

W 波段连续波带状注扩展相互作用速调管 高频电路的设计

金琦^{1,2}, 耿志辉^{1*}, 张健^{1,2}, 张瑞¹, 杨修东¹, 廖云峰¹, 徐寿喜¹

(1. 中国科学院空天信息创新研究院 高功率微波源与技术重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院, 北京 100049)

摘要: 针对 W 波段速调管难以实现连续波高功率的问题, 设计了一个工作在 $TM_{31}-2\pi$ 模式的 W 波段连续波带状注扩展相互作用速调管(EIK)高频电路, 该电路采用电压 20 kV、电流 0.65 A、2.5 mm×0.3 mm 的带状电子注, 高频系统采用五个哑铃型的五间隙谐振腔, 输出系统采用对称输出波导。通过理论设计和高频结构参数优化, 三维 PIC 仿真结果显示: 在输入功率 0.2 W 的条件下, 能够获得超过 1200 W 的输出功率, 效率和增益分别为 9.35% 和 37.8 dB。在高频参数敏感性和误差稳定性方面, 对 TM_{31} 模式和 TM_{11} 模式进行了详细的对比分析。

关键词: W 波段; 带状注; 扩展相互作用速调管; 高频电路; 五间隙谐振腔

中图分类号: TN122 文献标识码: A

Design of high-frequency circuit for W-band CW sheet beam extended-interaction klystron

JIN Qi^{1,2}, GENG Zhi-Hui^{1*}, ZHANG Jian^{1,2}, ZHANG Rui¹, YANG Xiu-Dong¹,
LIAO Yun-Feng¹, XU Shou-Xi¹

(1. Key Laboratory of Science and Technology on High Power Microwave Sources and Technologies, Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: To solve the problem that W-band klystron is difficult to achieve CW (continuous wave) high power, we propose a W-band CW sheet beam extended-interaction klystron (EIK) high frequency circuit operating at $TM_{31}-2\pi$ mode. A sheet electron beam with a voltage of 20 kV, a current of 0.65 A and the dimension of 2.5 mm×0.3 mm is used. The high frequency system adopts five dumbbell type five-gap cavities and the output system adopts symmetrical output waveguide. By optimizing high-frequency structural parameters, the simulation results of 3D PIC show that more than 1200 W power can be obtained at an input power of 0.2 W, and the electron efficiency and gain are 9.35% and 37.8 dB respectively. In terms of sensitivity and error stability of high-frequency parameters, TM_{31} mode and TM_{11} mode are compared and analyzed in detail.

Key words: W-band, sheet beam, extended-interaction klystron, high-frequency circuit, five-gap cavities

引言

扩展相互作用速调管是在常规速调管的基础上, 采用分布作用谐振腔技术来扩展带宽和提高效率的一种紧凑型微波真空器件; 其特点是将速调管技术与行波管技术相结合, 对传统的多腔速调管谐振腔进行改

进, 引入了由慢波线组成的谐振腔结构^[1]。EIK 结合了速调管和行波管的优点, 具有简单坚固和高阻抗的特点, 因此可以获得更高的增益、更大的功率输出和足够大的带宽, 在毫米波段及亚毫米波段, 能够满足高功率、高效率、宽带宽和高可靠性的要求。

收稿日期: 2022-04-22, 修回日期: 2022-08-30

Received date: 2022-04-22, Revised date: 2022-08-30

基金项目: 国家自然科学基金(61531002, 62271011), 国家磁约束核聚变能发展研究专项(2018YFE0305100)

Foundation items: Supported by National Natural Science Foundation of China (61531002, 61571418), National MCF Energy R&D Program (2018YFE0305100)

作者简介(Biography): 金琦(1998-), 女, 湖北武汉人, 硕士研究生, 主要研究方向为新型大功率微波器件。E-mail: qijin@hnu.edu.cn

* 通讯作者(Corresponding author): E-mail: zh.geng@163.com

W波段EIK在商业和科学领域均有着广泛的需求,因此它是国内外各机构的研究重点之一。国外从事W波段带状注EIK研究的机构主要包括CPI公司、NRL(美国海军实验室)和UC Davis(美国加利福尼亚大学戴维斯分校)等。2007年,CPI公司分析设计了W波段连续波EIK,功率为1 kW^[2],但后续未见发表详细的研究结果。2014年,NRL研制了W波段脉冲带状注EIK,采用了三个五间隙腔,峰值功率达到7.7 kW,效率为17%^[3]。2017年,UC Davis研制出了W波段连续波带状注速调管,输出功率为10 kW,效率为9.25%,增益17dB,电子注通过率97%,其采用了多层强化材料结构,带有混合微冷却和宏观冷却回路,以增强散热^[4]。2020年,UC Davis研制了W波段超小型连续波带状注EIK,其采用了双输出腔结构以提升注-波相互作用效率,输出功率达到1.7kW,效率为4.96%^[5]。与脉冲EIK相比,连续波EIK对电子注通过率的要求更为苛刻,在连续波工作模式下,即使较小的电子注截获也可能造成谐振腔、漂移管的变形甚至融化;为了获得高束流通过率,通常需要对束流填充比和高频电路的长径比进行合理的设计;此外,为保证阴极工作寿命,连续波EIK的阴极平均电流发射密度在允许的范围内应尽可能小。

