

高功率多注速调管 TM_{310} 模圆柱形谐振腔杂模抑制方法

韩慧鹏^{①②} 王勇^① 宋金星^③

^①(中国科学院电子学研究所中国科学院高功率微波源与技术重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100049)

^③(中国科学院高能物理研究所 北京 100049)

摘要: 该文针对 TM_{310} 模(主模)圆柱形谐振腔提出了一种新的杂模抑制方法。为抑制与主模相邻的低次杂模 TM_{020} , 采用在谐振腔中放置接收振子天线的方法, 并推导了放入接收振子天线后, 模式频率变化量的表达式。由此发现: 模式频率变化量仅依赖于该模式在接收振子天线处的电场强度, 而与其磁场无关; 通过适当调整接收振子的位置, 可使主模和 TM_{020} 模具有不同的频率变化量, 从而能增大模式之间的频率间隔, 避免 TM_{020} 模对主模的干扰。另外, 为抑制与主模相邻的杂模 TM_{310}^+ , 采用了在谐振腔中放置短路杆阵的方法。利用 CST-MWS 软件对 X 波段此类谐振腔进行了模拟计算, 验证了该方法的有效性。

关键词: 速调管; 杂模抑制; TM_{310} 模; 接收振子天线; 短路杆阵

中图分类号: TN122

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)06-1401-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00768

Parasitic-Mode-Suppressing Method in TM_{310} -Mode Cylindrical Resonator for High Power Multi-beam Klystron

Han Hui-peng^{①②} Wang Yong^① Song Jin-xing^③

^①(Key Laboratory of High Power Microwave Sources and Technologies, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

^③(Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: A new parasitic-mode-suppressing method for TM_{310} mode (operating mode) cylindrical resonator is presented in this paper. In order to suppress TM_{020} mode, a receiving-antenna is set into the resonator, and then the expression for frequency offset is derived based on the electromagnetic theory. Furthermore, two conclusions can be obtained from the formula: frequency offset of a mode only depends on the mode's electric field in the position of the receiving-antenna; setting the antenna suitably can make frequency offsets of TM_{310} mode and TM_{020} mode differently, so the frequency interval between TM_{310} mode and TM_{020} mode may be enlarged, which helps avoid the interference of TM_{020} mode in the TM_{310} mode resonator. On the other hand, short-circuit-pole-array set into the resonator is used to suppress the TM_{310}^+ mode. By means of CST-MWS, this kind of resonator in X-band is simulated, which shows the availability of the parasitic-mode-suppressing method.

Key words: Klystron; Parasitic-mode-suppressing; TM_{310} Mode; Receiving-antenna; Short-circuit-pole-array

1 引言

高功率多注速调管能实现高功率、高频率和高效率, 是最有发展前景的微波电真空器件之一^[1], 在许多军用和民用领域应用前景广阔^[2-4]。由于它采用了高次模式工作, 一方面使得阴极做得较大, 增大了阴极发射面积, 进而减少了阴极发射电流密度, 延长工作寿命; 另一方面可以将腔体做得较大, 提高了功率容量。

由于群聚电子注包含有丰富的谐波分量, 而谐振腔又具有多谐性, 当电子注进入高次模谐振腔时, 容易导致腔体中产生模式竞争, 直接影响速调管的工作稳定性, 所以抑制杂模成为研制此类速调管亟待解决的关键技术问题。目前杂模抑制的方法主要有耦合吸收腔法^[5]、吸收材料法^[6]和光子带隙法^[7-9]等。这些方法虽然应用广泛, 但都存在一定的局限性。此外, 在文献[10]中采用添加空漂移头的方法可成功抑制杂模, 但该法使谐振腔的结构复杂, 不易于加工。

