

## W 波段带状注速调管准光输出结构改进设计\*

刘国<sup>†</sup> 王建勋 罗勇

(电子科技大学物理电子学院, 成都 610054)

(2012 年 10 月 22 日收到; 2012 年 11 月 20 日收到修改稿)

本文使用等效偶极子理论和相位叠加原理对准光输出结构进行了理论分析, 并在此基础上对准光渐变输出结构进行了一系列的改进设计, 通过对冷腔特性包括特性阻抗、耦合系数、有载  $Q$  值、模式分布均匀性等方面的详细研究, 发现抛物线渐变准光输出腔相比于直线渐变、三角形渐变和切比雪夫渐变结构具有更好的冷场性质, 对改善带状注速调放大器的互作用效率和工作带宽有一定的优势. 在此设计基础上加工了 5 间隙直线渐变结构准光输出耦合器.

**关键词:** W 波段, 带状注速调管, 准光输出结构

**PACS:** 84.40.Fe, 84.40.-x, 84.40.Dc

**DOI:** 10.7498/aps.62.078404

## 1 引言

带状电子注相比于传统的柱状电子注而言, 电流密度较低、聚焦磁场较小, 同时有效注-波相互作用面积大<sup>[1,2]</sup>, 能够在较高功率输出的情况下完成器件的小型化. 对于带状注真空电子器件的研究, 国际上主要集中在行波管 (TWT)、速调管、自由电子激光 (FEL) 以及新型器件等方向, 主要的工作范围包括 Ka<sup>[3,4]</sup>, V<sup>[5,6]</sup>, W<sup>[7-10]</sup> 和 THz<sup>[11-17]</sup> 等频段. 带状注速调管 (sheet beam klystron, SBK) 由于能够产生较强的大功率输出、易于实现永磁包装、具有一定带宽等特点使其在单兵拒止武器和拒止野战车上有着较大的应用前景, 除此之外, 在粒子加速器、通信、等离子体加热等方面对于 SBK 的需求也在逐年增加. SBK 的研究最早开始于斯坦福粒子加速器中心 (SLAC), SLAC 曾为下一代直线对撞机研制了一种 X 波段双带状注工作速调管 (X-band double sheet beam klystron, XDSBK), 该管在加速电压 450 kV, 电流 460 A 时, 脉冲输出功率高达 150 MW<sup>[18]</sup>. 2005 年前后, SLAC 的研究重点开始转向 W 波段带状注速调管 (W-band sheet

beam klystron, WSBK) 上来, 设计的一种 PCM 聚焦 WSBK 输出功率计算结果达到了 100 kW, 但后期的实验样管热测只得到了 11 kW 的输出功率, 电子流通率也较低. 此后 UC Davis 的研究小组对 SLAC 样管所存在的问题进行了分析, 并对电子光学系统、输出结构和加工装配精度等方面开展了一系列的改善和提高, 初步试验获得了超过 50 kW 的脉冲输出功率, 40 dB 增益和 200 MHz 瞬时带宽<sup>[9]</sup>.

WSBK 一般采用多腔多间隙结构来提高注-波耦合系数、特性阻抗和互作用效率, 然而该结构最大的障碍是存在较多的竞争模式、串扰和振荡, 同时输出信号相位匹配困难. 为了有效地解决这种现象, Shin 等<sup>[9,19,20]</sup> 提出了采用准光输出结构来进行功率提取, 然而仍存在互作用腔体与输出波导匹配较差从而影响整管有效输出和频谱纯度的潜在威胁. 为了有效地克服这种缺陷, 本文设计了包括直线渐变、三角形渐变、抛物线渐变和切比雪夫渐变形式在内的四种准光输出结构, 通过等效偶极子理论和相位叠加原理进行了理论分析, 并对 3—5 间隙情况下四种结构的耦合参量 ( $R/Q$ ,  $M$  和  $M^2[R/Q]$ ), 有载  $Q$  值、电场模式均匀性以及频偏特性进行了详细的研究, 给出了相关的变化规律.

\* 国家自然科学基金 (批准号: G0501040161101040) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: liuguo.uestc@gmail.com

## 2 理论分析

为了增加注-波耦合效率, WSBK 相互作用腔体多采用多间隙结构, 工作模式一般选取  $TM_{110}-2\pi$ , 该模式在腔体的任意间隙处电场方向均一致, 即相位差为 0 或  $2\pi$  的整数倍. 以三间隙群聚腔为例(图 1), 相邻间隙入口处电子渡越角为  $2\pi$ ,  $t_1$  时刻带状电子注在第一个间隙处因感受到加速场而被加速,  $t_2$  时刻运动到间隙 2 时, 间隙 2 中激励的电场相位也恰好经过 1 个周期, 此时对电子注的作用与  $t_1$  时刻的相互作用过程一致, 其他间隙相互作用原理均相同. 对于输出结构的相互作用腔体部分, 电子注在间隙处将持续感受到减速场, 从而不断将能量交还给电磁场并通过输出结构引出, 相应的工作原理与图 1 恰好相反.

图 2 给出了 WSBK 准光输出结构电场叠加原理图, 该结构采用多间隙谐振腔来提高腔体特性阻

抗  $R/Q$ 、耦合系数  $M$  和注-波相互作用效率, 电磁波输出端采用过模波导渐变段, 该结构能够在一定程度上减少非工作模式的输出, 但同时也将导致严重的模式畸变、竞争、寄生振荡以及端口间相位匹配困难等问题, 因此研究不同变换形式的准光输出结构对于 WSBK 整体设计具有重要意义. 图 2 中, 电子注在输出腔中减速, 将能量交给电场, 电场则通过哑铃型耦合腔壁上的矩形缝隙耦合到输出渐变段中, 并在此完成准光变换, 之后从输出波导输出. 耦合机理可将耦合缝隙等效为偶极子<sup>[21]</sup>来求解计算, 等效电偶极子和磁偶极子表示为

$$\begin{aligned} P_e &= e_n \alpha_e \epsilon_0 E_n \delta(z - z_0), \\ P_m &= e_t \alpha_m H_t \delta(z - z_0), \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $z_0$  为等效偶极子纵向存在位置,  $\alpha_e$  和  $\alpha_m$  分别为由耦合缝隙尺寸和形状所决定的常数,  $E_n$  和  $H_t$  为耦合位置处法向电场和切向磁场强度.