近年来,国内许多研究单位也在W波段EIK方面开展了大量的研究工作,主要在高频相互作用电路、高长径比的电子束流传输、高频系统的精细加工等方面开展了理论和工艺的研究,但还处于发展起步的阶段;目前,对高次模带状注EIK注-波相互作用电路的研究相对较少;为提高平均功率容量,开展高次模带状注EIK高效率相互作用电路的研究具有重要的意义。

为了满足卫星通信系统、气象雷达、地面、空间雷达系统等对W波段高平均功率速调管的需求^[6-9],本文采用了带状电子注和高次工作模式相结合的技术,设计仿真了一个工作在 $TM_{31}-2\pi$ 模式的W波段连续波带状注扩展相互作用速调管(EIK)高频电路,该电路采用了较小的束流填充比和较短的相互作用电路长度;工作电压和工作电流分别为20 kV和0.65 A,带状电子注尺寸为2.5 mm×0.3 mm;高频系统采用五个哑铃型的五间隙谐振腔,其中,输出腔采用了对称输出波导结构;通过模拟仿真优化,在输入功率0.2 W的条件下,能够获得超过1200 W的输出功率,效率和增益分别为9.35%和37.8 dB。

1 腔体设计

谐振腔作为速调管的高频相互作用电路,其特性对速调管的功率、增益和带宽等性能具有决定性的影响。图1为本文设计的哑铃型五间隙谐振腔示意图,其中间隙的宽度和高度分别为 cw 和 ch ,耦合腔的宽度和高度分别为 sw 和 sh ,漂移管的宽度和高度分别为 drw 和 drh 。两个相邻间隙之间的周期为 p ,间隙的厚度为 d ,参数 p 和 d 与电子注的关系由式(1)和(2)决定^[10],其中 U 和 f_0 分别为工作电压(kV)和频率(Hz), c 为光速, v_e 和 v_p 分别为电子速度和相速度, N 为恒定常数,取决于不同的轴向工作模式, π 模和 2π 模工作对应 N 分别为0.5和1。

$$v_e = \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{U}{511}\right)^2}} \quad (1)$$

$$p = \frac{Nv_e}{f_0} \quad (2)$$

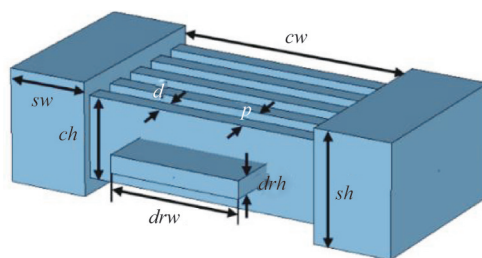


图1 哑铃型五间隙谐振腔

Fig. 1 Dumbbell type five-gap cavity

对于多间隙谐振腔,特性阻抗和耦合系数是衡量其注波相互作用能力的标准。特性阻抗表示一个高频周期内谐振腔的储能间隙上建立的电场大小,其反映了电子注与谐振腔高频电场的相互作用强度;耦合系数则表征了电子注与谐振腔电场能量的耦合程度。式(3)和(4)分别给出了特性阻抗和耦合系数的定义^[11]。其中, E_z 是轴向电场, $\omega=2\pi f$ 是模式的角频率, W_s 是腔体总储能, β_e 是电子注的传播常数。

$$\frac{R}{Q} = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} |E_z| dz\right)^2}{2\omega W_s} \quad (3)$$

$$M = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} E_z e^{j\beta_e z} dz}{\int_{-\infty}^{\infty} |E_z| dz} \quad (4)$$

