

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¹

林福民 * ** 丁耀根 * 张志强 * 黄云平 *

*(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

** (汕头大学物理系 广东汕头 515063)

摘 要: 该文建立了宽带速调管耦合双间隙腔的间隙阻抗矩阵频率特性的模拟计算方法, 并运用该方法计算了一个 S 波段宽带速调管的重叠模双间隙输出腔的间隙阻抗矩阵和等效间隙阻抗的频率特性。最后将模拟计算结果与冷测数据曲线做比较, 两者符合得较好, 相对偏离只有 10%~15% 左右, 从而检验了该模拟计算方法的可靠性。

关键词: 宽带速调管, 耦合双间隙腔, 重叠模双间隙腔, 间隙阻抗矩阵

中图分类号: TN122 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)09-1480-07

Simulation Computation Method for Calculating the Impedance Matrix of Double Gap Cavity of Klystron

Lin Fu-min Ding Yao-gen Zhang Zhi-qiang Huang Yun-ping

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

Abstract A simulation computation method for calculating the impedance matrix of coupling double gap cavity of broadband klystron is developed in this paper. The method is used to calculate the impedance matrix and equivalent gap impedance of the double gap cavity with overlap modes of a practical S band broadband klystron. The calculated results are compared with cold test data. The relative difference between two kinds of data is small, only about 10% to 15%, which is a powerful proof for reliability of the simulation computation method.

Key words Broadband klystron, Coupling double gap cavity, Double gap cavity with overlap modes, Impedance matrix

1 引言

速调管宽带输出回路的结构和特性对整管的输出功率、效率、带宽和稳定性都有决定性的影响, 因此宽带输出回路的研制始终是大功率宽带速调管中的一项关键性技术^[1-8]。研制速调管宽带输出回路的困难在于目前仍没有精确的速调管宽带滤波器设计理论, 传统的等效电路分析方法只是一种近似理论, 同时又不能检验最终设计出的宽带输出回路是否达到要求, 所有的结构优化过程都要依赖于冷测调试^[9]。发展宽带输出回路的模拟计算方法, 可以对宽带输出回路的结构进行检验和优化, 取代一部分冷测调试过程, 从而缩短研制时间并节省研制费用。文献 [10] 已经对速调管宽带输出回路的模拟计算方法的重要性和迫切性做了较详细的论述, 并且建立了单间隙输出腔宽带输出回路的模拟计算方法, 本文在文献 [10] 的研究基础上建立了耦合双间隙腔宽带输出回路的模拟计算方法, 并详细介绍了具体的操作步骤, 与文献 [10] 合成了一套完整的模拟计算方法。

¹ 2003-05-08 收到, 2003-09-07 改回

2 耦合双间隙腔的阻抗矩阵频率特性的模拟计算方法

根据耦合双间隙腔^[11-14]和微波传输线的等效电路法，耦合双间隙腔加载滤波器宽带输出回路的集中元件等效电路^[7]如图 1 所示，左边为耦合双间隙腔的等效电路，右边为波导滤波器的等效电路，中间的理想变压器代表输出腔与波导的耦合口。图 1 所表示的输出回路为三节滤波器输出回路，更多节的滤波器输出回路的等效电路也与此类似，滤波器的节数并不影响下面的推导以及得出的所有结论。在这一类电路中，除了波导端口所连接的负载外，其余都是近似无耗的电抗元件，因为金属内表面的损耗比较小，一般可以忽略不计。