高功率多注速调管的高次模谐振腔一般有圆柱

2009-05-20 收到, 2009-09-28 改回

2008 年中国科学院研究生科技创新专项资助课题

通信作者: 韩慧鹏 RocMaxim@163.com

形腔和同轴腔两种^[11]。本文主要对圆柱形谐振腔的杂模抑制方法进行了研究,提出了一种结构简单的杂模抑制方法,即在杂模电场较强而主模电场较弱处插入接收振子天线,来抑制与主模(TM₃₁₀模)临近的低次杂模;采用在谐振腔中放置短路杆阵的方法,来抑制与主模临近的 TM₃₁₀⁺模(该模式亦为 TM₃₁₀模,但其纵向电场分布与主模不同,参见图 1,且其频率高于主模的频率)。

2 杂模抑制理论

研究表明,如果使谐振腔表面产生不均匀性(微扰),则能导致模式的频率产生偏移^[12]。若在谐振腔中适当地插入接收振子天线,则能使主模和杂模的频率都发生变化。由于变化的程度不同,从而可能使它们之间的频率间隔增大,以实现杂模的抑制。

在谐振腔中放置一个长度远小于波长的细金属杆,当其尺寸参数满足 $2r_0 < b < c/(2\pi f)$ 时(其中 b 和 r_0 分别为金属杆的长度和半径, c 为真空中的光速, f 为谐振腔工作模式的谐振频率),可以认为此金属杆是位于导体平面上的接收振子天线。接收振子天线被与之相平行的电场所激励时,天线上的短接电流为^[13]

$$I(l) = \frac{j2E}{\rho k \cos kb} (\cos kl - \cos kb) \quad (1)$$

式中 ρ 为天线的特性阻抗,约等于 $120 \times \lg(2b/r_0)$, k 为波数, l 为沿天线方向到基底的距离。当 $(kb) < 1$ 时,式(1)近似为

$$I(l) \approx \frac{jkE}{\rho} (b^2 - l^2) \quad (2)$$

由于在此仅分析主模(TM₃₁₀模,用 α 表示)和相邻低次杂模(TM₀₂₀模,用 β 表示)的情况,故谐振腔中的电场强度、磁场强度和电流可近似表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &\approx e_\alpha \mathbf{E}_\alpha + e_\beta \mathbf{E}_\beta, \quad \mathbf{H} \approx h_\alpha \mathbf{H}_\alpha + h_\beta \mathbf{H}_\beta, \\ I &\approx i_\alpha \mathbf{E}_\alpha + i_\beta \mathbf{E}_\beta \end{aligned} \quad (3)$$

方便起见,现以 m 代表 α 或 β 。由于 \mathbf{E}_m 和 \mathbf{H}_m 分别构成完备的正交旋度函数空间,由正交函数性

质可得 \mathbf{E} , \mathbf{H} 和 I 的展开式系数 e_m , h_m 和 i_m 的表达式为

$$\begin{aligned} e_m &= \frac{1}{A} \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}_m dV, \quad h_m = \frac{1}{A} \int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}_m dV, \\ i_m &= \frac{1}{A} \int_V I \cdot \mathbf{E}_m dV \end{aligned} \quad (4)$$

其中归一化系数 $A = (2\pi)^2 \int_V \mathbf{E}_m^2 dV$, 而谐振腔的储能为 $W = \int_V \varepsilon_0 \mathbf{E}_m^2 dV$, 故 $A = \frac{(2\pi)^2 W}{\varepsilon_0}$ 。根据正交函数的性质,利用式(4)对 Maxwell 方程组进行数学运算后可得^[13]

$$k_m h_m = \frac{\varepsilon_0 de_m}{dt} + i_m \quad (5)$$

$$k_m e_m = -\frac{\mu_0 dh_m}{dt} \quad (6)$$

设激励谐振腔的信号频率为 ω , m 模的固有角频率为 ω_m , 且 $\omega_m^2 = k_m^2 / (\mu_0 \varepsilon_0)$, 由式(4)~式(6)可得

$$\omega_m^2 e_m - \omega^2 e_m = -\frac{j\omega}{(2\pi)^2 W} \int_V I \cdot \mathbf{E}_m dV \quad (7)$$

