

梯形结构高功率扩展相互作用速调管

张长青^{1*}, 阮存军², 王树忠¹, 杨修东¹

(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. 北京航空航天大学, 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘要: 对平面梯形结构多间隙谐振腔的模式分布、特性阻抗、耦合系数以及工作稳定性进行了研究. 在此基础上给出了W波段高功率扩展相互作用速调管高频相互作用系统设计, 并采用三维粒子模拟(PIC)技术对电子的速度调制、群聚及其与高频场的相互作用和能量转换等物理过程进行了研究, 定量给出了放大器的功率、带宽、效率以及增益等关键技术指标. PIC结果显示: 在中心频率94.52 GHz以及电压16 kV、电流0.6 A的电子注参数下, 最大输出功率达到1.8 kW, 相应的增益和电子效率分别为47.7 dB和19.4%; 扫频结果显示瞬时3 dB带宽为210 MHz.

关键词: 扩展相互作用速调管; 多间隙谐振腔; 平面梯形电路; 电子注电导; 三维粒子模拟

中图分类号: TN122 文献标识码: A

High-power extended-interaction klystron with ladder-type structure

ZHANG Chang-Qing^{1*}, RUAN Cun-Jun², WANG Shu-Zhong¹, YANG Xiu-Dong¹

(1. Key Laboratory of High Power Microwave Sources and Technologies, Institute of Electronics,

Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. School of Electronics and Information Engineering, BeiHang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The characteristics of the planar ladder-type multi-gap resonant cavity are investigated, including the mode distribution, characteristic impedance (R/Q), coupling coefficient and the operating stability. The high-frequency interaction system for a W-band high-power extended interaction klystron was designed. The nonlinear performances such as the saturated power, gain, efficiency, as well as bandwidth are predicted by using the three-dimension Particle-in-Cell technology. The modulation and bunching of the beam and the physics of the interaction between the beam and the multi-gap resonant cavity were explored. PIC simulation results show that the output power is up to 1.8 kW at the frequency of 94.52 GHz with the voltage of 16 kV and beam current of 0.6 A. This power corresponds to a gain of 47.7 dB and an efficiency of 19.4% respectively. The sweep-frequency simulations with the same drive power show that the 3-dB bandwidth of 210 MHz can be achieved.

Key words: extended interaction klystron, multi-gap resonant cavity, planar ladder-type circuit, beam conductance, three-dimension particle-in-cell simulation

PACS: 04.40.Dc, 03.50.De, 41.20.-q, 84.40.Fe

引言

扩展相互作用速调管(Extended interaction klystron, 简称EIK)是一种采用多间隙谐振腔作为高频相互作用电路的速调管放大器^[1-2]. 相比于传统速调管, EIK在实现高功率的同时兼顾了带宽且结构紧

凑、工作电压低(< 20 kV), 是一种小型化毫米波放大器, 在卫星通讯、机载雷达以及气象卫星等系统中拥有广泛的应用需求^[3-4]. 此外, EIK极短的相互作用电路以及强均匀场聚焦等技术特征使其在高频段容易获得高质量的束流传输, 这对太赫兹真空电子器件尤其重要. 因而, 基于扩展相互作用技术发展高功

收稿日期: 2014-03-12, 修回日期: 2014-06-11

基金项目: 国家自然科学基金(61222110, 60971073)

Foundation items: Supported by National Natural Science Foundation of China (61222110, 60971073)

作者简介(Biography): 张长青(1982-), 男, 河北邢台人, 助理研究员, 博士. 主要研究领域为新型真空电子器件、毫米波扩展相互作用器件、太赫兹辐射源

* 通讯作者(corresponding author): E-mail: c.q.zhang@163.com

Received date: 2014-03-12, revised date: 2014-06-11

率、小型化太赫兹辐射源也成为了一个极具潜力的发展方向^[5].

EIK 的技术优势主要来自其特殊的互作用电路——多间隙谐振腔. 多间隙腔的采用显著提高了电路的特性阻抗(R/Q), 进而提高了器件的增益-带宽积, 对效率也有明显改善. 多间隙谐振腔可以视为一段两端封闭的谐振慢波结构, 因而任何慢波结构原则上均可作为 EIK 的互作用电路^[6-7]. 然而在毫米波及更高频段, 要求高频电路结构简单、易于实现. 而且, 为了与精密加工技术相兼容, 具有平面特征的高频电路更是人们所期望的. 梯形电路^[8]就是一种满足这类要求、适合工作在毫米波以及更高频段的互作用电路. 除结构简单外, 它还具有特性阻抗高、热稳定性好和易于调谐的特点.

