

文章编号: 2095-4980(2020)06-0967-07

基于 SDRWS 的 340 GHz 返波管的计算机模拟

王自成¹, 尚新文¹, 李联炳^{1,2}, 曹林林^{1,2}, 唐伯俊¹, 肖 刘¹

(1.中国科学院 电子学研究所, 北京 101400; 2.中国科学院大学, 北京 100039)

摘要: 采用计算机模拟的方法对一种基于双排矩形波导慢波结构(SDRWS)的 340 GHz 返波管进行详细研究。首先对返波管所需的电子枪和永磁聚焦系统进行计算机模拟, 结果表明, 永磁聚焦系统与电子枪相结合, 能够产生并维持 14~17 kV, 43.4 mA 的电子注和 18~21 kV, 56.1 mA 的电子注, 且电子注电压在 14~21 kV 之间时, 电子注在慢波结构区域的最大半径小于 0.08 mm, 半径波动最大值为 0.034 mm。利用所计算的电子注, 对基于 SDRWS 的 340 GHz 返波管进行相互作用计算, 结果表明, 当电子注电压在 14~21 kV 之间调谐时, 输出电磁波在 326~352.6 GHz 之间, 输出功率大于 2 W。同时, SDRWS 的电子注通道半径为 0.09 mm, 相对较大, 降低了返波管的制造难度。

关键词: 返波管; 双排矩形波导慢波结构; 永磁聚焦系统; 粒子模拟

中图分类号: TN128

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019341

Computer simulation of a 340 GHz backward wave tube based on SDRWS

WANG Zicheng¹, SHANG Xinwen¹, LI Lianbing^{1,2}, CAO Linlin^{1,2}, TANG Bojun¹, XIAO Liu¹

(1.Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 101400, China;

2.Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: A 340 GHz Backward Wave Tube(BWT) based on Staggered Double Rectangular Waveguide Structure(SDRWS) is studied in detail by computer simulation. Firstly, an electron gun and a permanent magnet focus system are calculated, the results shows that beams with 14 kV–17 kV of voltage, 43.4 mA of current and 18–21 kV of voltage, 56.1 mA of current are produced and maintained, the maximum radius of the beam is smaller than 0.08 mm, and the maximum radius variance of the beam reaches 0.034 mm. Secondly, combining those beams with SDRWS, the interaction in the BWT based on SDRWS is calculated, the results shows that the working frequencies of the BWT cover 326–352.6 GHz when the beam voltage is tuned within 14–21 kV and the output powers of the BWT are larger than 2 W. In the simulations, the radius of the SDRWS is set to be a relatively big value of 0.09 mm, signifying that the manufacturing of the BWT is relatively easy.

Keywords: Backward Wave Tube; Staggered Double Rectangular Waveguide Structure; permanent magnet focus system; particle-in-cell simulation

返波管是一种工作在周期慢波结构的-1次空间谐波上的电真空器件, 是目前能够工作在 1 THz 及以上频段的一种小型化电真空器件。与同等功率其他器件相比, 体积最小, 质量最轻, 且工作频率能够电调谐, 特别适用于通信及仪器仪表等。国外, 乌克兰和俄罗斯早在 20 世纪末就研制出了工作频率为 1 THz 的返波管^[1-2]。近年来, 俄罗斯的 ISTOK 开始进一步改进这些返波管的性能, 一方面试图将工作频带上拓到 3 THz, 另一方面试图用多极降压收集极技术将总功耗降低至 40 W 以下^[3-4]。美国的 Northrop Grumman 公司报道过一种 0.605~0.675 THz 的返波管, 在 3%的工作比条件下检测到 50 mW 的峰值功率^[5-6]。围绕法国 Thales 公司及欧洲的 OPTHER(EU FP7 Optically driven terahertz amplifier)项目, 多国学者对基于单排板状栅慢波结构和带状电子注的 1 THz 返波管进行了模拟计算, 预测在 20%的可调谐带宽内输出功率可达到 100 mW^[7-8]。此外, 还开展了基于

收稿日期: 2019-06-20; 修回日期: 2019-11-11

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61172016); 北京市自然科学基金重点资助项目(201511232037)