由于接收振子的半径远小于其长度,故可按照线电流密度来处理天线电流,因此可将式(7)右边的体积分转换成线积分,即 $\int_V I \cdot \mathbf{E}_m dV \Rightarrow \int_l I \cdot \mathbf{E}_m dl$, 并有

$$\begin{aligned} \int_l I \cdot \mathbf{E}_\alpha dl &= \int_l \frac{jk_\alpha (b^2 - l^2)}{\rho} (e_\alpha E_\alpha + e_\beta E_\beta) \cdot E_\alpha dl \\ &= \frac{j2b^3 k_\alpha e_\alpha E_\alpha^2}{3\rho} + \int_l \frac{jk_\alpha (b^2 - l^2)}{\rho} e_\beta E_\beta \cdot E_\alpha dl \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \int_l I \cdot \mathbf{E}_\beta dl &= \int_l \frac{jk_\beta (b^2 - l^2)}{\rho} (e_\alpha E_\alpha + e_\beta E_\beta) \cdot E_\beta dl \\ &= \frac{j2b^3 k_\beta e_\beta E_\beta^2}{3\rho} + \int_l \frac{jk_\beta (b^2 - l^2)}{\rho} e_\alpha E_\alpha \cdot E_\beta dl \end{aligned} \quad (9)$$

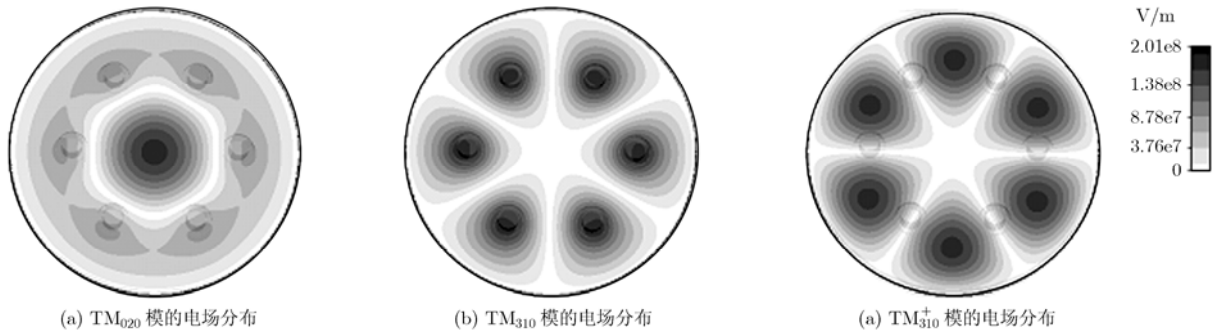


图 1 谐振腔中的电场分布图

将式(8), 式(9)分别代入式(7)得

$$\begin{aligned} \omega_\alpha^2 e_\alpha \left(1 - \frac{2b^3 E_\alpha^2}{3(2\pi)^2 c\rho W} \right) - \omega^2 e_\alpha \\ = \frac{\omega e_\beta}{(2\pi)^2 W} \int_l \frac{k_\alpha (b^2 - l^2)}{\rho} E_\beta \cdot E_\alpha dl \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \omega_\beta^2 e_\beta \left(1 - \frac{2b^3 E_\beta^2}{3(2\pi)^2 c\rho W} \right) - \omega^2 e_\beta \\ = \frac{\omega e_\alpha}{(2\pi)^2 W} \int_l \frac{k_\beta (b^2 - l^2)}{\rho} E_\alpha \cdot E_\beta dl \end{aligned} \quad (11)$$

为了得到引入接收振子天线后, 谐振腔中 m 模的谐振频率, 须将式(10), 式(11)变换成式(7)的形式, 并引入变量 $\omega_m'^2$:

$$\omega_m'^2 = \omega_m^2 \left(1 - \frac{2b^3 E_m^2}{3(2\pi)^2 c\rho W} \right) \quad (12)$$