尽管梯形电路由来已久且已在 EIK 器件中被广泛采用, 然而对其物理特性的研究却鲜见报道. 另一方面, 国内 EIK 研制起步较晚^[9-11], 从理论到工艺有许多关键技术尚未解决. 鉴于目前发展 EIK 的迫切需要, 本文围绕腔体模式和工作稳定性这两个关键技术问题, 系统研究了梯形结构多间隙谐振腔的物理特性, 并设计了 W 波段高功率 EIK, 采用三维粒子模拟技术预测了饱和功率、增益、效率等指标.

1 梯形结构多间隙腔的设计与分析

1.1 梯形结构多间隙腔的模式分析

图 1 给出了梯形结构多间隙谐振腔的示意图. 其中间隙区域和上下耦合腔区域沿 x 方向具有相同的尺寸, 因此该结构是一种平面结构. 按照所处区域不同, 其内部模式可以划分为槽模(间隙内的模式)和腔模(耦合腔区域内的模式), 其中槽模是我们所关心的互作用模式.

多间隙谐振腔最显著的模式特征在于可以形成纵向模式分布. 这里, 一个 N 间隙腔会形成 N 个槽模. 此外, 腔模的个数也与间隙数目相关. 上述所有模式形成一个复杂的模式谱, 模式的顺序和间隔取决于腔体设计. 由此可见, 为了得到稳定工作的腔体设计, 必须掌握该结构中模式的分布规律. 为此, 我们首先从理论上对结构中的模式进行了统一的定义和标识.

由于结构沿 x 方向具有一致性, 因此按照电磁场理论该结构中的模式可以划分为 $TE^{(x)}$ 模和 $TM^{(x)}$ 模. 我们关注的是 $TE^{(x)}$ 模, 这是由于其电场在 yz 平面上, 这意味着对槽模而言具有 z 方向的主电场分量.

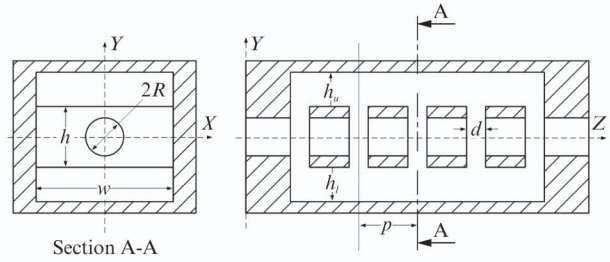


图 1 平面梯形结构多间隙谐振腔的示意图
Fig. 1 Sketch of the planar ladder-type multi-gap resonant cavity

采用联合符号 $TE_{mn}^{(x)} - [l/(N-1)]\pi$ 来标识槽模, 该符号指明了间隙中的基础模式($TE_{mn}^{(x)}$) 以及由此演变而来的一系列纵向模式. 其中, 指标 m 代表 y 方向, 指标 n 代表 z 方向, l 则代表了轴向模式指标, 有 $l = 0, 1, 2, \dots, N-1, N$ 表示间隙数目. 注意到, 上述符号没有给出 x 方向的指标, 这是由于 x 方向对所有区域是一致的. 这里只考虑 x 方向上是基模分布的情形.

对于腔模, 直接以其出现的顺序将其标识为第 1 腔模、第 2 腔模、第 3 腔模等等.

表 1 给出了采用 CST-MWS 计算得到的梯形结构五间隙谐振腔的模式谱, 并与 HFSS 的计算结果进行了比较, 两者吻合较好. 该模式谱的频率范围是从第一个腔模至 $TE_{10}^{(x)}$ 系列的最后一个模式(即 $TE_{10}^{(x)} - \pi$ 模).

从表 1 可以看出: $TE_{10}^{(x)}$ 系列的五个纵向模式具有非常大的模式间隔, 频率跨度从 94.59 GHz(2π 模)到 194.64 GHz(π 模), 在该频率范围内包含了 $TE_{20}^{(x)}$ 系列的四个模式. 由于 $TE_{10}^{(x)}$ 系列是 y 方向上的基模, $TE_{20}^{(x)}$ 系列是 y 方向上的第一高次模, 说明两个基础模式形成的模式带并不是完全独立的. 模式带的相互重叠增加了模式分布的复杂性. 两个模式带的第一个模式都是 2π 模, 图 2 给出了它们的电场图形.