作者简介: 王自成(1966-), 男, 博士, 研究员, 主要从事短毫米波与太赫兹器件的研究。email:wzich_cn@sina.com

双排柱状栅慢波结构和圆形电子注的 1 THz 返波管的模拟研究^[9], 模拟预测的输出功率为 6 mW。他们还报道过用于热核聚变的等离子体检测的 340 GHz 返波管的研究情况^[10], 一种注波相互作用构型沿用双排柱状栅慢波结构和圆形电子注的构型, 另外一种则转用双排矩形波导慢波结构和带状电子注的构型, 两种构型的模拟预测的输出功率分别为 1 W 和 400 mW, 预测的可调谐带宽分别为 12 GHz 和 1 GHz, 并采用数控铣(nano-CNC milling)方法加工制造了双排矩形波导慢波结构, 设计制造了输能窗和电子枪部件。

国内, 中国电子科技集团第 12 研究所于 2011 年报道了基于折叠波导和圆形电子注及基于折叠波导和带状电子注的 220 GHz 返波管的初步模拟研究和制造工艺研究^[11]。2013 年, 该单位报道了基于折叠波导和圆形电子注的 340 GHz 返波管研究情况^[12], 模拟结果表明, 当调谐电压为 14~16.2 kV, 工作电流为 8 mA 时, 在 337~347 GHz 的频率范围内可得到 10 mW 输出功率。2017 年, 该单位进一步报道了 0.346 THz 返波管的慢波结构、电子枪及输能结构的制造情况^[13]。此外, 中国科学院电子学研究所于 2013 年报道了基于开槽单矩形栅和圆形电子注的 0.65 THz 的返波管的计算机模拟^[14], 结果表明, 注电压在 10~15 kV 之间调谐时, 7 mA 的圆形电子注可以在 621.2~669.3 GHz 频带内产生大于 0.4 W 的输出功率。2015 年, 该单位发表了基于开槽单矩形栅和带状电子注的 1 THz 的返波管的计算机模拟^[15], 结果表明, 注电压在 9.949~16.534 kV 之间调谐时, 8 mA 的带状电子注可以在 0.96~1.1 THz 频带内产生大于 0.1 W 的输出功率。该单位于 2013 年发表了基于双排矩形波导慢波结构和圆形电子注的 0.35 THz 返波管的模拟研究^[15-16], 结果表明, 注电压在 8~20 kV 之间调谐时, 30 mA 的圆形电子注可以在 324~374.05 GHz 频带内产生大于 3 W 的输出功率, 其中最大功率达到 16 W, 这些模拟预测指标高于文献[10]的模拟指标。中国科学院电子学研究所还开展了用于 0.35 THz 返波管的双排矩形波导慢波结构的基于激光加工的实际制造研究^[17], 于 2016 年对获得基本合格慢波部件的情况进行了报道^[18], 所采用的制造方法获得了国家发明专利授权。

但是, 上述计算模拟研究主要集中在返波管的相互作用方面, 对返波管的极细电子注所需的电子光学系统的研究还不够充分。此外, 文献[15-16]中所模拟的返波管的电子注通道仅为 0.05 mm, 存在很大的制造困难。研究表明, 为克服这一困难, 需要适当放大电子注通道半径, 并通过适当增加注电流和慢波结构总长度的方法, 以补偿因电子注半径扩大所造成的相互作用效率的降低。本文对这些问题做进一步研究。

1 电子光学系统的计算机模拟

文献[16-17]中, 电子枪阴极半径取为 0.6 mm, 对所需电子枪进行了优化设计, 在注电压为 14 kV 时, 获得了注半径为 0.04 mm 的稳定电子注。但文献里的电子注通道半径为 0.05 mm, 两者之比为 80%, 因此电子注与电子注通道之间的间隙只有 0.01 mm, 实现难度很大。如果把电子注通道半径调整为 0.09 mm, 并设计出半径为 0.05~0.07 mm 的电子注产生与维持系统, 则电子注半径与电子注通道半径之比改变为 56%, 电子注与电子注通道之间的间隙可以扩大到 0.02 mm, 制造难度将会大幅度降低。

为此, 采用 MTSS(Microwave Tube Simulator Suite)对所需电子枪进行模拟计算, 计算模型如图 1(a)所示。该电子枪设置 2 个阳极: 第一个阳极的作用是向阴极支取一定的电流, 通过调节该电极电压 U_1 调节注电流 I_0 , 使之在 40~60 mA 之间; 第二个阳极的作用是调节注电压 U_0 , 通过改变该电极电压 U_0 , 对返波管的工作频率进行电调谐。在 MTSS 电子枪计算模型中, 全局网格设置为 0.02 mm, 电子轨迹计算步数设置为每个网格 5 步。

