

基于开槽单矩形栅和圆形电子注的 W 波段 返波振荡器*

谢文球^{1)2)†} 王自成¹⁾ 罗积润¹⁾ 刘青伦¹⁾ 董芳¹⁾

1) (中国科学院电子学研究所, 北京 100190)

2) (中国科学院大学, 北京 100049)

(2013 年 3 月 7 日收到; 2013 年 4 月 24 日收到修改稿)

提出将开槽单矩形栅和圆形电子注作为 W 波段返波振荡器的注波相互作用回路. 使用 3 维电磁场仿真软件 CST-MWS 对开槽单矩形栅的高频特性进行了仿真分析, 研究结果表明: 相对于传统单矩形栅, 新结构的基模带宽有所展宽; 基模与高次模发生模式竞争的可能性很小; 在采用圆形电子注时新结构能获得大得多的耦合阻抗; 新结构的趋肤损耗略有改善. 将该慢波结构应用于设计一支以 94 GHz 为频带中心的 W 波段返波振荡器: 设计了简洁的慢波过渡部分、输出耦合器和终端匹配衰减器, 优化参数后获得了良好的信号传输特性; 利用粒子模拟软件 CST-PS 对返波振荡器模型进行了三维大信号注波相互作用计算, 设定合适的电子注电流等参数后, 调整工作电压在较宽的频带内获得了瓦级的功率输出, 电子效率在整个频带范围内优于 1%.

关键词: 开槽单矩形栅, 圆形电子注, 返波振荡器, W 波段

PACS: 85.45.Bz, 84.40.Fe, 84.30.Ng

DOI: 10.7498/aps.62.158503

1 引言

返波振荡器是一类经典的线性注真空电子器件, 它利用慢波结构上传播的返波与电子注的相互作用实现自激微波振荡^[1]. 返波振荡器的最大特点是能够快速宽频带电子调谐, 且具有频谱纯度高、相位稳定性好等优点^[1]. 作为一种工作于室温的、结构紧凑的、有足够连续波功率输出的毫米波及太赫兹辐射源, 返波振荡器在太赫兹成像、波谱分析、低背景噪声射电天文观测和星际大气层遥感等领域发挥着重要作用^[2-5]. 近年来, 国内外研究机构在相关项目支持下纷纷展开对返波振荡器的研发, 热点集中于“大气窗口”附近, 重点则放在提高输出功率和电子效率上^[6-9]. 返波管的电子效率低主要由其工作机理决定^[1]. 在毫米波及太赫兹波段, 欧姆损耗增加, 注波相互作用减弱, 且尺寸共振效应使相对加工误差大、散热困难、信号传输变坏,

这样就限制了输出功率. 为改善这种状况, 折叠波导、交错双栅、单矩形栅、正弦波导等慢波结构受到广泛研究^[9-13]. 其中, 单矩形栅具有增益高、导热性好、传输损耗小、便于与标准波导耦合匹配的优点, 且其结构简单、横向尺寸较大因而适合微精细加工^[13]. 国内外研究人员对单矩形栅进行了详细研究^[13-17]. 电子科技大学的路志刚等人提出单矩形栅的变形结构并讨论了形变对高频特性的影响^[18,19]. 值得注意的是, 这些研究工作的应用背景是带状注真空电子器件, 而带状电子注的磁聚焦系统复杂, 且难以实现稳定传输^[20-23]. 为了使单矩形栅其能够配合成形和聚焦相对容易得多的圆形电子注工作, 本文根据单矩形栅的场分布特点提出在栅顶中央开 U 形槽的方案, 新结构如图 1 所示. 后文的研究结果表明, 相对于传统单栅, 新结构在采用圆形电子注时有大得多的耦合阻抗和更好的色散特性, 且趋肤损耗也略有改善. 考虑到现有工艺水平, 首先将该慢波结构应用于设计一支 W 波

* 国家自然科学基金(批准号: 61172016)和北京市自然科学基金(批准号: 4122030)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: xiewenqiu11@mails.ucas.ac.cn

段返波振荡器的设计: 权衡带宽和耦合阻抗确定了慢波结构的几何参数; 针对传统矩形栅慢波过渡部分结构冗长且加工不便的现状, 从模式转换角度出发设计了简洁的慢波过渡部分, 取得了优良的信号传输特性; 设计了合理的终端匹配吸收负载和波导渐变部分, 对整管驻波比进行了仿真分析; 此外, 通过三维 PIC 仿真平台 CST-PS 对这支返波振荡器的输出特性进行了仿真验证。

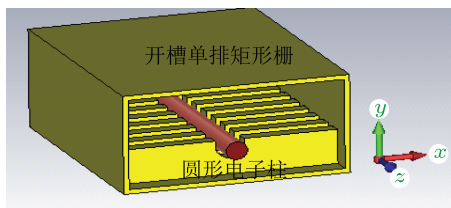


图1 开槽单矩形栅高频慢波结构三维示意图 (含圆形电子注)