本文的设计的W波段连续波速调管的工作电压20 kV、工作电流0.65 A,电子注为2.5 mm×0.3 mm的带状电子;经过仿真,优化后的5个间隙的谐

谐振腔几何参数如表 1 所示。

表 1 优化后的谐振腔参数

Table 1 Optimized parameters of cavity

参数	数值	参数	数值
d	0.4	sw	1.77
p	0.82	sh	2.5
cw	5.42	drw	3
ch	1.8	drh	0.4

2 模式分析

2.1 模式选择和模式工作稳定性分析

对于高功率速调管的矩形高次模谐振腔,通常采用 TM_{22} 、 TM_{21} 或 TM_{31} 工作模式,但是随着模式的提升,相邻模式的频率间隔会进一步减小,工作时容易引起杂模振荡,因此抑制竞争模式是高次模谐振腔需要解决的重点。本文设计了一种适用于 TM_{31} 模式的多间隙谐振腔, TM_{11} 模式和 TM_{31} 模式的横向电场分布如图 2 所示,图 2(a)为 TM_{11} 模式,图 2(b)为 TM_{31} 模式。由此可见, TM_{11} 模式在两边耦合腔附近的电场较强,中心间隙处的电场较弱,这并不适用于带状电子注; TM_{31} 模式的电场主要分布在中间,且电场较强。此外,本征模模拟表明, TM_{31} 模式工作在 95 GHz 时, TM_{11} 、 TM_{22} 和 TM_{21} 模式的谐振频率分别为 83.47 GHz、84.58 GHz 和 100.12 GHz,不会产生模式竞争。因此,在此谐振腔中 TM_{31} 模式更有利于注波相互作用。

多间隙谐振腔不仅存在横向的模式竞争,还在轴向存在由于多间隙腔结构引起的模式竞争;而由于横向竞争模式与工作模式的频率间隔比较大可

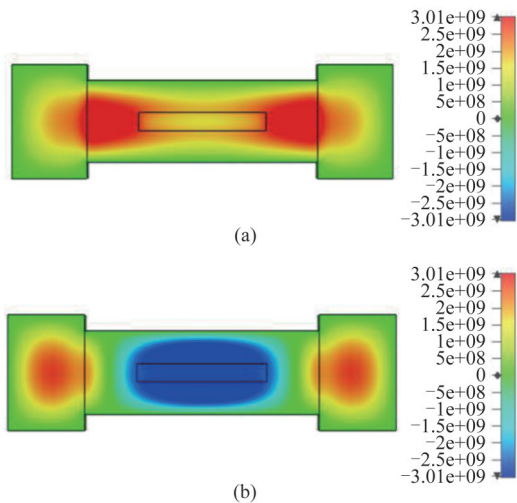


图 2 多间隙谐振腔的横向电场分布 (a) TM_{11} 模, (b) TM_{31} 模
Fig. 2 Transverse electric field distribution of multi-gap cavity (a) TM_{11} mode, (b) TM_{31} mode

以将其控制在频带范围外,因此主要问题是存在着多间隙腔结构引起的轴向模式竞争。对于 N 个间隙,存在 N 个轴向模式,这些模式可以表示为 $m\pi/(N-1)$ 模,其中 $m=0,1,2,\dots,N-1$ 为轴向模式指标^[12]。图 3 给出了 TM_{31} 工作模式在五间隙谐振腔在轴向的工作模式,分别为 2π 模、 $1/4\pi$ 模、 $2/4\pi$ 模、 $3/4\pi$ 和 π 模,其频率分别为 95 GHz、96.79 GHz、102.87 GHz、98.25 GHz 和 99.33 GHz,频率间隔在 1.5 GHz 以上,不易产生模式竞争。在所有轴向模式中, 2π 模具有最大的特性阻抗 R/Q ,并且频率最低,稳定性