从表 1 还可以看出, 前后两个腔模与 $TE_{10}^{(x)} - 2\pi$ 模式分别相距 9.2 GHz 和 10 GHz. 考虑到 2π 模同时具有高的特性阻抗, 所以这种梯形结构适合工作在此 2π 模.

图 3 给出了前两个腔模的场型图. 可以看到, 腔模在间隙处形成反对称的电场, 因而无法与电子注发生有效的互作用. 因此, 尽管间隙数目越多腔模的个数也越多, 同时间隔也越近, 但只要在设计上保证其与工作模式之间有足够的时间间隔, 就可以避免其影响.

表 1 五间隙腔的模式谱

Table 1 Mode spectrum of the five-gap cavity

模式序号	频率(GHz)		模式标识
	CST-MWS	HFSS	
1	85.386 7	85.594 9	第 1 腔模
2	94.591 5	94.539 2	$TE_{10}^{(x)} - 2\pi$ (工作模式)
3	104.663	104.817	第 2 腔模
4	105.374	105.359	$TE_{10}^{(x)} - \pi/4$
5	121.822	121.992	第 3 腔模
6	129.592	129.623	$TE_{10}^{(x)} - 2\pi/4$
7	130.881	130.992	第 4 腔模
8	158.902	158.832	$TE_{20}^{(x)} - 2\pi$
9	160.517	160.481	$TE_{20}^{(x)} - \pi/4$
10	161.583	161.699	$TE_{10}^{(x)} - 3\pi/4$
11	167.331	167.328	$TE_{20}^{(x)} - 2\pi/4$
12	184.609	184.679	$TE_{20}^{(x)} - 3\pi/4$
13	194.644	194.910	$TE_{10}^{(x)} - \pi$

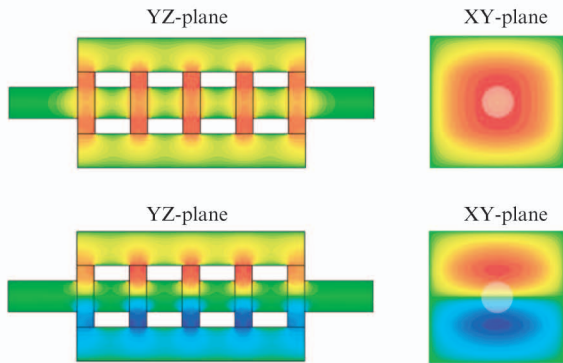
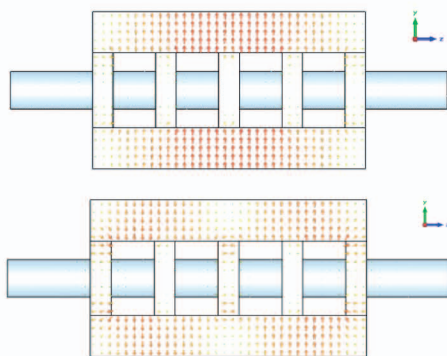
图 2 $TE_{10}^{(x)} - 2\pi$ 模和 $TE_{20}^{(x)} - 2\pi$ 模的场型图(E_z 电场分量)Fig. 2 Patterns of the electric field of the $TE_{10}^{(x)} - 2\pi$ and $TE_{20}^{(x)} - 2\pi$ mode (E_z)

图 3 第 1 腔模和第 2 腔模的场型图

Fig. 3 Patterns of the electric field of the first and second cavity mode

1.2 多间隙腔的特性阻抗、耦合系数以及等效色散特性

特性阻抗 R/Q 和耦合系数 M 共同表征了腔体

模式与电子注的相互作用能力,是考察腔体特性和设计腔体的主要依据,其定义为^[6]:

$$\frac{R}{Q} = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} |E_z| dz \right)^2}{2\omega W_s}, \quad (1)$$

$$M = \sqrt{\frac{I_0(\gamma b) - I_1(\gamma b)}{I_0(\gamma a)}} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} E_z e^{j\beta_e z} dz}{\int_{-\infty}^{\infty} |E_z| dz}, \quad (2)$$

其中, ω 是谐振模式的角频率, W_s 是总的电磁场储能; I_0 和 I_1 分别是零阶和一阶修正贝塞尔函数, b 是电子注半径, a 是电子注通道半径, γ 是径向传播常数, β_e 是电子注的传播常数; E_z 是模式的纵向电场沿轴向的分布,式中的积分沿着纵向并遍及整个腔体直至纵向电场为零的区域.显然,不同的模式,由于其电场分布不同,耦合系数也不相同.

