

文章编号: 2095-4980(2025)09-0912-07

W 波段双模扩展相互作用振荡器的设计

徐天翊, 阮存军*

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘要: 设计一种 W 波段双模扩展相互作用振荡器(EIO), 通过 2π 模和特定腔模的耦合实现了双 2π 模。通过改变谐振腔的尺寸参数调整双 2π 模的频率间隔, 并对此过程中的高频参数变化进行研究。单元内粒子仿真表明, 在 $3.2\text{ mm} \times 0.2\text{ mm}$, 电流为 2 A 的带状电子注入下, 谐振频率较低的 2π 模在 20.90 kV 的电子注电压下实现了 91.01 GHz、7.29 kW 的输出, 电子效率为 17.45%; 谐振频率较高的 2π 模在 21.15 kV 的电压下实现 91.18 GHz、4.76 kW 的输出, 电子效率为 11.26%。研究结果验证了双 2π 模 EIO 具备高功率、高效率输出的能力, 为双 2π 模的实现提供方法支撑。

关键词: 毫米波; 太赫兹; 扩展相互作用振荡器; 双模; 高功率; 高效率

中图分类号: TN124

文献标志码: A

DOI: 10.11805/TKYDA2025089

Design of a W-band extended interaction oscillator capable of dual-mode operation

XU Tianyi, RUAN Cunjun*

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: A W-band dual-mode Extended Interaction Oscillator(EIO) is designed in this paper, achieving a dual 2π mode through the coupling between the 2π mode and a specific cavity mode. By adjusting the cavity's structural parameters, the frequency separation of the dual 2π modes is controlled, and the variations in high-frequency parameters during this process are analyzed. Particle-In-Cell(PIC) simulations demonstrate that, with a $3.2\text{ mm} \times 0.2\text{ mm}$, 2 A sheet electron beam, the lower-frequency 2π mode operates at 91.01 GHz with an output power of 7.29 kW and an electron efficiency of 17.45% at an electron beam voltage of 20.90 kV. The higher-frequency 2π mode achieves 91.18 GHz, 4.76 kW output power, and 11.26% efficiency at 21.15 kV. The results verify that the dual 2π mode EIO possesses the capability for high-power, high-efficiency output while providing theoretical support for the realization of dual 2π modes.

Keywords: millimeter wave; terahertz; Extended Interaction Oscillator; dual-mode; high power; high efficiency

近年来, 毫米波和太赫兹技术作为科学与工程领域的前沿方向, 在通信、安全检测、医学成像及国防军工等多个领域展现出广阔的应用前景^[1]。扩展相互作用振荡器(EIO)是一种紧凑型真空电子器件, 其在足够大的电子注电流下发生自激振荡, 无需额外高频信号源驱动, 能够在毫米波甚至太赫兹波段产生高功率输出。目前, 已有 Ka、W 和 G 波段的 EIO 被研制出来^[2-3]。

在毫米波及更高频段, 由于共度效应, EIO 的尺寸通常处于毫米级, 因此高频电路的设计要求结构简单、易于实现, 并与精密加工技术兼容。阶梯型结构由于其高特性阻抗、良好的热稳定性和便于调谐的特点^[4], 成为高

收稿日期: 2025-03-19; 修回日期: 2025-06-04

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62371021; U22A2020)

*通信作者: 阮存军 email:ruancunjun@buaa.edu.cn

引用格式: 徐天翊, 阮存军. W 波段双模扩展相互作用振荡器的设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2025,23(9):912-918. DOI:10.11805/TKYDA2025089.

Citation format: Design of a W-band extended interaction oscillator capable of dual-mode operation[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2025,23(9):912-918. DOI:10.11805/TKYDA2025089.

频电路的一种理想选择, 尤其适用于毫米波和太赫兹波段的应用。另外, 共度效应也使传统的圆形电子注在有限电流密度下难以产生高功率输出, 带状注相比于圆注, 带状电子注可以降低电流密度, 减小自由空间电荷效应, 承载更大电流, 实现更高的输出功率。

如果 EIO 能够支持 2 种或更多模式, 则可以拓展其调谐带宽, 从而扩展其应用范围, 目前已有多项研究成功实现了 EIO 的多模操作^[5-8], 但多模式工作往往伴随功率输出较低、电子效率下降等问题。在 EIO 的设计中, 2π 模经常被选作为工作模式, 以提高电子注与电磁波的相互作用效率。本文设计了能够工作在 2 个不同的 2π 模式的 EIO, 通过仿真表明, 该 EIO 的 2 个 2π 模均能获得较高的输出功率和效率。