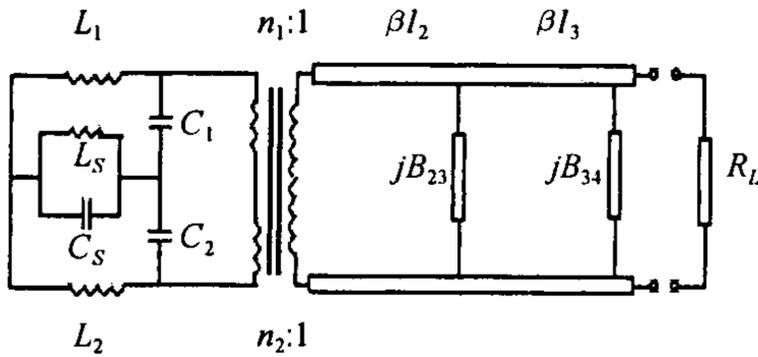


图 1 双间隙腔输出回路的等效电路

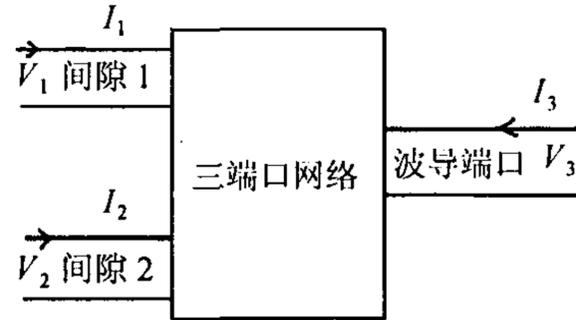


图 2 双间隙腔输出回路的等效三端口网络

图 1 中电容 C_1 和 C_2 代表输出腔的间隙电容。输出腔的两个注波相互作用间隙与输出波导端口构成了如图 2 所示的互易而且无耗的三端口网络。三端口网络的电路工作特性可以采用一个 3×3 的阻抗矩阵表示，按照阻抗矩阵的定义，各端口的电压与输入电流的关系表示为

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (1)$$

如果波导端口连接匹配负载，即 $V_3 = -I_3 Z_0$ ， Z_0 为波导端口的特征阻抗，那么将可以得到如下关系式：

$$V_1 = Z_{11}^g I_1 + Z_{12}^g I_2 \quad (2)$$

$$V_2 = Z_{21}^g I_1 + Z_{22}^g I_2 \quad (3)$$

其中

$$Z_{11}^g = Z_{11} - Z_{13}^2 / (Z_0 + Z_{33}) \quad (4)$$

$$Z_{12}^g = Z_{21}^g = Z_{12} - (Z_{13} Z_{23}) / (Z_0 + Z_{33}) \quad (5)$$

$$Z_{22}^g = Z_{22} - Z_{23}^2 / (Z_0 + Z_{33}) \quad (6)$$

在速调管理论中，以 $Z_{11}^g, Z_{12}^g, Z_{21}^g, Z_{22}^g$ 为矩阵元的 2×2 矩阵称为耦合双间隙输出腔的阻抗矩阵，其频率特性是速调管宽带输出回路最重要的性能指标。到目前为止，对于一个具体结构的输出回路，耦合双间隙输出腔的间隙阻抗矩阵的频率特性曲线需要采用冷测方法^[9]才能得到。下面将详细介绍如何采用现有的三维电磁场模拟计算软件得到双间隙腔的阻抗矩阵频率特性曲线。

首先，让输出腔的间隙 2 处于开路状态，即 $I_2 = 0$ ，根据式 (2) 可知这时间隙 1 的阻抗为 Z_{11}^g 。当间隙 2 处于开路状态时，间隙 1 与输出波导端口构成两端口网络，可以采用文献 [10] 所提供的方法进行模拟计算。同样的道理，让输出腔的间隙 1 处于开路状态，采用文献 [10] 所提供的方法计算出的间隙 2 的阻抗就是 Z_{22}^g 。

其次, 让输出腔的间隙 2 处于短路状态, 即 $V_2 = 0$, 这时间隙 1 的阻抗假设为 Z_{1s}^g . 根据式 (2) 和式 (3) 不难得到:

$$Z_{12}^{g^2} = Z_{22}^g(Z_{11}^g - Z_{1s}^g) \quad (7)$$

另外, 由于互易而且无耗的多端口网络的阻抗矩阵元 (Z_{ij}) 全部为纯虚数, 所以根据式 (4)-式 (6) 不难得出 $Z_{11}^g, Z_{12}^g, Z_{22}^g$ 三者之间存在如下重要关系:

$$[\text{Re}(Z_{12}^g)]^2 = \text{Re}(Z_{11}^g) \cdot \text{Re}(Z_{22}^g) \quad (8)$$