图 4 给出了 $TE_{10}^{(x)}$ 系列的五个纵向模式的 E_z 电场沿轴线的分布.利用图中的电场分布函数以及式(1)、(2)计算了这五个模式的特性阻抗与耦合系数,结果列于表 2 中. R/Q 与 M^2 的乘积是表征谐振腔与电子注相互作用能力的一个优值系数(Figure-of-merit),可以将其视为一个有效特性阻抗.可以看出,尽管 $\pi/4$ 模也具有较高的耦合系数,但其有效特性阻抗远低于 2π 模.

除了特性阻抗和耦合系数,还结合多间隙腔的等效色散曲线来进一步考察模式与电子注的同步特性,如图 5 所示.图中电子注线对应于 16 kV 的工作电压.从图中可以看出,除工作模式外, $\pi/4$ 模也靠近电子注线,满足同步条件,可能成为竞争模式.但由表 2 的计算可知, $\pi/4$ 模的有效相互作用阻抗远小于 2π 模,从而保证了工作稳定性.

1.3 驻波场与电子注的同步特性——稳定性分析

特性阻抗和耦合系数均是冷腔参数,而模式(驻波场)与电子注的相互作用涉及到能量的交换,即电子注通过多间隙腔时是吸收能量还是放出能量,这也引发了多间隙腔的工作稳定性问题.当电子注加载电导(G_e)为负且大小超过腔体的电路电导(G_c)时振荡就会发生^[1],这种振荡被称之为单腔管振荡(“monotron”振荡).

因此,为防止振荡,电子注加载下的腔体净功率损耗(P_L)必须为非负,即:

$$P_L = P_0 + P_{ext} + P_b > 0, \quad (3)$$

其中, P_0 是腔体内的欧姆损耗,恒为正值; P_{ext} 是外部能量损耗,可正可负,表示能量的输出和馈入; P_b

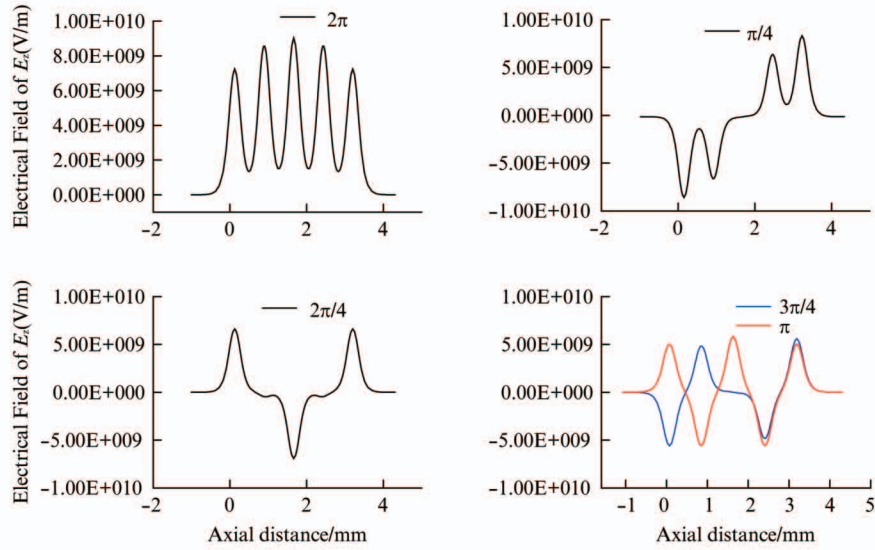


图 4 不同轴向模式的 E_z 电场沿轴向的分布
Fig. 4 Electric field distribution of E_z along axis for different axial modes

表 2 特性阻抗和耦合系数
Table 2 Characteristic impedance and coupling coefficient

模式	f/GHz	$R/Q/\Omega$	M	$(R/Q) * M^2$
2π	94.591 5	349.0	0.555 2	107.6
$\pi/4$	105.374	179.4	0.411 7	30.40
$\pi/2$	129.592	78.94	0.143 6	1.628
$3\pi/4$	161.583	65.47	0.139 8	1.280
π	194.644	96.86	0.012 1	0.014