1 扩展相互作用谐振腔的设计与分析

本文设计扩展相互作用谐振腔示意图如图 1 所示, 采用阶梯型结构, 具有 10 个间隙, 在间隙的宽边连接耦合腔, 该方案与带状注有良好的适配性, 相比于哑铃形谐振腔可以获得单位相互作用长度下更大的特性阻抗, 提高间隙间的耦合, 增强能量的提取效果, 实现电子注与高频场良好的匹配和充分的能量交换。图中符号 g_x 、 g_y 、 g_z 分别是相互作用间隙的宽度、高度、 z 轴向宽度; c_x 、 c_z 为耦合腔宽度、 z 轴向长度; c_{y_0} 、 c_y 分别为上耦合腔高度和下耦合腔高度; p 为相邻间隙的中心间隔; t_x 、 t_y 分别为电子注通道的宽度和高度。

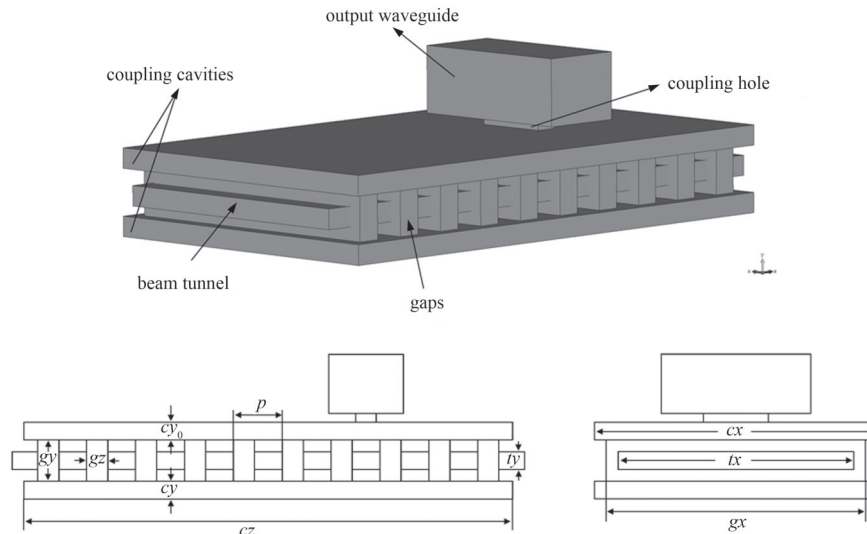


Fig.1 Schematic diagram of the extended interaction resonator
图 1 扩展相互作用谐振腔示意图

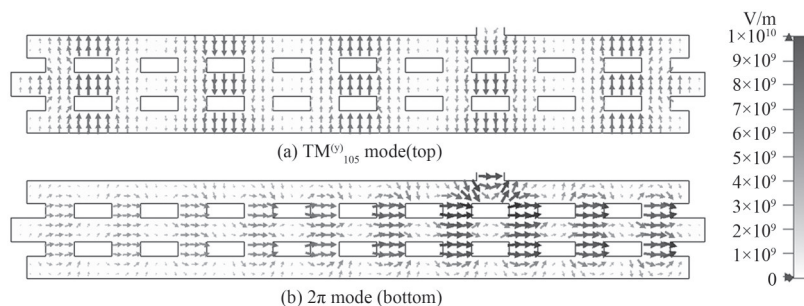


Fig.2 Diagram of electric field distribution
图 2 电场分布图

扩展相互作用谐振腔可以形成多种内部谐振模式, 按所处区域的不同可以划分为腔模和槽模, 腔模为耦合腔内的模式, 槽模为间隙中的模式。因槽模具有 z 方向的主电场方向, 与电子注的传播方向一致, 可与电子注发生有效的能量交换。

扩展相互作用谐振腔有多个间隙, 沿电子注传播方向可形成多种槽模的模式分布, 根据 z 向电场经过零点的次数 m , 将电场分布标识为 $m\pi/(N-1)$, $m=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。其中, 2π 模的相邻间隙中的电场相位相同, 具有较大的