考虑电子初始发射速度零散的影响。由于电子初始发射速度零散产生的发射角度零散 θ :

$$\theta = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{kT}{eU_0}} \quad (1)$$

式中: k 为玻兹曼常数(1.38×10^{-23} J/K); T 为阴极温度, 取 1 323 K; e 为电子电荷(1.6×10^{-19} C); U_0 为电子注电压, 取 10 kV。计算出 θ 为 0.19°。在计算模型中将 θ 设置为 0.19°, 将以 θ 发射的电子比例设为 20%。

当 U_1 为 10 kV, U_0 为 16 kV 时, 在暂不考虑聚焦磁场的情况下, 电子注轨迹在 OYZ 平面的投影如图 1(b)所示。此时电子注电流 I_0 为 43.4 mA, 注腰位置为 14.9 mm, 注腰半径为 0.041 mm。当 U_1 为 12 kV, U_0 为 18 kV 时, 在暂不考虑聚焦磁场的情况下, 电子注轨迹在 YZ 平面的投影如图 1(c)所示。此时电子注电流 I_0 为 56.1 mA, 注腰位置为 14.77 mm, 注腰半径为 0.049 mm。

同时, 采用 MTSS 对所需的永磁聚焦系统进行模拟计算, 计算模型如图 2(a)所示, 图中的永磁体共有 3 块, 相邻两块永磁体的极性相反。另外, 每块永磁体的内径参差不齐, 目的是根据需要对轴向磁场分布进行一定程度的调节: 在需要增强轴向磁场强度的部位, 可以适当缩小永磁体的内径; 在需要降低轴向磁场强度的部位, 可以适当扩大永磁体的内径。利用该模型计算所得的磁场在轴线上的分布如图 2(b)所示, 最大值为 0.46 T,

阴极位置处的轴向磁场为 7.8×10^{-4} T。

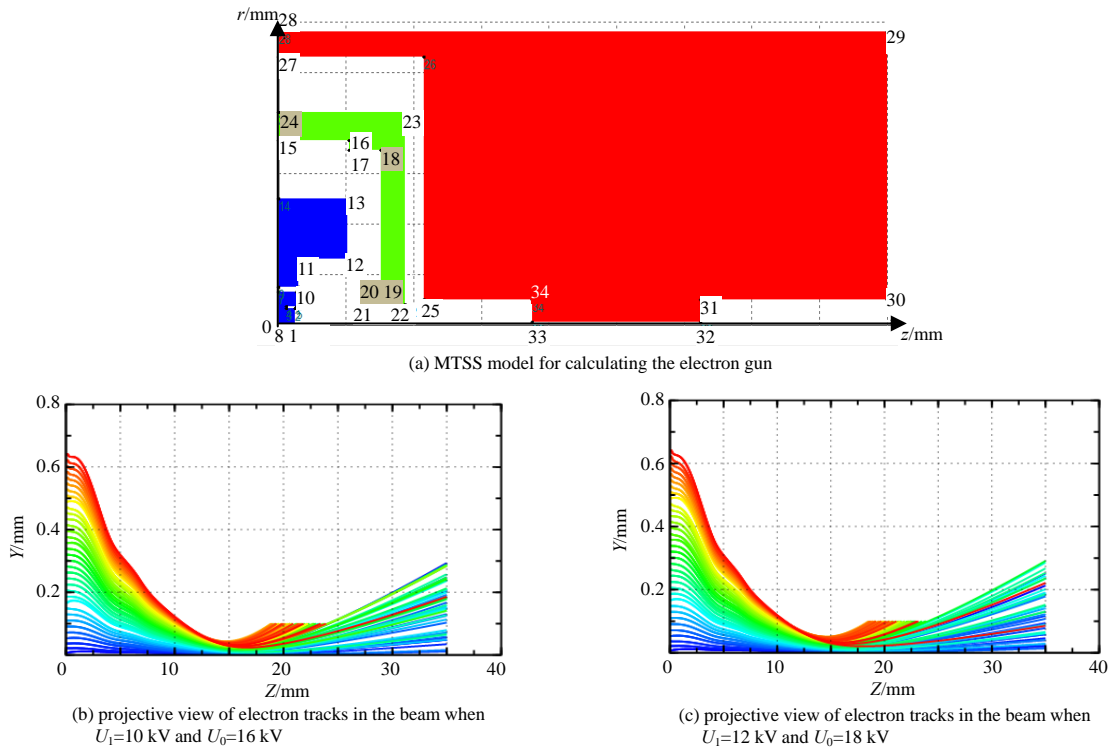


Fig.1 MTSS model for calculating the electron gun for the 340 GHz BWT and the calculated results