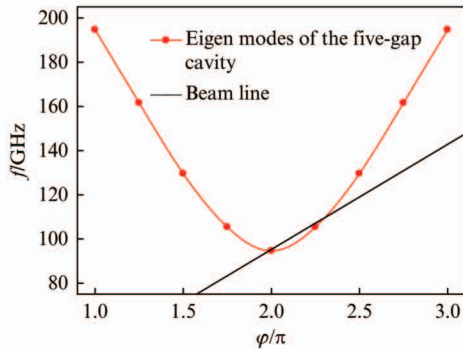


图 5 五间隙腔的等效频率-相移色散特性曲线
Fig. 5 Equivalent frequency-phase dispersion curve of the five-gap cavity

是电子注通过腔体时吸收(放出)的有功功率,也是可正可负.在谐振理论中,上述功率平衡关系通常采用 Q 值来表征,即系统的总 Q 值可以表示为

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{P_L}{\omega W_s} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}} + \frac{1}{Q_b} \quad (4)$$

对于没有外部耦合且固有品质因子又较高的腔体(例如中间腔),有 $Q_L \approx Q_b$,此时腔体的工作稳定性完全取决于电子注与高频场的互作用结果.

根据电子电导的定义 $G_e = \frac{2P_b}{V^2}$,考虑到特性阻

抗 R/Q 的定义式(1),有

$$\frac{1}{Q_b} = G_e \left(\frac{R}{Q} \right) \quad (5)$$

可以看出 Q_b 与 G_e 两者是等效的.当没有外部耦合时,腔体的工作稳定性完全取决于电子注加载特性.当 $Q_b > 0$ 时(也就是 $G_e > 0$), Q_L 恒正,腔体是稳定的,此时电子注加载表现为一种损耗介质;当 $Q_b < 0$ 且 $|Q_b| < Q_0$ 时, Q_L 为负,因此能量在腔体内持续积累,将会导致振荡,此时的电子注加载效应表现为一个不断释放能量的电流源.

基于空间电荷波理论^[1,12],可以得到电子电导的计算公式:

$$\frac{G_e}{G_0} = \frac{1}{8} \frac{\beta_e}{\beta_q} [|M(\beta_e - \beta_q)|^2 - |M(\beta_e + \beta_q)|^2] \quad (6)$$

其中, $G_0 = I_0/V_0$ 是电子注直流电导, $\beta_q = \omega_q/v_e$ 是考虑频率降低因子后的电子注等离子体传播常数, $M(\beta_e - \beta_q)$ 和 $M(\beta_e + \beta_q)$ 分别是快、慢空间电荷波的耦合系数,其表达式为:

$$M(\beta_e - \beta_q) = \frac{\int_{-L/2}^{L/2} E_c(z) e^{j(\beta_e - \beta_q)z} dz}{\int_{-L/2}^{L/2} |E_c(z)| dz} \quad (7a)$$

$$M(\beta_e + \beta_q) = \frac{\int_{-L/2}^{L/2} E_c(z) e^{j(\beta_e + \beta_q)z} dz}{\int_{-L/2}^{L/2} |E_c(z)| dz} \quad (7b)$$

其中, $E_c(z)$ 是腔体模式的纵向电场分布.

图 6 给出了不同电路周期值下 2π 模式的电子注电导 G_e/G_0 随工作电压 V_0 的变化. 从图中可以看到, 对于给定的工作电压 (16 kV), 当周期 $p = 0.75$ mm 时, 电子注电导为负值, 预示腔体处于不稳定的状态; 当 $p \geq 0.76$ mm 时电子注电导变为正值, 此时电子注吸收能量, 因而不会振荡. 另一方面, 对于固定的周期 p , 例如 $p = 0.77$ mm, 当电压 $V_0 \geq 16.6$ kV 时, 电子注电导由正转为负, 腔体由此变为不稳定状态. 注意到, 在理想同步条件下, 即 $v_p = v_e$ 时, 计算出周期 $p = 0.775$ mm, 其中 $v_p = \omega p / (2\pi)$.