特性阻抗，通常会被选作工作模式^[9]，本文所应用的扩展相互作用谐振腔由于与带状注组合方式，不宜采用高次模作为工作模式，只适合采用 $TM^{(2)}_{110}$ 模式，故之后的 2π 模均指 $TM^{(2)}_{110}-2\pi$ 模。在一些扩展相互作用谐振腔中，会出现双 2π 模现象，本文通过 2π 模与 $TM^{(0)}_{105}$ 腔模的耦合实现双 2π 模，电场分布如图2所示。

2π 模的谐振频率受间隙尺寸，耦合腔尺寸等多个因素的影响，对于本文所设计的扩展相互作用谐振腔，其谐振频率受耦合腔高度 cy 影响较大。对于 $TM^{(0)}_{105}$ 腔模，其谐振频率可以近似计算为：

$$f_{TM^{(0)}_{105}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{cx}\right)^2 + \left(\frac{5\pi}{cz}\right)^2} \quad (1)$$

式中： μ_r 、 ϵ_r 分别为相对磁导率和相对介电常数； c 为真空中的光速； cx 、 cz 分别为耦合腔宽度和耦合腔长度。

其谐振频率取决于耦合腔宽度 cx 和耦合腔高度 cz ，不受耦合腔高度的影响，本文仅调整下耦合腔高度，来模拟实际EIO中可能应用的机械调谐活塞。通过本征模计算得到 2π 模和 $TM^{(0)}_{105}$ 模的谐振频率随下耦合腔高度 cy 的变化如图3所示，可见 2π 模的谐振频率受 cy 的影响较大，随 cy 的增加线性下降，斜率为 -0.61 GHz/mm，而 $TM^{(0)}_{105}$ 模的谐振频率几乎不受 cy 影响，谐振频率保持在91 GHz附近。之后，为方便表述，当 2π 模和 $TM^{(0)}_{105}$ 模谐振频率接近时，将二者频率低者记为低 2π 模，频率高者记为高 2π 模。

腔体中的电场与电子注的注-波相互作用能力可用特性阻抗 R/Q 与耦合系数 M 来表征。当携带射频信号电子注进入谐振腔或射频信号通过耦合孔进入谐振腔后，会在谐振腔内建立电磁场，为了量化腔体中电压的幅度大小，引入特性阻抗 (R/Q) ，表示为：

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

式中： ω 为电场角频率； E_z 为谐振腔中 z 方向电场强度； W_s 为腔体储能大小； U_m 为谐振腔内的电压。特性阻抗表示了谐振腔建立射频电压的能力，当谐振频率和腔体储能一定时，特性阻抗越大，腔体内建立的电压越强。当电子注通过多间隙谐振腔时，若在电子注截面内电场分布不均匀，则用式(2)计算单个点不能准确描述电子注截面内腔体建立的电场大小，采用电子注截面 S_b 内的平均特性阻抗更为准确：

$$\frac{R}{Q} = \frac{\int_{S_b} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} |E_z(x,y,z)| dz\right)^2 dS}{2\omega W_s S_b} \quad (3)$$

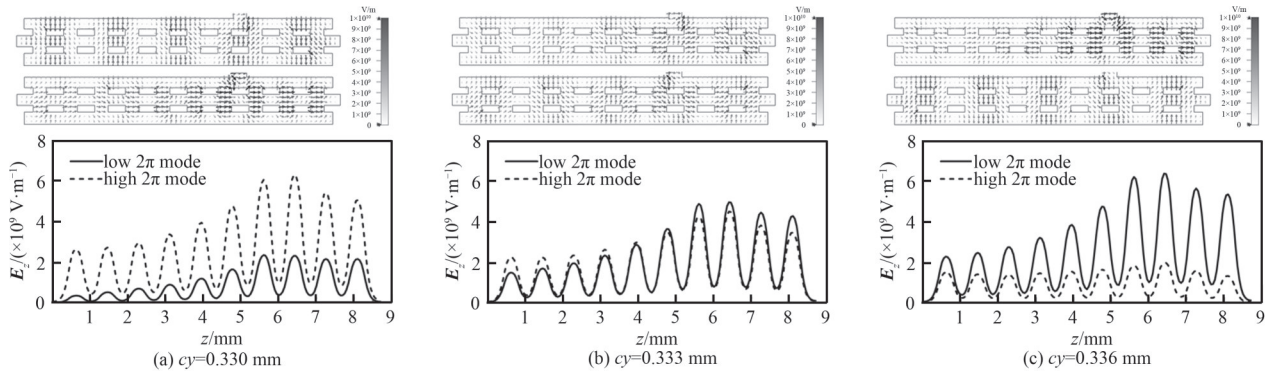


Fig.4 Electric field and E_z distribution of low 2π mode and high 2π mode in the central axis of beam channel