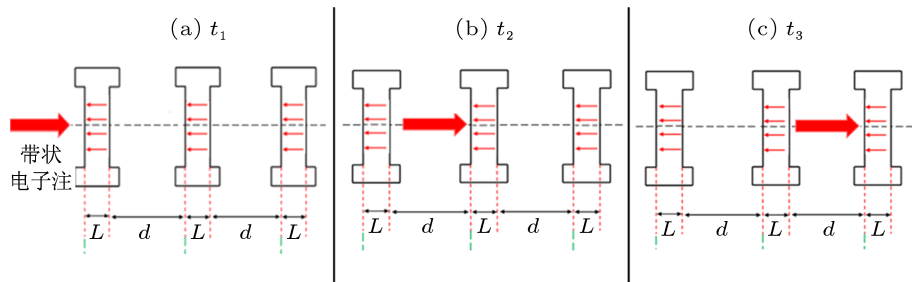


图 1 3 间隙腔体注-波相互作用示意图

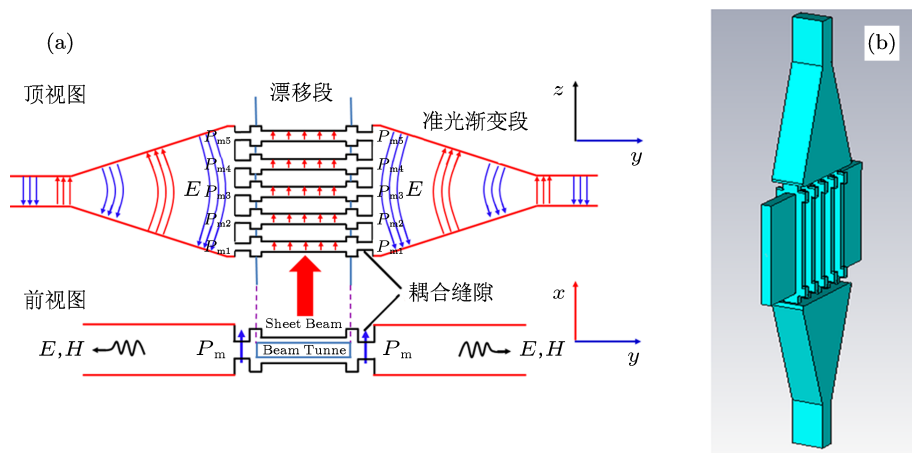


图 2 准光输出结构工作原理图

群聚电子注在输出腔内激励起  $\text{TM}_{110}-2\pi$  模式, 该模式在耦合缝处只存在切向磁场分量 (电子注通道窄边方向,  $x$  方向), 因而可将耦合缝隙等效为磁偶极子, 如图中  $\mathbf{P}_m$  所示. 对于图 2 所示的 5 间隙谐振腔而言, 相邻间隙电场相位相差  $2\pi$ , 准光渐变段与耦合缝隙相交处多个磁偶极子叠加后可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_m = & -\mathbf{e}_x \alpha_m [H_x^1 \delta(z-z_0^1) \delta(\varphi-0) \\ & + H_x^2 \delta(z-z_0^2) \delta(\varphi-2\pi) \\ & + H_x^3 \delta(z-z_0^3) \delta(\varphi-4\pi) \\ & + H_x^4 \delta(z-z_0^4) \delta(\varphi-6\pi) \\ & + H_x^5 \delta(z-z_0^5) \delta(\varphi-8\pi)]. \end{aligned} \quad (2)$$

准光渐变段与耦合缝隙相交处的极化强度  $J$  和磁化强度  $M$  可由各个耦合缝隙产生的  $J^i$  和  $M^i$  叠加而成, 见 (3) 式, 式中  $J^i$  和  $M^i$  分别代表第  $i$  个耦合缝隙处的极化和磁化强度,  $z_0^i$  为相应的纵向位置,  $\omega$  为电磁波的角频率,  $\mu_0$  为真空中磁导率.

$$\begin{aligned} J &= \sum_i J^i = \sum_i j\omega P_c^i = 0 \\ M &= \sum_i M^i = \sum_i j\omega \mu_0 P_m^i. \end{aligned} \quad (3)$$

利用互易定理和等效磁流元性质<sup>[21]</sup>, 获得经过场叠加以后的场幅值为

$$A_n^+ = -\frac{1}{P_n} \alpha_m H_x^1 j\omega \mu_0 \cdot [h_{zn}(0) + h_{zn}(2\pi)]$$

$$+ h_{zn}(4\pi) + h_{zn}(6\pi) + h_{zn}(8\pi)], \quad (4)$$

$$h_{zn}(\varphi_i) = f(\varphi_i) \delta(z-z_0^i), \quad (5)$$

$P_n$  是  $\text{TE}_{10}$  模式功率流归一化常数, 可通过对坡印庭矢量在横截面内的积分得到,  $h_{zn}(\varphi_i)$  为由于纵向位置  $z$  不同引入的相位修正项, 可由任一位置  $\delta(z-z_0^i)$  处缝隙的有效耦合磁场强度分布  $f(\varphi_i)$  确定. 通过 (4) 式即可求得输出渐变结构中  $\text{TE}_{01}$  的输出磁场强度, 根据电磁场之间的关系即可求解出电场强度, 进一步能够解析得到相关的传输特性.

### 3 准光输出结构设计与分析

#### 3.1 渐变段分析

准光输出结构中, 渐变段形式的不同将影响到输出波导与谐振腔体的电磁波耦合程度, 从而使输出腔的有载  $Q$  值、工作模式分布均匀性、带宽以及注-波耦合性质产生一定的变化. 一般来说, 直线渐变结构最易设计和加工, 而曲线渐变如抛物线渐变、三角形渐变和切比雪夫渐变等形式<sup>[22]</sup> 在高功率微波器件中由于具有较好的阻抗变换特性也常被采用. 本文设计的直线、抛物线、三角形和切比雪夫渐变形式轮廓线和电场分布如图 3 和图 4 所示, 其中抛物线  $y_p$ 、三角形  $y_t$  和切比雪夫  $y_c$  渐变的轮廓曲线由 (6)–(8) 式确定.