若将 $Z_{11}^g, Z_{12}^g, Z_{21}^g, Z_{22}^g$ 和 Z_{1s}^g 分别表示成实部 (R) 和虚部 (X) 的形式, 那么根据式 (7) 和式 (8) 就可以求出:

$$R_{12}^g = \pm \sqrt{R_{11}^g R_{22}^g} \quad (9)$$

$$2R_{12}^g X_{12}^g = R_{22}^g(X_{11}^g - X_{1s}^g) + X_{22}^g(R_{11}^g - R_{1s}^g) \quad (10)$$

当输出腔为 π 模耦合双间隙腔时, 式 (9) 中取 “-” 号, 因为在 π 模耦合双间隙腔中, 间隙 1 的电压 V_1 在间隙 2 中激起了相反相位或接近反相的电流, 所以两个间隙之间的传输阻抗与两个开路阻抗反相或几乎反相. 若输出腔为 2π 模耦合双间隙腔, 则由于间隙 1 的电压 V_1 在间隙 2 中激起了几乎同相位的电流, 所以式 (9) 中取 “+” 号.

在实际的速调管输出腔中, 注波的换能效率不仅决定于耦合双间隙输出腔的阻抗矩阵, 同时还决定于群聚电子注和漂移管的一些参数. 这里暂且不涉及群聚电流基波分量和注波耦合系数如何计算等问题, 只是把群聚电子注对输出腔的激励效果等效为并联于两个间隙处的理想恒流源 (群聚电流基波分量产生的感应电流). 假设流经间隙 1 的感应电流为 I_1 , 流经间隙 2 的感应电流 I_2 , 那么输出腔两个间隙向外电路负载提供的总平均功率, 也就是速调管的平均输出功率为

$$\bar{P}_{\text{out}} = (1/2)\text{Re}(I_1^* V_1) + (1/2)\text{Re}(I_2^* V_2) \quad (11)$$

在一般情况下, 流经间隙 2 和间隙 1 的感应电流绝对值略微不同, 而且流经间隙 2 的感应电流的相位比流经间隙 1 的感应电流的相位落后 $\beta_e P$. 其中 β_e 代表电子注群聚电流基波分量在输出腔中的传播常数, P 代表两个间隙中心线之间的距离. 假设 $I_1 = I_f, I_2 = k I_f e^{-j\beta_e P}$ (k 为实数), 根据文献 [11] 中的定义, 耦合双间隙输出腔的等效间隙阻抗为

$$Z^g = 2\bar{P}_{\text{out}}/|I_f|^2 = Z_{11}^g + k^2 Z_{22}^g + 2k Z_{12}^g \cos(\beta_e P) \quad (12)$$

若忽略间隙 2 比间隙 1 中感应电流有所减弱, 即令 $k \approx 1$. 并且由于设计 π 模和 2π 模耦合双间隙输出腔时, 通常使 $\beta_e P \approx \pi$ 或 2π , 分别对应于 π 模耦合双间隙腔和 2π 模耦合双间隙腔. 在这种前提下, 根据式 (9), 式 (10) 和式 (12), 不管是 π 模还是 2π 模, 等效间隙阻抗的实部和虚部都可以表示为如下形式:

$$R^g = R_{11}^g + R_{22}^g + 2\sqrt{R_{11}^g R_{22}^g} \quad (13)$$

$$X^g = X_{11}^g + X_{22}^g + [R_{22}^g(X_{11}^g - X_{1s}^g) + X_{22}^g(R_{11}^g - R_{1s}^g)] / \sqrt{R_{11}^g R_{22}^g} \quad (14)$$

综上所述, 只要采用文献 [10] 所提供的方法计算出 Z_{11}^g, Z_{22}^g 和 Z_{1s}^g , 就可以根据式 (9) 和式 (10) 求出 Z_{12}^g 或 Z_{21}^g , 再利用式 (13) 和式 (14) 就可以得到耦合双间隙输出腔的等效间隙阻抗的频率特性曲线.

