

X 波段同轴腔多注速调管的研究

耀根, 阮存军, 沈 斌, 张永清, 曹 静

(中国科学院电子学研究所, 北京 100080)

摘 要: 开展了具有同轴谐振腔互作用电路和双模工作杆控电子枪的 X 波段同轴腔双模多注速调管的研究工作. 结合数值计算和冷测实验, 对工作于 TM_{310} 高次模的同轴谐振腔模式分布和特性参数进行研究, 获得了可满足多注速调管要求的谐振腔特性阻抗和良好的模式稳定性. 采用具有双控制极的新型杆控多注电子枪及电子光学系统, 可使多注速调管具有双模的新工作特性, 通过数值模拟获得了优化的几何参数和具有良好层流性和波动性的空心多电子注. 对采用 6 个电子注和 5 个谐振腔的 X 波段多注速调管进行了注波互作用大信号计算, 结果表明当电子注电压为 21.5 kV, 脉冲电流为 14.4 A 时, 可在 30 MHz 频带范围内获得的 100 kW 左右的脉冲输出功率, 互作用效率大于 30%, 增益大于 36 dB.

关键词: 多注速调管; 高次模同轴腔; 杆控电子枪; 空心电子注

中图分类号: TN122 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 12A-2337-05

Study of a X-Band Coaxial Cavity Multi Beam Klystron

DING Yao-gen, RUAN Cun-jun, SHEN Bin, ZHANG Yong-qing, CAO Jing

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

Abstract: The X-band coaxial cavity multi beam klystron (MBK) with its beam-wave interaction system and new type of pole controlled electron gun is studied. With the numerical simulation and experiment, the characteristic parameters of high mode TM_{310} are achieved with the appropriate impedance and stable field distribution. Using the pole controlled electron gun with double focus electrodes and its optical system, the MBK can work both in pulse and continuous pattern, and the optimized geometry parameters with high quality hollow electron beam are obtained. The non-linear calculation of beam-wave interaction is used for the X-band MBK with six electron beams and five cavities. The results show that the output peak power is about 100 kW within 30 MHz bandwidth, with the interaction efficiency more than 30%, and the gain above 36 dB.

Key words: multi beam klystron; high mode coaxial cavity; pole controlled electron gun; hollow electron beam

1 引言

多注速调管 (MBK) 是在普通大功率速调管的基础上, 采用多电子注技术发展起来的一种新型微波电真空器件. 它具有工作电压低、效率和增益高、频带宽、体积小和重量轻等技术特点, 是一种紧凑型的大功率微波器件. 近年来, 多注速调管及其关键技术研究在国际上引起了广泛关注, 并为常规微波电真空器件的发展注入了新活力, 研制成功的覆盖 L、S、C 和 X 波段的系列大功率多注速调管, 已广泛应用于军民用雷达和微波通信系统^[1]. 此外, 着眼于多注速调管高功率输出的技术潜力, 以及在高功率微波武器和下一代电子直线对撞机等领域的广泛需求牵引, 多注速调管已在高功率、宽频带和小型化等方面取得了一定的进展^[2-5].

在多注速调管研制中, 高性能的注波互作用电路和多电

子注电子光学系统是其中最为关键的技术. 为了在较低的输出功率电平上实现宽频带, 多注速调管高频互作用电路通常采用工作于 TM_{010} 的重入式圆柱谐振腔结构, 但这种工作模式往往受到阴极发射电流密度和谐振腔漂移管尺寸的限制, 从而制约了其工作频率和输出功率的提高. 为此, 采用工作在高次模同轴谐振系统的高频互作用电路, 可使多注速调管在高工作频率下实现高功率输出. 同时, 当工作于高次模的同轴谐振腔结构时, 电子注通道之间距离较大, 可充分利用其空间采用具有双控制极结构的新型杆控电子枪及电子光学系统, 以降低电子枪截止负偏压, 改善其极间耐压能力, 并实现能同时工作于脉冲和连续波输出的双模工作方式.