$$y_p = \begin{cases} (H_2 - H_1) \left(\frac{x}{L}\right)^2 + \frac{H_1}{2}, & (0 < x < L/2), \\ -(H_2 - H_1) \left(\frac{x-L/2}{L}\right)^2 + \frac{H_2}{2}, & (L/2 < x < L), \end{cases} \quad (6)$$

$$y_t = \begin{cases} \frac{H_1 Z_0}{2\eta_0} \sqrt{1 - (\lambda/2H_1)^2} \exp[2(x/L)^2 \ln(Z_L/Z_0)], & (0 < x < L/2), \\ \frac{H_1 Z_0}{2\eta_0} \sqrt{1 - (\lambda/2H_1)^2} \exp[(4x/L - 2x^2/L^2 - 1) \ln(Z_L/Z_0)], & (L/2 < x < L), \end{cases} \quad (7)$$

$$y_c = \begin{cases} \frac{H_1}{2\eta_0} \sqrt{1 - (\lambda/2H_1)^2} \exp \left[ \frac{1}{2} \ln(Z_0 Z_L) - \frac{1/2 \ln(Z_0/Z_L)}{\cosh A} A^2 \int_{-x}^0 \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{A\sqrt{1-y^2}} dy \right], & (0 < x < L/2), \\ \frac{H_1}{2\eta_0} \sqrt{1 - (\lambda/2H_1)^2} \exp \left[ \frac{1}{2} \ln(Z_0 Z_L) + \frac{1/2 \ln(Z_0/Z_L)}{\cosh A} A^2 \int_0^x \frac{I_1(A\sqrt{1-y^2})}{A\sqrt{1-y^2}} dy \right], & (L/2 < x < L), \end{cases} \quad (8)$$

上式中, 渐变段的输入端口尺寸为  $1.27 \text{ mm} \times 2.54 \text{ mm}$ , 其中波导的宽度不变, 高度由  $H_1$  变化到  $H_2$ , 见图 3(a) 所示,  $\lambda$  和  $\eta_0$  分别为自由空间波长和波阻抗,  $Z_0$  和  $Z_L$  分别为在渐变段入口和出口处的工作模式特性阻抗,  $A$  可以通过  $\Gamma_0 = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_0}{Z_L}\right)$  和所要求的通带内最大反射系数  $\Gamma_a$  求得 [22]. 给定以下参数  $H_1 = 1.27 \text{ mm}$ ,  $H_2 = 4.5 \text{ mm}$ ,  $L = 8 \text{ mm}$  时, 四种渐变形式轮廓曲线形式如图 3(b). 使用 HFSS 模拟分析得到的电场分布和端口工作模式情况如图 4 所示, 渐变段末端端口输出模式为高次模

$\text{TE}_{01}$ , 过模波导的使用导致出现了大量的寄生模式, 转化较多的为  $\text{TE}_{21}$  和  $\text{TM}_{21}$  模式. 在上述尺寸下, 四种渐变波导结构中工作模式的传输 ( $\text{TE}_{10}$ - $\text{TE}_{01}$ ) 和反射以及对  $\text{TE}_{21}$  和  $\text{TM}_{21}$  的抑制情况见图 5 和表 1 所示. 数据表明, 线性渐变结构工作模式反射较大, 三角形渐变相对于线性渐变只在反射系数上有所改善, 切比雪夫渐变结构反射最小, 但对寄生模式的抑制程度不高; 相比之下, 抛物线渐变兼具了几种结构的优点, 具有较好的反射和传输系数, 同时对寄生模式的抑制程度也较高.

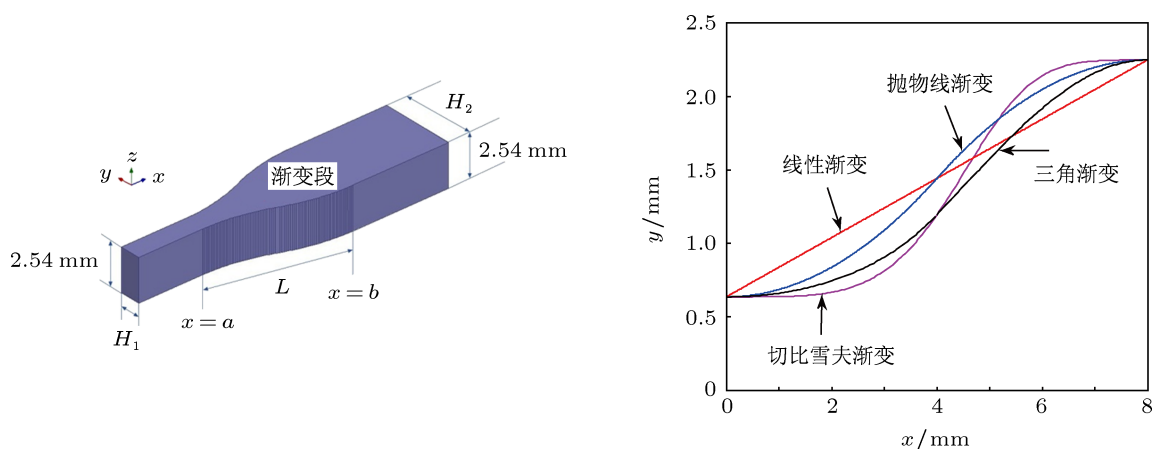


图 3 准光渐变段模型和轮廓曲线 ( $H_1 = 1.27 \text{ mm}$ ,  $H_2 = 4.5 \text{ mm}$ ,  $L = 8 \text{ mm}$ )

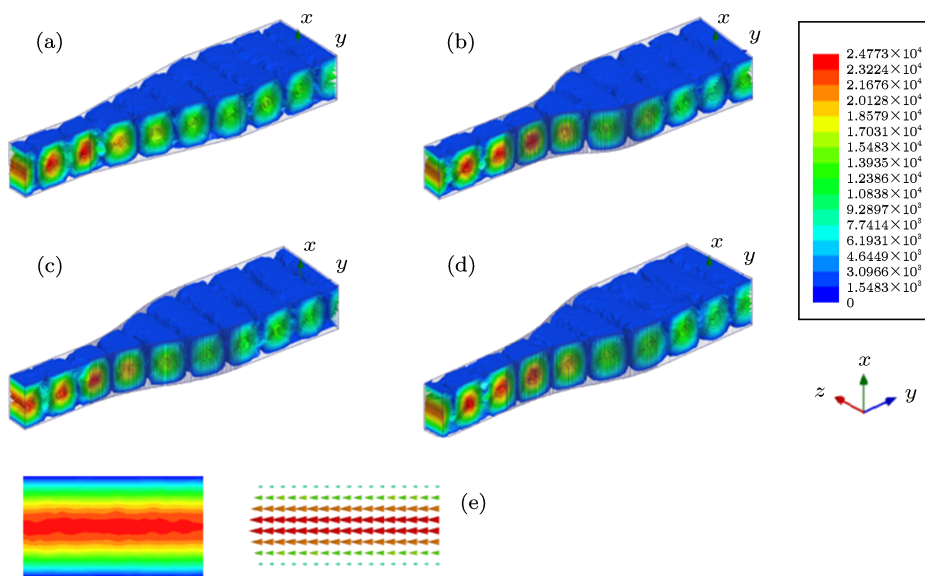


图 4 不同渐变形式电场分布及工作模式 (a) 直线渐变; (b) 切比雪夫渐变; (c) 抛物线渐变; (d) 三角形渐变; (e) 渐变段端口模式  $\text{TE}_{01}$  模

