

文章编号: 1001-4322(2012)08-1925-06

双间隙同轴腔加载波导滤波器输出回路设计^{*}

谢兴娟^{1,2}, 黄传禄^{1,2}, 董玉和³, 丁耀根¹, 刘濮鲲¹

(1. 中国科学院 电子学研究所, 北京 100190; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039; 3. 内蒙古科技大学 理学院, 内蒙古 包头 014000)

摘 要: 采用高次模同轴输出腔结构和双间隙耦合谐振腔电路结构是提高速调管频率、功率和带宽的两个重要方式。将这两种电路形式相结合, 利用等效电路法推导了滤波器加载双间隙耦合输出回路的间隙阻抗实部计算公式。通过等效电路分析和3维电磁场计算软件模拟, 研究了降低高次模式双间隙耦合输出回路外观品质因数的方法。最终设计加载滤波器使得输出回路模型带宽达到9.7%。

关键词: 高次模; 双间隙腔; 间隙阻抗; 滤波器加载

中图分类号: TN122.7 **文献标志码:** A **doi:**10.3788/HPLPB20122408.1925

采用圆柱同轴谐振腔及其高阶 TM_{n10} 模式高频电路结构的速调管, 可以同时实现高频率和高功率, 也可以减轻阴极负荷和减小空间电荷密度, 是近年来微波器件发展的重要方向^[1-5]。目前对同轴高次模式谐振腔电路的研究多局限于追求高的峰值功率, 这很容易导致带宽较窄和谐振腔间隙处的高频击穿等问题。采用双间隙耦合谐振腔电路是扩展速调管带宽的重要方法, 除此之外, 此电路还可以通过降低间隙电压来增大峰值功率容量、通过减少腔壁上单位面积的功率损耗来增大平均功率容量, 同时可以在一定程度上避免谐振腔间隙处的高频击穿。因此将这两种电路形式相结合, 通过双间隙耦合电路来降低间隙电压, 是同轴谐振腔电路展宽带宽和防止高频击穿的一个新的方法。目前, 对于工作在圆柱形基模(TM_{010} 模)的双间隙腔已经研究成熟, 对于工作在高次模式的单间隙同轴谐振腔也有很多研究结果, 大多研究致力于窄带峰值功率的提高和杂模的抑制。但是对于工作在高次工作模式的双间隙腔和宽带输出结构的研究鲜见报道。本文将在X波段对一个 TM_{310} 模的同轴双间隙耦合腔输出回路模型进行研究, 分析同轴双间隙耦合腔输出回路间隙阻抗实部的计算方法, 探讨降低输出回路品质因数 and 展宽带宽的原理和方式, 并在3维电磁场计算软件 CST-MWS 模拟计算的基础上对模型的间隙阻抗实部进行计算。

1 双间隙耦合腔间隙阻抗实部计算

速调管输出回路的带宽受到很多因素的影响, 其中腔体的间隙阻抗频率特性起决定性作用, 间隙阻抗实部频率特性的带宽基本上反映了输出回路的带宽^[6-7]。

根据等效电路理论可知, 工作在高次模式的谐振腔可等效为多个等效电容和电感组成的谐振电路, 此电路中的所有电容和所有电感都可以等效为一个总电容和一个总电感。因此对高次模双间隙耦合腔的分析可以从工作在基模的双间隙耦合腔的等效电路出发。

对于双间隙耦合腔, 其电子注与二个谐振腔间隙的高频场相互作用, 特性阻抗为单个谐振腔的2倍, 同时其带宽为单间隙输出腔的2倍。此外, 双间隙耦合腔输出腔可以增加腔体的内表面积, 提高功率容量, 降低间隙电压, 减少单位面积损耗和增大平均功率容量。