2 开槽单矩形栅高频特性

2.1 开槽对纵向电场分布的影响

单矩形栅慢波结构的基模纵向电场 E_z 的横截面分布如图 2(a) 所示. 该结构中栅的端面存在很强的 E_z 分量, 且栅结构具有大宽高比特点. 因此, 带状电子注在栅表面通过时能较充分地利用该 E_z 发生强的注波相互作用. 但若采用圆形注, 通道中场分布很不均匀且只有小部分电子注浸没在强线路场中, 注波相互作用较弱^[10]. 为了使圆形电子注能更充分地利用栅端面的纵向电场以提高注波相互作用效率, 开槽是一个不错的选择. 刘青伦等曾针对交错双栅提出在上下两排栅的栅顶中央开半圆形槽的方案, 达到了与圆形电子注相适应的目的^[23]. 但在深槽的单栅结构, 在栅与栅之间的 E_z 要强于栅与波导上壁之间^[16]. 因此, 若在单排栅上开半圆形槽, 只能确保圆形电子注的下半圆部分浸没在强 E_z 中. 因此本文采用开启比半圆形槽更深入矩形栅一些的方案, 后文的计算结果表明这样做能够获得更大的耦合阻抗. 这种开有 U 形槽的 E_z 横截面分布的计算机模拟结果如图 2(b) 所示, 图中 E_z 在电子注通道附近汇聚, 大部分通道区域都有强纵向电场. 图 3 比较了传统单栅和开 U 形槽结构各自电子注典型位置上 E_z 的分布, a1, b1, c1, d1 和 e1 表示传统结构的电子注中的位置, a2, b2, c2, d2 和 e2 表示开槽结构的电子注中的位置. 由图 3 可知, 开槽后电子注通道中除了 a 点处的纵向电场有所降低外,

其他点处的纵向电场都显著增加, 从整体效果来看通道中的纵向电场有较大提高.

2.2 色散特性及模式竞争

本文的最终目的是设计一支以 94 GHz 为中心频率的 W 波段返波振荡器. 给定调谐电压范围后, 权衡耦合阻抗与工作带宽的整体效果, 经过逐步优化最终确定了慢波结构的几何参数. 开槽单矩形栅慢波结构的单周期仿真模型如图 4 所示, 具体几何尺寸列于表 1. 本文还对比研究了未开槽结构, 且两种模型只有是否开槽的区别, 其他尺寸都保持相同.

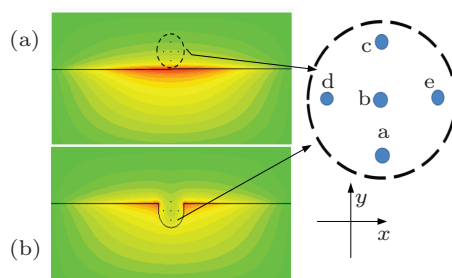


图2 单矩形栅基模纵向电场横截面分布对比 (a) 传统单栅; (b) 开槽单栅

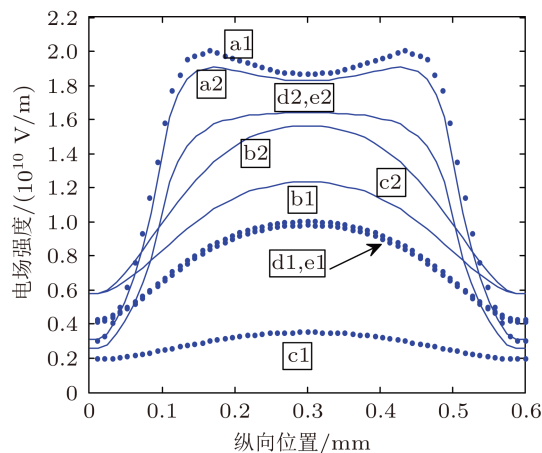


图3 电子注通道中的纵向电场沿 z 轴的单周期分布

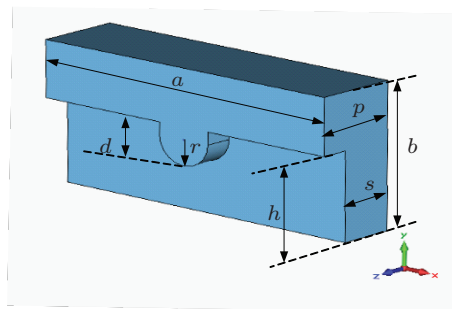


图4 开槽单矩形栅慢波结构的单周期仿真模型

表1 开槽单矩形栅慢波结构的几何尺寸

几何参数		尺寸/mm
矩形栅宽度	a	2.3
矩形栅高度	h	0.7
矩形波导高度	b	1.15
U形槽深度	d	0.3
U形槽半圆形部分半径	r	0.2
慢波周期	p	0.6
相邻栅间距	s	0.4

图5显示了单矩形栅的色散特性. 开槽后的单矩形栅基模频带整体上移, 且高频端比低频端上移明显. 这意味着特征尺寸相同时新结构的工作频率更高, 或者说相同频率时新结构拥有更大的特征尺寸. 此外, 新结构的基模通带展宽了约4 GHz. 同时注意到, 开槽造成了第一高次模所在频带有较大幅度降低, 基模与第一高次模间的阻带变窄, 但阻带仍有足够宽度, 不会导致模式竞争. 而且开槽结构的基模为对称模, 通道中纵向电场很强, 而第一高次模为反对称模, 通道中纵向电场几乎为零, 如图5插图所示, 这种场分布规律很好地避免了由于对不良等原因所引发的模式竞争.