从输出腔的等效间隙阻抗的定义式 (12) 可以看到, 在流经输出腔间隙的感应电流维持不变的情况下, 速调管输出功率与等效间隙阻抗的实部成正比, 因此, 计算出双间隙输出腔的等效间隙阻抗, 就可以初步估算输出回路的带宽, 即等效间隙阻抗实部波动不超过 1 dB 的频率范围。当然, 速调管实际的效率带宽不仅决定于输出回路的带宽, 而且还决定于群聚段的带宽, 也就是说, 在相应的工作频带内, 群聚电子注必须能在输出腔间隙中激励出波动不超过 1 dB 的感应电流, 这样才能把流经输出腔间隙的感应电流看成恒流源。虽然要精确地模拟计算出输出腔等效间隙阻抗还必须考虑有关的电子注参数, 但是本文的讨论不涉及电子注群聚问题, 只是相对独立地对速调管的输出段进行研究和计算, 亦即假设电子注已经达到理想群聚, 在工作频率范围内能激励出稳恒的感应电流。在这种理想情况下计算出双间隙腔输出回路的等效间隙阻抗频率特性仍然具有十分重要的实用价值, 比如对估算输出回路的带宽、判断输出回路是否已达到要求并进行优化设计、探索新型输出回路结构等都有很大的帮助。

3 非对称双间隙腔实例的模拟计算结果与冷测数据的比较

为了验证以上模拟计算方法的可操作性和可靠性, 下面将运用该模拟计算方法计算一个非对称双间隙腔实例的阻抗矩阵和等效间隙阻抗的频率特性, 并将模拟计算结果与冷测数据进行比较以检验该方法的可靠性。

图 3 是一个 S 波段宽带速调管的重叠模双间隙输出腔的结构剖面图。该输出腔的间隙 1 (靠近输出波导耦合口) 宽 8.25 mm, 间隙 2 宽 9.00 mm, 开单边圆弧形耦合槽, 耦合槽宽 3.00 mm, 弧度为 117.6° , 输出波导为 $72.14\text{ mm} \times 20.00\text{ mm}$ 的矩形波导。该耦合双间隙输出腔的 π 模频率与 2π 模频率十分接近, 这一类输出腔称为重叠模双间隙输出腔。

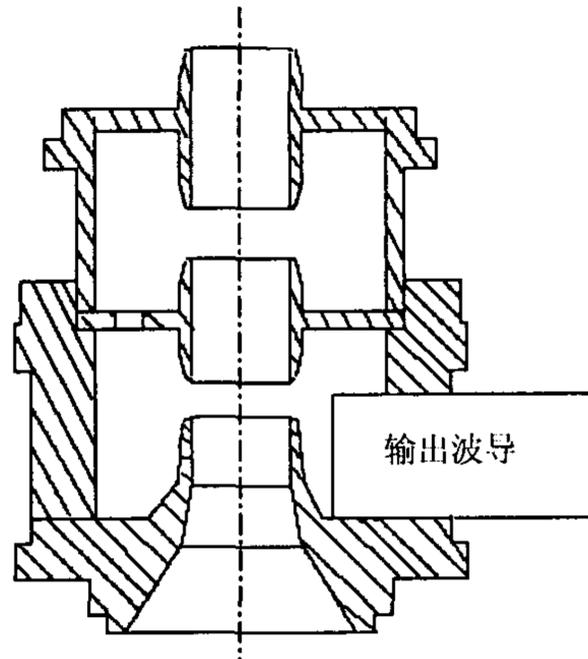


图 3 重叠模双间隙输出腔的结构图

下面首先介绍模拟计算过程的具体操作步骤。

(1) 间隙 2 处于开路状态, 设定间隙 1 的 3 种不同状态: 开路、短路、加微扰电容。分别求出这 3 种状态下, 输出波导端口的输入阻抗的虚部 (x_{oo}, x_{so}, x_{po}), 计算结果见表 1 中的第 2, 3, 4 列。

(2) 计算间隙 1 的微扰电容和 Z_{11}^g 。采用单端口模拟计算方法分别计算出没加微扰电容和加微扰电容时的谐振频率, 分别为 $f_1 = 3034.8\text{ MHz}$, $f_{1p} = 3023.2\text{ MHz}$, 和封闭腔的间隙特性阻抗为 $(R/Q)_1 = 114.7\ \Omega$ 。再根据文献 [10] 提供的公式算出 $Z_{c1} = 15004\ \Omega$, 以及阻抗矩阵元 Z_{11}^g 的实部和虚部 (见表 3 中的第 2, 3 列)。