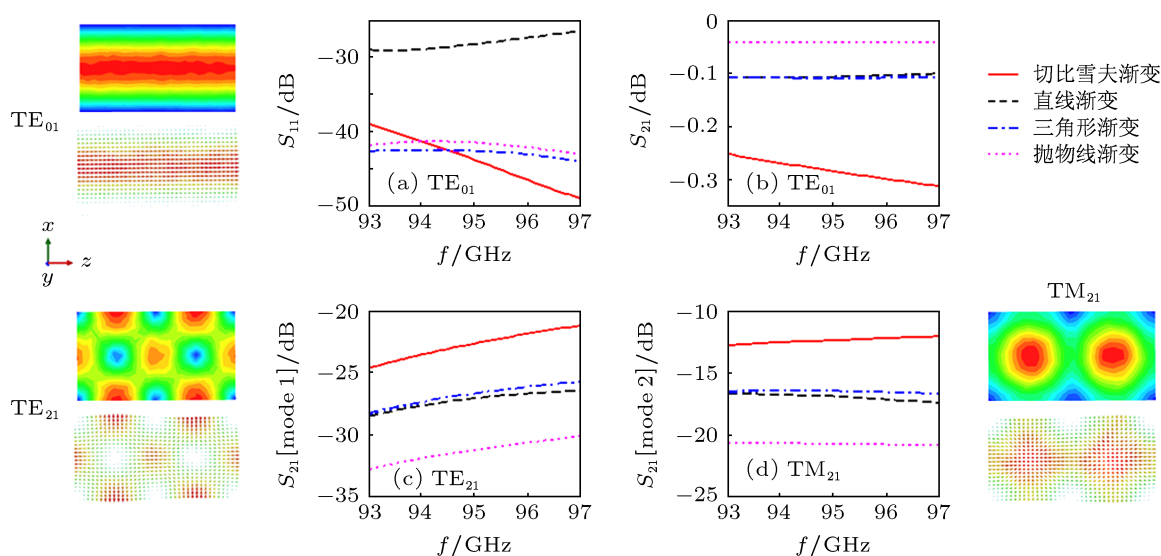


图5 不同渐变段工作模式传输、反射和对寄生模式的抑制曲线

表1 95 GHz 四种渐变波导结构中传输特性和向寄生模式转化情况对比

S 参数	直线渐变	切比雪夫渐变	抛物线渐变	三角形渐变
$S_{11}(\text{TE}_{01})/\text{dB}$	-28.23	-43.78	-41.50	-42.60
$S_{21}(\text{TE}_{10}-\text{TE}_{01})/\text{dB}$	-0.11	-0.28	-0.04	-0.11
$S_{21}(\text{TE}_{10}-\text{TE}_{21})/\text{dB}$	-27.06	-22.67	-31.23	-26.68
$S_{21}(\text{TE}_{10}-\text{TM}_{21})/\text{dB}$	-16.90	-12.38	-20.73	-16.47

### 3.2 准光输出结构研究

结合前述理论和渐变段特性,设计并加工了直线渐变5间隙准光输出结构,实物见图6,图中同时显示出了三间隙群聚腔和收集极的部分结构,该输出结构渐变段 $H_1 = 6\text{ mm}$ , $H_2 = 10\text{ mm}$ , $L = 12\text{ mm}$ ,厚度 $2.54\text{ mm}$ ,谐振腔间隙长度 $0.46\text{ mm}$ ,周期 $1.4\text{ mm}$ ,截面尺寸 $8\text{ mm} \times 1.88\text{ mm}$ ,耦合缝隙尺寸 $1.2\text{ mm} \times 0.46\text{ mm} \times 0.5\text{ mm}$ .加工方法直接采用 $0.3\text{ mm}$ 的铣刀在高速数控铣床上加工,焊接使用高温钎焊完成,我们对此期望的精度为 $1\text{ }\mu\text{m}$ ,然而测量得到的精度约为 $3\text{ }\mu\text{m}$ ,虽然存在一定的差距,但是仍可以进行初步试验.另外,对比分析了3—5间隙直线渐变、三角形渐变、抛物线渐变和切比雪夫渐变结构准光输出耦合器,中心频率在 $95\text{ GHz}$ 附近,四种形式下5间隙输出结构电场分布如图

7所示,其中电子注在谐振腔部分换能后将激励起 $\text{TM}_{110}-2\pi$ 模式,通过耦合缝隙在输出渐变段中进行叠加以 $\text{TE}_{10}$ 模式在标准波导中输出,相关的耦合机理见图2和(1)—(5)式所示.

在WSBK准光输出段设计中,对速调管输出功率、效率和频率特性影响较大的因素主要包括输出电路的特性阻抗 $R/Q$ 、注-波耦合系数 $M$ 、有载 $Q$ 值、负载特性、间隙模式电场均匀性分布 $F_1/F_2/F_3$ 和间隙距离等.其中,特性阻抗 $R/Q$ 正比于速调管的增益带宽积,对于整管性能提高至关重要<sup>[23]</sup>;而负载不匹配将导致输出谐振腔谐振频率和外观品质因子变化,使间隙阻抗发生变化,进而导致输出功率和效率随之改变<sup>[24]</sup>;另外间隙距离和电场分布也对注-波耦合系数和特性阻抗有所影响.