本文对工作在 TM_{310} 的高次模同轴谐振腔高频互作用电路、双模工作的新型杆控电子枪结构及电子光学系统、多电子注的高频互作用进行了理论分析、计算机模拟和实验研究. 结

果表明,采用 6 个电子注,在工作电压 21.5kV,脉冲电流 14.4A 时,可获得 100kW 的脉冲输出功率,相互作用效率大于 30%,增益大于 36dB.

2 高次模同轴谐振相互作用电路理论分析

对于无漂移管的圆柱形同轴谐振腔, Bognis 函数及其电场强度分别为:

$$U(r, \phi, z) = U_0 [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \times \cos(n\phi) \cos\left(\frac{\rho\pi}{l}z\right) \quad (1)$$

其中 U_0 为场的幅值. 由边界条件得到 TM 谐振模式的本征方程为:

$$J_n(Ta)N_n(Tb) - J_n(Tb)N_n(Ta) = 0 \quad (2)$$

式中 b 和 a 分别为同轴谐振腔的内外半径, $T = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - (\rho\pi/l)^2}$. 可以看出, TM 模式的本征频率与谐振腔高度无关.

在圆柱坐标系中,同轴谐振腔 TM 工作模式的电磁场分量分别为:

$$\left\{ \begin{aligned} E_z &= \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + k^2 U = T^2 U_0 [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \\ &\quad \cdot \cos(n\phi) \cos\left(\frac{\rho\pi}{l}z\right) \\ E_r &= \frac{\partial^2 U}{\partial r \partial z} = -T \beta U_0 [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \\ &\quad \cdot \cos(n\phi) \sin\left(\frac{\rho\pi}{l}z\right) = 0 \\ E_\phi &= \frac{1}{r} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi \partial z} = -\frac{n \beta U_0}{r} [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \\ &\quad \cdot \sin(n\phi) \sin\left(\frac{\rho\pi}{l}z\right) = 0 \\ H_r &= \frac{j\omega \epsilon \partial U}{r \partial \phi} = -\frac{jn\omega \epsilon U_0}{r} [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \\ &\quad \cdot \sin(n\phi) \\ H_\phi &= -j\omega \epsilon \frac{\partial U}{\partial r} = -j\omega \epsilon T U_0 [N_n(Ta)J_n(Tr) - J_n(Ta)N_n(Tr)] \\ &\quad \cdot \cos(n\phi) \\ H_z &= \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + k^2 V = 0 \end{aligned} \right. \quad (3)$$

令 $\frac{\partial E_z}{\partial r} = 0$, $\frac{\partial^2 E_z}{\partial r^2} = 0$, 可求得电场极大值 E_{zm} 处对应的位置 r_m 满足如下方程:

$$N_n(Ta) [J_{n-1}(Tr_m) - J_{n+1}(Tr_m)] - J_n(Ta) [N_{n-1}(Tr_m) - N_{n+1}(Tr_m)] = 0 \quad (4)$$

将获得的 r_m 代入式(3), 即可获得此处电场极大值 E_{zm} . 进而可获得同轴谐振腔轴向特征阻抗 R/Q 和无载品质因子 Q 分别为:

$$R/Q = \frac{\left[\int_{-l/2}^{l/2} E_{zm}(r_m, \phi_m) dz \right]^2}{\omega \epsilon_0 \iiint^2 dv} = \frac{[N_n(Ta)J_n(Tr_m) - N_n(Ta)J_n(Tr_m)]^2 l}{Tc \epsilon_0 \delta_1 [N_n(Ta)]^2 I_1 - 2N_n(Ta)J_n(Ta)I_2 + [J_n(Ta)]^2 I_3} \quad (5)$$

$$Q = \left(\frac{2}{\delta_2} \right) \frac{\iiint^2 dV + \iiint^2 dV}{\int_0^{2\pi} \int_0^b H_{\phi}^2 b d\phi dz + \int_0^{2\pi} \int_0^a H_{\phi}^2 a d\phi dz + 2 \int_b^a (H_{\phi}^2 + H_r^2) r dr \int_0^{2\pi} d\phi} = \left(\frac{2}{\delta_2} \right) \frac{I_4 + I_5}{I_6 + I_7 + I_8} \quad (6)$$

其中 $I_1 - I_8$ 可以通过较为复杂的积分运算求得, 参数 δ_1 和 δ_2 分别为:

$$\delta_1 = \int_0^{2\pi} \cos^2(n\phi) d\phi = \begin{cases} 2\pi & (n=0) \\ \pi & (n \neq 0) \end{cases} \quad (7)$$

$$\delta_2 = \sqrt{2/(\omega \mu_0)} \quad (8)$$

数值计算和实验结果表明, 当在同轴谐振腔电场极大值 E_{zm} 的位置处放置轴向漂移管后, 得到的谐振模式及由式(3)和式(4)获得的 E_{zm} 和 r_m 均保持不变.