(3) 间隙 1 处于开路状态, 分别求出间隙 2 处于上述 3 种不同状态下输出波导端口的输入阻抗的虚部 (x_{oo}, x_{os}, x_{op}), 实际上只需求出 x_{os}, x_{op} , 计算结果见表 1 中的第 5, 6 列。

表 1 在 5 种不同的间隙状态下波导端口输入阻抗的虚部的模拟计算结果

频率 (MHz)	x_{oo}	x_{so}	x_{po}	x_{os}	x_{op}
2740	$0.71672E+00$	$-0.61687E+00$	$0.79273E+00$	$0.30513E+00$	$0.75311E+00$
2760	$0.11879E+01$	$-0.55794E+00$	$0.13324E+01$	$0.44386E+00$	$0.12849E+01$
2780	$0.23955E+01$	$-0.50239E+00$	$0.28570E+01$	$0.61136E+00$	$0.28657E+01$
2800	$0.23229E+02$	$-0.44971E+00$	$-0.10863E+03$	$0.82485E+00$	$-0.24829E+02$
2820	$-0.29478E+01$	$-0.39945E+00$	$-0.26284E+01$	$0.11177E+01$	$-0.22036E+01$
2840	$-0.12490E+01$	$-0.35133E+00$	$-0.12016E+01$	$0.15618E+01$	$-0.10135E+01$
2860	$-0.66732E+00$	$-0.30500E+00$	$-0.65815E+00$	$0.23519E+01$	$-0.52958E+00$
2880	$-0.32907E+00$	$-0.26019E+00$	$-0.32925E+00$	$0.42697E+01$	$-0.22320E+00$
2900	$-0.70426E-01$	$-0.21669E+00$	$-0.71540E-01$	$0.17177E+02$	$0.26319E-01$
2920	$0.17025E+00$	$-0.17428E+00$	$0.17282E+00$	$-0.90266E+01$	$0.27138E+00$
2940	$0.43591E+00$	$-0.13270E+00$	$0.44826E+00$	$-0.35940E+01$	$0.55826E+00$
2960	$0.78499E+00$	$-0.92092E-01$	$0.82067E+00$	$-0.22195E+01$	$0.95892E+00$
2980	$0.13539E+01$	$-0.51938E-01$	$0.14584E+01$	$-0.15788E+01$	$0.16706E+01$
3000	$0.26760E+01$	$-0.12114E-01$	$0.31204E+01$	$-0.11990E+01$	$0.36505E+01$
3020	$0.12222E+02$	$0.27234E-01$	$0.37180E+02$	$-0.94096E+00$	$0.31945E+03$
3040	$-0.55906E+01$	$0.66504E-01$	$-0.42069E+01$	$-0.75023E+00$	$-0.40558E+01$
3060	$-0.23099E+01$	$0.10575E+00$	$-0.20091E+01$	$-0.60018E+00$	$-0.20191E+01$

(4) 间隙 2 的微扰电容和 Z_{22}^g 。取间隙 2 所在的封闭单腔, 计算出加和没加微扰电容时的谐振频率 $f_2 = 3022.92 \text{ MHz}$, $f_{2p} = 3010.73 \text{ MHz}$, 以及间隙特性阻抗 $(R/Q)_2 = 108.4 \Omega$, 从而可以得到 $Z_{c2} = 13298 \Omega$ 。再计算出 Z_{22}^g 的实部和虚部 (见表 3 中第 4, 5 列)。