图4 低 2π 模和高 2π 模的电场和电子注通道中心轴上的 E_z 分布

图4展示了低 2π 模和高 2π 模在不同的下耦合腔高度 cy 下的电场分布和电子注中心轴上的 z 方向电场强度，表1展示了二者的谐振频率和特性阻抗的变化。随 cy 的变化，低 2π 模的频率 f_l 和高 2π 模的频率 f_h 发生变

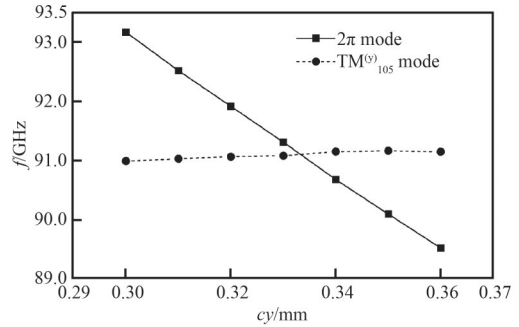


Fig.3 Frequency of the 2π mode and $TM^{(0)}_{105}$ mode as a function of the height of the lower coupling cavity cy

图3 2π 模和 $TM^{(0)}_{105}$ 模的谐振频率随下耦合腔高度 cy 的变化

化, 当 $c_y=0.333$ mm 时, 二者频率间隔 Δf 最小, 为 0.150 GHz, 此时二者 R/Q 最接近, 电子注中心轴线上 z 方向电场强度分布也最为相近。当 c_y 偏离 0.333 mm 时, Δf 变大, 低 2π 模和高 2π 模的 R/Q 差别变大, 从谐振腔的电场分布来看, R/Q 低者间隙中 y 方向电场分量变大, z 方向电场分量变小, 趋向于图 2 中 $TM^{(y)}_{105}$ 模的电场分布; 而 R/Q 高者间隙中 z 方向电场分量变大, 而 y 方向电场分量变小, 趋向于图 2 中 2π 模的电场分布, $TM^{(y)}_{105}$ 模和 2π 模逐渐解除耦合, 双 2π 现象逐渐消失, 回归单一 2π 模式。

表 1 谐振频率和 R/Q 随 c_y 的变化

Table1 The resonant frequency and R/Q 's variation with c_y

c_y/mm	f_l/GHz	f_h/GHz	$\Delta f/\text{GHz}$	$(R/Q_l)/\Omega$	$(R/Q_h)/\Omega$
0.327	91.081	91.486	0.405	8.247	255.839
0.330	91.079	91.315	0.235	26.269	238.106
0.333	91.036	91.185	0.150	134.588	130.105
0.336	90.899	91.150	0.251	234.387	31.189
0.339	90.730	91.148	0.418	254.072	12.665

耦合系数 M 表示电子受到的调制电压与谐振腔间隙电压之比。 M 越大, 电子注在该模式下受到的调制作用越强。若在电子运动路径上谐振电场表示为:

$$E_z = E_m f(z) e^{i\omega t} \tag{4}$$

式中 E_m 为电场最大值。

则耦合系数为:

$$M(\beta_c) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} f(z) e^{i\beta_c z} dz \right|}{\int_{-\infty}^{+\infty} |f(z)| dz} \tag{5}$$

式中 β_c 为电子传播常数, 为谐振场角频率 ω 与电子速度 v_c 的比。从式(4)可以看出, 耦合系数与谐振腔中的电场强度无关, 只与谐振场场型函数 $f(z)$ 和电子速度与谐振场角频率有关。若电场在电子注截面范围内存在不均匀, 相比于一个点的耦合系数, 考虑电子注覆盖范围内的平均耦合系数会更准确, 采用均方根求平均值是因为该方法在电子注为层流或近似层流时, 电子与场在间隙内能量交换较为契合^[10]:

$$M = \sqrt{\frac{1}{S_b} \int_{S_b} \left(\frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} E_z(x, y, z) e^{i\beta_c z} dz \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} |E_z(x, y, z)|^2 dz} \right) dS} \tag{6}$$