为了展宽带宽和增大特征阻抗值, 我们使双间隙腔工作在 2π 模式。由于 2π 模式在第一腔和第二腔腔壁处的磁场分布方向相同, 故选择波导与耦合缝直接耦合的方式, 使谐振腔通过耦合孔与外接波导产生磁耦合^[7]。图1为用CST建立的滤波器加载双间隙耦合腔输出电路模型, 图2为此结构的等效电路模型, 其中 C_1 , C_2 , C_s , L_1 , L_2 , L_s 分别为两个间隙中和所有的耦合缝等效的总电容值和总电感值。 $\beta_2 l_2$, $\beta_4 l_4$, B_{23} , B_{34} 为滤波器等效电路参数, l_2 为第一段波导的电长度, 即第一对电感膜片到输出腔间隙的等效长度; l_4 为第二段波导的电长度, 即两对电感膜片之间的等效长度; $-B_{23}$, $-B_{34}$ 分别为两对电感膜片的归一化电纳。 Y_L 为匹配负载。在采用电感膜片形式的波导滤波器电路中, 电感膜片的归一化电纳由膜片间隙宽度和波导宽度决定, 图1中电感

* 收稿日期: 2011-10-31; 修订日期: 2012-01-11

基金项目: 国家自然科学基金项目[61062001]; 内蒙古自然科学基金项目(2009MS09041)

作者简介: 谢兴娟(1985-), 女, 博士研究生, 主要从事高功率微波器件研究; bentu1985@yahoo.com.cn.

膜片的一级近似归一化电纳计算公式为

$$B = \frac{\lambda_g}{W} \cot^2 \frac{\pi W_d}{2W} \quad (1)$$

式中: W 为波导宽边长度; W_d 为电感膜片间隙宽度; 这两个参数已在图 1 中标出。 λ_g 为波导波长, $\beta_g = 2\pi/\lambda_g$ 为波导的传输常数。

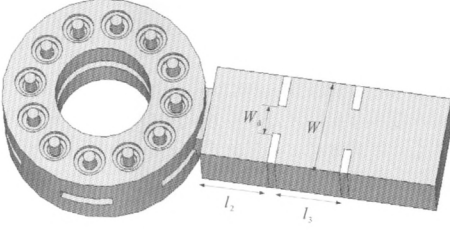


Fig. 1 Model of filter-loaded double-gap output circuit

图 1 滤波器加载双间隙耦合输出电路模型

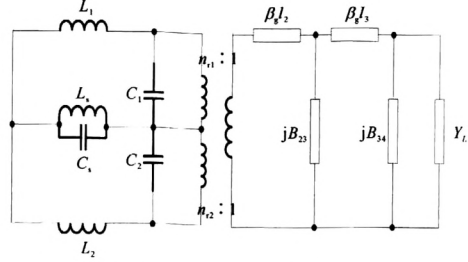


Fig. 2 Equivalent circuit of filter-loaded double-gap output circuit

图 2 滤波器加载双间隙耦合输出电路等效电路模型

假设输出腔两间隙尺寸参数完全对称, 从图 2 中可以看到输出耦合口等效为一分为二的两个变压器(变压器电压比分别为 n_{r1} 和 n_{r2}), 将滤波器电路产生的附加导纳平均地分配到了两个间隙上^[8]。根据电路理论, 图 2 中的等效电路可以化简为图 3 形式, 其中 Y_{L1} , Y_{L2} 为滤波器和负载电路的等效导纳, 其电路形式如图 4 所示^[9]。

