

速调管输出腔高阶TM模式间隙阻抗的模拟计算

董玉和^{①②③} 丁耀根^① 王进华^{①②}

^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(内蒙古科技大学理学院 包头 014010)

摘要: 该文由功率-电压法和LC等效电路法的概念出发,利用电磁场软件ISFEL3D的后处理文件PAC3D中逐点提取的电磁场强度及其积分值,计算了同轴腔高阶TM₃₁₀模式与矩形波导基模耦合时,腔内漂移管中心的间隙阻抗,两种方法给出相同的计算结果。对于相同的模式,采用编程计算的结构参数模型可以得到较大的间隙阻抗实部。

关键词: 微波同轴谐振腔; 高阶 TM 模式; ISFEL3D; 间隙阻抗; 多注速调管

中图分类号: TN122

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)10-2517-04

Simulation and Calculation on Gap Impedances of Higher Order TM Mode in Output Cavity of Klystron

Dong Yu-he^{①②③} Ding Yao-gen^① Wang Jin-hua^②

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

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

^③(College of Science, Inner Mongolia University of Science & Technology, Baotou 014010, China)

Abstract: Coupling of higher order transverse magnetic modes TM₃₁₀ in microwave coaxial cavity of klystron with TE₁₀ mode of rectangular waveguide is analyzed based on power-voltage and LC equivalent-circuit methods respectively. Gap impedances of output cavity were calculated by using of electromagnetic fields which was point-by-point took out from PAC3D of software ISFEL3D. Results obtained in the two methods made an agreement. It is found that larger gap impedance can be obtained by employing calculated cavity configuration.

Key words: Multi-beam klystron; Microwave coaxial cavity resonator; High order TM mode; ISFEL3D; Gap impedance

1 功率-电压模拟法计算实数间隙阻抗

功率微波器件正在朝着高频率、高功率和高效率的方向发展。由于同轴谐振腔及其高阶工作模式具有的一些优点,它正在越来越多地被用于高能粒子加速器和高瞬时功率的多注速调管中^[1-4]。传统的谐振腔是以基模方式工作的圆柱腔。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。值得注意的是,研究发现^[5],采用同轴腔及其高阶模式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;同轴腔在高频段或者其高阶模式可采用较大横截面的腔体,这不仅使腔易于加工,还可以减轻阴极负荷,从而获得高的脉冲功率和平均功率。因此,对其特性的研究具有比较重要的意义。

输出腔的间隙阻抗是速调管输出回路最重要的特性之一,其频率特性决定了输出带宽以及整管的效率。传统的等效电路法常用于圆柱腔的基模情形。但本文通过提取软件模拟结果中空间分布的电磁场值,再由基本理论计算较为复杂的高阶模情形的特性参数。单间隙腔的间隙阻抗只有实部和

虚部两个分量。为得到最大能量转换效率,输出腔间隙的阻抗应为 $Z_{opt}=(R/Q)Q_L$ 。其中 (R/Q) 为特性阻抗, Q_L 谐振腔的外品质因数^[6]。本文从由ISFEL3D软件模拟的结果文件中提取电磁场数据进行计算,得到了间隙阻抗的实部;引用等效电路概念,求出了间隙阻抗的虚部。

图1为带漂移管的同轴腔与波导孔径耦合的结构,其中 b , a 各为同轴腔的内、外半径, r_m 为TM模式驻波电场极大值 E_{zm} 对应的位置半径。图2和图3为同轴腔TM₃₁₀模式与矩形波导TE₁₀模式耦合的模拟场分布。对于单注单间隙速调管,其输出腔间隙阻抗的实部为^[1]

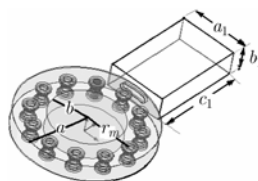


图1 带漂移管同轴腔与波导的孔径耦合

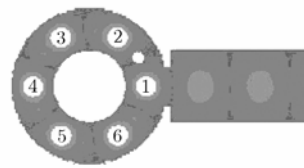
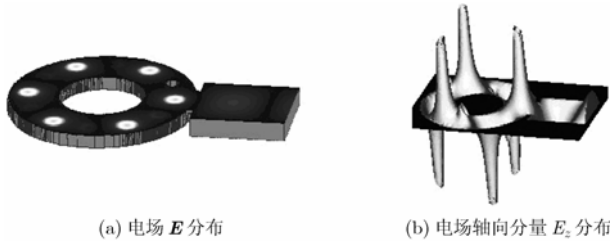