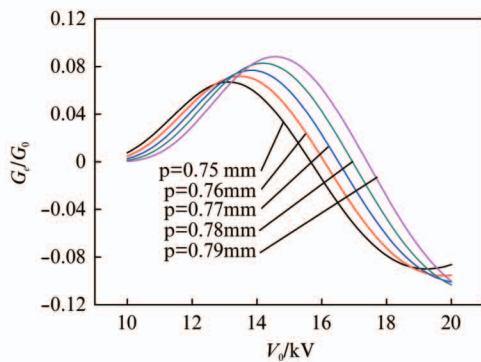


图 6 电子注电导随工作电压的变化 (2π 模)
Fig. 6 Variation of the beam conductance (2π mode) on operating voltage with the parameters of period p

除工作模式 (2π 模) 外, 我们还分析了 $\pi/4$ 模的稳定性. 图 7 给出了该模式电子电导随电压的变化, 仍以周期 p 为参数. 可以看出, 在同样的电压 ($V_0 = 16$ kV) 和周期 ($p = 0.77$ mm) 参数下, 该模式的电子电导为 -3.3×10^{-4} , 而此时工作模式的电子电导为 2.3×10^{-2} , 因而 $\pi/4$ 模与电子注的相互作用很弱,

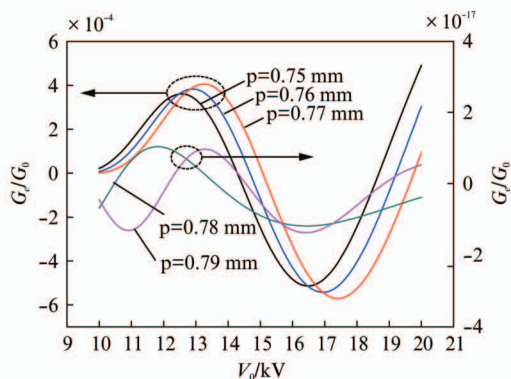


图 7 电子注电导随工作电压的变化 ($\pi/4$ 模)
Fig. 7 Variation of the beam conductance ($\pi/4$ mode) on operating voltage with the parameters of period p

可以认为两者没有净能量交换. 通过以上分析可以看出, 改变电子注与驻波场的同步特性 (调节电压 V_0 或周期 p) 可以改变腔体的工作状态, 从而实现稳定工作和抑制非工作模式的目的.

2 高频相互作用系统以及三维粒子模拟研究

在上述研究的基础上, 设计了由四个五间隙腔组成的 W 波段 EIK 高频相互作用系统. 基于 CST 粒子工作室 (PIC 求解器) 建立了三维注波相互作用仿真模型, 如图 8 所示. 电子注参数为: 电压 $V_0 = 16$ kV, 电流 $I_0 = 0.6$ A, 电子注半径 $r_b = 0.12$ mm, 填充比为 0.6; 采用均匀场聚焦方式, 设置轴向磁场 $B_z = 9$ kGs; 腔体材料设置为高电导率无氧铜 $\sigma = 5.8 \times 10^9 [\Omega^{-1} \text{m}^{-1}]$.



图 8 三维注波相互作用仿真模型 (CST Particle Studio)
Fig. 8 Model for the three-dimension interaction simulation in the CST Particle Studio

图 9 给出了输入-输出转换特性曲线. 可以看出, 中心频点 (94.5 GHz) 与频带两端特性明显不同. 在中心频点, 放大器增益较高, 达到饱和时所需的激励功率较低, 曲线较为陡峭; 在频带两端, 放大器增益较低, 达到饱和时所需的激励功率较高, 曲线较为平缓. 功率最高值出现在中心频率处, 此时输入功率为 31.25 mW, 输出功率达到 1 861 W, 对应的增益和电子效率分别为 47.7 dB 和 19.4%. 与此同时, 在频带两端输出功率远未达到饱和.

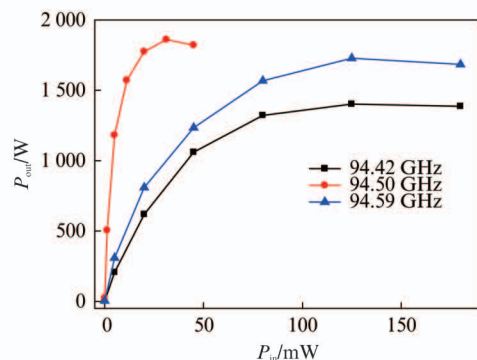


图 9 输入-输出转换特性曲线
Fig. 9 Characteristics of the input-output transfer at three frequencies

图 10 给出的是输出端信号随时间的变化及其傅里叶分析. 可以看出, 约 10 ns 后信号趋于稳定, 直至足够长的仿真时间(50 ns)无振荡发生, 说明所设计的放大器工作稳定性非常好, 这从频谱中尖锐的单峰也可以得到证实. 除此之外, 电压监视器的记录也反映了各个腔体的瞬时工作状态, 如图 11 所示. 电压幅值的逐腔放大是电子注通过时与腔体模式相互作用后调制逐渐增强的结果.