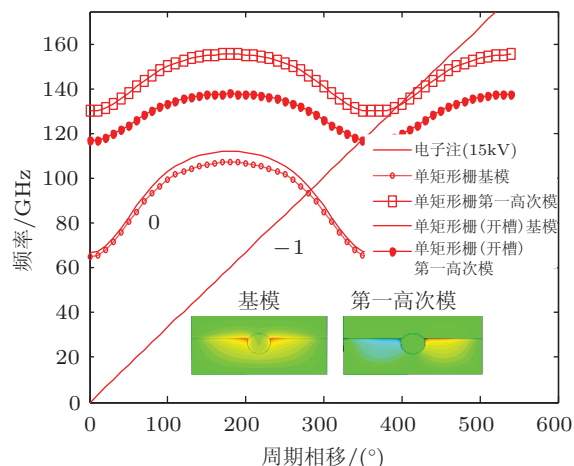


图5 单矩形栅慢波结构色散特性对比

2.3 耦合阻抗与趋肤损耗

利用 CST-MWS^[24] 的本征模求解器计算慢波结构的耦合阻抗. 计算公式为 $K_c = \frac{|E_{z-1}|^2}{2\beta_{-1}^2 P}$, 其中 $|E_{z-1}|$ 为负一次空间谐波在电子注通道相应点处的纵向电场幅值, β_{-1} 为负一次空间谐波在特定频率下的单周期相移, P 为通过周期系统的总功率流. 计算的耦合阻抗为图2中所示 a, b, c, d, e5 点处的耦合阻抗的平均值, 即

$$K_c = 1/5 \frac{|E_{z-1}|_{(a)}^2 + |E_{z-1}|_{(b)}^2 + |E_{z-1}|_{(c)}^2 + |E_{z-1}|_{(d)}^2 + |E_{z-1}|_{(e)}^2}{2\beta_{-1}^2 P},$$

b 点为电子注通道中心, b 点与其他四点的距离等于后面粒子模拟仿真所用电子注半径 0.15 mm. 计算结果如图 6(a) 所示, 相比于传统单排栅, 开槽结构的耦合阻抗在整个频带内都有提高, 但幅度只有 25% 左右. 究其原因, 是在相同单周期相移下, 开槽结构的工作频率比未开槽的大得较多. 根据尺寸共渡原理, 将未开槽结构的尺寸按同一比例缩小, 使其频带落在与开槽结构相同的范围

内, 再计算其耦合阻抗, 结果如图 6(b) 所示. 可以看出, 开槽结构的耦合阻抗确实有大幅度增加.

在毫米波、太赫兹波段中, 器件的输出功率往往因为高频结构的损耗增加而迅速下降, 因此损耗是设计该类器件的一个重要指标. 本文计算了单矩形栅的高频趋肤损耗, 采用公式 $\partial = \frac{\pi f_0}{v_g Q} P$ ^[10], 其中 p 为慢波周期, f_0 , v_g , Q 为高频慢波结构在特定单周期相移下的本征频率、群速、品质因数. 利用

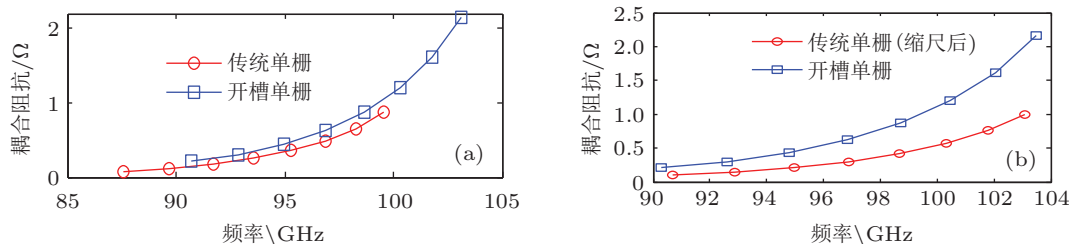


图6 单矩形栅的返波耦合阻抗对比 (a) 传统未缩尺; (b) 传统缩尺

CST-MWS 的本征模求解器计算 Q , 考虑 W 波段的实际加工工艺水平给导体欧姆损耗带来的影响, 金属壁的电导率设为 $\sigma = 2.2 \times 10^7 \text{ s/m}^{[25]}$. 计算结果如图 7 所示, 在靠近截止频率的低频段和接近禁带频率的高频端时, 趋肤损耗因为群速接近 0 而变得严重, 而在中间频段每周期的趋肤损耗约为 0.015 dB. 总的来说, 未开槽结构的趋肤损耗要略大一些, 且在高频端大得更加显著.

2.4 电子注通道半径与槽深度对高频特性的影响

电子注通道半径 r 与槽深度 h 色散的影响如图 8(a), (b) 所示, 可以看出, 随着电子注通道半径和槽深度的增加, 基模频带整体上移, 第一高次模的频带整体下移, 两模式间的阻带变窄.

电子注通道半径 r 与槽深度 h 对返波耦合阻抗的影响如图 9(a), (b) 所示, 通道半径越大, 耦合阻抗越小, 这是因为慢电磁波为表面波, 纵向电场强度随着离开栅端面的距离增加呈指数规律下降. 在一

定范围内, 槽深度增加能够提高耦合阻抗, 但超过这个范围, 由于电子注通道位置过于靠近 E_z 为零的底部, 耦合阻抗反而下降.

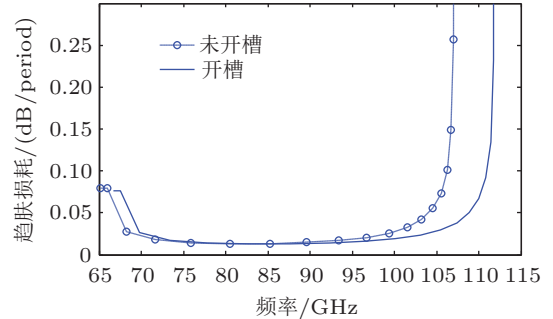


图 7 单矩形栅的趋肤损耗对比

电子注通道半径 r 与槽深度 h 对趋肤损耗的影响如图 10(a), (b) 所示, 随着电子注通道半径和槽深度的增加, 趋肤损耗有所下降. 结合图 7, 可以发现, 若槽的尺寸增加 (未开槽结构即槽的尺寸为 0), 趋肤损耗在低频端略微增加, 在高频端有所下降, 在中间频段变化不明显.