(5) 让间隙 2 处于短路状态, 重复第 (1), (2) 步的计算, 就可以求出 Z_{1s}^g , 模拟计算结果列于表 2。

表 2 Z_{1s}^g 的频率特性的模拟计算结果

频率 (MHz)	x_{os}	x_{ss}	x_{ps}	$R_{1s}^g (\Omega)$	$X_{1s}^g (\Omega)$
2740	$0.30513E+00$	$-0.61687E+00$	$0.33811E+00$	484.4	426.5
2760	$0.44386E+00$	$-0.55795E+00$	$0.48566E+00$	553.0	415.2
2780	$0.61136E+00$	$-0.50239E+00$	$0.66680E+00$	929.2	391.4
2800	$0.82485E+00$	$-0.44971E+00$	$0.90246E+00$	707.9	349.4
2820	$0.11177E+01$	$-0.39946E+00$	$0.12353E+01$	783.5	285.8
2840	$0.15618E+01$	$-0.35134E+00$	$0.17632E+01$	849.5	200.4
2860	$0.23519E+01$	$-0.30502E+00$	$0.27801E+01$	898.9	95.6
2880	$0.42697E+01$	$-0.26020E+00$	$0.57454E+01$	915.2	-22.4
2900	$0.17177E+02$	$-0.21672E+00$	$0.10779E+04$	907.2	-142.0
2920	$-0.90266E+01$	$-0.17433E+00$	$-0.60135E+01$	863.6	-251.0
2940	$-0.35940E+01$	$-0.13283E+00$	$-0.29963E+01$	804.0	-343.2
2960	$-0.22195E+01$	$-0.92084E-01$	$-0.19715E+01$	728.7	-412.5
2980	$-0.15788E+01$	$-0.51918E-01$	$-0.14436E+01$	649.0	-459.9
3000	$-0.11990E+01$	$-0.12186E-01$	$-0.11138E+01$	571.5	-488.6
3020	$-0.94096E+00$	$0.27245E-01$	$-0.88234E+00$	499.7	-502.9
3040	$-0.75023E+00$	$0.66510E-01$	$-0.70737E+00$	432.9	-503.6
3060	$-0.60018E+00$	$0.10574E+00$	$-0.56738E+00$	376.3	-499.3

(6) 利用式 (9) 和式 (10) 计算 Z_{12}^g 的实部和虚部。本例为重叠模双间隙输出腔, 以中心频率为界, 低于中心频率部分为 π 模, 式 (9) 中取 “-” 号, 高于中心频率部分为 2π 模, 式 (9) 中应取 “+” 号, 具体计算结果见表 3 中第 6, 7 列。

(7) 利用式 (12) 计算出输出腔的等效间隙阻抗的频率特性。由于本文所采用的计算实例为重叠模双间隙腔, 工作频带的一半频率范围为 π 模, 另一半频率范围为 2π 模, 所以式 (12) 中

参数 $\beta_e P$ 的值既不能设计为 π ，也不能设计为 2π ，而必须设计为 1.5π 左右，才能兼顾 π 模和 2π 模两种不同的谐振模式。因此，利用式 (12) 计算重叠模双间隙腔的等效间隙阻抗时，应假设 $k \approx 1$ 和 $\beta_e P \approx 1.5\pi$ 。按照这种办法计算出该重叠模双间隙腔的等效间隙阻抗频率特性的具体结果列于表 3 中最后两列。

表 3 重叠模双间隙腔的阻抗矩阵和等效间隙阻抗的频率特性的模拟计算结果

频率 (MHz)	R_{11}^g (Ω)	X_{11}^g (Ω)	R_{22}^g (Ω)	X_{22}^g (Ω)	R_{12}^g (Ω)	X_{12}^g (Ω)	R^g (Ω)	X_g (Ω)
2740	746.5	312.3	324.1	959.6	-491.9	-218.0	1070.6	1271.9
2760	913.2	176.4	518.3	1064.0	-688.0	-188.6	1431.5	1240.4
2780	967.7	-82.2	798.5	1103.1	-879.0	2.7	1766.2	1020.9
2800	868.3	-346.4	1114.6	1003.0	-983.8	312.4	1982.9	656.6
2820	608.5	-520.0	1340.1	756.4	-903.0	671.2	1948.6	236.4
2840	313.4	-502.3	1421.0	480.6	-667.3	941.2	1734.4	-21.7
2860	102.8	-341.5	1403.0	264.6	-379.8	1084.6	1505.8	-76.9
2880	0.8	-17.8	1365.1	120.3	-33.0	1206.3	1365.9	102.5
2900	3.5	24.3	1341.2	16.3	68.5	1281.8	1344.7	40.6
2920	37.6	105.9	1337.8	-78.1	224.3	1208.1	1375.4	27.8
2940	157.9	261.6	1364.8	-191.9	462.2	1027.1	1522.7	69.7
2960	326.5	345.3	1381.2	-341.2	671.5	881.5	1707.7	4.1
2980	524.6	346.9	1360.9	-527.9	844.9	688.6	1885.8	-181.0
3000	709.3	255.3	1278.5	-728.7	952.3	446.6	1987.8	-473.4
3020	821.4	89.7	1117.2	-891.3	957.9	195.9	1938.6	-801.6
3040	850.6	-94.5	921.3	-988.6	885.2	-20.4	1771.9	-1083.1
3060	807.0	-252.4	726.5	-1014.0	765.7	-168.1	1533.5	-1266.4