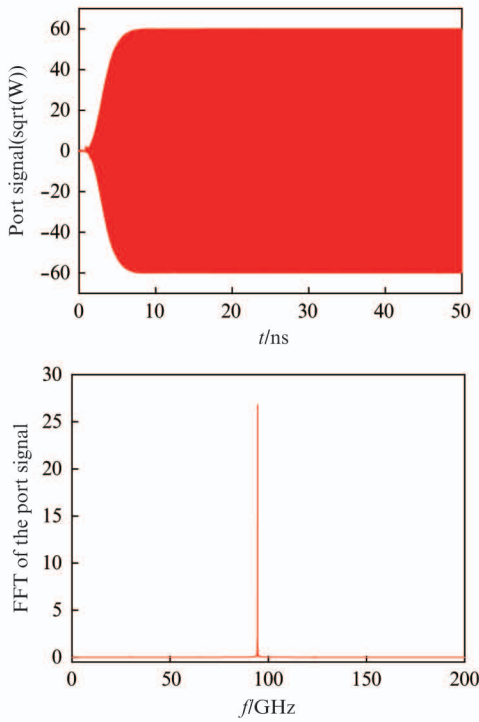


图 10 输出端口的瞬时信号及其傅里叶变换频谱
Fig. 10 Instantaneous signal versus time at the output port and corresponding FFT spectrum

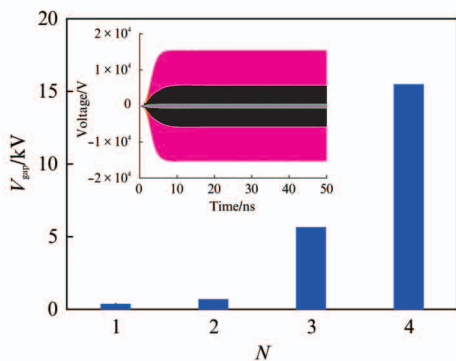


图 11 间隙电压随腔体的变化
Fig. 11 Gap voltage amplification along the cavity

图 12 给出了电子注能量沿轴向分布的相空间图. 可以明显看出, 在群聚段尽管电子能量的调制在持续增强, 但是几乎没有净能量损失. 进入输出腔

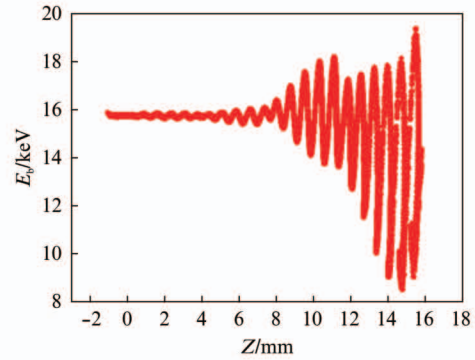


图 12 电子注速度调制沿轴向的变化
Fig. 12 Beam velocity modulation versus the axial distance

后, 电子速度明显下降, 绝大多数电子交出能量.

图 13 给出了等激励下放大器的瞬时频带特性. 注意到激励功率不同时中心频率、最大功率以及带宽均有差异. 当输入功率为 31 mW 时, 输出功率最大(1 883 W), 对应 94.52 GHz, 此时 3 dB 瞬时带宽约为 170 MHz(94.42 ~ 94.59 GHz); 当输入功率为 61 mW 时, 3 dB 带宽最宽, 为 210 MHz(94.40 ~ 94.61 GHz), 此时最大功率为 1 823 W(94.56 GHz), 而且可以看到功率曲线呈现出两个峰值. 造成这一现象的原因在于不同频点的输入-输出功率转换特性不同. 从图 9 的曲线中已经知道, 当中心频点饱和时, 频带两端还远未饱和, 因而提高输入功率, 频带两端的输出功率会相应的增长, 中心点则由于过饱和导致功率下降.