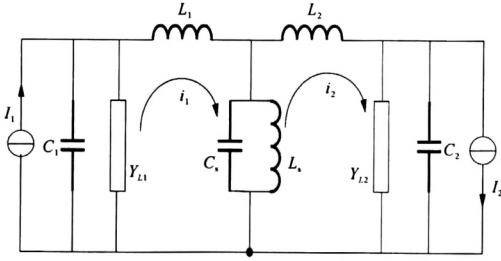


Fig. 3 Simplified equivalent circuit of filter-loaded double-gap output circuit

图 3 滤波器加载双间隙耦合输出电路的简化等效电路

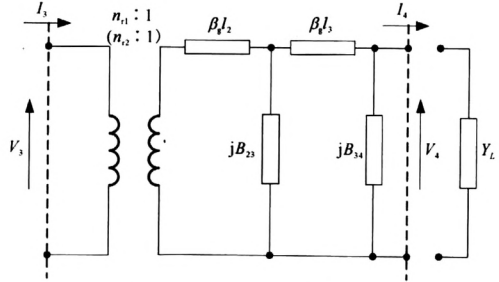


Fig. 4 Equivalent circuit of filter

图 4 外接滤波器等效电路

根据网孔电流法, 由图 3 的等效电路可得方程组

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{Y_s} + j\omega L + \frac{1}{Y_{CL1}} \right) i_1 - \frac{1}{Y_s} i_2 = \frac{I_1}{Y_{CL1}} \\ -\frac{1}{Y_s} i_1 + \left(\frac{1}{Y_s} + j\omega L + \frac{1}{Y_{CL2}} \right) i_2 = \frac{I_2}{Y_{CL2}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $Y_{CL1} = j\omega C_1 + Y_{L1}$, $Y_{CL2} = j\omega C_2 + Y_{L2}$ 。 Y_{L1} , Y_{L2} 可以根据图 4 从输出腔到匹配负载端口的归一化传输矩阵求得

$$\begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_r & 0 \\ 0 & 1/n_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta_g l_2 & j \sin \beta_g l_2 \\ j \sin \beta_g l_2 & \cos \beta_g l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j B_{23} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $n_r = n_{r1} = n_{r2}$, $n_{r1}^2 = (R/Q)_1 Q_e$, $n_{r2}^2 = (R/Q)_2 Q_e$, Q_e 为输出腔中任一单间隙谐振腔的外载品质因数。

整理后得到滤波器电路加载到谐振腔上的等效电纳为

$$Y_{L1} = \frac{1}{(R/Q)_1 Q_e} \frac{1 + j(x_1 - B_{23})}{1 + B_{23} x_1 + j x_1} \frac{1 + j(x_2 - B_{34})}{1 + B_{34} x_2 + j x_2} \quad (4)$$

$$Y_{L2} = \frac{1}{(R/Q)_2 Q_e} \frac{1 + j(x_1 - B_{23})}{1 + B_{23}x_1 + jx_1} \frac{1 + j(x_2 - B_{34})}{1 + B_{34}x_2 + jx_2} \quad (5)$$

式中: $x_1 = \tan\beta_g l_2$; $x_2 = \tan\beta_g l_2$ 。

假设输出腔间隙阻抗矩阵为 Z_C , 根据微波理论可知

$$\bar{V} = Z_C \bar{I} \quad (6)$$

式中: $\bar{V} = [V_1, V_2]$, V_1, V_2 分别为谐振腔两间隙的电压; $\bar{I} = [I_1, I_2]$, I_1, I_2 为两间隙等效电流源; 已在图3中标出。

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{j\omega C_1} (I_1 - I_2) \\ V_2 = \frac{1}{j\omega C_2} (I_2 - I_1) \end{cases} \quad (7)$$

整理式(2), (6)~(7), 求得此双间隙耦合回路的间隙阻抗矩阵为

$$Z_C = C_2 - C_2 K^{-1} C_1 \quad (8)$$

$$\text{式中: } C_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{Y_{a1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Y_{a2}} \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega C_2} \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} \frac{1}{Y_s} + j\omega L + \frac{1}{Y_{a1}} & -\frac{1}{Y_s} \\ -\frac{1}{Y_s} & \frac{1}{Y_s} + j\omega L + \frac{1}{Y_{a2}} \end{bmatrix}。$$