图 1 340 GHz 返波管所需电子枪的 MTSS 模型及计算结果

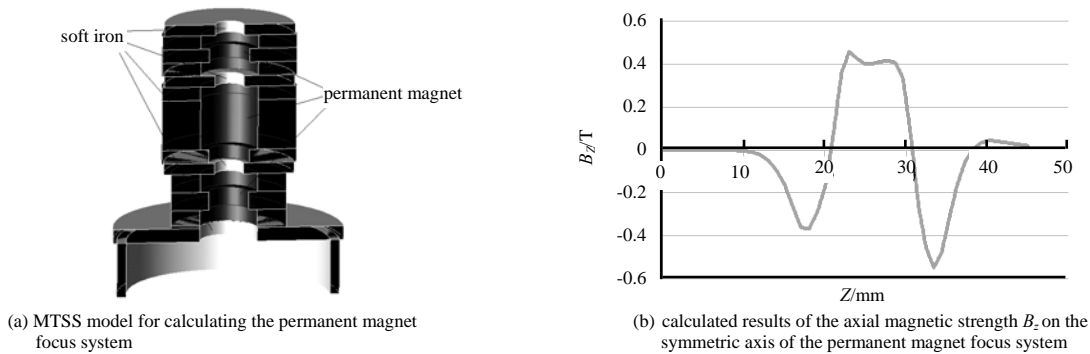


Fig.2 MTSS model for calculating the permanent magnet focus system and the calculated results

图 2 永磁聚焦系统计算模型和计算结果

在图 1(a)的计算模型中导入由图 2(a)所计算的磁场分布后，重新用 MTSS 计算了电子注轨迹。由于返波管的工作频率需要通过改变第二阳极电压 U_0 进行电调谐，因此当 U_0 在 14~21 kV 之间变化时，要求电子光学系统能够维持电子注的稳定通过。计算中，当 U_1 为 10 kV 时， U_0 在 14~15 kV 之间分别取 4 个点进行计算；当 U_1 为 12 kV 时， U_0 在 18~21 kV 之间分别取 4 个点进行计算。 U_0 为 16~19 kV 时的电子注轨迹在 OYZ 平面的投影如图 3(a)~(d)所示。

由于慢波结构处于图 3 中的坐标为 15~25 mm 的区间内，因此在此区间内的最大电子注半径是电子注通过率的关键。提取该区间内的最大电子注半径和最小电子注半径，列于表 1 中。从表 1 可知，当 U_0 在 14~21 kV 之间时，电子注最大半径与电子注通道半径之差大于 0.01 mm，可以预计电子注有较好的通过率。当电子注 U_0 为 14 kV、17 kV 和 21 kV 时，电子注半径的波动较大，分别达到 0.028 mm、0.033 mm 和 0.034 mm。因此，继续缩小电子注半径的波动和最大电子注半径仍然是下一步工作的重要内容。