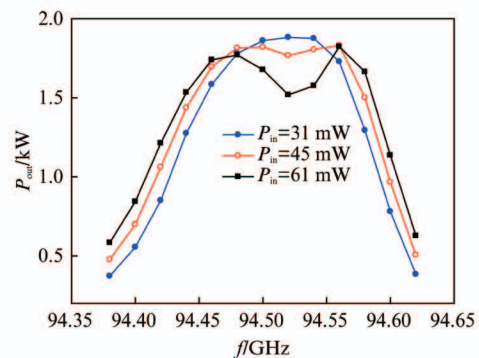


图 13 不同输入功率下输出功率随频率的变化特性
Fig. 13 Output power versus frequency with different drive power

3 结论

梯形结构多间隙谐振腔内部模式可以划分为腔模和槽模两大类. 分析表明, 基础通带 $TE_{10}^{(x)}$ 系列

模式具有很大的模式间隔,可以实现单模稳定工作.尤其是 2π 模,相比于其他模式具有更高的特性阻抗和耦合系数以及良好的工作稳定性.基于电子导电模型可以分析电子注与多间隙谐振腔的同步特性以及工作稳定性,基于此设计出来的群聚段可对电子注形成有效的调制,提高群聚电流,为输出腔提取能量创造最佳条件.完成了 W 波段高功率 EIK 高频系统设计. PIC 模拟显示,基于 4 个五间隙腔组成的高频相互作用系统工作稳定,最大输出功率可达 1.8 kW,电子效率达 19%.

References

- [1] Chodorow M, Wessel-Berg T. A high-efficiency klystron with distributed interaction [J]. *IRE Transactions on Electron Devices*, 1961, 8(1): 44 - 55.
- [2] Chodorow M, Kulke B. An extended-interaction klystron: efficiency and bandwidth [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1966, 13(4): 439.
- [3] Richard D, Mark H, Brian S, et al. Rugged and efficient Ka-band extended interaction klystrons for satellite communication systems [C]. *IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, Kitakyushu, Japan, 2007: 141 - 142.
- [4] Roitman A, Berry D, Steer B. State-of-the-art W-band extended interaction klystron for the CloudSat program [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, 52(5): 895 - 898.
- [5] David C, Alex B, Igor C, et al. Extended interaction klystrons for terahertz power amplifiers [C]. *IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, Monterey, CA, 2010: 217 - 218.
- [6] Shin Y M, Park G S, Scheltrum G P, et al. Circuit analysis of an extend-interaction klystron [J]. *Journal of the Korean Physical Society*, 2004, 44(5): 1239 - 1245.
- [7] WANG Shu-Zhong, MA Jing, WANG Yong, et al. Design on Ka-band filter loaded three-gap coupled output cavity [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (王树忠, 马菁, 王勇, 等. Ka 波段滤波器加载三间隙耦合输出腔的设计. *红外与毫米波学报*), 2010, 29(2): 105 - 108.
- [8] Gilmour A S. Klystron, traveling-wave tubes, magnetrons, crossed-field amplifiers, and gyrotrons [M]. 丁耀根, 张兆传, 等译. 北京: 国防工业出版社, 2012: p207.
- [9] XING Jun-yi, FENG Jin-jun. Millimeter wave extended interaction device [J]. *Vacuum Electronic* (邢俊毅, 冯进军. 毫米波扩展相互作用器件. *真空电子技术*), 2010, 02: 33 - 37.
- [10] SHENG Xing, WEI Ying, SUN Fu-Jiang, et al. Ka-band extended-interaction klystron design [J]. *Vacuum Electronic* (盛兴, 韦莹, 孙福江, 等. Ka 波段分布作用速调管技术. *真空电子技术*), 2012, 02: 19 - 24.
- [11] RUAN Cun-Jun, WANG Shu-Zhong, HAN Yin, et al. The electron optics system and beam-wave interaction for novel W-band sheet beam klystron [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (阮存军, 王树忠, 韩莹, 等. W 波段带状注速调管电子光学及注波相互作用系统. *红外与毫米波学报*), 2012, 31(6): 510 - 522.
- [12] XIE Jia-Lin, ZHAO Yong-Xiang. Theory of the Klystrons Modulation [M]. Beijing: Science Press (谢家麟, 赵永翔. 速调管群聚理论. 北京: 科学出版社), 1966, 229.