输出回路的等效间隙阻抗(即相互作用阻抗)定义为单位激励下负载上的损耗功率。若忽略腔壁损耗, 谐振能量全部输出。则双间隙耦合腔向外电路负载提供的总平均功率为

$$\bar{P}_{out} = \frac{1}{2} (I_1 V_1) + \frac{1}{2} (I_2 V_2) \quad (9)$$

该输出回路的激励为第一腔的感应电流 $I_1 = I_1$ 。设 $I_2 = K_1 I_1 \exp(-j\beta_g P)$, 其中 β_g 代表电子注群聚电流的轴向传播常数; P 代表两间隙中心线之间的距离; K_1 为实数。一般情况下, 流经两间隙的感应电流的绝对值略微不同, 流经间隙2的感应电流的相位比流经间隙1的电流相位落后 $\beta_g P$ 。则此双间隙耦合腔输出回路的等效间隙阻抗为

$$Z = 2\bar{P}_{out} / |I_1|^2 \quad (10)$$

忽略两间隙感应电流幅值的差异, 双间隙耦合腔取 π 模或 2π 模时, 等效间隙阻抗实部 R 可表示为

$$R = R_{11} + R_{22} + 2\sqrt{R_{11}R_{22}} \quad (11)$$

式中: R_{11}, R_{22} 为间隙阻抗矩阵 Z_C 中的 Z_{11}, Z_{22} 的实部。

2 降低输出腔外观品质因数 Q_{ext} 的方法

输出腔的外观品质因数 Q_{ext} 反映了输出腔与波导等传输系统的能量耦合情况, 是输出腔的重要参数之一, 对速调管的效率和带宽都有重要的影响。在设计输出腔时, 为了增大输出腔带宽和使该腔具有较强的耦合能力, 一般要求外观品质因数数值达到一定低的程度。通常降低输出腔 Q_{ext} 的方法有以下3种^[10]: 增大耦合孔横截面积; 增大耦合孔处的纵向电场强度 E_z ; 增大耦合孔所在位置的角向磁场分量 H_ϕ (即磁场在耦合孔位置的切向分量)。增大耦合孔的面积既可降低 Q_{ext} , 又会降低连接外耦合口的间隙中的电场值。对于高次模多注速调管输出回路而言, 这会使谐振腔内电子注通过的多个间隙中的电场分布更不均匀, 进而会导致输出腔中各个电子注不能稳定地与电磁场相互作用, 使输出腔中注波互作用效率降低。因此更好的方法是增大耦合孔所在位置的纵向电场强度 E_z 和角向磁场分量 H_ϕ 。

由文献[11]知, 对于单间隙谐振腔高次模, 通过在与外耦合口连接的漂移头之间插入短路杆可以在降低 Q_{ext} 的同时很好地保证场分布更加均匀。这是由于短路杆的设置增大了耦合孔附近空间内的电磁场, 弥补了由于耦合孔的设置而造成该区域内电磁场的减小。同理可以分析, 此理论在双间隙耦合腔中同样适用。对于本文所用的波导与谐振腔在耦合缝处耦合的模型, 选择在两间隙中对称位置插入短路杆的方式, 具体模型如图5所示。

借助3维电磁场仿真软件 CST-MWS 仿真软件, 分别对设置短路杆前后的模型进行了建模和计算。结果发现, 此短路杆的设置使输出结构的 Q_{ext} 从144降到了77。图6(a)和6(b)分别为设置短路杆前后的两模型在

同一个间隙上的 TM_{310} 模电场分布图(电势等位线)。我们选择 2π 工作模式,考虑到模型设置的完全对称性,双间隙输出回路两间隙中的电场分布应该大致相同,因此,只用双间隙耦合腔一个间隙中的电场分布图即可以描述整个模型的 2π 模的电场分布情况。比较两图可知,设置了短路杆的输出回路中的电场在 6 个漂移头中的分布更加均匀。这是因为短路杆改变了输出腔中的边界条件,使得工作模式的电磁场重新分布,从而增大了耦合孔附近空间内的电磁场,弥补了由于耦合孔的设置而造成该区域内电磁场的减小,最终使输出腔中工作模式的电磁场分布变均匀。