图 5 为低 2π 模和高 2π 模的耦合系数 M 随电子注电压的变化, 虽然在不同的 c_y 下低 2π 模和高 2π 模的特性阻抗上有较大差异, 但二者的耦合系数随电压的变化趋势保持一致, 如表 3 所示, 低 2π 模和高 2π 模的耦合系数最大值 $M_{L,max}$ 、 $M_{H,max}$ 和对应的电压 U_L 、 U_H 差距微小, 说明双 2π 模有相似的工作电压区间。

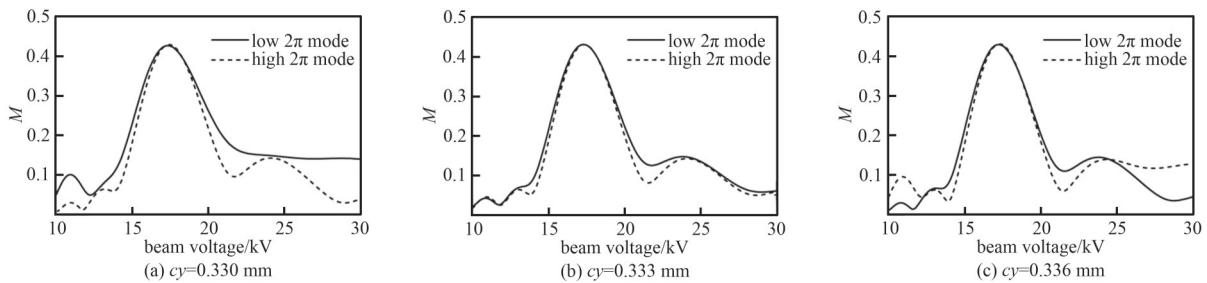


Fig.5 M of low 2π mode and high 2π mode as a function of beam voltage

图 5 低 2π 模和高 2π 模的 M 随电子注电压的变化

表 2 耦合系数随 c_y 的变化

Table2 Coupling coefficient varying with c_y

c_y/mm	$\Delta f/\text{GHz}$	$M_{L,max}$	$M_{H,max}$	U_L/kV	U_H/kV
0.327	0.405	0.408	0.431	17.31	17.48
0.330	0.235	0.428	0.431	17.32	17.41
0.333	0.150	0.431	0.431	17.30	17.35
0.336	0.251	0.431	0.432	17.25	17.31
0.339	0.418	0.431	0.430	17.18	17.28

表 3 低 2π 模、高 2π 模、 $\pi/9$ 模和 $2\pi/9$ 模的谐振频率和品质因数

Table3 Quality factors for low 2π mode, high 2π mode, and $\pi/9$ mode

mode	f/GHz	Q_c	Q_0
low 2π	91.036	593	993
high 2π	91.185	973	1 019
$\pi/9$	93.387	1 718	956
$2\pi/9$	98.474	486	964

当电子注与谐振场发生相互作用时，两者会产生能量交换。可以用电子注电导表示电子注与电场的能量交换，电子注电导可以由式(7)计算：

$$G_e = \frac{I_0 \beta_c}{8U_0 \beta_q} \left[\left| M(\beta_c - \beta_q) \right|^2 - \left| M(\beta_c + \beta_q) \right|^2 \right] \quad (7)$$

式中： I_0 和 U_0 分别为电子注的电压和电流； $\beta_q = \omega_q/v_c$ 为等离子体缩减传播常数。当电子注电导 G_e 大于零时，电子注从电场吸收能量，当 G_e 小于零时，电场从电子注中提取能量。在设计扩展相互作用器件时，获得谐振腔的谐振模式和电子注的能量交换状态，判断其是否会产生自激振荡十分重要。当腔体能够自激振荡时，其工作在振荡区，可以用作EIO设计；当不能自激振荡时，其工作在放大区，可以用作分布作用速调管(Extended Interaction Klystron, EIK)设计。通过分析电子注加载时的腔体功率损耗，可以判断腔体的工作状态，当电子注加载时，腔体存在三部分损耗，分别为腔体壁损耗 P_0 、外电路损耗 P_c 、电子注与谐振场相互作用产生的实功率损耗 P_b 。其中 P_b 可以表示为^[11]：

$$P_b = \frac{U_m^2 G_e}{2} \quad (8)$$

当 $P_0 + P_c + P_b > 0$ 时，电路的总损耗为正，不会发生自激振荡；当 $P_0 + P_c + P_b < 0$ 时，电路总损耗为负，可以发生自激振荡以作为EIO使用，用品质因数的形式可以表示为：

