.

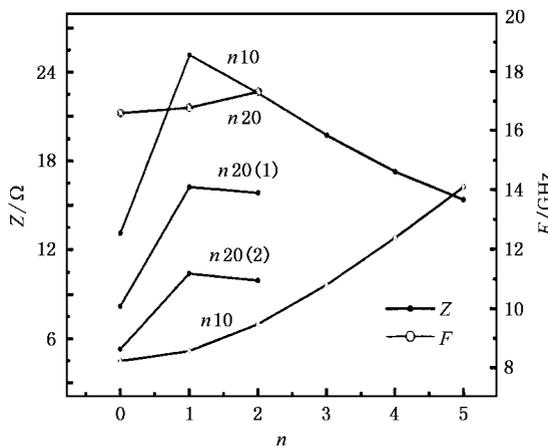


图 11 Z 和 F 随  $n$  的变化  $b = 12 \text{ mm}, a = 30 \text{ mm}$

阶数  $n$  的选定要权衡多种因素,如总功率、单个电子注的功率、特性阻抗、相对带宽及无载  $Q$  值等,其中  $\frac{\Delta F}{F} = \frac{1}{Q_0}$ .  $n_{10}$  模式共有  $2n$  个电场极大值  $E_{zm}$ .图 12 为同轴腔的腔长和内、外半径都固定时,腔内  $E_{zm}$  位置处特性阻抗的总和  $2nZ_n$  以及无载  $Q$  值与模式阶数  $n$  的关系曲线.两者均随  $n$  的增大而增大.其频率范围  $F = 10\text{—}15 \text{ GHz}$ .

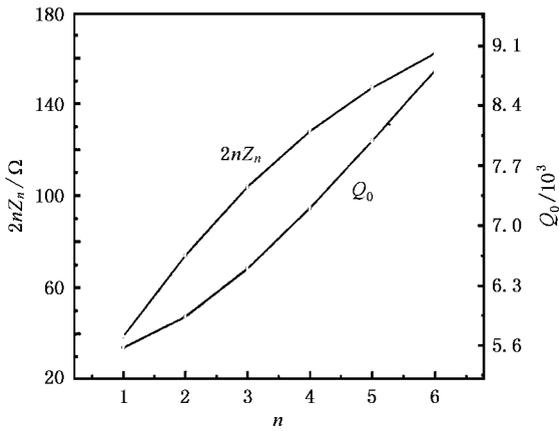


图 12  $n_{10}$  模式  $2nZ_n$  和  $Q_0$  值随  $n$  的变化  $l = 7 \text{ mm}$ ,  $b = 20 \text{ mm}$ ,  $a = 35 \text{ mm}$

表 1 给出了图 7 中的 310 模式的无载品质因数的理论计算值  $Q_0$  和利用 HFSS 软件的仿真值  $Q'_0$ . 两者基本符合. 因网格划分的数目是有限的, 模拟结果与计算结果必然有误差. 计算还表明, 对固定模式, 同轴腔的无载  $Q$  值随腔体内表面面积(以参数  $b, a, l$  表示)的增大而增大.

表 1 310 模式的  $Q_0$  和  $Q'_0$  值

$b/\text{mm}$	$Q_0$	$Q'_0$
18	6771	6963
19	6633	6785
20	6499	6680
21	6367	6581
22	6238	6493
23	6109	6362

### 3.3. 高频段大横截面同轴腔

在高频段(如 10—20 GHz 附近), 圆柱微波谐振腔必须以高阶模式工作, 对应的腔体尺寸很小. 这不仅严重地影响谐振腔功率的提高, 而且会使加工难度增大. 若采用同轴腔, 则在高频段既可采用任意阶模式, 又能有较大的腔体横截面结构.

#### 3.3.1. 低阶模

同轴腔的 010 模式的电场沿圆周均匀分布, 故不存在其模式沿角向旋转的问题. 另外, 低阶模式的单注特性阻抗较大. 对应一些结构的 010, 310 模式的计算结果如图 13 所示.