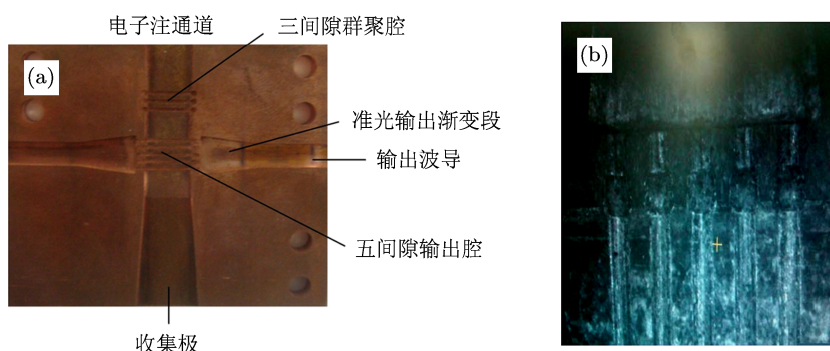


图6 5 间隙直线渐变准光输出腔实物 (a) 整体图; (b) 局部放大图

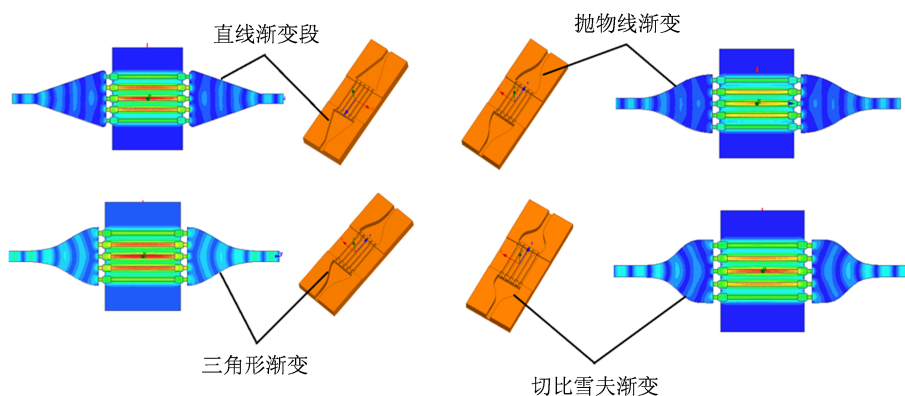


图7 四种渐变形式下 5 间隙准光输出腔电场分布图和实体模型

$R/Q$  和  $M$  可通过 (9) 式和 (10) 式进行数值计算,  $E_z$  为电子注运动方向电场分布,  $\omega$  为电磁波工作角频率,  $W_s$  是谐振腔中腔体储能,  $\beta = \omega/v_0$ ,  $v_0$  是电子的运动速度.  $M^2(R/Q)$  则综合反映了  $R/Q$  和  $M$  的性质, 该系数与速调管的工作带宽成正比, 因此该系数越大, 工作带宽将在一定程度内也有所扩展 [25]:

$$\frac{R}{Q} = \frac{\left(\int_{-\infty}^{+\infty} |E_z| dz\right)^2}{2\omega W_s}, \quad (9)$$

$$M = \frac{\left|\int_{-\infty}^{+\infty} E_z e^{j\beta z} dz\right|}{\int_{-\infty}^{+\infty} |E_z| dz}. \quad (10)$$

电场在电子注通道内沿各方向的均匀程度对电子注调制深度一致性有着极大的影响, 对工作模式, 沿电子注宽窄边和运动三个方向的电场均匀性做如下定义: 宽边电场均匀性因子  $F_1$ , 窄边均匀性

因子  $F_2$  和电子注运动方向均匀性因子  $F_3$ , 三者的示意图和定义表达式如图 8 所示. 图 9 给出了在频率 95 GHz 上, 用 HFSS 计算得到的直线渐变输出结构电场沿三个方向的分布情况, 相应的模型几何参数为: 谐振腔部分: 间隙纵向长度 0.46 mm, 周期 1.4 mm, 宽窄边尺寸 8 mm 和 1.88 mm; 哑铃形耦合腔: 宽窄边尺寸 1.2 mm 和 2.54 mm, 纵向长度 0.9 mm; 矩形耦合缝: 宽边 0.5 mm, 窄边 1.2 mm, 纵向 0.46 mm; 渐变段长度  $L = 12$  mm,  $H_2 = 10$  mm,  $H_1 = 1.27$  mm, 所有模型计算过程中只有渐变段轮廓形状有差别, 其他参数均一致. 以 5 间隙结构为例, 电子注横向 (宽边和窄边方向) 均匀性  $F_1(F_2) = f_1/f_2$ , 其中  $f_1$  代表谐振腔体中心电场归一化幅值,  $f_2$  为电子注宽边或窄边边缘处得归一化电场幅值;  $F_3$  则定义为纵向相邻两组间隙归一化电场幅值之比的比值. 对于  $F_1$ ,  $F_2$  和  $F_3$ , 均匀性越好三者的值越接近 1.