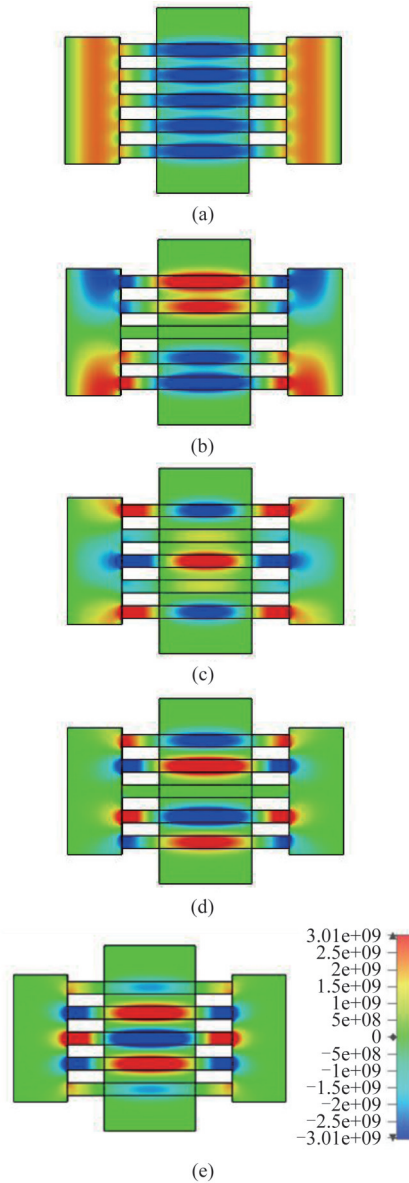


图 3 五间隙谐振腔的横向电场分布 (a) TM_{31} - 2π 模, (b) TM_{31} - $1/4\pi$ 模, (c) TM_{31} - $2/4\pi$ 模, (d) TM_{31} - $3/4\pi$ 模, (e) TM_{31} - π 模
Fig. 3 Axial electric field distribution of five-gap cavity (a) TM_{31} - 2π mode, (b) TM_{31} - $1/4\pi$ mode, (c) TM_{31} - $2/4\pi$ mode, (d) TM_{31} - $3/4\pi$ mode, (e) TM_{31} - π mode

高,综合以上考虑,工作模式选择 $TM_{31}-2\pi$ 模式。

2.2 结构参数的敏感性分析

在毫米波和太赫兹波段,器件紧凑且小型化。因此,结构尺寸的细微误差可能会对器件性能产生很大的影响,因此器件的误差稳定性是十分重要的。为了对比 TM_{31} 模式和 TM_{11} 模式的灵敏度,在 TM_{31} 模式谐振腔的基础上,保持间隙的厚度和周期、漂移管的尺寸不变,设计了一种适用于 TM_{11} 模式的五间隙谐振腔,使其 R/Q 值与优化好的适用于 TM_{31} 模式的五间隙谐振腔相仿,其体积约为采用 TM_{31} 模式的谐振腔的一半,如图4所示,图4(a)为该五间隙谐振腔的3D模型,图4(b)为该谐振腔的横向电场分布。

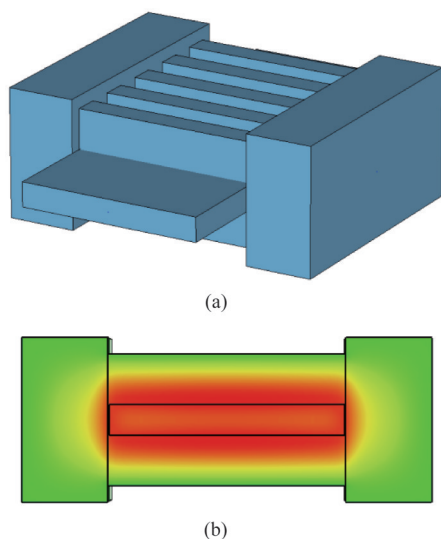


图4 采用 TM_{11} 模式的五间隙谐振腔 (a) 五间隙谐振腔的3D模型, (b) 横向电场分布

Fig. 4 Five-gap cavity of TM_{11} mode (a) A 3D model of five-gap cavity, (b) transverse electric field distribution

图5和图6显示了典型的结构尺寸(如 cw 、 ch 、 sw 和 sh)的制造误差对谐振腔的谐振频率和 R/Q 的影响。从图5可以看出,间隙的高度(ch)的变化对频率的影响最大,间隙的宽度(cw)和耦合腔的高度(sh)对频率影响较小。 TM_{31} 模式的谐振频率对于 ch 的变化量约为 $340\text{ MHz}/10\text{ }\mu\text{m}$, TM_{11} 模式的变化量则约为 $520\text{ MHz}/10\text{ }\mu\text{m}$ 。由此可见, TM_{11} 模式在频率方面的误差稳定性明显稍差于 TM_{31} 模式。

从图6中可以看出, cw 和 sh 的变化对 TM_{31} 模式特征阻抗的影响较小, ch 对特征阻抗的影响最大;而在 TM_{11} 模式中, sw 的变化对特征阻抗的影响最大, ch 几乎没有影响。 TM_{31} 模式的特征阻抗对于 ch 的变化量约为 $0.73\text{ }\Omega/10\text{ }\mu\text{m}$, TM_{11} 模式的特征阻抗对于 sw 的变化量约为 $1.00\text{ }\Omega/10\text{ }\mu\text{m}$ 。因此,