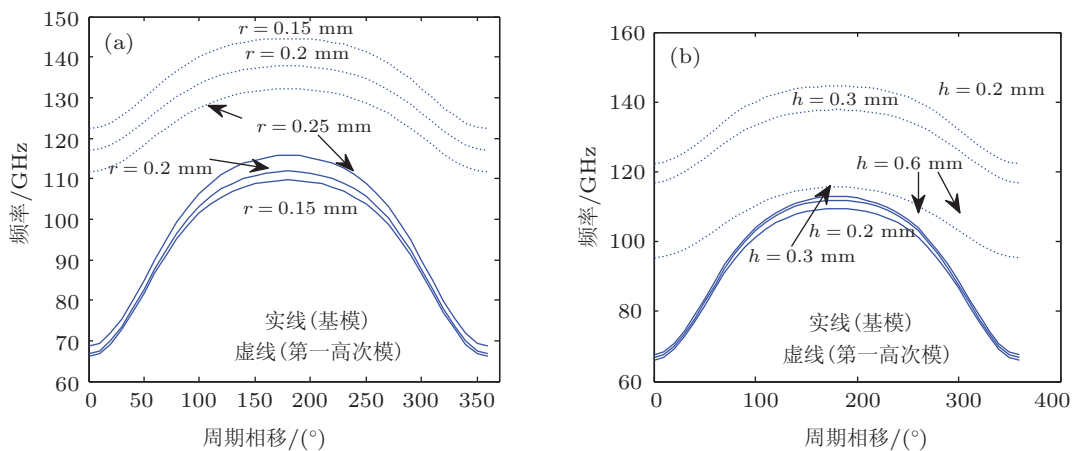


图 8 通道半径 r 与槽深度 h 对色散的影响 (a) 通道半径; (b) 槽深度

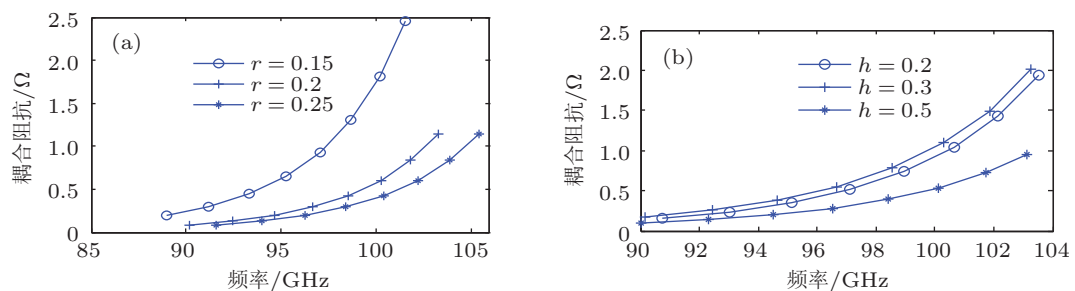
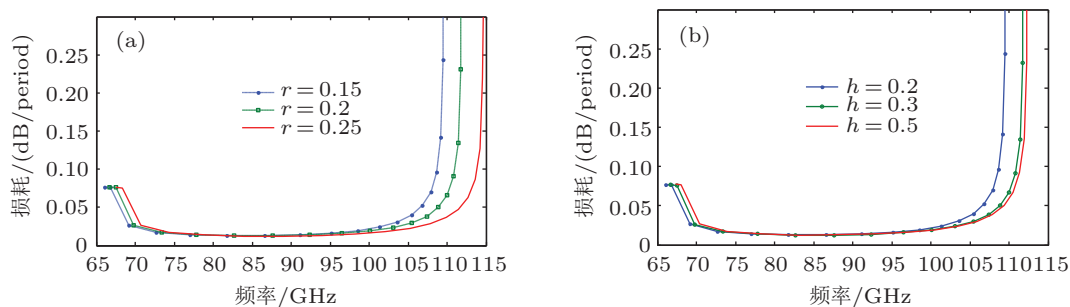


图 9 通道半径 r 与槽深度 h 对返波耦合阻抗的影响 (a) 通道半径; (b) 槽深度

图10 通道半径 r 与槽深度 h 对趋肤损耗的影响 (a) 通道半径; (b) 槽深度

2.5 返波振荡器的性能

返波振荡器工作在基模, 电子注与基模 -1 次空间谐波同步. 15 kV 电子注与慢波结构冷色散曲线的交点对应频率约 94 GHz (图 5), 该点附近的冷色散曲线较陡, 有较大的电子调谐斜率, 且耦合阻抗适中, 适合作为频带中心. 调节工作电压会改变电子注色散线的斜率, 交点发生移动, 工作频率变化, 由此实现返波振荡器的宽频带电子调谐. 从图 5 中可以发现, 传统单栅和开槽单栅有一个共同点, 即返波耦合阻抗随着工作频率的升高而增大. 返波振荡器的小信号理论指出, 电子效率与耦合阻抗成正比相关性^[1], 据此判定基于这种慢波结构的返波振荡器高频端的电子效率 η_e 比低频端的高. 此外, 从色散曲线中可知高频端对应的返波相速 $v_{p-1} = \frac{\omega}{\beta_{-1}}$ 更大, 需要更高的同步工作电压 $U_0 \approx \sqrt{\frac{m_e v_{p-1}^2}{2e}}$. 由此预测当电子注电流 I_0 为一定值时, 返波振荡器在高频端的输出功率 $P = \eta_e I_0 U_0$ 更大.