图2 漂移管位置的编号

图3 输出腔TM₃₁₀模与波导TE₁₀模的耦合

$$R^* = \frac{V^2}{2P} = \frac{\left| \int_{-l/2}^{l/2} E_{zm} \cdot dl \right|^2}{2P} = \frac{(E_{zm} \cdot l)^2}{2P} \quad (1)$$

其中总功率 $P = \frac{1}{2} I^2 R^*$, V 是间隙上的电压, l 是腔的长度。

此处考虑的是未加载电子注的情形, 故总电流 I 未知。对于高阶 TM_{*n*10} 模的 $2n$ 个电子注。输出腔中各漂移管中心处间隙阻抗的实部为 $R_i^* = V_i / I_i = \left(\int E_{zm} \cdot dz \right) / I_i$, 各电子注的

电流 I_i 是未知的 ($i=1, 2, \dots, 2n$)。由于波导与腔的耦合不对称, 故各 V_i 是不相等的。此处为简单计, 近似认为各个电子注的电流 I_i 相等, 各间隙处的电压 V_i 也相等。另外, 忽略各间隙之间的相互影响。总功率与单注功率的比值为

$$\frac{P}{P_1} = \left(\frac{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n I_i V_i}{\frac{1}{2} I_1 V_1} \right) \left/ \left(\frac{\sum_{i=1}^n V_i}{V_1} \right) \right. \quad (2)$$

或 $P_i = P \left(\frac{V_i}{\sum_{i=1}^n V_i} \right)$

$$R_i = \frac{V_i^2}{2P_i} = \frac{V_i^2}{2P \left(\frac{V_i}{\sum_{i=1}^n V_i} \right)} = V_i \sum_{i=1}^n V_i / (2P) \quad (3)$$

$$P = \frac{1}{2} I^2 R = \sum_{i=1}^n P_i = \frac{1}{2} I^2 \sum_{i=1}^n R_i = \frac{1}{2} \left(\frac{I}{n} \right)^2 \sum_{i=1}^n R_i \quad (4)$$

$$= \frac{1}{2} I^2 \left(\sum_{i=1}^n R_i / n^2 \right)$$

总的间隙阻抗为

$$R = \sum_{i=1}^n R_i / n^2 \quad (5)$$

下面在限定的频率 9.2GHz~9.6GHz 范围内, 模拟计算同轴腔 TM₃₁₀ 模式耦合矩形波导基模时的间隙阻抗。

(1) 结构参数 $b=12\text{mm}$, $a=26\text{mm}$, $l=7\text{mm}$, $r_{m1}=20.75\text{mm}$ 波导横截面的尺寸为^[1] $b_1=10$, $a_1=24$, 耦合孔的长、宽、厚各为 $a_2=10\text{mm}$, $b_2=3\text{mm}$, $c_2=1\text{mm}$ 。各漂移管的标号见图 2。矩形波导中传输的功率为

$$P = \frac{a_1 b_1}{480\pi} E_{yy}^2 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_1} \right)^2} \quad (6)$$

式中 E_{yy} 为波导中 TE₁₀ 模式电场强度的极大值。谐振腔与波导内各点的电场值可以在 ISFEL3D 模拟结果的 PAC 3D 文件中由鼠标跟踪提取而获得。各漂移管中心间隙阻抗的实部随频率的变化如表 1 和图 4(a)所示。图 5(a)为输出腔总的间隙阻抗实部随频率的变化曲线。

(2) 结构参数 $b=12\text{mm}$, $a=26\text{mm}$, $l=7\text{mm}$, $r_{m2}=18.86\text{mm}$ 腔体的 b, a 不变, 采用自编程序计算, 得到对应的 r_m 为 18.86mm。由此结构模拟结果提取的部分数据列于表 2。各漂移管中心的间隙阻抗实部如图 4(b)。输出腔总的间隙阻抗实部为图 5(b)。图 5(b)与图 5(a)相比, 总的间隙阻抗增大。故采用自编程序计算的 r_{m2} 值, 可以获得较大的实数间隙阻抗。