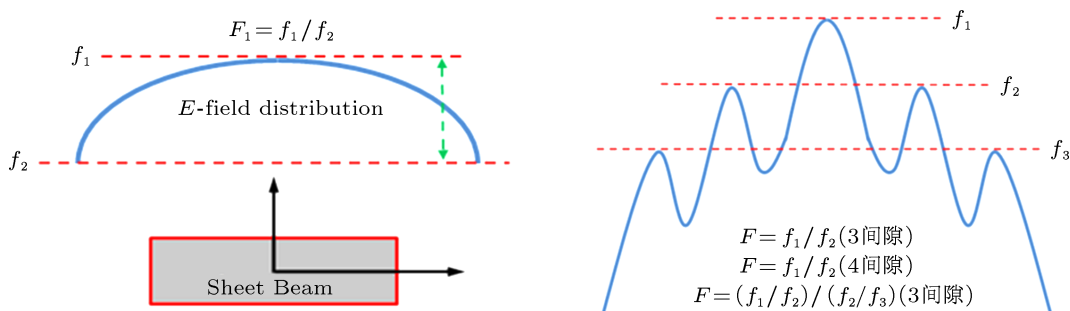


图8 工作模式电场分布均匀性示意图

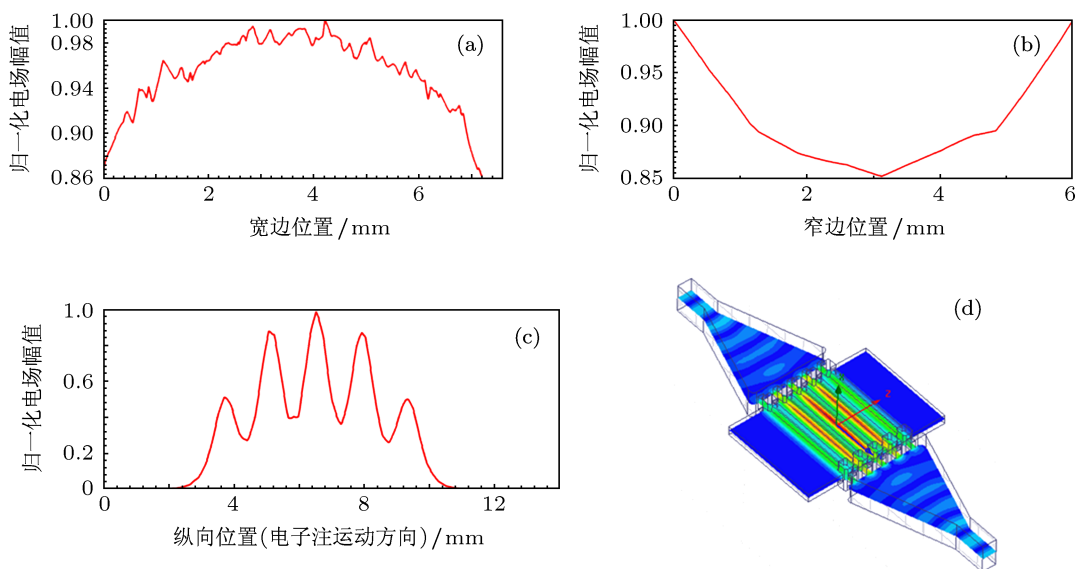


图9 直线渐变输出结构电场分布 (a) 电子注宽边电场分布; (b) 电子注窄边电场分布; (c) 电子注运动方向电场分布; (d) 3D模型

图 10 分别给出了不同间隙时输出结构的  $R/Q$ ,  $M$  以及  $M^2(R/Q)$  的变化情况. 可以看出, 随着间隙数目的增加,  $R/Q$  呈增加趋势, 平均增加一个间隙,  $R/Q$  约提高  $20 \Omega$ ; 耦合系数  $M$  在加速电压  $50 \text{ kV}$  时基本保持不变, 而  $55 \text{ kV}$  时则随着间隙数目增加略有下降, 此时  $M^2(R/Q)$  的变化曲线与  $R/Q$  变化基本一致, 图中反映出在间隙数目较多时, 抛物线和切比雪夫变换结构效果较好. 加速电压对注 - 波耦合系数的影响极大, 因此适当的加速电压对于电子注的换能至关重要. 图 11 中的曲线给出了随着电子注加速电压的升高, 5 间隙输出结构注 - 波耦合系数的变化情况, 可以明显看出在电压  $54 \text{ kV}$  附近时, 耦合系数达到最佳值, 四种结构对注波耦合系数影响不大, 主要原因是输出谐振腔部分决定了耦合系数的大小, 而渐变段对其影响较小. 输出结构的另一个指标则是要求具有一定的有载  $Q$  值, 即

要有一定的带宽从而完成与输入腔、群聚腔的频率参差调谐, 图 12 给出了在间隙数相同、结构尺寸一致时的有载  $Q$  值变化曲线, 切比雪夫渐变输出结构的  $Q$  值在间隙数目较多时急剧减小, 带宽增加, 其他三种结构的  $Q$  值则略有增加, 变化相对较小. 另外, 当耦合缝隙较大时, 谐振腔体与外部电路的耦合程度增强, 绕射  $Q$  值变大, 进而会导致有载  $Q$  值下降, 故在设计输出结构时, 耦合缝隙尺寸的选择要适当.

根据前面对输出腔中工作模式均匀性的定义, 图 13 给出了在不同间隙和不同分布形式下输出结构在三个方向上均匀性对比结果, 综合来看抛物线渐变形式具有较好的横向和纵向电场分布, 该分布形式对于电子注与电磁波的高效作用将有着一定的促进作用, 同时也将减少电子光学系统设计的压力.

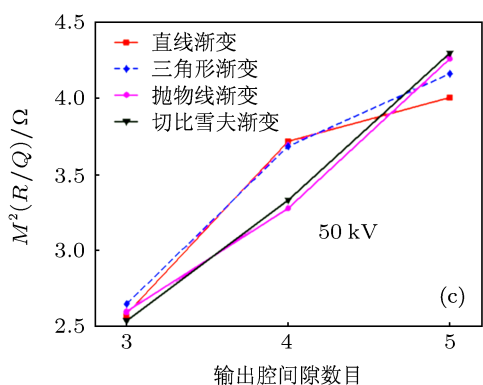
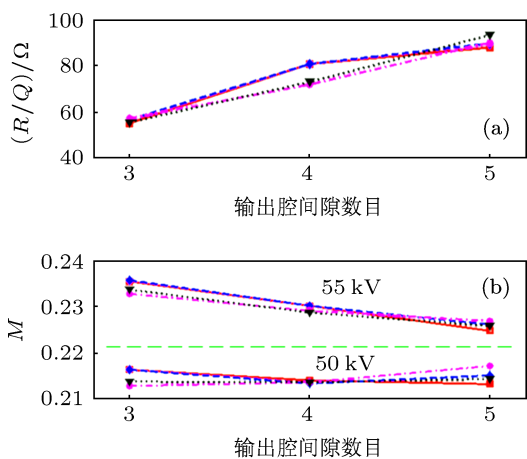