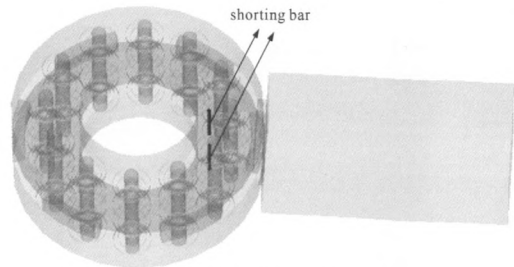


Fig. 5 Schematic drawing of shorting bar

图 5 插入短路杆示意图

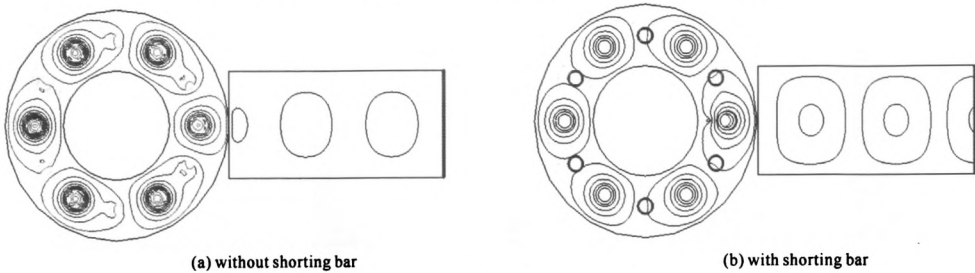


Fig. 6 Electric field in output cavity without and with shorting bar

图 6 无短路杆时和设置短路杆后输出腔内的电场分布图

3 滤波器加载双间隙耦合腔输出回路的设计

双间隙耦合输出腔的设计方法是根据整管的设计要求,先设计单间隙谐振腔,再进行双间隙腔体的总体设计。轴向两个间隙中心距离 P 的选择应满足电子渡越角关系

$$\beta_e P = 2\pi \quad (12)$$

为了保证工作模式有较强的耦合和保证工作模式电场分布的均匀性,我们选择如图 7 所示的耦合槽形式,只在有电子注通过的 6 个漂移头外添加 6 个张角相同的轴向均匀分布的耦合槽。

谐振腔电路最重要的参数是腔体的谐振频率 f 和特征阻抗 R/Q ,模拟计算表明,谐振腔的谐振频率 f 随腔高 h 、外半径 R_{out} 和漂移头厚度 r_d 的增加而降低,随内半径 R_{in} 和间隙距离 d 的增加而增大;特征阻抗 R/Q 随着腔高 h 、内半径 R_{in} 和间隙距离 d 的增加而增大,随外半径 R_{out} 和漂移头厚度 r_d 的增加而降低。各参数在模型中的具体含义见图 7 中表示。通过调节这些参数可以得到所需要的谐振频率和最大的 R/Q 值。

多间隙谐振腔的耦合会产生许多其他模式,非工作模式的存在会影响整个输出电路的特性,尤其当非工作模式频率和工作模式频率间隔比较近时。因此,保证工作模式和其相邻模式之间存在一定的频率间隔非常重要。模式频率间隔的调整方式有两种,一种是调节 6 个耦合槽的张角 θ 和半径 r_θ ,工作模式 $2\pi-TM_{310}$ 模频率随张角 θ 和半径 r_θ 的增大而降低,但降低幅度很小, $\pi-TM_{310}$ 模频率随张角 θ