3 返波振荡器模型

返波振荡器的电磁波功率需要靠输能结构尽可能无损耗地耦合输出. 在毫米波段, 能量输出器多采用波导形式. 在慢波结构和能量输出器之间需要设计合理的慢波过渡部分以减小反射. McVey^[15], Mineo^[13] 等人针对传统单矩形栅波导设计了慢波过渡部分, 设计思路是使矩形栅波导的栅高度和栅宽度按一定规律逐渐降至零, 由此过渡到常规矩形波导, 这种设计方案是为了适应 UV-LIGA 或 DIRE 等二维加工工艺. 缺点是渐变长度较长^[13,15]. 究其原因, 矩形波导中传输的基模为 TE_{10} 模, 而慢波结构中注波相互作用产生的电磁波是含有较强 E_z 分量的 TM 模与 TE 模的混合模, 为了获得

较高的模式转换效率就需要较长渐变段平滑过渡. 但过长的过渡不利于电子注的传输和聚焦, 也增加了整管长度和工艺复杂度. 为此本文设计了一种较简洁的慢波过渡部分, 如图 11 所示, 在开槽单矩形栅波导的 E 面开口连接上矩形波导的横截面, 这样矩形波导中的基模 TE_{10} 模通过开口传播到矩形栅波导中时, 一部分 E_y 分量自然地成为矩形栅波导的 E_z 分量. 该过渡结构的传输特性通过 CST-MWS 的时域瞬态求解器计算而得. 模型包括 20 个慢波周期和过渡结构. 通过调整输出端口宽度 Z 和槽深度渐变变量 b_1 可以改变信号的传输特性, 优化后的一组计算结果如图 12 所示, 在 $86\text{--}102\text{ GHz}$ 范围内反射系数优于 -20 dB , 传输损耗小于 0.7 dB .

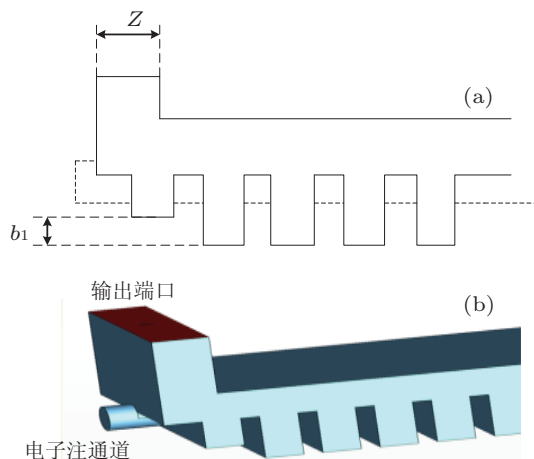


图11 慢波过渡部分仿真模型 (a) 二维图; (b) 三维图

此外, 从输出端处反射回来的电磁波对返波管的稳定工作有显著不良影响. 为此本文设计了终端匹配衰减器. 衰减材料选为 BeO-SiC , 该复合损耗材料的介电常数为 11.5 , 损耗角正切为 0.3 , 功率容量大, 散热性能较好^[26]. 电磁波最终要耦合至 W 波段标准矩形波导 WR-10 输出, 而慢波过渡部分末端的波导尺寸 $2.3\text{ mm} \times 0.6\text{ mm}$, 与标准

波导尺寸 $2.54 \text{ mm} \times 1.27 \text{ mm}$ 不同, 为此需要波导渐变部分, 采用了直线渐变波导以方便加工. 由 80 个周期的慢波结构、慢波过渡部分、能量输出器以及终端匹配衰减器组成的返波振荡器模型如图 13 所示. 图 14 显示了这支返波振荡器的驻波比特性, 在 82—99 GHz 范围内驻波比小于 1.2, 在 75—102 GHz 的频率范围驻波比小于 1.5.

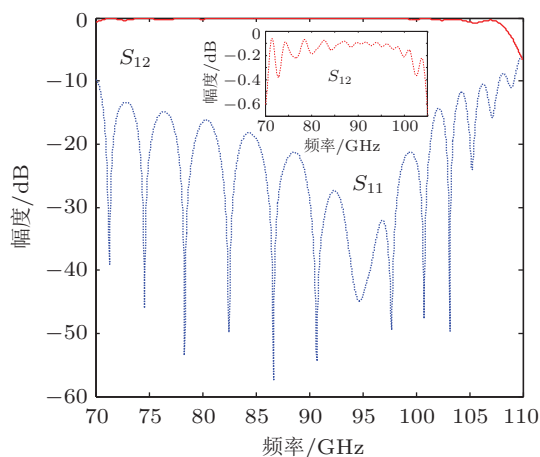


图 12 $Z = 0.6 \text{ mm}$, $b_1 = 0.36 \text{ mm}$ 时慢波结构的信号传输特性

4 PIC 粒子模拟与结果分析

4.1 中心频率工作点的仿真验证

完成返波振荡器的基本参数的设计以后, 利用 CST-PS^[24] 的 PIC 求解器进行三维大信号注波相互作用仿真计算. 为降低复杂度, 返波振荡器模型仅包括慢波结构和过渡部分. 电子注半径为 0.15 mm , 注电流设为 8 mA , 对应电流密度为 11.3 A/cm^2 . 纵向施加 0.3 T 的均匀磁场来保证电子注的良好传输. 首先进行中心频率点的仿真, 工作电压设为 15 kV , 则直流电子注功率为 120 W . 参数设置完成后, 在 2.99 GHz CPU 和 4 GB 内存的 PC 机计算平台上经过约 40 h 的计算, 获得以下结果: 图 15(a) 为基模振