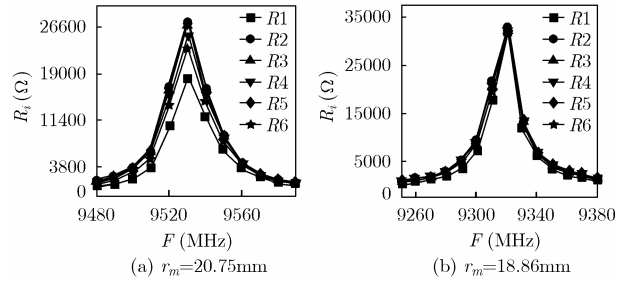


图4 输出腔各漂移管中心的间隙阻抗实部随频率的变化

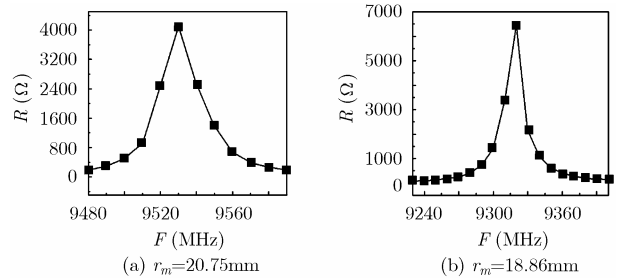


图5 输出腔总间隙阻抗的实部随频率的变化

2 电路法计算复数间隙阻抗

根据微波电路理论, 输出腔等效电感和等效电容的值为

$$L^* = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{R}{Q} \right), \quad C^* = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{R}{Q} \right)^{-1} \quad (7)$$

设谐振时, 腔内电场极大值处的间隙电阻为 R_0 , 对应的特性阻抗为

$$Z = R/Q = R_0/Q_0 \quad (8)$$

谐振腔的导纳为^[9]

$$B(F) = 2\pi F C^* - 1 / (2\pi F L^*) \quad (9)$$

输出腔的间隙阻抗可表示为

$$Z_0 = R(F) + jX(F) = R_0 / [1 + jR_0 B(F)] \quad (10)$$

其实部和虚部各为

$$R(F) = R_0 / [1 + R_0^2 B^2(F)] \quad (11)$$

$$X(F) = -R_0^2 B(F) / [1 + R_0^2 B^2(F)] \quad (12)$$

在谐振频率点, 谐振腔导纳 $B(F_0^*) = 0$, 实部取极大值 R_0 , 虚部为 0。虚部则有两个极值点 F_1 和 F_2 , 如图 6(a)。极大值点 F_1 对应于 $B(F_1) = -1/R_0$, $X(F_1) = R(F_1) = R_0/2$; 极小值点 F_2 , 对应于 $B(F_2) = 1/R_0$, $X(F_2) = -R(F_2) = -R_0/2$ 。

将模拟计算所得表 1 和表 2 中的数据代入式(7)~式(12), 得到输出腔间隙阻抗实部和虚部的频率特性如图 6(b)所示。可见其间隙阻抗实部与图 5(b)所示的量值相同。

3 结束语

本文利用电磁场软件 ISFEL3D 后处理文件 PAC3D 中逐点提取的电磁场强度及其积分值, 由功率-电压法和微波等

表 1 输出腔各漂移管的间隙阻抗和总间隙阻抗

$F(\text{MHz})$	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	$R_3(\Omega)$	$R_4(\Omega)$	$R_5(\Omega)$	$R_6(\Omega)$	$R(\Omega)$
9480	546.2	1339	1286.2	1162.9	1286.19	986.7	184.0
9490	972.4	2066.3	2017.7	1823.2	2017.7	1580	291.1
9500	1828	3541.7	3438.9	3160.9	3438.9	2799	505.8
9510	3599	6309.7	6076	5608.6	6076	5141	911.4
9520	10389	16799	16357	15473	16357	13925	2481
9530	18178	27266	26761	25246	26761	23226	4095
9540	11863	16455	16455	15307	16455	14542	2530
9550	6709	8866	8866	8386.4	8866	7907.2	1377.8
9560	3461	4230	4230	4101	4230	3845	669.3
9570	2109	2433.5	2433.5	2433.5	2433.5	2271.	392.06
9580	1405	1629.9	1629.9	1573.7	1630	1517.6	260.73
9590	1031	1154.	1154.2	1113	1154	1113.	186.65