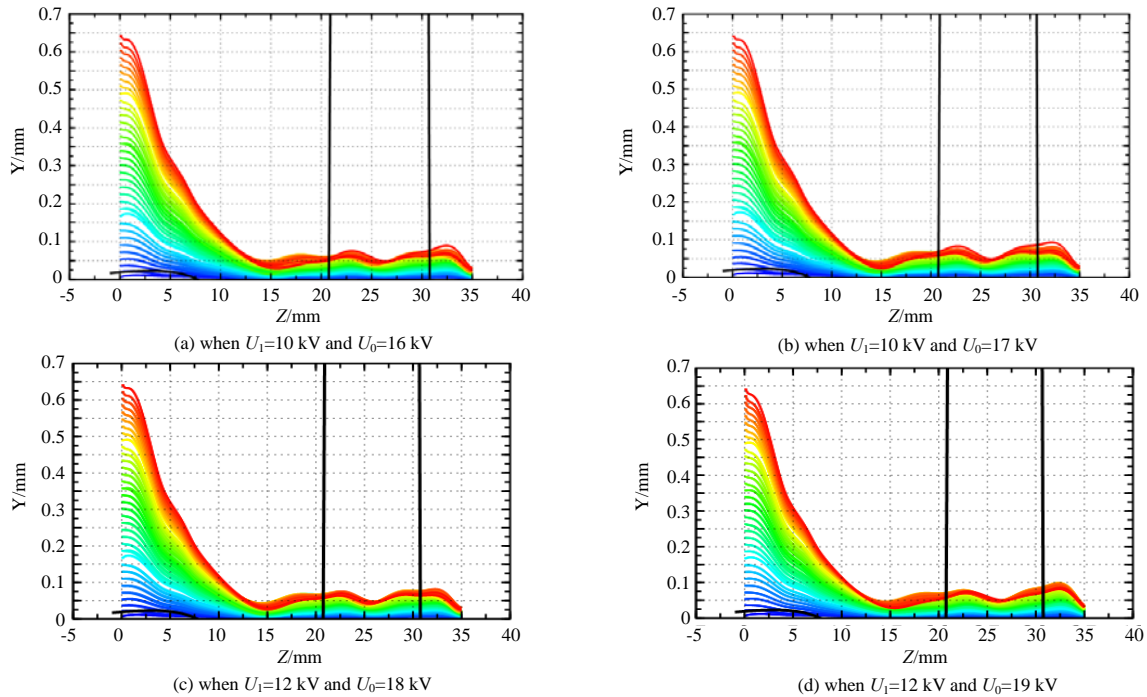


Fig.3 Calculated results of the electron gun and permanent magnet focus system as a whole
图 3 电子枪和永磁聚焦系统作为整体的计算结果

表 1 不同电子注电压下的最大电子注半径 $r_{b,max}$ 和最小电子注半径 $r_{b,min}$

Table1 Maximum radius and the minimum radius of the beam under different beam voltages

	U_0/kV							
	14	15	16	17	18	19	20	21
$r_{b,max}/mm$	0.078	0.075	0.075	0.076	0.074	0.078	0.080	0.080
$r_{b,min}/mm$	0.050	0.053	0.050	0.045	0.056	0.046	0.046	0.046

2 色散特性和输出端口反射系数的模拟计算

单个周期的 SDRWS 如图 4(a)所示, 其中 a 为 SDRWS 结构的波导头宽边边长, b 为 SDRWS 结构的波导头深度, p 为 SDRWS 结构的周期, t 为 SDRWS 结构的波导头之间的金属壁厚度, r 为 SDRWS 结构的电子注通道半径。通过比较返波管的目标工作频带和返波管中的 SDRWS 的色散曲线, 同时参考电子注电压调谐范围, 可以初步确定 SDRWS 的这些结构尺寸。步骤如下: a) 将 SDRWS 的结构尺寸预设为已知的确定值, 用 CST 等软件建立色散计算模型, 计算其色散曲线; b) 根据色散曲线以及电子注调谐范围, 判断 SDRWS 是否能够工作在目标工作频带: 如果能, 转入注波相互作用计算; 如果不能, 调整 SDRWS 的结构尺寸, 直到色散曲线满足要求为止。