荡信号在端口处的输出情况. 其中, 端口 1 设在相互作用区的始端, 而端口 2 在末端. 随着正反馈的进行, 端口 1 处的基模信号在 4 ns 后迅速上升, 12 ns 时出现饱和值 1.48 V , 15 ns 后振荡信号幅值稳定于 1.44 V . 将幅值平方得峰值功率为 2.06 W , 对应于 1.7% 的电子效率. 端口 2 处的信号是从靠近端口 1 处的过渡结构反射而来, 振荡建立所延迟的时间为端口 1 至端口 2 的信号传播时间, 振荡幅值 0.03 V , 对应反射系数 -34 dB . 仿真中记录了第一高次模式振荡信号的输出情况, 如图 15(b) 所示. 第一高次模输出信号幅值在两个端口皆低于 0.0015 V , 相对于基模信号可以忽略. 对端口基模输出时域信号进行 FFT 处理获得信号频谱图, 如图 16 所示. 信号频谱纯净, 峰值在 93.7 GHz 处, 略小于理论预测值, 3 dB 谱线宽度约 0.04 GHz .

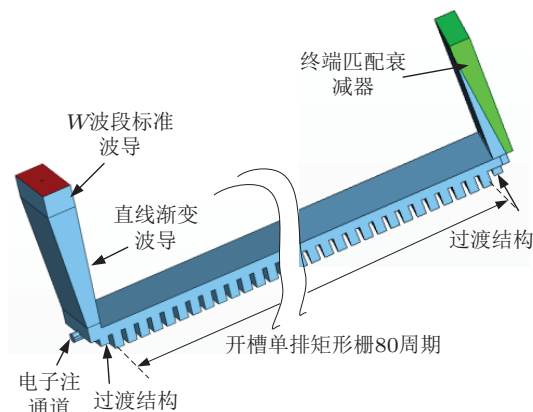


图 13 返波振荡器模型

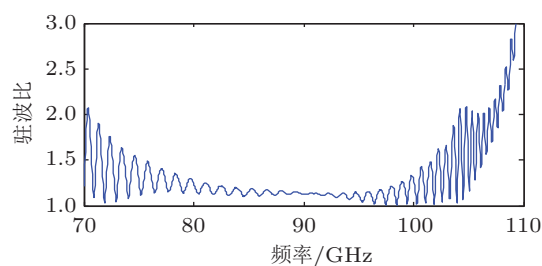


图 14 返波振荡器驻波比特性

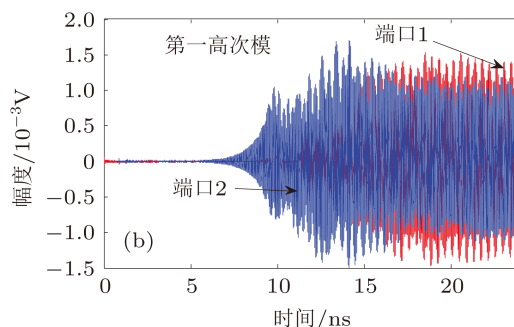
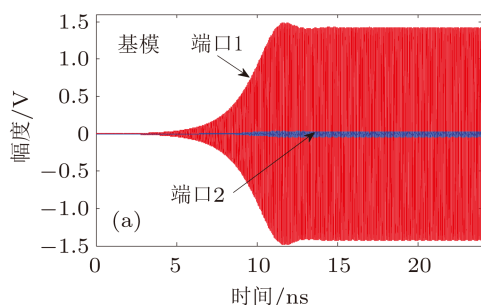


图 15 输出端口时域电压波形 (a) 基模; (b) 第一高次模

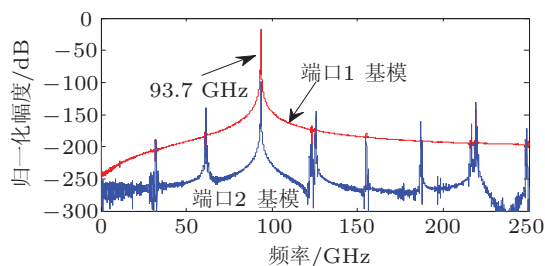


图 16 端口基模输出电压信号频谱图

4.2 电子调谐性能与输出特性

保持发射电流和其他参数不变, 仅调节工作电压, 经过一系列仿真计算后, 获得了返波振荡器的电子调谐特性, 如图 17 所示. 工作电压由 13 kV 上升到 20 kV, 对应的振荡频率从 89.7 GHz 变化到 100 GHz. 峰值输出功率和电子效率与频率的关系如图 18 所示. 随着频率的上升, 峰值输出功率由 1.35 W 增加到 3.30 W, 相应电子效率由 1.28% 上升至 2.06%, 这些结果与前文所做预测相符. 电压大于