在同轴谐振腔设计中, 可采用工作于 TM_{010} 的基模, 也可采用工作于 TM_{m10} 的高次模. 在电场最大值相应的径向位置 r_m 处放置 $2m$ 个漂移管头, 并根据实际结构和电子注参数的要求, 每组漂移管头包含 1 个或多个电子注通道. 当确定了工作模式后, 通过数值模拟调整腔的结构参数(内外半径与腔长等), 就可计算出一系列本征频率, 以及电场极大值 E_{zm} 所对应的位置半径 r_m , 并得到此处的特性阻抗 R/Q 和无载品质因子 Q . 在实际工程设计中, 结构参数和模式阶数是需要优化的量, 一般应在一定的范围内对结构参数进行调整, 通过大量数值模拟和计算, 最终获得最优化的特性阻抗和无载品质因子 Q 等高频特征参数.

3 同轴谐振腔的数值模拟与冷测

在多注速调管设计中, 采用 6 个电子注与高频场进行作用, 同轴谐振腔工作在 TM_{310} 模. 与 TM_{010} 模相比, 工作于 TM_{310} 模时具有如下特点:

(1) 对于相同的工作频率, 工作于 TM_{310} 模的同轴谐振腔尺寸比 TM_{010} 模尺寸大, 调谐灵敏度降低, 同时可大大降低对加工和焊接工艺的要求;

(2) TM_{310} 模与相邻模式间隔较大, 容易消除相邻非工作模式的振荡;

(3) TM_{310} 模的电场可集中在作用间隙, 其特性阻抗比 TM_{010} 大, 有利于速调管注波相互作用效率提高和带宽的拓展.

采用三维电磁场计算软件 ISFEL3D 和 MAFIA 对工作于 TM_{310} 模的同轴谐振腔进行了研究. 图 1 和图 2 分别给出由 ISFEL3D 和 MAFIA 计算出的 TM_{310} 模式谐振腔间隙的电场能量分布图, 可以看出, 在谐振腔间隙获得了较为理想的相互作用电场分布.

对设计的具有 6 个电子注的同轴腔多注速调管, 采用 TM_{310} 工作模式作为高频相互作用电路时, 可在电场能量最大处放置 6 个漂移管头, 作为电子注通道. 数值计算表明, 放置了 6 个漂移管头后, 工作模式 TM_{310} 与相邻的非工作模式 TM_{210} 谐振频率间隔较小, 只有 34MHz(见表 1). 如果在谐振腔的 6 个电子注通道漂移管头之间电场为零处放置另外 6 个漂移管