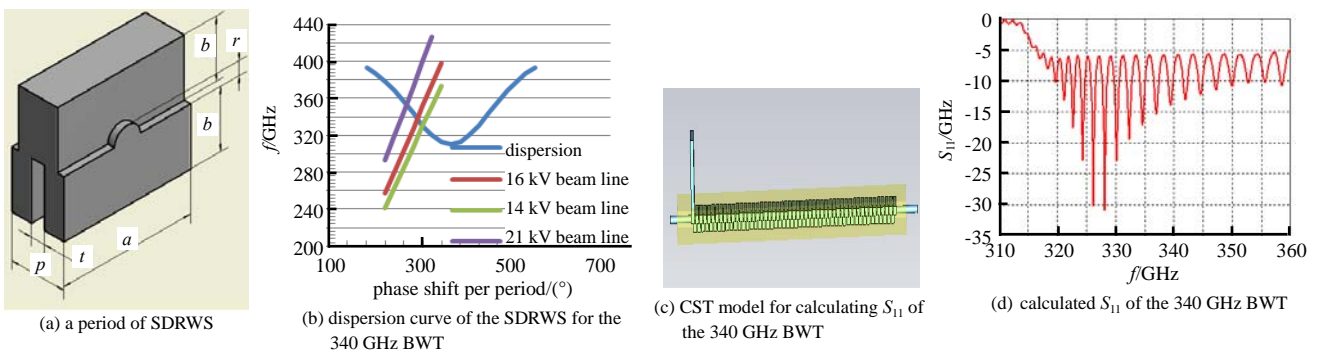


Fig.4 Calculated dispersion curve of the SDRWS and the calculated S_{11} of the 330-350 GHz BWT

图 4 330~350 GHz 返波管的色散特性和 S_{11} 计算结果

采用 CST Studio Suite 2013 建立慢波结构色散计算模型，其结构参数的初始值如表 2 所示。表 2 中同时列出了文中需要的慢波结构周期数 N 和慢波结构金属外套的电导率 σ 。此外，作为对比，也列出文献[19]中所设置的初始值。本文采用的电子注通道半径 r 为 0.09 mm，与文献[17]相比有显著增大。

表 2 340 GHz 返波管用双排矩形波导慢波结构参数
Table 2 Structural parameters of SDRWS for 340 GHz BWT

	a/mm	b/mm	p/mm	t/mm	r/mm	N	$\sigma/(\text{S/m})$
reference[17]	0.50	0.18	0.160	0.04	0.05	40	5.98×10^7
initial values	0.55	0.20	0.178	0.04	0.09	50	3×10^7
optimized values	0.60	0.20	0.163	0.04	0.09	50	3×10^7

计算其色散特性，结果如图 4(b)所示。为了通过 SDRWS 的色散曲线和电子注电压以确定返波管的工作频率，图 4(b)中还画出了 14 kV, 16 kV 和 21 kV 的电子注对应的直线，它们与色散曲线的交点的横坐标分别为 $265^\circ, 288.5^\circ$ 和 300.7° ，纵坐标分别为 330.3 GHz, 337.9 GHz 和 353 GHz。对于任意的电子注电压，都可以画出其对应的直线，并计算该直线与色散曲线的交点的纵坐标。在不考虑电子注扰动的条件下，这些交点的纵坐标正是返波管在这些电子注电压下的工作频率。因此，可以得出返波管的注电压-频率曲线。由于结构参数是经过多轮优化后选定的，计算得到的工作频率点基本覆盖了返波管的目标工作频率。但一般情况下，所获得的工作频率点与目标工作频率可能存在差距，需要调整结构参数并反复进行计算。采用 CST 为 50 周期的双排矩形波导慢波结构建立计算输出端口的反射系数 s_{11} 的计算模型，如图 4(c)所示。模型中的慢波结构尺寸和在慢波结构外部的金属套的电导率如表 2 所示，但对输出端口一端的 2 个周期内的慢波结构，其参数 a 扩大了 0.02 mm。 s_{11} 计算结果如图 4(d)所示，在 320~360 GHz 频带内， s_{11} 的幅度小于 -5 dB。表明外部激励在该频带内可以被输出端口耦合到返波管内部，反之，返波管内部产生的电磁振荡也可以通过输出端口耦合出来。根据这一点可以得出初步结论，如图 4(c)所示的返波管慢波结构及输出端口满足从返波管内部提取电磁振荡的要求。

3 注波相互作用的模拟计算

用 CST PIC 计算该返波管的注波相互作用。除了增加了电子注发射体及发射面之外，使用的模型与图 4(c)一致，慢波结构尺寸和电导率仍如表 2 所示。此外，整个计算模型置入 1 T 的轴向均匀磁场中，以保证电子注顺利通过电子注通道。将注电压 U_0 设为 14 kV，注电流 I_0 设为 43.4 mA，进行首轮注波相互作用计算，相应的输出端口归一化电压及其频谱分别如图 5(a)~5(b)所示。随后，将注电压(注电流) $U_0(I_0)$ 分别设为 15 kV(43.4 mA), 16 kV(43.4 mA), 17 kV(43.4 mA), 18 kV(56 mA), 19 kV(56 mA), 20 kV(56 mA) 和 21 kV(56 mA)，又进行了 7 轮注波相互作用计算，其中相应于 18 kV(56 mA) 的输出端口归一化电压及其频谱分别如图 5(c)~5(d)所示。