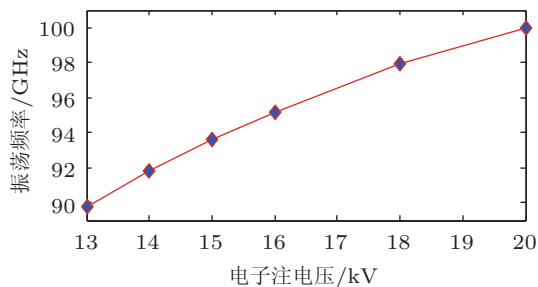
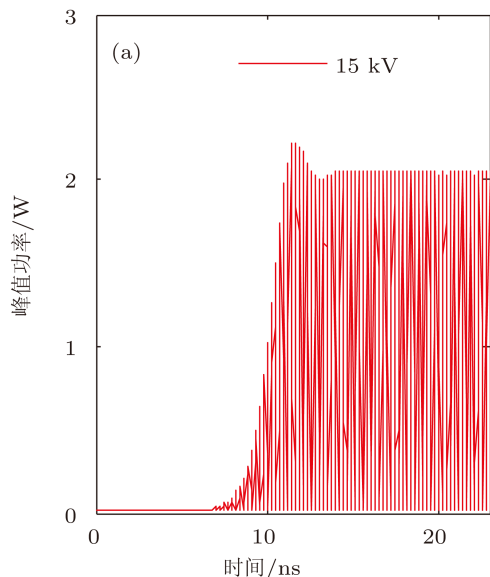


图 17 返波振荡器电子调谐特性

18 kV 时, 电子效率几乎不增加, 出现了电子过群聚



现象. 如图 19 所示, 当工作电压设为 20 kV 时, 相对于 15 kV, 相互作用区末端电子的群聚情况变坏, 有些群聚块甚至已分裂. 这种影响的一种外在表现是峰值输出功率需很长时间才能逐渐稳定, 且稳定后仍有一定的时域波动, 如图 20 所示. 若继续增大工作电压, 过群聚会更严重, 输出功率波动更大. 更高的电压需要更庞大的电源, 不利于辐射源小型化. 若继续减小工作电压, 由于电子效率低, 输出功率可

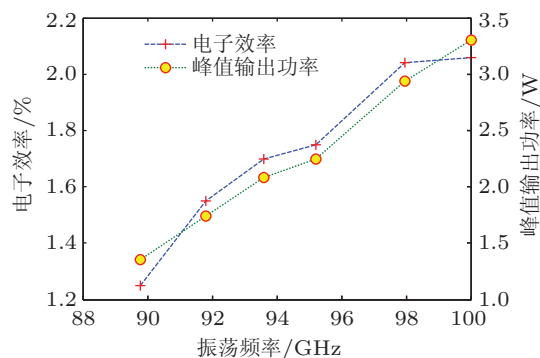


图 18 返波振荡器输出特性

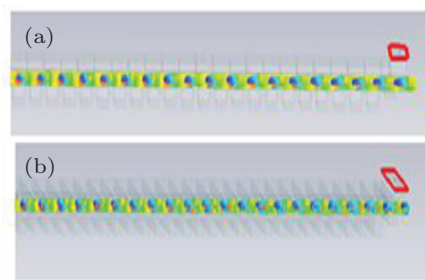
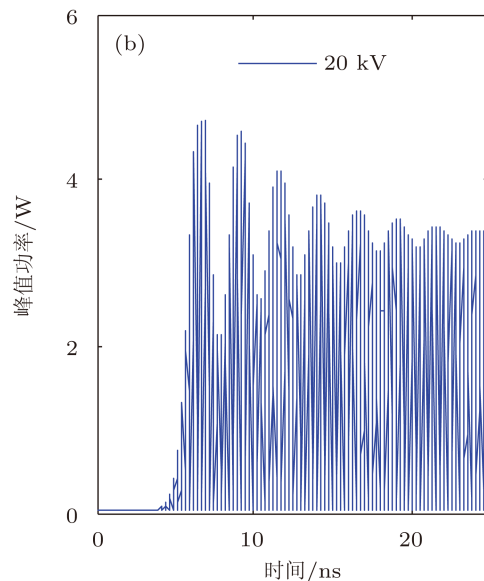
图 19 $t = 15$ ns 时相互作用区末端电子群聚图 (a) 15 kV; (b) 20 kV

图 20 基模振荡信号峰值功率时域图 (a) 15 kV; (b) 20 kV

能达不到瓦级, 频带内的功率落差较大. 因此暂时将电压设定在上述调节范围.

5 结 论

本文针对传统单矩形栅的场分布特点提出一种开槽单矩形栅慢波结构. 利用三维全电磁场仿真软件对该结构的色散特性、耦合阻抗以及趋肤损耗等高频特性进行了仿真分析. 结果表明, 相较于传统单栅, 新结构配合圆形电子注工作时能获得较大的耦合阻抗和更好的色散特性, 且模式竞争的可能性很小, 此外, 新结构的趋肤损耗略有下降. 设计

了一支基于开槽单矩形栅和圆形电子注的 W 波段返波振荡器, 并用三维 PIC 仿真平台 CST-PS 对该返波振荡器的输出特性进行了仿真实验. 计算结果表明, 该返波振荡器的输出功率在较宽频带内能达到瓦级, 电子效率在 1% 以上, 是一种潜在的毫米波辐射源. 这种开槽单栅慢波结构在 W 波段采用传统的电火花线切割或高速铣工艺即可加工完成, 若在更高频段, 可采用 UV-LIGA, DIRE 技术进行微精细加工. 可以预测, 由于能适应技术成熟的圆形电子注, 开槽单栅慢波结构在太赫兹返波振荡器也应有较好的应用前景.