图 10  $R/Q$ ,  $M$  和  $M^2(R/Q)$  随输出腔间隙数目的变化曲线

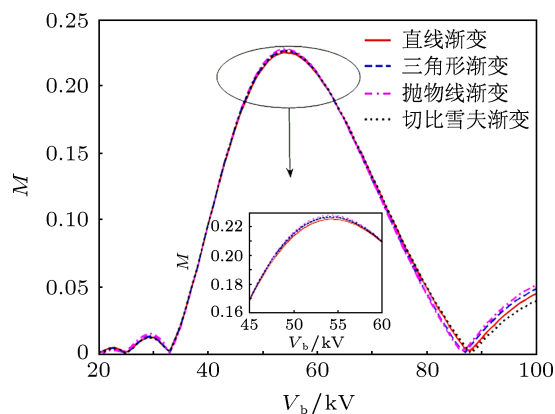


图 11 耦合系数  $M$  与电子注加速电压的变化关系

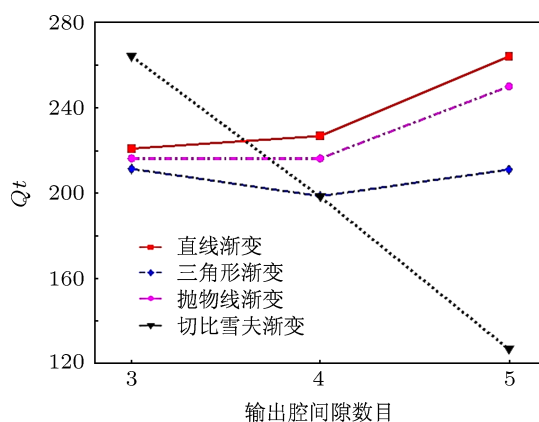


图 12 有载  $Q$  值的变化情况

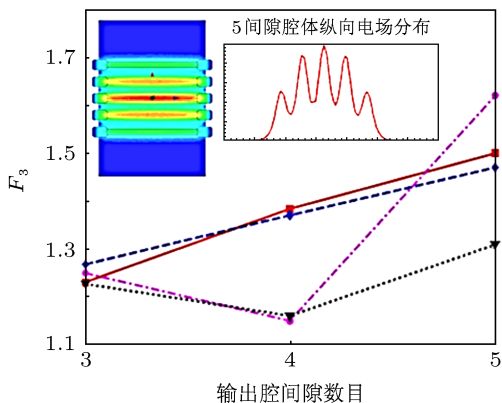
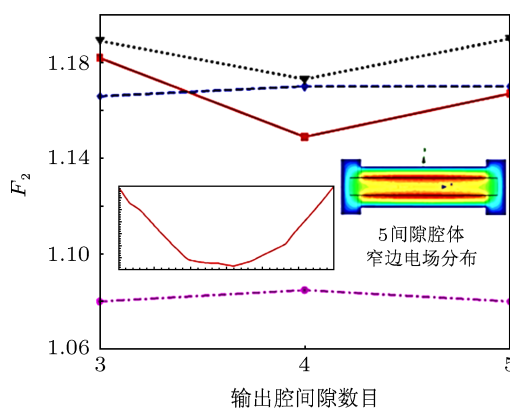
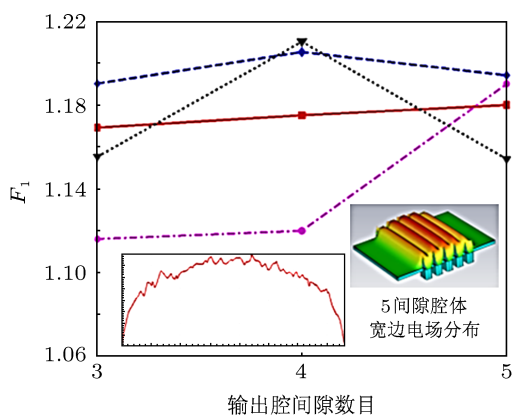


图 13 输出腔电场均匀性分析 ( $F_1$  为电子注宽边方向,  $F_2$  为窄边方向,  $F_3$  为电子注纵向运动方向)



为了考察频率偏移对于谐振腔特性的影响,图14和图15分别给出了在中心频率附近频率偏移情况下  $R/Q$ ,  $M$  和  $M^2(R/Q)$  以及电场均匀性的变化情况,可以看出,工作频率逐渐上升的过程中,  $R/Q$  和  $M^2(R/Q)$  有所增加,其中线性渐变和抛物线渐变变化较小,带内一致性较好;而此时  $M$  却逐渐下降,抛物线渐变结构耦合系数最佳.工作模式电场分布均匀性在工作频率向中心频率左右偏斜  $\pm 0.2\%$  的范围内,基本保持不变.上述分析对于输出腔与其他腔体之间的参差调谐具有重要意义.

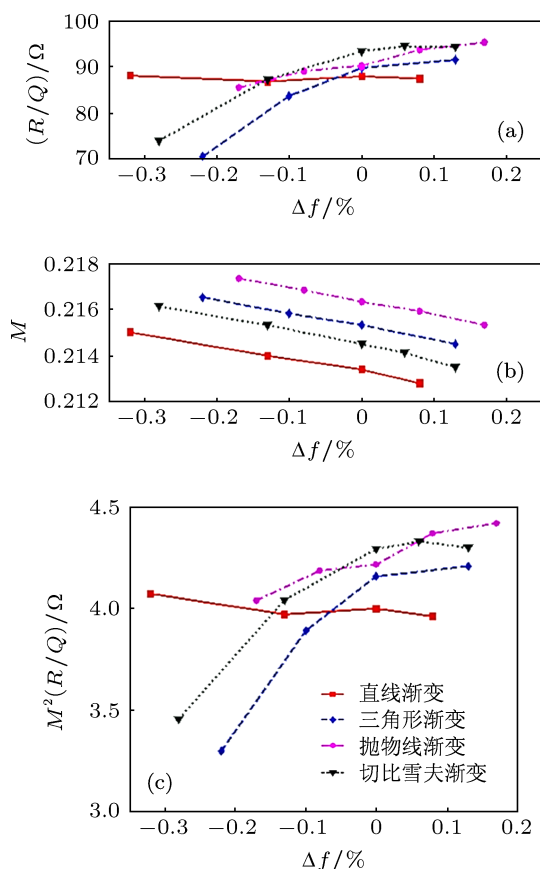


图14 频偏状态下  $M$ 、 $R/Q$  和  $M^2(R/Q)$  的变化情况

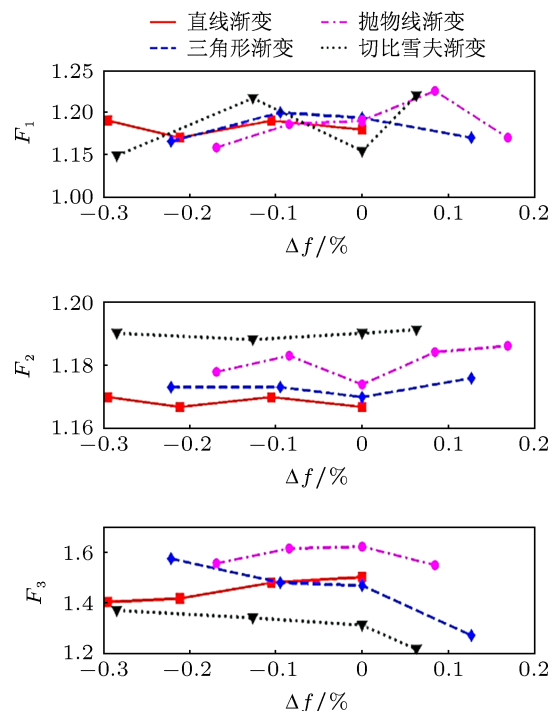


图15 频偏状态下  $F_1$ ,  $F_2$  和  $F_3$  的变化情况

## 4 结论

本文利用了等效偶极子理论和相位叠加原理研究了多间隙准光渐变输出结构,并对其主要的冷腔特性特性阻抗  $R/Q$ 、耦合系数  $M$ 、 $Q$  值和模式均匀性等进行了详细的分析和讨论,同时讨论了工作频率偏离中心频率时耦合特性和模式性质的变化情况,在此基础上加工了5间隙直线渐变结构准光输出腔.综合考虑多种因素可以看出,抛物线渐变输出结构相比其他形式输出腔具有更好的模式均匀性,  $R/Q$ ,  $M$  和适当的  $Q$  值(带宽特性),对于WSBK的设计具有一定的参考和应用价值.