以上已经完整地介绍了整个模拟计算过程的具体操作步骤，下面再将表 3 中重叠模双间隙腔的阻抗矩阵频率特性的模拟计算结果绘制成曲线并与冷测数据曲线做比较 (见图 4)。

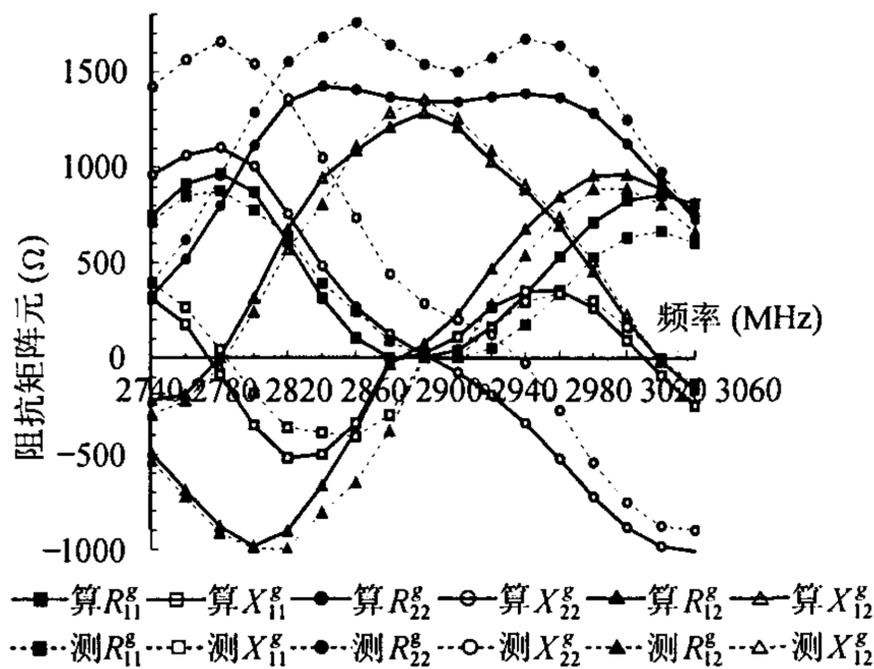


图 4 重叠模双间隙输出腔的间隙阻抗矩阵频率特性的计算和冷测结果

从图 4 可以看到，除了 X_{22}^g 曲线的模拟计算结果与冷测结果偏离较大外，其余阻抗矩阵元的频率特性曲线的模拟计算结果与冷测结果都符合得较好，相对偏离只有 10%–15% 左右。模拟计算结果显示重叠模双间隙输出腔的工作频带中心点为 2890 MHz，而冷测结果为 2910 MHz，两者十分接近。图 4 中阻抗矩阵元 X_{22}^g 的冷测曲线的零点明显偏离中心频率，而其余阻抗矩阵元的频率特性曲线的零点或中心点都处于 2900 MHz 附近，这从理论上分析似乎不太合理。因