#### 3.3.2. 高阶模

如图 12 所示, 采用高阶的  $n_{10}$  模式可以获得很

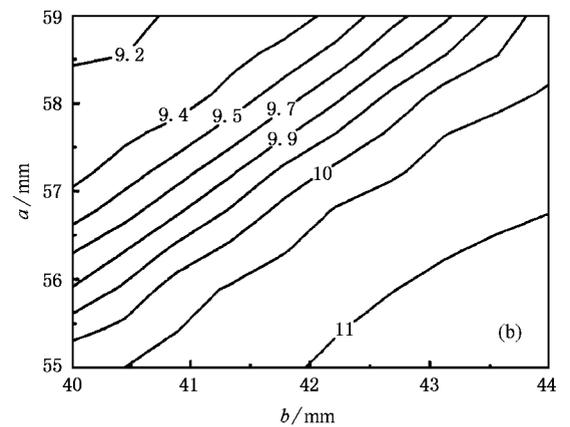
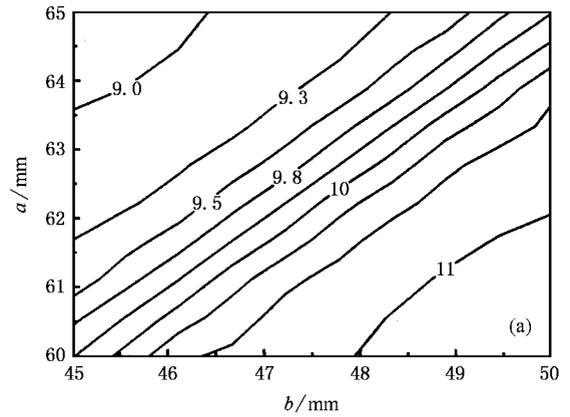


图 13 高频段大横截面同轴腔的低阶模模式图 图中的数字表示频率, 单位为 GHz (a) 010 模式,  $Z = 6.7\text{—}7.3 \Omega$ , (b) 310 模式,  $Z = 10\text{—}11 \Omega$

高的多注特性阻抗之和, 并且比低阶模有更大的效率带宽积<sup>[11]</sup>. 图 14 为  $a - b = 18 \text{ mm}$  时  $F, Z$  随  $b$  的变化曲线. 由图 14 可见, 高阶  $n_{10}$  模的模式密度很均匀. 当  $b$  增大时,  $Z$  与  $F$  呈线性下降. 当  $b$  固定时,  $Z$  随  $n$  的增大而下降; 而  $F$  随  $n$  的增大而升高.

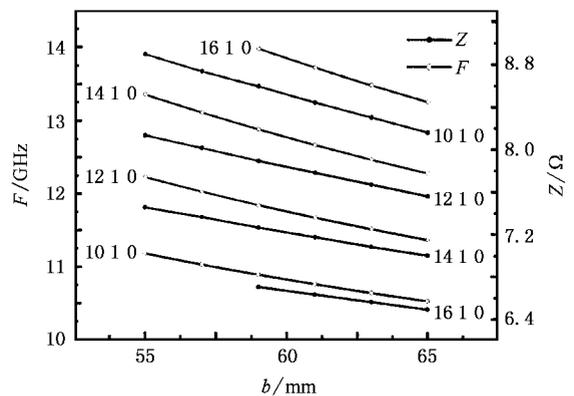


图 14 高频段大横截面同轴腔的高阶模 12 1 0 模式图

所以,若保持  $a - b$  不变,在高频段采用大横截面的腔体时,必须选择很高阶的模式.如日本高能物理研究所(KEK) Larionov 等<sup>[4]</sup>设计的 X 波段( $F = 11.424$  GHz)多注速调管的同轴腔(空腔)以 12 1 0 模式工作.由本文所述的程序对其结构进行计算( $b = 66$  mm,  $a = 84$  mm,  $l = 8$  mm),恰好得到 12 1 0 模式,而且  $Z = 6 \Omega$ ,  $r_m = 75.05$  mm. 其电场分布如图 1(d)所示.

## 4. 结 论

理论计算了圆柱同轴谐振腔的本征频率、模式阶数、纵向电场强度极大值  $E_{zm}$  的位置半径和  $E_{zm}$  处的特性阻抗、腔体几何尺寸和固有品质因数等关联工作参数.计算结果与用 ISFEL 3D 和 HFSS 软件仿

真的结果有较好的一致性.对数据结果进行分析后发现,  $n10$  模式具有优良的特性,例如有较大的模式间隔、腔外径为特定值时特性阻抗有极大值、在高频段可采用任意大横截面的腔和任意阶的模式.计算结果可作为圆柱同轴谐振腔设计的优选数据库.设计者可以根据特定工作参数的要求,从计算出的大量结果中优选需要的数据,从而为下一步仿真和实验提供依据,以减少设计初期冗长反复的仿真模拟和试错实验,提高设计的准确性和效率.