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_b} < 0 \quad (9)$$

式中： Q_L 为总品质因数； Q_0 为固有品质因数； Q_c 为外品质因数； Q_b 为电子注加载品质因数。其中 Q_b 为：

$$\frac{1}{Q_b} = G_e \left(\frac{R}{Q} \right) \quad (10)$$

图6为在 $c_y=0.333$ mm，电子注电流为2 A时，根据表3计算得到的低 2π 模、高 2π 模和频率接近 2π 的2个纵向模式($\pi/9$ 模、 $2\pi/9$ 模)的 $1/Q_L$ 随电子注电压的变化关系，其中低 2π 模、高 2π 模分别在17.65 kV、17.58 kV有由正变为负的零点，该电压为其开始振荡的点；在20.95 kV、21.11 kV有由负变为正的零点，该电压为其停止振荡的点，对应模式的输出功率和电子效率会在该点附近达到最大值。另外， $\pi/9$ 模、 $2\pi/9$ 模的起振电压区间与 2π 模有重叠，在17.58~18.85 kV的范围内有与 2π 模发生模式竞争的风险。

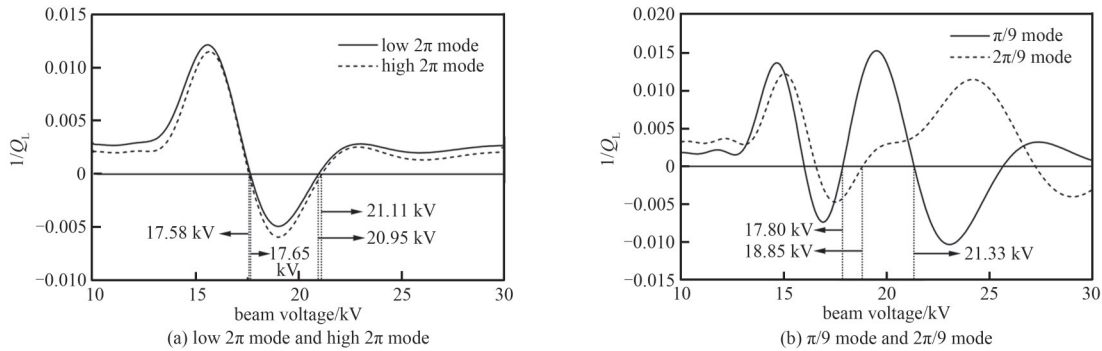


Fig.6 $1/Q_L$ as a function of the beam voltage
图6 $1/Q_L$ 随电子注电压的变化

表4 谐振腔结构参数

Table4 Structural parameters of the resonant cavity

parameters	value/mm	parameters	value/mm
gx	4.600	c_{y_0}	0.280
gy	0.660	cz	8.300
gz	0.360	tx	4.600
cxs	4.600	ty	0.300
cy	0.333	p	0.830

表5 谐振腔高频参数

Table5 High-frequency parameters of the resonant cavity

mode	f/GHz	$(R/Q)/\Omega$	M	$M^2(R/Q)/\Omega$	Q_0	Q_c
low 2π	91.036	134.588	0.431	25.001	993	593
high 2π	91.185	130.105	0.431	24.168	1019	973

2 注-波相互作用仿真分析

完成谐振腔设计后, 建立注-波相互作用系统, 电子注通道尺寸为 4.6 mm×0.3 mm, 电子注发射截面尺寸为 3.2 mm×0.2 mm, 背景材料铜的电导率设置为 2.5×10^7 S/m 以模拟 W 波段下的欧姆损耗, 在电流 2 A, 电压 17.6~21.2 kV, 纵向均匀聚焦磁场为 0.7 T 的条件下, 对该系统进行单元内粒子(Particle In Cell, PIC)仿真。PIC 仿真中 EIO 谐振腔的结构参数和高频参数如表 4~5 所示。

图 7 为 PIC 模拟中输出信号的频率、功率、电子效率随电子注电压的变化关系, 在 18.00 kV 和 20.90 kV 的电压区间, EIO 工作模式为低 2π 模, 随电压增加, 输出信号频率从 90.564 GHz 增加到 91.005 GHz, 功率从 3.01 kW 增加到 7.29 kW, 电子效率从 4.98% 增加到 17.45%, 频率、功率、效率都在 20.90 kV 时达到最大值; 当电压增加至 20.95 kV 时, EIO 的工作模式为高 2π 模, 频率为 91.165 GHz, 输出功率和电子效率分别为 4.49 kW 和 10.71%。高 2π 模的工作电压区间为 20.95~21.15 kV, 21.15 kV 时, 高 2π 模的频率、功率、效率达到最大值, 分别为 91.178 GHz、4.76 kW、11.26%。电压为 17.6~17.8 kV 时, 起振模式为 $2\pi/9$ 模, 频率为 98.36~98.38 GHz, 最高功率和效率分别为 1.11 kW 和 3.11%; 当电压升高至 21.20 kV 时, EIO 不起振。PIC 模拟中的关于 2π 模的工作电压范围与图 6 的分析结果吻合较好。