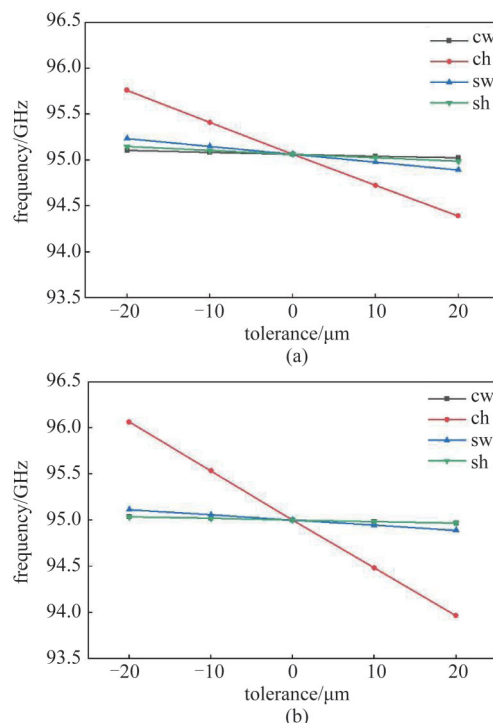


图5 各结构参数的制作误差对频率的影响 (a) TM_{31} 模, (b) TM_{11} 模
Fig. 5 Influence of the fabrication tolerance of structure parameters on frequency (a) TM_{31} mode, (b) TM_{11} mode

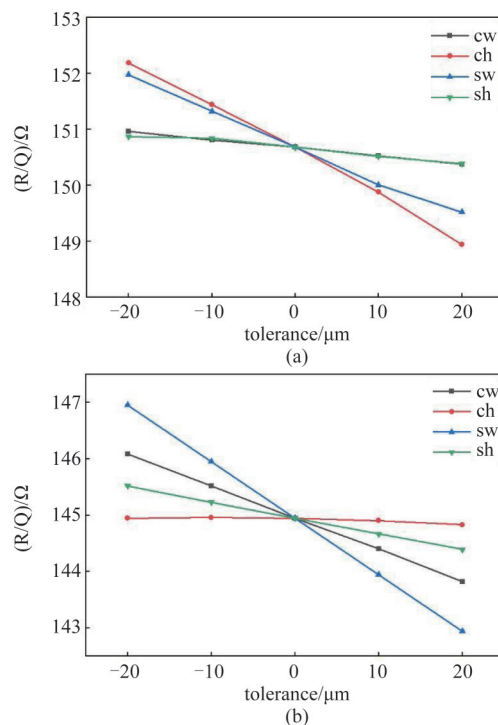


图6 各结构参数的制作误差对特性阻抗的影响 (a) TM_{31} 模, (b) TM_{11} 模
Fig. 6 Influence of the fabrication tolerance of structure parameters on R/Q (a) TM_{31} mode, (b) TM_{11} mode

TM_{11} 模式在特性阻抗方面的误差稳定性也略逊于 TM_{31} 模式。

综上所述,在误差稳定性方面, TM_{31} 模式比 TM_{11} 模式有明显优势。对于 TM_{31} 模式,间隙的高度对频率和特性阻抗的影响最大,耦合腔的宽度的影响程度次之,耦合腔的高度和间隙的宽度的影响最小。对于 TM_{11} 模式,间隙的高度对频率的影响最大,其他三者对频率的影响很小;在特性阻抗方面,耦合腔的宽度的影响最大,间隙的宽度、耦合腔的高度、间隙的高度的影响依次减小。比较对 TM_{31} 和 TM_{11} 模式影响程度最大的参数, TM_{31} 模式的频率和特性阻抗变化量分别为 TM_{11} 模式的 65% 和 73%。同时,采用 TM_{31} 模式的谐振腔结构尺寸更大,可以提高功率容量,减小制造难度。

3 输出腔设计

因为输出腔的功率提取能力和带宽基本上决定了整管的性能,所以输出腔在速调管设计中占有重要的地位。针对高次模场型的特点,在输出腔中增加了一个对称的输出波导,但仍只使用一个输出波导进行信号输出。输出腔的轴向电场分布如图 7 所示,图 7(a) 为初始的输出腔,图 7(b) 为改进后的输出腔。输出腔采用了五间隙腔,输出波导为 WR-10 标准波导 (2.54 mm×1.27 mm)。图中可以观察到,初始的输出腔只有一个耦合口和输出波导,因为 TM_{31} 模式的场型特点,间隙中的电场有一定程度上的偏移,使得注波相互作用效率下降;改进后的输出腔拥有对称的输出波导,使得间隙中的电场保持对称,可以更好地进行注波相互作用。

图 8 显示了初始的和改进后的输出腔的电场分布,图 8(a) 为轴向电场分布,图 8(b) 为横向电场分布

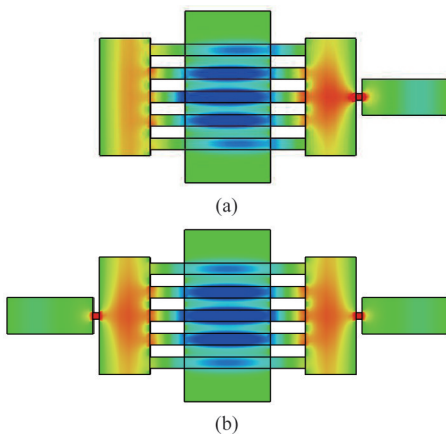


图 7 输出腔的轴向电场分布 (a) 初始的输出腔, (b) 改进的输出腔

Fig. 7 Axial electric field distribution of output cavity (a) initial output cavity, (b) improved output cavity