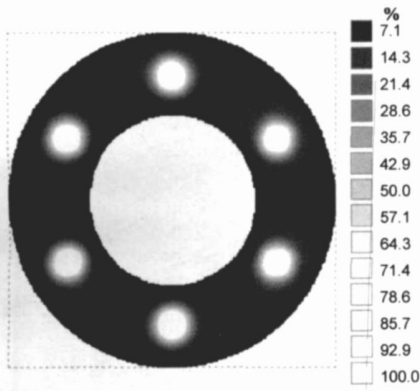


图 1 ISFEL3D 得到的同轴腔 TM_{310} 模电场分布

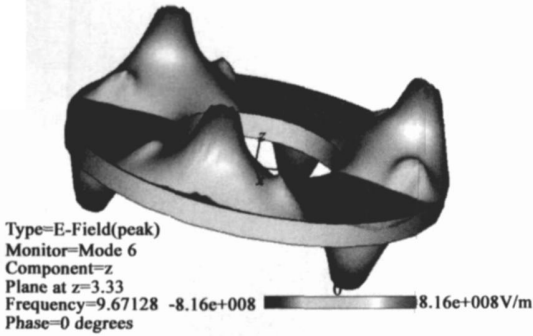


图 2 MAFIA 获得的同轴腔 TM_{310} 模三维电场分布

头,可大大降低 TM_{210} 模式的谐振频率,而对 TM_{310} 模式的谐振频率影响较小,可使其模式的谐振频率间隔由 34MHz 增加到 461MHz(见表 2),但这种结构将会引起谐振频率相同而场形分布不同的 TM_{310} 兼并模式.为此,将其中一个漂移管头短路(见表 3),可消除 TM_{310} 的兼并模式,即使这种结构产生了 $TM_{1.5\ 10}$, $TM_{2.5\ 10}$, $TM_{3.5\ 10}$ 等新的模式,但与工作模式 TM_{310} 相比,相邻的非工作模式 $TM_{2.5, 1, 0}$ 和 $TM_{3.5, 1, 0}$ 与其频率间隔分别为 436MHz 和 409MHz,模式间隔大,相邻模式不会对工作模式造成干扰,从而保证了速调管稳定的工作模式.表 4 给出了我们设计的具有 12 个漂移管头的同轴谐振腔结构参数.

表 1 具有 6 个漂移管头的同轴谐振腔谐振模式

No.	1	2	3	4	5	6	7
谐振频率/MHz	9401	9506	9577	9762	9796	14435	14644
谐振模式	$TM_{1\ 10}$	TM_{110}	TM_{210}	TM_{210}	TM_{310}	TM_{310}	TM_{410}

表 2 具有 12 个漂移管头的同轴谐振腔谐振模式

No.	1	2	3	4	5	6	7	8
谐振频率/MHz	8704	8842	8842	9150	9324	9785	9785	10237
谐振模式	TM_{010}	TM_{110}	TM_{110}	TM_{210}	TM_{210}	TM_{310}	TM_{310}	TM_{410}
极化方向		X 方向	Y 方向	X 方向	Y 方向	X 方向	Y 方向	X 方向

表 3 具有 12 个漂移管头并将其中一个短路后的同轴谐振腔谐振模式

No.	1	2	3	4	5	6	7	8
谐振频率/MHz	8180	8341	8585	8912	9293	9729	10138	10698
谐振模式	TM_{010}	TM_{110}	$FM_{1.5\ 10}$	FM_{210}	$FM_{2.5\ 10}$	TM_{310}	$FM_{3.5\ 10}$	FM_{410}

图 3 给出了具有 12 个漂移管头,并将其中一个短路的同轴谐振腔 TM_{310} 工作模式电场和磁场分布图.表 5 给出了 6 个电子注通道漂移管头间隙的特性阻抗的数值计算结果.可以看出,计算结果中各个间隙特性阻抗有一定的差别,这是由于在数值计算中采用矩形网格,从而造成边界处电磁场分布的非对称性所致.

表 4 具有 12 个漂移管头的同轴谐振腔结构设计参数

结构参数名称	参数值/mm
谐振腔内径	24.0
谐振腔外径	52.0
谐振腔厚度	6.4
谐振腔间隙距离	1.6
漂移管中心位置	20.75
漂移管外径	4.0
漂移管内径	3.0

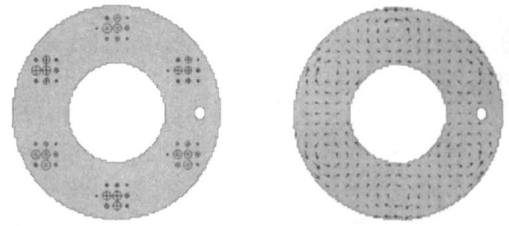


图 3 带一个短路漂移管头的同轴谐振腔 TM_{310} 模电场(左图)和磁场(右图)分布图

表 5 漂移管头间隙中心处 TM_{310} 模的特性阻抗

No.	1	2	3	4	5	6
$R/Q(\Omega)$	17.38	16.06	16.02	15.50	18.42	14.52

根据计算与分析结果,加工了带输出波导口和 12 个漂移管头的同轴谐振腔冷测模型.用探针法测量其谐振频率,并采用陶瓷杆微扰谐振腔间隙电场测量谐振频率偏移,从而获得间隙电场的均匀性.表 6 给出了冷测结果.由测试结果可以看出,除第 12 个漂移管头间隙(相应于波导输出口)外,其余间隙的场分布比较均匀,从而验证了设计的正确性.