根据式(10)-式(12)和式(7)可知, ω_m' 即为引入接收振子天线后, m 模的谐振频率。由于 $\frac{b^3 E_m^2}{3c\rho(2\pi)^2 W}$ 是一个微小量, 故由式(12)可得 ω_m' 为

$$\omega_m' \simeq \omega_m \left(1 - \frac{b^3 E_m^2}{3c\rho(2\pi)^2 W} \right) \quad (13)$$

由式(13)可知, m 模谐振频率的相对减小量为

$$\gamma_m = \frac{\omega_m - \omega_m'}{\omega_m} = \frac{f_m - f_m'}{f_m} = \frac{b^3 E_m^2}{3c\rho(2\pi)^2 W} \quad (14)$$

从式(14)可看出, 在谐振腔中引入接收振子天线后, 可以改变谐振腔各个模式的频率, 并且频率的减小仅取决于该模式在接收振子天线处的电场强度, 而不依赖于其磁场。当接收振子天线放置在电场强度不为 0 处时, 则会使模式的谐振频率降低; 而放置在电场强度为 0 处(电场波节)时, 则不会改变谐振频率。另一方面, 由于接收振子天线的引入, 各个模式的谐振频率都发生变化, 当接收振子天线放置在杂模场强远大于主模场强的位置时, 杂模的

频率减小量远大于主模的频率减小量, 这使主模和低次杂模之间的频率间隔增大, 从而可以有效地抑制与主模相邻的低次杂模的干扰。

3 仿真实证

为验证上述理论的正确性, 本文借助 Matlab 和 CST-MWS 软件, 对带有 6 对漂移头的圆柱形高次模谐振腔, 在 X 波段做了仿真计算。所选取的谐振腔半径 R_{co} 为 30 mm, 高度 H 为 10 mm, 所有漂移头长度均相同, 漂移间隙 d 为 6 mm, 漂移头的内径 Φ_{Di} 为 2 mm, 外径 Φ_{Do} 为 3 mm, 各漂移头轴线所在的圆半径 R_D 为 15 mm(参见图 2)。

先讨论 TM_{020} 模的仿真情况。由图 1(a)和图 1(b)可知, 在谐振腔中心处, TM_{020} 模的电场强度远大于 TM_{310} 模的电场强度, 因此应将接收振子天线放置在此处, 并让振子的轴与谐振腔的轴重合(如图 2(a))。由于 TM_{310} 模在谐振腔中心处的电场强度几乎为 0, 所以仅分析 TM_{020} 模的相对频率减小量即可。

在式(14)中, 接收振子的长度 b 是影响模式相对频率减小量的主要因素, 因此首先需要确定恰当的振子长度。在振子半径为 1 mm, 且电场强度相同的条件下, 本文借助 Matlab 和 CST-MWS 软件分别研究了 b 对 γ_β 的计算值(理论值)和模拟值的影响(如图 3)。研究发现: 当 $b \leq 5$ mm 时, γ_β 随着 b 的增大而增大, 而且理论值和模拟值相吻合; 当 $b > 5$ mm 时, γ_β 不再随着 b 的增大而增大, 而且理论值和模拟值相差较大。这是因为接收振子天线假设成立的前提为 $b < c/(2\pi f)$, 当 TM_{020} 模的频率为 8.802 GHz(表 1)时, 需满足条件 $b < 5.427$ mm, 否则不能等效为垂直于导体平面上的接收振子天线, 进而式(14)不能成立。因此最终确定金属杆的长度为 5 mm, 并由此可得振子的特性阻抗 ρ 为 120 Ω 。