图 8 为电子注电压为 20.90 kV 和 90.95 kV 的输出信号图、频谱图、电子相空间分布图和 z 方向电场分布图。输出信号的幅值在前 30 ns 内有振荡, 之后在 100 ns 内保持稳定。频谱纯净, 只有单一峰值, 没有出现两个 2π 模同时激发的情况。从 z 方向电场分布、输出频率与表 6 中槽模频率分布的对应情况来看, 在 2 种情况下, 工作模式都是 2π 模, 低 2π 模和高 2π 场型上有差异, 与图 4(b)符合。

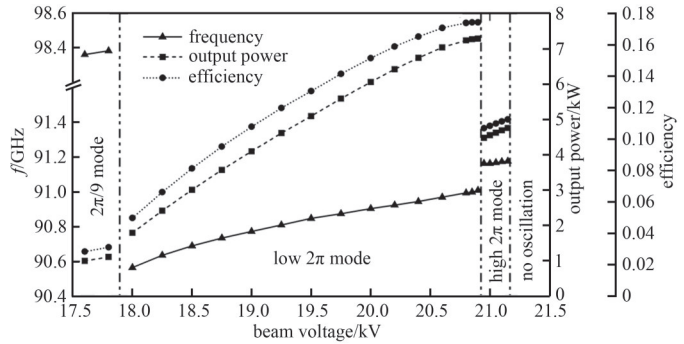


Fig.7 Frequency, power and efficiency of the output signal as a function of the beam voltage in PIC simulation

图 7 PIC 仿真中输出信号的频率、功率、电子效率随电子注电压的变化

表 6 谐振腔槽模频率分布

Table 6 Frequency distribution of the gap mode in the resonant cavity

mode	f/GHz
low 2π	91.036
high 2π	91.185
$\pi/9$	93.387
$2\pi/9$	98.474
low $3\pi/9$	103.894
high $3\pi/9$	106.500
$4\pi/9$	114.284
$5\pi/9$	127.675
$6\pi/9$	140.756
$7\pi/9$	154.326
$8\pi/9$	168.441
π	183.018

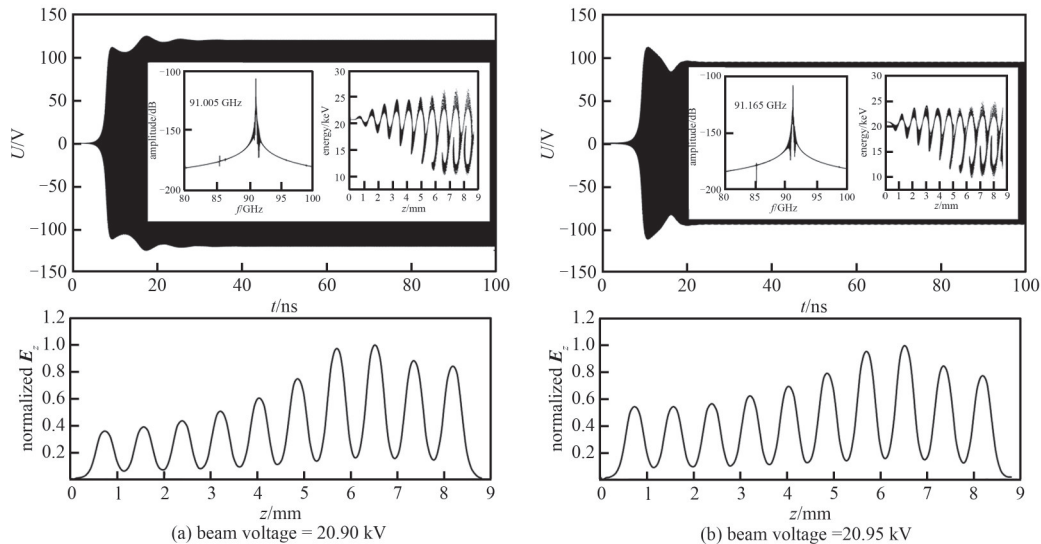


Fig.8 Output signal, frequency spectrum, electron phase space and z -direction electric field distribution in PIC simulation