表 6 同轴谐振腔漂移管头间隙电场均匀性冷测结果

No.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\Delta F/\text{MHz}$	1.4	7.1	短路	7.9	0.7	7.9	0.6	探针	0.6	7.6	0.6	5.4

注:编号为偶数的间隙为通过电子注的间隙,3 为短路间隙.

4 杆控电子枪及电子光学系统研究

工作于 TM_{310} 高次模式多注速调管,其电子注通道之间的距离较大,可充分利用其空间采用具有双控制极结构的新型杆控电子枪及电子光学系统.图 4 给出了这种新型杆控电子枪结构及其三维设计图,表 7 给出了电子枪的结构和工作参数.

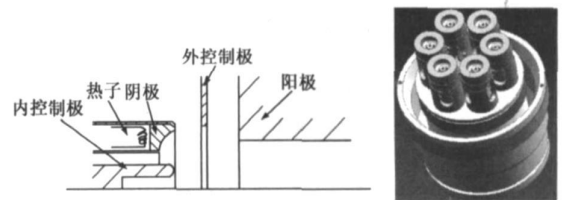


图 4 新型杆控电子枪结构及多注电子枪三维设计图

表 7 新型杆控多注电子枪结构与工作参数

参数名称	参数值
电子注数目	6
阴极底部外直径/mm	10
阴极底部内直径/mm	7
阴极曲率半径/mm	8.5
电子注电压/kV	21.5
连续波模式控制极偏压/kV	-2.4
连续波工作电流/A	0.8~1.06
脉冲模式控制极截止偏压/kV	-4.5
阴极电流密度/ cm^{-2}	5.2
单注电流/A	2.4
总电流/A	14.4

与传统多注速调管相比,这种新型的杆控电子枪具有如下技术特点:

(1) 采用具有中心杆的双控制极结构,可使其对阴极电子发射的控制更为有效,从而降低了控制极截止负偏压和极间耐压的要求.计算结果表明,这种电子枪截止负偏压约为电子注电压的 $1/5 \sim 1/6$,而传统多注电子枪的截止负偏压约为电子注电压的 $1/3 \sim 1/4$.

(2) 可以实现脉冲和连续波的双模工作,拓展了多注速调管的功能.计算结果表明,在脉冲工作方式下,控制极相对阴极的截止偏压为 -4.5kV ,而在连续波工作方式,控制极相对阴极偏压为 -2.4kV .

(3) 空心球面阴极表面积大,阴极发射电流密度小,从而降低了阴极负载.同时,每个电子注均采用了完全独立的热子组件,虽然在一定程度上增加了结构的复杂度,但也大大降低了热子工作电流负荷.因此,采用这种电子枪结构可大大提高多注速调管的工作寿命和稳定性.

(4) 采用杆控和空心球面阴极结构,通过优化参数可获得层流性良好的空心电子注,能在一定程度上降低空间电荷力的限制,从而获得较高的工作电流并提高注波相互作用效率.因此,这种电子枪有望在高功率多注速调管中得到广泛的应用.

在设计中,采用了均匀场永磁聚焦的方案,聚焦磁场由两个马蹄形磁钢组成,其均匀区长度为 70mm 左右,要精确模拟必须采用三维的计算软件.为简化计算,将单个电子枪等效为轴对称结构,通过二维电子光学计算软件 E-GUN 对电子枪和聚焦磁场进行了详细的模拟和结构参数优化.图 5 为相应于表 7 结构参数的电子枪区的电子轨迹,采用两个径向磁化的圆环和一个轴向磁化的圆筒等效实际的磁场结构,由二维磁场计算软件获得了轴向磁场分布,均匀区轴向磁场约为 2066Gs ,图 6 给出了利用这种磁场分布计算出的单个电子注的电子光学系统的电子轨迹图.可以看出,在均匀区磁场左边,电子注获得了良好的初始波动性;在均匀磁场内,电子注保持了其波动周期的均匀性,获得了良好的空心电子注层流性;同时,在均匀磁场右边,也获得了理想的收集极发散性能.