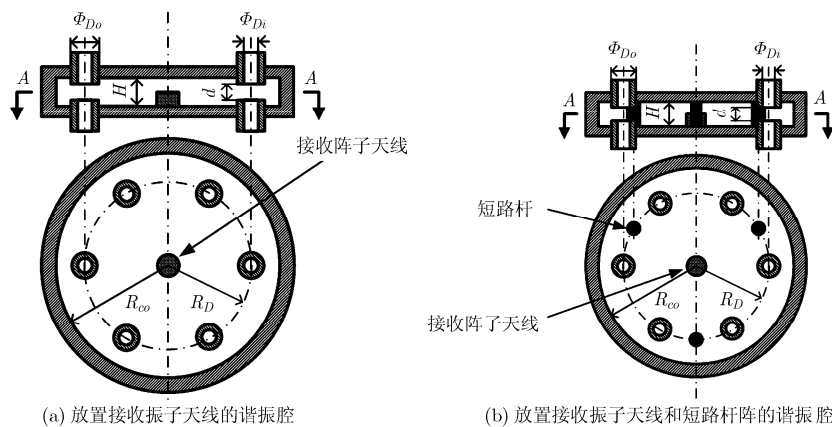


图 2 采用杂模抑制方法的谐振腔示意图

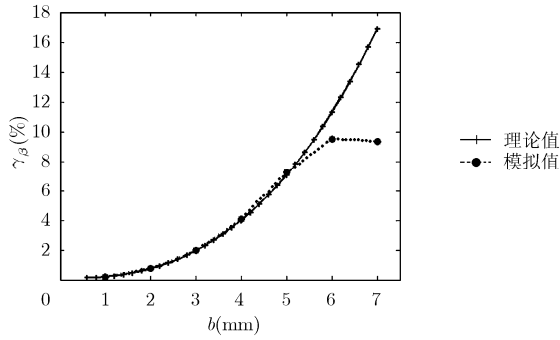
图 3 γ_β 随 b 的变化曲线

表 1 未采用杂模抑制方法时谐振腔的谐振模式和谐振频率

序号	...	6	7	8	...
模式	...	TM ₀₂₀	TM ₃₁₀	TM ₃₁₀ ⁺	...
频率(GHz)	...	8.802	9.759	10.24	...

在接收振子天线的尺寸确定后, 采用 CST-MWS 软件对该谐振腔进行仿真。由于所选用的本征模求解器设定了对谐振腔的激励能量为 1 J, 而谐振腔表面为理想电导体材料, 因此谐振腔的总储能 W 为 1 J。所以可将式(14)化简为

$$\gamma_m = \frac{f_m - f'_m}{f_m} = \frac{b^3 E_m^2}{3 \times 120c(2\pi)^2} = \frac{25 \times 10^{-17}}{864\pi^2} E_m^2 \quad (15)$$

仿真计算的谐振腔主要参数如表 2 所示, 其中“第 1 组”表示对采用该杂模抑制方法的谐振腔进行模拟的结果, “第 2 组”表示对未采用该杂模抑制方法的谐振腔进行模拟的结果, 它是第 1 组的参照(同表 3 和表 4), f 表示频率值, $\Delta f_{\alpha\beta}$ 是主模和 TM₀₂₀ 模之间的频率间隔, E 是金属杆顶端中心处的电场强度值。

表 2 由 CST-MWS 模拟获得的谐振腔主要参数

参 数	第 1 组	第 2 组
f_α (GHz)	9.753	9.759
f_β (GHz)	8.126	8.802
$\Delta f_{\alpha\beta}$ (GHz)	1.627	0.957
E_α (e+8 V/m)	39.46 e-8	/
E_β (e+8 V/m)	14.55	/

表 3 由 CST-MWS 模拟获得的谐振腔主要参数

参 数	第 1 组	第 2 组
f_α (GHz)	9.838	9.759
f_η (GHz)	11.17	10.24
$\Delta f_{\alpha\eta}$ (GHz)	1.332	0.481