布,可以观察到改进后的输出腔在间隙中的轴向和横向电场强度均有所提升,并且横向上的场型对称,有助于注波相互作用。同时,经过计算,初始的输出腔的 R/Q 为 122.88 Ω ,改进后的输出腔的 R/Q 为 130.29 Ω ,特性阻抗提高了 6%。

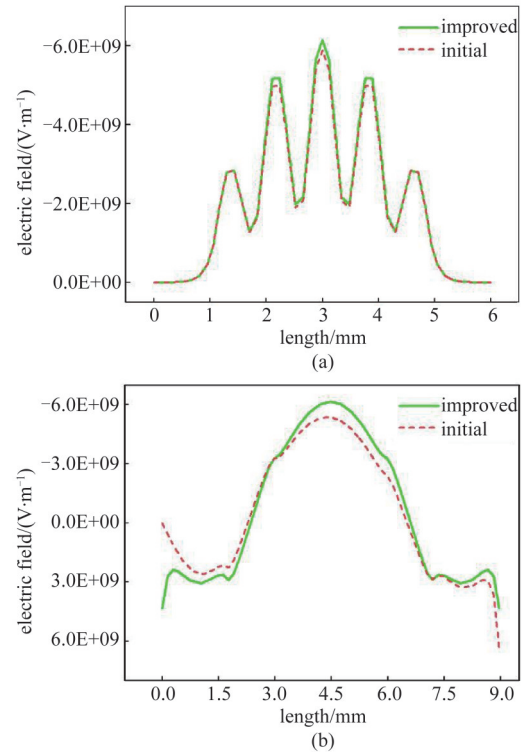


图 8 初始的和改进后的输出腔的电场分布 (a) 轴向电场分布, (b) 横向电场分布

Fig. 8 Electric field distribution of the initial and improved output cavity (a) axial electric field distribution, (b) transverse electric field distribution

经过大量的仿真优化,确定了合适的耦合口尺寸,采用三维粒子模拟仿真软件分别对初始的输出腔和改进型的输出腔进行 PIC 仿真;仿真模拟结果表明,当输入功率为 0.2 W 时,采用改进输出腔的高频系统,输出信号的幅值由 45.9 提升到了 49.3,即输出功率增加了 161.8 W,表明采用对称输出波导对提升功率有显著效果。

4 注波相互作用仿真

在优化完成多间隙腔和输出腔的基础上,设计了 EIK 注波相互作用系统,系统由五个腔体组成,输入腔、群聚腔和输出腔均采用五个间隙,图 9 显示了使用 CST 三维软件设计的 EIK 注波相互作用模型。整体的设计参数为:电压 $U=20$ kV,电流 $I=0.65$ A,漂移管尺寸为 3 mm×0.4 mm,电子注尺寸为 2.5 mm×

0.3 mm, 聚焦方式为永磁聚焦, 磁场为0.8 T。通过调整耦合腔的高度的大小, 可以小幅度改变谐振腔的谐振频率, 进一步优化每个谐振腔的高频特性参数, 以达到更高的输出功率, 如表2所示。同时, 研究了谐振腔之间漂移管的长度, 并通过大量分析确定出合适的值。仿真中材料的有效电导率为 $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。

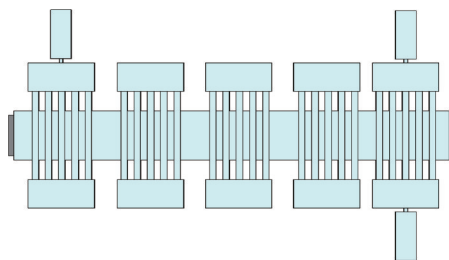


图9 注波相互作用系统的3D PIC仿真模型

Fig. 9 A 3D PIC simulation model of beam-wave interaction system

表2 EIK每个谐振腔的优化参数

Table 2 Optimized parameters of each cavity for the EIK

N	f/GHz	$(R/Q)/\Omega$	M	Q_e	Q_0	$(R/Q)M^2/\Omega$
1	94.898	127.484	0.24	529.7	1609.5	7.343
2	95.025	150.677	0.23	∞	1696	7.971
3	95.153	151.059	0.23	∞	1697.3	7.991
4	95.221	151.266	0.23	∞	1697.9	8.002
5	94.863	130.291	0.24	1394.4	1629.9	7.505