利用 MAFIA 软件对永磁聚焦系统进行了三维设计,磁场结构如图 7 所示,图 8 给出了轴向磁场分布,其均匀区长度约 68mm ,均匀区磁场大小约 2100Gs .为了便于比较,图中也给出了利用 E-GUN 获得的轴向磁场数据,以及实验测试结果.可

以看出两种设计方法所获得的聚焦磁场相近,但 MAFIA 结果与实验测试结果更加吻合.

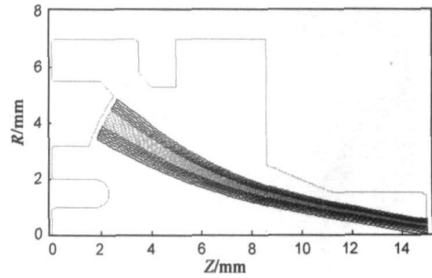


图 5 单个电子枪 E-GUN 模拟结果

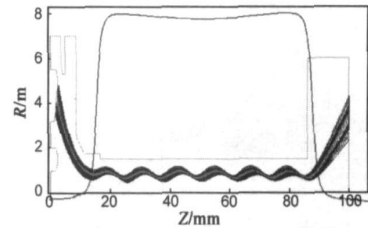


图 6 电子光学系统 E-GUN 设计结果

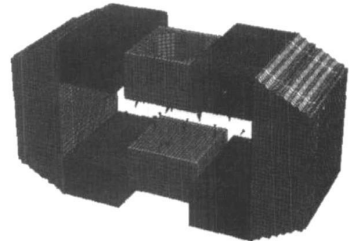


图 7 MAFIA 聚焦磁场三维设计结果

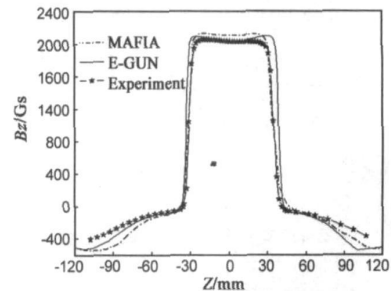


图 8 轴向磁场设计与实验测试结果

5 电子注与高频系统相互作用计算

对于设计的多注速调管,采用了 6 个电子注和 5 个谐振腔的方案.通过一维和 2.5 维大信号注波相互作用软件 KLY6 和 Arsenal.MSU 对速调管的效率-带宽特性进行了模拟计算.一维计算时,用实心电子注代替空心注,计算结果表明:当电子注电压为 21.5kV ,电子注总电流为 14.4A 时,在 30MHz 的带宽范围内,效率约为 $31 \sim 39\%$,相互作用效率大于 30% ,增益大于 36dB ,图 9 给出了计算所得效率-频率特性曲线.图 10 和图 11 给出利用 2.5 维大信号计算软件获得的对应不同输入频率时的输出功率和效率特性.结果表明,在 30MHz 频带内,输出功率大于 100kW ,效率大于 30% ,该结果与一维计算相