为 X_{22}^g 曲线的零点偏离中心频率通常是互相耦合的两个谐振腔的谐振频率偏离工作频带的中心点所导致的, 文献 [15] 中已经对此问题做了一些分析, 若是这样, 在其它一些阻抗矩阵元 (尤其是 X_{11}^g 或 X_{12}^g) 的频率特性曲线中也应该有所体现, 但实际上其它所有阻抗矩阵元的频率特性曲线并没有出现类似的情况。因此, 阻抗矩阵元 X_{22}^g 的冷测曲线与模拟计算曲线偏离较大, 这有可能是测量仪器或其它原因造成的, 不能就此否定该模拟计算结果的准确性, 当然, 其确切原因是什么, 目前还不清楚。但 6 条频率特性曲线中有 5 条曲线符合得较好, 这已经充分地说明了该模拟计算方法的计算结果是可靠的。

4 结论与讨论

本文的主要工作是建立了宽带速调管输出回路的模拟计算方法并通过实例计算论述了该方法的可操作性。模拟计算结果与冷测结果基本符合, 除 X_{22}^g 曲线和其它个别点外, 两者的相对偏离只有 10%—15% 左右, 因此该模拟计算方法的可靠性是不容置疑的。

宽带输出回路的设计是研制宽带速调管过程中一项十分关键的工作, 而耦合双间隙输出腔阻抗矩阵和等效间隙阻抗的频率特性曲线是宽带速调管输出回路最重要的特性, 通过模拟计算得出阻抗矩阵和等效间隙阻抗的频率特性曲线, 将能及时检验并优化所设计的输出回路, 这样可以省去很多冷测调试过程, 缩短研制时间并降低研制费用。因此建立较准确的耦合双间隙腔宽带输出回路的模拟计算方法具有十分重要的意义。

本文与文献 [10] 合成了一套完整的速调管宽带输出回路的模拟计算方法, 该方法具有可靠的理论基础和很强的实用性, 它将在宽带速调管输出回路的研究和设计中发挥重要的作用。

参 考 文 献

- [1] 中国科学院电子学研究所编. 大功率速调管设计手册. 北京: 国防工业出版社, 1979 年 9 月第一版: 133-163.
- [2] 丁耀根, 陆孝厚. 具有两节滤波器的速调管宽带输出端的设计方法. 电子学通讯, 1982, 4(3): 168-174.
- [3] 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.
- [4] 钮得禄, 丁耀根, 刘从懋等. 10% 带宽兆瓦级速调管放大器. 电子科学学刊, 1983, 5(3): 177-178.
- [5] 丁耀根. 宽带速调管输出段的时间积分程序. 电子科学学刊, 1983, 5(4): 238-246.
- [6] 丁耀根, 钮得禄, 陆孝厚等. S 波段 2.5 兆瓦宽频带大功率速调管的研制. 电子科学学刊, 1985, 7(4): 247-253.
- [7] 丁耀根, 彭钧, 朱允淑等. S 波段多注宽带速调管的研制. 电子科学学刊, 1996, 18(2): 221-224.
- [8] 丁耀根, 刘铁山, 赵京君. 影响宽带大功率速调管性能的若干技术问题的研究. 中国电子学会真空电子学分会微波管学术会议. 北京, 1991: 2-4.
- [9] Yong-Xiang Zhao. An impedance measurement method for double-gap klystron cavity. *IEEE Trans. on Electron Devices*, 1982, ED-29(2): 316-340.
- [10] 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, 23(12): 1688-1694.
- [11] Lien E, Robinson D. Study and investigation leading to the design of broadband high-power klystron amplifiers. Technical Report for United States Army Electronics Command, No.ECOM-02157-1, March, 1967.
- [12] 丁耀根. 三模重叠双间隙耦合腔的研究. 中国电子学会真空电子分会第八届年会论文集. 陕西咸阳, 1990: 3-7.
- [13] 丁耀根. 多注速调管双间隙耦合腔特性的三维计算. 中国电子学会真空电子学分会第十一届学术年会论文集. 青岛, 1997 年 8 月: 122-124.
- [14] 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.
- [15] 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.

林福民: 男, 1964 年生, 副教授, 博士, 主要从事理论物理和大功率微波器件的研究.

丁耀根: 男, 1942 年生, 研究员, 博士生导师, 主要从事微波电子学和大功率微波器件的研究.