实际的谐振腔必须与能源或负载相连接.考虑谐振腔通过耦合孔与传输波导相耦合问题,需要进一步从理论上定量分析腔壁上的耦合孔和加载的电子注对耦合系数、带宽、效率、高阶 TM 模式电磁场强度等参数的影响,然后由软件仿真及实验检验.而研究这些问题时,必须掌握上述封闭腔的模式特性.

- 
- [ 1 ] Li Z H , Meng F B , Chang A B *et al* 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3627 ( in Chinese ) [ 李正红、孟凡宝、常安碧等 2004 物理学报 **53** 3627 ]
- [ 2 ] Fang J Y , Ning H , Zang S L *et al* 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2224 ( in Chinese ) [ 方进勇、宁 辉、张世龙等 2003 物理学报 **52** 2224 ]
- [ 3 ] Zhang J , Zhong H H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 206 ( in Chinese ) [ 张 军、钟辉煌 2005 物理学报 **54** 206 ]
- [ 4 ] Larionov A , Teryaev V , Matsumoto S *et al* 2002 *Proceedings of the 27th Linear Accelerator Meeting in Japan ( Part 8 )* ( Kyoto : Institute of Technology , Kyoto University ) p13
- [ 5 ] Joaquim B J 2004 *Fifth IEEE International Vacuum Electronics Conference ( Monterey : IEEE )* 312
- [ 6 ] Chu X W , Zhou W , Xiang F *et al* 1985 *IEEE Tran. Nucl. Sci.* **NS-32** 2983
- [ 7 ] Chen X Q 2002 *Ph. D. Dissertation ( Beijing : Graduate School of the Chinese Academy of Sciences )* ( in Chinese ) [ 陈新桥 2002 博士学位论文 ( 北京 : 中国科学院研究生院 ) ]
- [ 8 ] Zhang K Q , Li D J 2001 *Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics ( 2nd ed )* ( Beijing : Electronic Industry Press ) p205 , 255 256 ( in Chinese ) [ 张克潜、李德杰 2001 微波与光电子学中的电磁理论 ( 第二版 ) ( 北京 : 电子工业出版社 ) 第 205 , 255 256 页 ]
- [ 9 ] Petiau G 1955 *La Théorie Des Fonctions de Bessel ( Paris : Centre National de la Recherche Scientifique )* p188
- [ 10 ] Silaev S A 2000 *ISFEL 3D User 's Guide Version 6.0 ( St. Petersburg : Slava Prospect )*
- [ 11 ] Wu Z F 2001 *High Power Laser and Particle Beam* **13** 485 ( in Chinese ) [ 吴中发 2001 强激光与粒子束 **13** 485 ]

# Research on parameters of higher-order transverse magnetic modes in cylindrical coaxial cavity resonator

Dong Yu-He<sup>1 2 3)</sup> Ding Yao-Gen<sup>1)</sup> Xiao Liu<sup>1 2)</sup>

1 *Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China*

2 *Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*

3 *Department of Mathematics and Physics, Science and Technology University of Inner Mongolia, Baotou 014010, China*

( Received 30 March 2005 ; revised manuscript received 18 July 2005 )

## Abstract

The inter-related parameters of higher order transverse magnetic ( TM ) modes in coaxial cavity are calculated and analyzed. It is found that  $TM_{n10}$  modes have large mode intervals. There exists a maximum characteristic impedance while keeping the specific cavity outer radius constant. Large cross-section cavity can be employed in higher frequency range. The solutions show good agreement with the results simulated by ISFEL 3-demention and HFSS , softwares used for electromagnetic simulation. The results calculated can serve as a database from which the optimum seeking in design can be gotten instantly instead of the time-consuming simulation by trial and error.

**Keywords :** higher-order transverse magnetic mode , cylindrical coaxial cavity , characteristic impedance , multi-beam klystron

**PACC :** 4100 5270G