表 2 输出腔各漂移管间隙阻抗与总的间隙阻抗

$F(\text{MHz})$	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	$R_3(\Omega)$	$R_4(\Omega)$	$R_5(\Omega)$	$R_6(\Omega)$	$R(\Omega)$
9220	192.	451.3	394.9	395.	338.	293.4	57.354
9230	256.	549.1	488.1	488.	427.	378.3	71.86
9240	369.	696.	696.	626.	557.	515.2	96.12
9250	527.	865.9	865.9	787.	787.	708.4	126.2
9260	819.	1318	1318	1224	1130	1036	190.14
9270	1191	1687	1687	1588	1489	1389	250.9
9280	1928	2804	2687	2570	2337	2337	407. 3
9290	3653	5058	4917	4777	4215	4215	745.4
9300	7195.	9215	8836	8836	8836	8205	1420.1
9310	17554	21653	21338	21023	20286	19761	3378.
9320	32341	32890	31954	31890	31893	31819	6434
9330	11794	13316	13316	13316	12936	12935	2156
9340	6105	6659	6659	6660	6659	6659	1095
9350	3611	3823	3823	3823	3823	3823	631.
9360	2254	2415	2415	2415	2415	2415	398.
9370	1646.	1783	1783	1784	1783.	1783	293.4
9380	1184.	1184	1184	1184	1184	1184.	197.4
9390	964.8	964.8	965	965	964.8	964.8	160.8
9400	887.1	887.	887	887	887.1	887.1	147.9

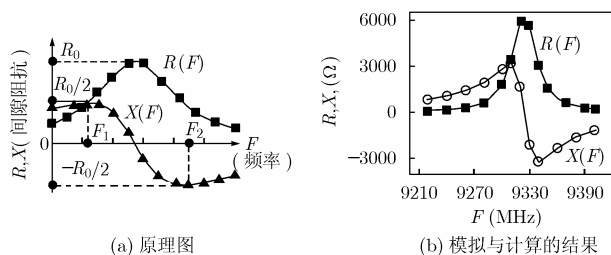


图6 波导加载输出腔复数间隙阻抗的频率特性

等效电路法计算了不同输出腔结构的实数和复数间隙阻抗。此方法可用于计算复杂结构的输出回路参数。计算表明,采用计算所得的腔体结构数据,可获得较大的实数间隙阻抗。

参 考 文 献

- [1] Larionov A, Teryaev V, and Matsumoto S, *et al.*. Design of multi beam klystron in X-band, <http://lcdev.kek.jp/Conf/LAM 27/8P-13.pdf>, Aug. 2002.
- [2] Song L, Ferguson P, Lves R L, and Miram G. Development of an X-band 50 MW multiple beam klystron Proceeding of 15th IVEC Cas, Monterey, California, USA, 2004: 286-287.
- [3] Freydovich I A, Kokorev N A, and Nazarov S N, *et al.*. Klystron with ring resonators for accelerators, Vacuum Electronics Conference, 2002 IVEC, Third IEEE International, Monterey, California, USA, April 2002: 262-263.
- [4] Gelvich E A, *et al.*. Multi-beam Klystron: trends of development. Vacuum Microwave Electronics, 2002: 54-61(俄文).
- [5] 董玉和, 丁耀根, 肖刘. 同轴微波谐振腔高阶横磁模式的分析,

物理学报, 2005, 54(12): 5629-5636.

Dong Yu-he, Ding Yao-gen, and Xiao Liu. Research on parameters of higher-order transverse magnetic modes in cylindrical coaxial cavity Resonator. *Acta Phys. Sin.*, 2005, 54(12): 5629-5636.

- [6] 宁曰民. 小信号多腔速调管主要性能指标简化分析, 微波学报, 2005, 21(3): 46-50.

Ning Yue-min. The simplified analysis of the main specifications of multi-cavity klystrons. *Journal of Microwaves*, 2005, (3): 46-50.

- [7] 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. 强激光与粒子束, 2005, 17(6): 893-896.

Wang Jin-hua, Ding Yao-gen, and Shen Bin. Calculation of characteristic parameters in klystron output circuit by field analysis method. *High power laser and particle beams*, 2005, 17(3): 893-896.

- [8] Rodyakin V E and Sandalov A N. Arsenal-Msu user Manual, Copyright Vladimir. Rodyakin, Moscow, 119899 Russia, 1997, +7(095) 939-46-01.

- [9] 林福民. 大功率宽带多注速调管输出段的研究. [博士论文], 北京: 中国科学院电子学研究所, 2003.

董玉和: 男, 1959年生, 副教授, 博士生, 研究方向为微波电子学.

丁耀根: 男, 1942年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为微波电子学.

王进华: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为微波电子学.