表 4 由 CST-MWS 模拟获得的谐振腔主要参数

参数	f_α (GHz)	f_β (GHz)	f_η (GHz)	$\Delta f_{\alpha\beta}$ (GHz)	$\Delta f_{\alpha\eta}$ (GHz)
第 1 组	9.810	8.272	11.06	1.538	1.250
第 2 组	9.759	8.802	10.24	0.957	0.481

根据式(15)和表 2 中的电场强度值, 可以计算出带有接收振子天线的谐振腔中, 主模相对频率减小量极小, TM₀₂₀ 模相对频率减小量为 6.21%。进而可计算出加入接收振子天线后, TM₀₂₀ 模的频率由 8.802 GHz 变为 8.255 GHz, 主模和 TM₀₂₀ 模的频率间隔由 0.957 GHz 变为 1.504 GHz。另一方面, 根据表 2 可知, 采用 CST-MWS 软件对该结构模拟后, 主模和 TM₀₂₀ 模的频率及其频率间隔与按照式(15)计算的结果基本吻合。由此验证了本文提出的杂模抑制理论的正确性。计算与仿真结果存在误差的原因主要有以下 3 点: (1)接收振子天线模型不够精确, 尤其是振子电流的表达式存在误差; (2)前一节的公式推导中存在一些近似, 导致计算值存在偏差; (3)为便于计算, 在式(15)中用天线顶部的电场强度值来代替整个接收振子天线的电场强度值, 因而造成误差。

另外, 为了抑制 TM₃₁₀⁺ 模, 本文采用在谐振腔内放置短路杆阵的方法。根据图 1(c)可知, TM₃₁₀⁺ 模在两个漂移头中间的电场最强, 因此在各漂移头中心所在的圆周上, 于两漂移头中间放置第 1 个半径为 1 mm 的短路杆, 然后在此圆周上与第 1 个短路杆相距 120°的位置再放置两个同样的短路杆, 此 3 个短路杆构成一个短路杆阵(参见图 2(b))。仿真发现, 此法能有效地使 TM₃₁₀⁺ 模的频率增大, 而基本不影响主模的频率, 从而避免了其对主模的干扰。由 CST-MWS 仿真获得的主要参数如表 3 所示, 其中 α 表示主模; η 表示 TM₃₁₀⁺ 模; $\Delta f_{\alpha\eta}$ 表示主模和 TM₃₁₀⁺ 模之间的频率间隔。由表 3 可知, 采用短路杆阵后, $\Delta f_{\alpha\eta}$ 为 1.332 GHz, 比未采用的情况增大了 0.851 GHz, 这表明该方法能有效地避免 TM₃₁₀⁺ 模对主模的影响。

当 TM₃₁₀ 模谐振腔中同时采用上述两种方法时(如图 2(b)), 由于接收振子天线和短路杆阵的相互影响, 各模式的频率偏移量与单独使用这两种方法时的偏移量相比略有不同。经 CST-MWS 仿真计算可得 TM₃₁₀ 模谐振腔中主模及其相邻的两个杂模(TM₀₂₀ 模和 TM₃₁₀⁺ 模)的谐振频率如表 4 所示。由表 4 可知, 当同时在谐振腔中加入接收振子天线和短路杆阵后, 主模与 TM₀₂₀ 模的频率间隔由原来的 0.957 GHz 增大到 1.538 GHz; 主模与 TM₃₁₀⁺ 模的

频率间隔由原来的 0.481 GHz 增大到 1.250 GHz。这表明采用本文提出的杂模抑制方法后, TM_{020} 模和 TM_{310}^+ 模的频率都能远离主模的谐振频率, 从而能抑制这两种模式对主模的干扰。