- [1] Booske J H, Dobbs R J, Joye C D, Kory C L, Neil G R, Park G S, Park J, Temkin R J 2011 *IEEE Trans Terahertz Science and Technology* **1** 54
- [2] Dobroiu A, Yamashita M, Ohshima Y N, Morita Y, Otani C, Kawase K 2004 *Appl. Opt.* **43** 5637
- [3] Gorshunov B, Volkov A, Spektor I, Prokhorov A, Mukhin A, Dressel M, Uchida S, Loidl A 2005 *Int. J. Infrared Millimeter Waves* **26** 1217
- [4] Pronin A V, Goncharov Y G, Fischer T, Wosnitza J 2009 *Rev. Sci. Instrum.* **80** 1
- [5] Ives L, Kory C, Read M, Neilson J, Caplan M, Chubun N, Wilcox R, Robinson T 2004 *Monterey IEEE International Vacuum Electronics Conference* April 27–29 2004 p67
- [6] Feng J J, Ren D P, Li H Y, Tang Y, Xing J Y 2011 *Terahertz Science and Technology* **4** 164
- [7] Dayton J A, Kory C L, Mearini G T, Malta D, Lueck M, Vancil B 2012 *Monterey IEEE International Vacuum Electronics Conference* April 24–26 2012 p399
- [8] Dayton J A, Kory C L, Mearini G T, 2006 *Monterey IEEE International Vacuum Electronics Conference* April 25–27 2006 p423
- [9] Xu X, Wei Y, Shen F, Huang M Z, Tang T, Duan Z Y, Gong Y B 2012 *Chin. Phys. B* **21** 068402
- [10] Mineo M, Paoloni C 2010 *IEEE Trans. Electron Devices* **57** 3169
- [11] Shin Y M, Barnett L R, Luhmann N C 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **56** 706
- [12] He J, Wei Y Y, Gong Y B, Duan Z Y, Wang W X 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2843 (in Chinese) [何俊, 魏彦玉, 宫玉彬, 段兆云, 王文祥 2010 物理学报 **59** 2843]
- [13] Mineo M, Paoloni C 2010 *IEEE Trans. Electron Devices* **57** 1481
- [14] Collin R E 1966 *Foundations for microwave engineering* (New York: McGraw-Hill) p383
- [15] McVey B D, Basten M A, Booske J H, Joe J, Scharer J E 1994 *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **42** 995
- [16] Zaginaylov G I, Hirata A, Ueda T, Shiozawa T 2000 *IEEE Trans. Plasma Science* **28** 614
- [17] Gong Y B, Lu Z G, Wang G J, Wei Y Y, Huang M Z, Wang W X 2006 *J. Infrared Millim. Waves* **25** 0173 (in Chinese) [宫玉彬, 路志刚, 王冠军, 魏彦玉, 黄民智, 王文祥 2006 红外与毫米波学报 **25** 173]
- [18] Lu Z G, Wei Y Y, Gong Y B, Wu Z M, Wang W X 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3318 (in Chinese) [路志刚, 魏彦玉, 宫玉彬, 吴周淼, 王文祥 2007 物理学报 **56** 3318]
- [19] Lu Z G, Wei Y Y, Gong Y B, Wang W X 2006 *J. Infrared Millim. Waves* **25** 349 (in Chinese) [路志刚, 魏彦玉, 宫玉彬, 王文祥 2006 红外与毫米波学报 **25** 349]
- [20] Pierce J R 1956 *IRE Trans. Electron Devices* 3183
- [21] Booske J H, McVey B D, Antonsen T M 1993 *J. Appl. Phys.* **73** 4140
- [22] Nguyen K T, Pasour J A, Antonsen T M, Larsen P B, Petillo J J, Levush B 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **55** 744
- [23] Liu Q L, Wang Z C, Liu P K 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 124101 (in Chinese) [刘青伦, 王自成, 刘濮鲲 2012 物理学报 **61** 124101]
- [24] CST. CST MWS Tutorials. [Online]. Available: <http://www.cstchina.cn/>
- [25] Kory C L, Read M E, Ives R L, Booske J H, Borchard P 2009 *IEEE Trans. Electron Devices* **56** 7
- [26] Calame J P, Garven M, Lobas D, Myers R E, Wood F, Abe D K 2006 *Monterey IEEE International Vacuum Electronics Conference* April 25–27 2006 p37

Design and simulation of W-band BWO based on slotted single-grating and cylindrical beam^{*}

Xie Wen-Qiu^{1)2)†} Wang Zi-Cheng¹⁾ Luo Ji-Run¹⁾ Liu Qing-Lun¹⁾ Dong Fang¹⁾

1) (*Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

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

(Received 7 March 2013; revised manuscript received 24 April 2013)

Abstract

A slotted rectangular single-grating with a cylindrical electron beam was proposed as the beam-wave interaction circuit of a W-band backward wave oscillator (BWO). Analysis on the slow-wave characteristics of the structure was done utilizing three-dimensional electromagnetic field simulation software CST-MWS. Results are as follows: The new structure can have a much larger coupling impedance than traditional one; the bandwidth of the fundamental mode can be broadened and the fundamental mode is unlikely to compete with the high-order mode. The loss caused by the skin effect is reduced. The structure was applied to design a W-band backward wave oscillator whose band center is 94 GHz. A simple slow-wave transition part, and the output coupler and terminal matching attenuator were designed, the parameters of which were optimized to obtain good signal transmission. Using CST-PS's PIC solver, a three-dimensional large-signal particle simulation was done. After setting a suitable electron current and other parameters, watts scale peak output power was obtained within a wide frequency band by adjusting the working voltage, and the electronic efficiency in the band was greater than 1%.

Keywords: slotted rectangular single-grating, cylindrical beam, back ward wave oscillator, W band

PACS: 85.45.Bz, 84.40.Fe, 84.30.Ng

DOI: 10.7498/aps.62.158503

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61172016), and the Natural Science Foundation of Beijing, China (Grant No. 4122030).

[†] Corresponding author. E-mail: xiewenqiu11@mailsucas.ac.cn