近,但 2.5 维大信号计算软件能给出高频状态下电子注波动和截获情况。

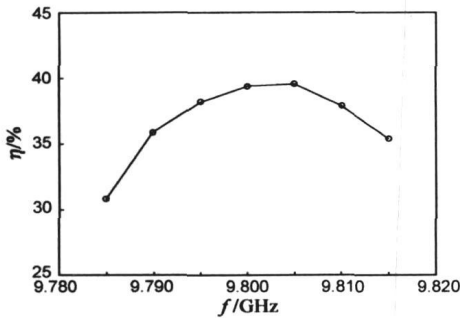


图 9 相互作用效率—频率特性—维大信号计算结果

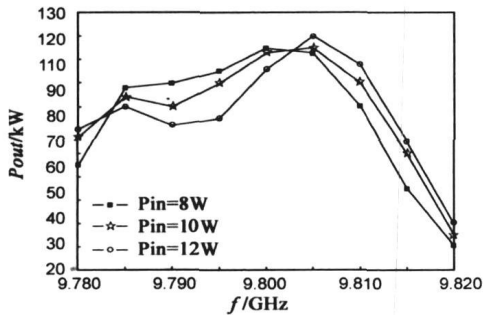


图 10 输出功率—频率特性计算结果

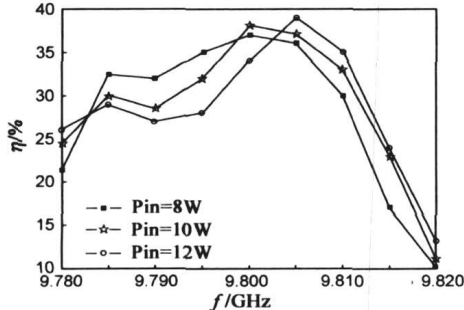


图 11 相互作用效率—频率特性计算结果

6 总结

本文总结了在 X 波段同轴腔双模多注速调管关键技术方面开展的研究工作,主要包括同轴谐振腔的理论分析,谐振模式和工作特性的数值模拟,工作参数的优化和实验模型的冷测,具有双控制极的新型杆控制极结构的电子光学系统的计算机模拟,以及多电子注与高频系统相互作用的计算机模拟等。结果表明:采用 6 个电子注和具有 5 个谐振腔的 X 波段多注速调管方案,当电子注电压为 21.5kV,脉冲电流为 14.4A 时,在 30MHz 带宽范围内获得的 100kW 左右的脉冲输出功

率,相互作用效率大于 30%,增益大于 36dB。目前多注该速调管已完成了关键部件的制备,正在进行整管的研制。进一步的研究工作包括:调谐机构和输入、输出耦合机构对 TM_{310} 同轴谐振腔场分布均匀性的影响;具有高电子注通过率的电子枪和聚焦系统的制备;电子光学和注-波相互作用的三维计算模拟等。

参考文献:

- [1] 丁耀根. 多注速调管技术新进展[J]. 真空电子技术, 2002, 5: 8- 14.
Ding Yao-gen. The technology development of the multi beam klystron[J]. Vacuum Electronics, 2002, 5: 8- 14. (in Chinese)
- [2] Pearce P, Geneva C H. Multi-beam klystron(MBK) design and development for CLIC[R]. Report in Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2002.
- [3] Ho Chin Yong, Matsumoto Shuji, Keiji Ohya, et al. Develop of X-band PPM klystrons for JLC project[A]. Third IVEC Proceeding[C]. CA Monterey, California, USA, 2002. 294- 295.
- [4] Eisen E L, Stockwell B, Jongewaard E, et al. Product improvement efforts for a 75MW pulsed PPM focused X-band klystron for use in the next linear collide[A]. Third IVEC Proceeding[C]. CA Monterey, California, USA, 2002. 290- 291.
- [5] Sprehn D. Recent testing of X-band PPM klystrons in the Klystron Department at SLAC[A]. Fifth IVEC Proceeding[C]. CA, Monterey, California, USA, 2004. 342- 343.

作者简介:



丁耀根 男, 1942 年 5 月生于江苏省武进市, 现为中国科学院电子学研究所研究员, 博导, 1965 年毕业于南京大学, 1986-1987 年在英国 Strathclyde 大学电子电气工程系作访问学者, 长期从事大功率微波电真空器件-多注速调管和大功率宽带速调管的研究工作, 负责和参加了 20 多项国家重点工程用的微波器件的研究, 获重要科技成果 10 多项, 在国内外学术刊物和会议上发表论文近 100 篇。

E-mail: dingyg@mail.ie.ac.cn



阮存军 男, 1974 年 8 月出生于甘肃省天水市, 博士, 副研究员, 1992 至 2003 年先后在清华大学获得理学学士、硕士和博士学位, 2001 至 2002 年在德国 Muenster 大学进行了为期半年的合作研究。目前主要从事多注速调管、带状注速调管以及高功率微波脉冲压缩技术方面的研究工作, 在国内外学术刊物和会议上发表相关论文 20 篇。

E-mail: ruancunjun99@mails.tsinghua.edu.cn