4 结论

适当地向谐振腔中插入接收振子天线, 可使主模和低次杂模之间的频率间隔增大, 从而能够有效地起到抑制低次杂模的效果, 保证谐振腔的工作状态不受低次杂模的影响; 在 TM_{310} 模谐振腔中适当地放置短路杆阵, 可以有效地增大 TM_{310}^+ 模的频率, 从而使 TM_{310} 模谐振腔不受 TM_{310}^+ 模的干扰。本文的研究结果表明, 通过向 TM_{310} 模圆柱形谐振腔中适当地引入接收振子天线和短路阵, 可以有效地增大主模与非工作模式的间距, 使该高次模谐振腔能稳定地工作在 TM_{310} 模式。下一步的工作是加工冷测模型, 对本文的模拟结果进行实验验证。

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.
 - [2] Jensen Erk. Vacuum electronics applications at CERN [C]. 2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference, Rome, Italy, 2009: 45-48.
 - [3] 廖复疆. 真空电子技术—信息化武器装备的心脏[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 126-130.
Liao Fu-jiang. *Vacuum Electronics Technology — The Heart of Information Weapons Equipment* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2008: 126-130.
 - [4] 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: 6-8.
Ding Yao-gen. *Theory and Computer Simulation of High Power Klystron* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2008: 6-8.
 - [5] 张瑞, 王勇. TM_{610} 高次模圆柱谐振腔的模拟研究[J]. 强激光与粒子束, 2006, 18(7): 1129-1133.
Zhang Rui and Wang Yong. Simulation of TM_{610} higher-order mode cylindrical cavity [J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2006, 18(7): 1129-1133.
 - [6] 张丁. 多注速调管外加载谐振腔的分析和模拟[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(5): 1263-1266.
Zhang Ding. Analysis and simulation of the out-loaded resonant cavity using in the multi-beam klystron [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(5): 1263-1266.
 - [7] Smirnov. Rod-loaded and PBG multi-beam klystron cavities [C]. Proceedings of 2005 Particle Accelerator Conference, Knoxville, Tennessee, 2005: 3094-3096.
 - [8] 李喜福, 王鹏, 姚建铨等. 基于六角结构二维光子晶体绝对带隙的优化设计研究[J]. 物理学报, 2007, 56(12): 7029-7033.
Li Xi-fu, Wang Peng, and Yao Jian-quan, *et al.* Optimal design based on a two-dimensional photonic crystal of hexagonal lattice with a large complete band gap [J]. *Acta Physica Sinica*, 2007, 56(12): 7029-7033.
 - [9] EI-Shaarawy, Coccetti Fabio, and Plana Robert, *et al.* Miniaturized extended stopband microstrip ring resonator bandpass filter using uniplanar compact photonic band gap(UC-PBG) structures [C]. Greece, 2008: 48-52.
 - [10] 丁耀根, 阮存军, 沈斌等. X 波段同轴腔多注速调管的研究[J]. 电子学报, 2006, 34(12A): 2337-2341.
Ding Yao-gen, Ruan Cun-jun, and Shen Bin, *et al.* Study of an X-band coaxial cavity MBK [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(12A): 2337-2341.
 - [11] Jensen E, Pearce P, and Syratcev I. A novel idea for a CLIC 937 MHz 50 MW multi-beam klystron [R]. Geneva, Switzerland, CERN-OPEN, Feb 2004.
 - [12] 张克潜, 李德杰. 微波与光电子学中的电磁理论(第二版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 297.
Zhang Ke-qian and Li De-jie. *Electromagnetic Theory for Microwave and Optoelectronics (Second Edition)* [M]. Beijing: Electronics Industry Press, 2001: 297.
 - [13] Шт е й н ш л е й г е р В Б (USSR) 著, 王志群译. 电磁谐振腔中波的相互作用现象[M]. 北京: 国防工业出版社, 1955, 第1章.
- 韩慧鹏: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为新型高功率微波源技术与应用.
- 王 勇: 男, 1964年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为计算电磁学、新型高功率微波源技术与应用.
- 宋金星: 女, 1982年生, 博士生, 研究方向为中国散裂中子源注入脉冲磁铁的设计与研制.