为了对W波段EIK进行深入的注波相互作用分析, 对输入功率进行了优化, 图10给出了工作频率为95 GHz时输出功率随输入功率变化的趋势。结果表明, 随着输入功率的增加, 输出功率先增大后减小, 当输入功率为0.2 W时, 输出功率达到饱和, 约为1215 W, 对应的效率和增益分别为9.35%和37.8 dB。

通过上述优化, 确定了EIK的各项参数条件, 仿真结果如图11所示, 图11(a)显示了谐振频率为95 GHz, 电压为20 kV, 电流为0.65 A, 输入功率为0.2 W时的最大输出信号。从图中可以看出, 开始时, 输出信号逐渐增加, 达到最大值, 然后保持稳定。图11(b)为输出信号的频谱图, 表明了放大后的信号仅在95 GHz处有一个峰值, 与输入信号的频率相同。图11(c)显示了电子能量随轴向距离的相空间图。可以看出, 在前三个腔中, 由于调制效应较弱,

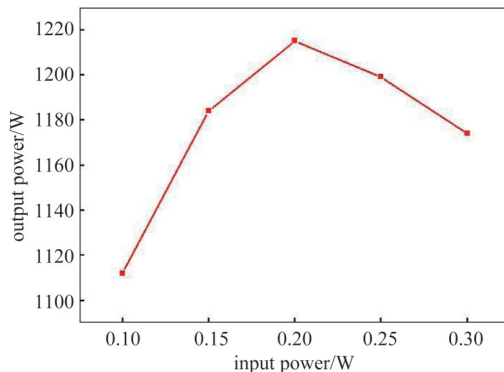


图10 输出功率随输入功率的变化

Fig. 10 Variation of the output power with typical parameters

电子注的能量变化很小, 而随着后两个腔调制效应的增强, 注波能量交换程度增强, 当到达输出腔时, 最低电子能量约为13.34 keV, 绝大多数电子减速, 而少数电子加速, 电子的大部分能量得到有效释放。图11(d)显示了电子注的群聚状态。从图中可以看出, 电子注在横向上具有较为均匀的能量分布, 从输入腔到输出腔的群聚效应逐渐增强, 在输出腔中达到最大值, 表明电子注与电磁波有良好的相互作用。

图12为带状电子注横向截面的轨迹图, 图12(a-b)分别显示了电子在高频系统始端和末端处的能量分布情况, 可以观察到在进入相互作用段之前, 电子的能量分布均匀, 数值在20 keV左右, 而相互作用段末端处, 出现了显著的电子群聚效果, 失去自身能量的电子集中分布在带状电子注的上下侧, 绝大多数电子失去了能量, 注波相互作用效果良好; 整个高频系统中带状电子注没有产生严重的撕裂和扭曲, 畸变量小于10%, 电子注通过率为100%, 电子注传输性能稳定。

5 结论

本文基于带状电子注、 $\text{TM}_{31}-2\pi$ 工作模式和哑铃型多间隙谐振腔, 设计了一个W波段连续波扩展相互作用速调管高频电路, 采用了五个哑铃型的五间隙谐振腔, 在较短的相互作用长度下实现了高功率和高效率。在工作电压20 kV、工作电流0.65 A和输入功率0.2 W的条件下, 输出功率可以达到1200 W, 效率为9.35%, 增益为37.8 dB。经过仿真结果分析, 与基模相比, 采用高次模有以下优势: 有助于在谐振腔结构尺寸相同的情况下提高工作频率; 采用高次模的谐振腔结构尺寸更大, 可以有效提高功率容量, 减小制造难度; 在高频参数敏感性和误差稳定性方