图 8 PIC 仿真中的输出信号、频谱、电子相空间分布和 z 方向电场分布

3 结论

本文设计了一个可以工作在双 2π 模式的EIO。该EIO的2个 2π 模式频率间隔为0.15 GHz,在相近的电子注入条件下获得较高的输出功率、效率,验证了双 2π 模扩展相互作用器件具备高功率、高效率输出的能力;另外,本文通过 2π 模和特定腔模的耦合,实现单 2π 模式向双 2π 模式的转变,为双 2π 模扩展相互作用电路实现或抑制提供一种思路。双 2π 模电路在宽带扩展相互作用器件中有广泛的应用前景,由于2个 2π 模和电子注的同步情况相近,在较少的间隙数下可以实现较近的频率、高功率和高效率,这一特性不仅适用于双模EIO,在模式重叠EIK的研制上也具有潜在价值。

参考文献:

- [1] 张兆镗.真空微波电子器件的发展态势与前途[J].真空电子技术,2019(3):1-7,37.(ZHANG Zhaotang. Development trends and prospects of vacuum microwave electronic devices[J]. Vacuum Electronics Technology, 2019(3):1-7,37.) DOI:10.16540/j.cnki.cn11-2485/tn.2019.03.01.
- [2] STEER B, ROITMAN A, HOROYSKI P, et al. Extended-interaction klystron technology at millimeter and submillimeter wavelengths[J]. Commun. Industries Canada Inc., Toronto, ON, Canada, Tech. Rep, 2020.
- [3] ZHANG Tianzhong, NIU Xinjian, QING Jie, et al. Research and experiment of a W-band high-power extended interaction oscillator with high voltage[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2022,69(8):4540-4545. DOI:10.1109/TED.2022.3181565.
- [4] 张长青,阮存军,王树忠,等.梯形结构高功率扩展相互作用速调管[J].红外与毫米波学报,2015,34(3):307-313.(ZHANG Changqing, RUAN Cunjun, WANG Shuzhong, et al. High-power extended-interaction klystron with ladder-type structure[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2015,34(3):307-313.) DOI:10.11972/j.issn.1001-9014.2015.03.010.
- [5] BI Liangjie, YIN Yong, XU Che, et al. Study of electronic switching between multiple backward-wave modes in a W-band extended interaction oscillator[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2017,64(11):4686-4692, DOI:10.1109/TED.2017.2749878.
- [6] CHANG Zhiwei, SHU Guoxiang, HE Wenglong. An extended interaction oscillator capable of continuous multimode operation[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2021,68(12):6470-6475, DOI:10.1109/TED.2021.3119004.
- [7] SHU Guoxiang, LIN Jujian, HUANG Zhijie, et al. Design and microfabrication of an interaction circuit for a 0.3 THz sheet beam extended interaction oscillator with multiple-mode operation[J]. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2021, 11(4):425-432. DOI:10.1109/TTHZ.2021.3076696.
- [8] QING Jie, NIU Xinjian, LIU Yinghui, et al. Design and cold test on the slow wave structure of a wide-voltage tuned and high-power extended interaction oscillator in W-band[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2023,51(2):381-385. DOI:10.1109/TPS.2023.3237760.
- [9] CHANG Zhiwei, MENG Lin, YIN Yong, et al. Study of a dual-mode W-band extended interaction oscillator[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2018,65(6):2620-2625. DOI:10.1109/TED.2018.2825105.
- [10] GUO Naining, XUE Qianzhong, QU Zhaowei, et al. Study of a 0.34 THz ladder-type extended interaction klystron with narrow coupling cavities[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2021,68(11):5851-5857. DOI:10.1109/TED.2021.3114392.
- [11] LYU Suye, ZHANG Changqing, WANG Shuzhong, et al. Stability analysis of a planar multiple-beam circuit for W-band high-power extended-interaction klystron[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(9): 3042-3048. DOI: 10.1109/TED.2015.2435031.

作者简介:

徐天翊(2000-),男,在读硕士研究生,主要研究方向为毫米波器件.email:xyt@buaa.edu.cn.

阮存军(1974-),男,博士,教授,主要研究方向为带状柱速调管、扩展相互作用速调管和集成真空电子器件.