[1] Wang Z L, Gong Y B, Wei Y Y, Duan Z Y, Gong H R, Yue L N, Yin H R, Lu Z G, Xu J, Chen B R, Liu P K, Park G S 2010 *J Infrared Milli and Terahz Waves* **31** 649  
 [2] Zhao D 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 1712 (In Chinese) [赵鼎 2010 物理学报 **59** 1712]  
 [3] Larsen P B, Abe D K, Cooke S J, Levush B, Antonsen T M, Myers R E 2010 *IEEE Trans. on Plasma Science* **38** 1244  
 [4] Larsen P B, Abe D K, Cooke S J, Levush B, Antonsen T M, Myers R E 2009 *IEEE International Vacuum Electronics Conference Rome*, April 28–30, 2009 p.225  
 [5] Liu Y, Xu J, Lai J Q, Xu X, Shen F, Wei Y Y, Huang M Z, Tang T, Wang

W X, Gong Y B 2012 *Chin. Phys. B* **21** 074202  
 [6] Liu Y, Xu J, Xu X, Shen F, Wei Y Y, Huang M Z, Tang T, Wang W X, Gong Y B 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 154208 (in Chinese) [刘洋, 徐进, 许雄, 沈飞, 魏彦玉, 黄民智, 唐涛, 王文祥, 宫玉彬 2012 物理学报 **61** 154208]  
 [7] Lai J Q, Gong Y B, Xu X, Wei Y Y, Duan Z Y, Wang W X, Feng J J 2012 *IEEE Trans. on Electron Devices* **59** 496  
 [8] Ruan C J, Wang S Z, Han Y, Li Q S 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 084105 (in Chinese) [阮存军, 王树忠, 韩莹, 李庆生 2011 物理学报 **60** 084105]  
 [9] Shin Y M, Wang J X, Barnett L R, Luhmann N C, Jr 2011 *IEEE Trans. on Electron Devices* **58** 251

- [10] Scheitrum G, Caryotakis G, Burke A, Jensen A, Jongewaard E, Neubauer M, Phillips R, Steele R 2006 *IEEE International Vacuum Electronics Conference* Monterey, CA, April 25–27, 2006 p.481
- [11] Lai J Q, Wei Y Y, Xu X, Shen F, Liu Y, Liu Y, Huang M Z, Tang T, Gong Y B 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 178501(in Chinese) [赖剑强, 魏彦玉, 许雄, 沈飞, 刘洋, 刘漾, 黄民智, 唐涛, 宫玉彬 2012 物理学报 **61** 178501]
- [12] Baig A, Shin Y M, Barnett L R, Gamzina D, Barchfeld R, Domier C W, Wang J X, Luhmann N C Jr 2011 *Terahertz Science and Technology* **4** 181
- [13] Wang J S, Liu W, Wang Y M, Zhou M L, Zuo T Y 2011 *Terahertz Science and Technology* **4** 50
- [14] Thumm M K A, Arzhannikov A V, Astrelin V T, Burdakov A V 2012 *Terahertz Science and Technology* **5** 18
- [15] Booske J H 2008 *Phys. of Plasma* **15** 055502
- [16] Shin Y M, Baig M, Barchfeld R, Gamzina D, Barnett L R and Luhmann N C, Jr 2012 *Appl. Phys. Lett.* **100** 154103
- [17] Shin Y M 2012 *Phys. of Plasma* **19** 063115
- [18] <http://www.slac.stanford.edu/cgi-wrap/getdoc/slac-pub-8967.pdf>
- [19] Shin Y M, Barnett L R, Luhmann N C, Jr 2009 *IEEE Trans. on Electron Devices* **56** 3196
- [20] Shin Y M, Barnett L R, Luhmann N C, Jr 2009 *IEEE International Vacuum Electronics Conference* Rome, April 28–30, 2009 p.530
- [21] Chang T H, Li C H, Wu C N, Yu C F 2010 *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques* **58** 1543
- [22] Pozar D M (Written), Zhang Z Y, Zhou Y Z, Wu D M (Translated) 2006 *Microwave Engineering (3rd Version)* (Beijing: Electronic Industry Press) p.229 [David M. Pozar 著, 张肇仪, 周乐柱, 吴德明译 2006 微波工程 (第三版) (北京: 电子工业出版社) 第 229 页]
- [23] Barker R J, Booske J H, Luhmann N C, Nusinovich G S 2005 *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics* (NJ: IEEE Press) p.147
- [24] Ding Y G, Shen B, Ding H B 2011 *High Power Laser and Particle Beams* **23** 1319 (in Chinese) [丁耀根, 沈斌, 丁海兵 2011 强激光与粒子束 **23** 1319]
- [25] Ding Y G 2010 *Design, Manufacture and Application of High Power Klystron* (Beijing: National Defense Industrial Press) p.45 (in Chinese) [丁耀根 2010 大功率速调管设计制造和应用 (北京: 国防工业出版社) 第 45 页]

# Improved design of quasi-optical output coupler for a W-band multicavity sheet beam klystron\*

Liu Guo<sup>†</sup> Wang Jian-Xun Luo Yong

(School of Physical Electronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(Received 22 October 2012; revised manuscript received 20 November 2012)

## Abstract

An intensive research have been done about the W-band sheet beam klystron (WSBK) for its potential value in active denial system application. The output cavity has an important influence on the output power, efficiency, bandwidth and spectrum. In this paper, multiple types of quasi-optical (*QO*) output couplers are designed based on the theory of equivalent dipoles and phase superimposition, and detailed study on the cold characteristics such as  $R/Q$ ,  $M$ , loaded  $Q$  and mode uniformity has been all demonstrated. Compared with other tapers, *QO* output coupler with parabolic taper shows more excellent performance than the linear, triangle and Chebyshev tapers. We will receive benefit from improving the beam-wave efficiency and bandwidth of WSBK. Besides, a *QO*-output coupler with linear taper for initial experiment is fabricated.

**Keywords:** W-band, sheet beam klystron, quasi-optical output coupler

**PACS:** 84.40.Fe, 84.40.—x, 84.40.Dc

**DOI:** 10.7498/aps.62.078404

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. G0501040161101040).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: liuguo.uestc@gmail.com