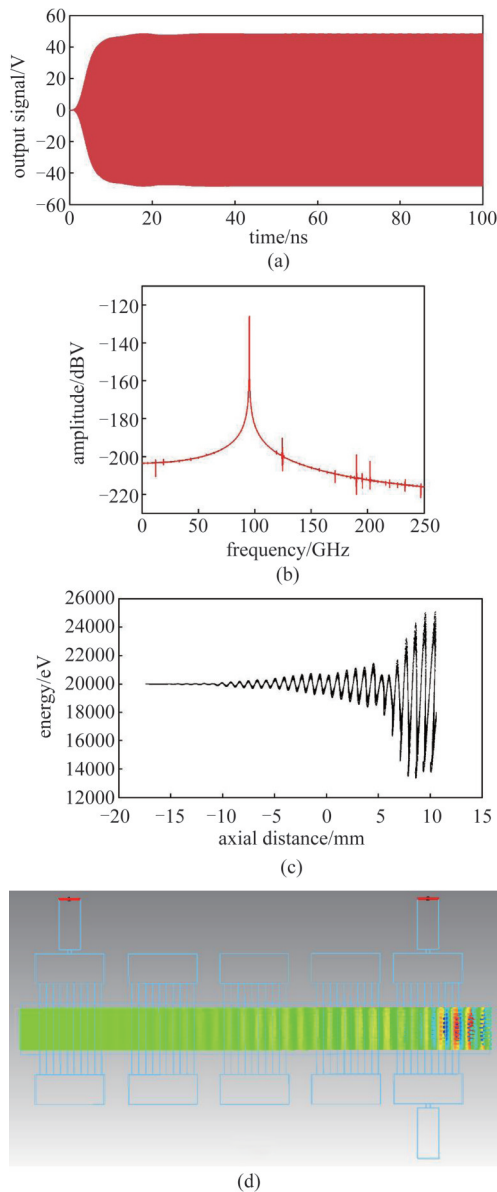


图 11 EIK 在 95 GHz 下的输出特性 (a) 输出信号随时间的变化, (b) 输出信号的频谱, (c) 电子能量的相空间图, (d) 电子注的群聚状态

Fig. 11 Output characteristics of the EIK at a frequency of 95 GHz (a) output signal versus time, (b) frequency spectrum of the output signal, (c) phase space portrait of the particle energy distribution, (d) beam bunching sketch

面, 高次模拥有更大的优势。对多间隙腔的高频特性进行了深入的分析和优化, 并且在输出腔中采用对称的输出波导, 一定程度上弥补高次工作模式效率低的问题, 通过仿真对比证明了其有效性。设计的高频电路实现了 W 波段连续波 EIK 在效率和功率上的有效提升, 为高平均功率 EIK 的研制奠定了基础。

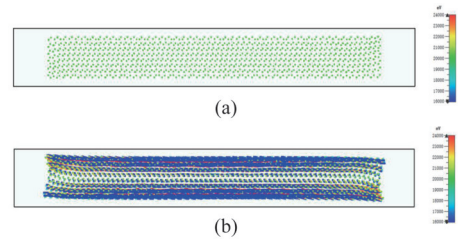


图 12 带状电子注传输特性 (a) 高频系统的始端, (b) 高频系统的末端

Fig. 12 Transmission characteristics of the sheet beam (a) The beginning of the high frequency system, (b) The end of the high frequency system

References

- [1] XING Jun-Yi, FENG Jin-Jun. Millimeter Wave Extended Interaction Device[J]. *Vacuum Electronics* (邢俊毅, 冯进军. 毫米波扩展相互作用器件. *真空电子技术*), 2010, **2**:33-37.
- [2] Horoyski P, Berry D, Steer B. Compact, high power klystrons at 95 GHz [C]// *Vacuum Electronics Conference, 2007. IVEC '07. IEEE International. IEEE, 2007.*
- [3] Pasour J, Wright E, Nguyen T K, *et al.* Demonstration of a Multikilowatt, Solenoidally Focused Sheet Beam Amplifier at 94 GHz [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2014, **61**(6):1630-1636.
- [4] Gamzina D, Barnett L R, Ravani B, *et al.* Mechanical design and manufacturing of W-band sheet beam klystron[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2017, PP(99):1-8.
- [5] Zheng Y, Sy A, Weatherford B, *et al.* Multioutput circuit for low voltage ultracompact W-Band klystron [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2020, PP(99):1-7.
- [6] Berry D, Deng H, Dobbs R, *et al.* Practical aspects of EIK technology [J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2014, **61**(6):1830-1835.
- [7] Roitman A, Berry D, Steer B. State-of-the-art W-band extended interaction klystron for the CloudSat program [J]. *IEEE Trans Electron Devices*, 2005, **52**(5):895-898.
- [8] Roitman A, Horoyski P, Hyttinen, *et al.* Advantages of extended interaction klystron technology at millimeter and sub-millimeter frequencies[C]// *IEEE. IEEE, 2007.*
- [9] Steer B, Roitman A, Horoyski P, *et al.* Millimeter-wave extended interaction klystrons for high power ground, airborne and space radars[C]// *Microwave Conference. IEEE, 2011.*
- [10] Chen S, Ruan C, Yong W, *et al.* Particle-in-cell simulation and optimization of multigap extended output cavity for a W-band sheet-beam EIK [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2014, **42**(1):91-98.
- [11] DING Yao-Gen. Design, manufacture and application of high power klystron [M]. National Defense Industry Press (丁耀根. 大功率速调管的设计制造和应用. 国防工业出版社), 2010.
- [12] Main W, Carmel Y, Ogura K, *et al.* Electromagnetic properties of open and closed overmoded slow-wave resonators for interaction with relativistic electron beams [J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 1994, **22**(5):566-577.