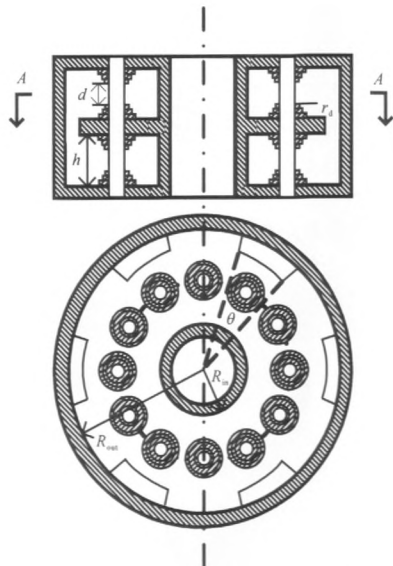


Fig. 7 Schematic drawing of coaxial double-gap cavity

图 7 同轴双间隙耦合谐振腔结构示意图

和半径 r_0 的增大明显降低。通过这种方式可以保证双间隙耦合引起的 π 模和 2π 模之间有一定的频率间隔。第二种方式为调节不通过电子注和通过电子注的两组漂移头的尺寸来改变 2π -TM₃₁₀ 模式和其极化模式的频率间隔^[12], 假设通过电子注的 6 个漂移头为第一组, 不通过电子注的 6 个漂移头为第二组。随着第二组漂移头横截面尺寸的减小, 间隙电容减小, 则以这组漂移头中心为电场最大值处的极化模式频率会增大。同时由于两腔之间耦合缝的存在, 会使工作模式的频率比其极化模式频率有所降低。

通过上述的各种调整, 用 CST-MWS 模拟最终得到的无滤波器加载的输出回路的端口群时延曲线如图 8 所示, 可见工作模式 2π -TM₃₁₀ 模的谐振频率为 9.76 GHz, 并且与其相邻的两个模式的频率间隔分别为 950 MHz 和 1.45 GHz。此频率间隔可以保证工作模式的稳定和在一定范围内频带的展宽。

根据等效电路原理和切比雪夫滤波器设计原理, 初步设计的加载三节滤波器的输出回路的 1 dB 相对带宽约为 10.2%, 但是考虑等效电路和设计过程中存在的误差, 在实际电磁软件仿真过程中要对滤波器参数进行调整, 最终实际得到的三节滤波器加载双间隙耦合腔高阶模输出回路的 1 dB 相对带宽为 9.7%, 频带内的有效阻抗最低值为 2398 Ω 。图 9 所示为利用等效电路设计和电磁软件仿真计算得到的模型间隙阻抗实部频率特性曲线。可见频带内的间隙阻抗实部频率特性比平坦, 滤波器的加载有效地增加了输出回路的带宽和降低了 Q_{ext} 。

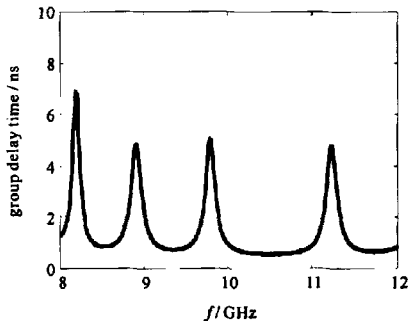


Fig. 8 Group delay time vs frequency of output circuit

图 8 输出回路的群时延函数频率特性曲线

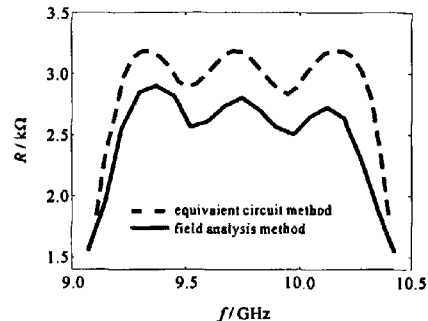


Fig. 9 Gap impedance vs frequency of output circuit calculated by different methods

图 9 不同计算方法下得输出回路间隙阻抗实部频率特性曲线

4 结 论

本文以等效电路分析和 3 维电磁场计算软件 CST-MWS 模拟为手段, 通过建立滤波器加载双间隙耦合输出回路等效电路模型, 推导了间隙阻抗实部的计算公式。在模型中设置短路杆很大程度的降低了输出回路的外观品质因数, 同时也获得了更加均匀的电场分布。最终通过加载滤波器的设计和电磁软件的模拟调整, 得到了 1 dB 带宽为 9.7% 的三节滤波器加载双间隙耦合腔高阶模输出回路结构。本文的工作为高次模多注速调管的进一步提高功率和带宽展宽提供了理论和技术参考。

参考文献:

- [1] 丁耀根. 大功率速调管的设计制造和应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010: 68-70, 86. (Ding Yaogen. Manufacture and application of high power klystron, Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 68-70, 86)
- [2] Eppley K R, Herrmannsfeldt W B, Lee T G. Improving the efficiency of microwave devices with a double output cavity[C]//1986 Linear Accelerator Conference Proceedings. 1986: 109-111.
- [3] Ding Yaogen, Shen Bin, Cao Jing, et al. Research progress on X-band multi-beam klystron[J]. IEEE Trans on Electron Devices, 2009, 56 (5): 870-876.
- [4] Larionov A, Teryaev V, Matsumoto S, et al. Design of multi beam klystron in X-band[EB/OL]. 2002, www-linac. kek. Jpmirror lam 27 . iec. kyoto-u. ac. jpPDF, 8P-13.
- [5] 董玉和, 丁耀根, 肖刘. 微波同轴腔高阶 TM₃₁₀ 模式参数的计算[J]. 强激光与粒子束, 2005, 17(7): 219-223. (Dong Yuhe, Ding Yaogen, Xiao Liu. Calculation of higher-order TM₃₁₀ mode parameters of microwave cylindrical coaxial cavity resonator. High Power Laser and Particle Beams, 2005, 17(7): 219-223)
- [6] 沈敦远. 微波技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 1980: 48-50. (Shen Zhiyuan. Technique of microwave. Beijing: National Defense Industry

Press, 1980:48-50)

- [7] 董玉和. 微波圆柱和同轴高阶横磁模式及其输出耦合[D]. 北京: 中国科学院电子学研究所, 2006. (Dong Yuhe. Research on higher order transverse magnetic mode of microwave cylindrical coaxial cavity and its out-coupling. Beijing: Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2006)
- [8] 韩慧鹏. 高次模双间隙腔耦合方式的研究[C]//全国微波毫米波会议论文集. 2011:339-342. (Han Huipeng. Study of coupling method for high-order mode double gap cavity//National Conference on Microwave and Millimeter Waves, 2011:339-342)
- [9] 丁耀根. 大功率速调管的理论与计算模拟[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008:68-70, 86. (Ding Yaogen. Theory and computer simulation of high power klystron. Beijing: National Defense Industry Press, 2008:68-70, 86)
- [10] 韩慧鹏. 高次模多注速调管杂模抑制及输出耦合的研究[D]. 北京: 中国科学院电子学研究所, 2011. (Han Huipeng. Research on parasitic-mode suppression and out coupling for higher order mode multi-beam klystron. Beijing: Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2011)
- [11] 曹静, 丁耀根, 沈斌. TM_{310} 模的同轴谐振腔与波导孔耦合及场分布研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(6):1521-1524. (Cao Jing, Ding Yaogen, Shen Bin. Research on field distribution of TM_{310} mode in cylindrical coaxial cavity resonator with coupling of waveguide hole. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2008, 30(6):1521-1524)
- [12] 谢兴娟. 抑制同轴谐振腔高次极化模式方法的研究[C]//全国微波毫米波会议论文集. 2011:1790-1792. (Xie Xingjuan. A study of method for depression on high polarizing model in coaxial cavity//National Conference on Microwave and Millimeter Waves, 2011:1790-1792)

Output circuit design for double gap coaxial cavity loaded with waveguide filter

Xie Xingjuan^{1,2}, Huang Chuanlu^{1,2}, Dong Yuhe³, Ding Yaogen¹, Liu Pukun¹

(1. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China;

3. School of Science, Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou 014010, China)

Abstract: The high-order mode coaxial cavity output circuit and the double-gap coupled cavity circuit are important for high frequency, high power and broadband klystrons. In this study, the two structures mentioned above are combined. The real part of the gap impedance of the filter-loaded double-gap output cavity is derived according to the equivalent circuit theory. In addition, the method for reducing the external quality factor of high-order mode double-gap output circuit is discussed on the basis of the microwave principle and simulation. The output circuit loaded with the designed filter has a bandwidth of 9.7%.

Key words: high-order mode; double gap cavity; gap impedance; loaded filter

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司, 以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程:

- HFSS 视频培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- CST 视频培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- 天线设计专业培训课程

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>