从图 5 的计算结果中可以提取频率，从而得到注电压-频率曲线，如图 6 中的曲线“initial”所示。可见，当注电压在 14~21 kV 之间变化时，输出电磁波的频率在 328.93~352.91 GHz 之间变化，覆盖了 330~350 GHz 频段。同样，可以计算相应频点的功率和电子效率，结果如图 7 中的“initial”所示，可知输出功率在 328.93~352.91 GHz 之间全部大于 1 W。

图 6 中的曲线“predicted by dispersion”是根据文中计算的色散曲线与不同电压的电子注线的交点频率绘制的。比较曲线“initial”和“predicted by dispersion”，两者最大相差 2.47 GHz，且低频端相差较大。比如，当注电压为 16 kV 时，相互作用计算预测的振荡频率为 336.63 GHz。而色散曲线与 16 kV 电子注线的交点频率为 337.9 GHz，两者相差 1.7 GHz。

4 结构尺寸优化

将慢波结构参数优化为表 2 中第 4 行的数据，将注电压(注电流) $U_0(I_0)$ 分别设为 15 kV(43.4 mA), 16 kV(43.4 mA), 17 kV(43.4 mA), 18 kV(56 mA), 19 kV(56 mA), 20 kV(56 mA) 和 21 kV(56 mA)，重新进行注波相互作用计算。优化后的注电压-频率曲线、功率和电子效率分别如图 6 和图 7 中的曲线“after optimization”所示，表明工作频带在低频端得到一定程度展宽，且低频端的功率和电子效率都有所提高，输出功率在 326~352.6 GHz 之间全部大于 2 W。比较表 2 中的结构尺寸，优化后的慢波结构宽边长度 a 增大了 0.05 mm，同时周期 p 缩小了 0.015 mm。对该结构慢波特性的计算表明， a 的增大会导致基模的下截止频率降低，所以优化后返波管的频带能够向下拓展。但 a, p 的调整量相当微小，需要精密的制造技术加以保证。

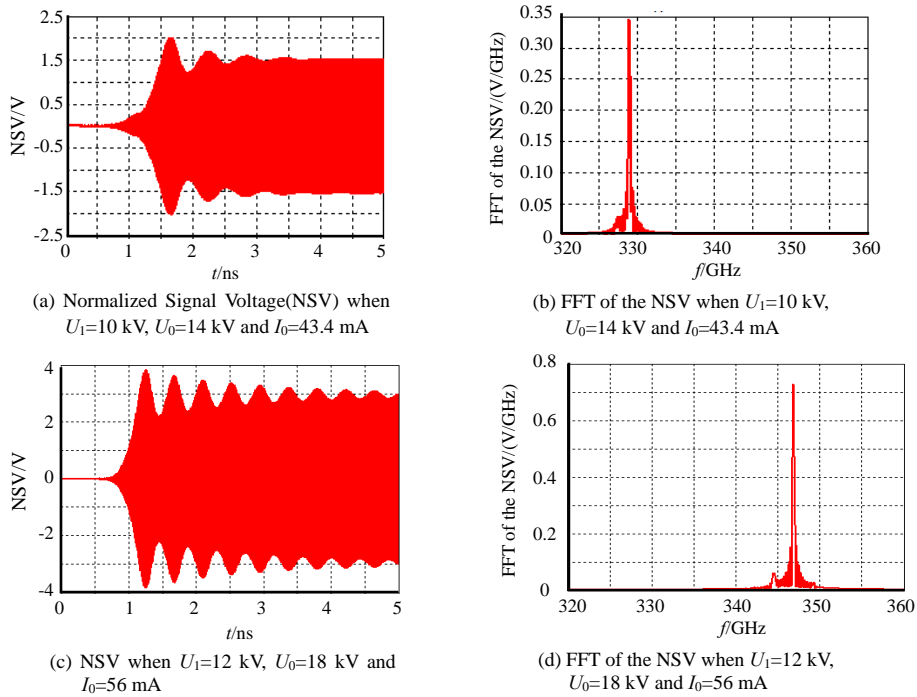


Fig.5 Calculated results of interaction of the 340 GHz BWT
图 5 340 GHz 返波管的注波相互作用计算结果

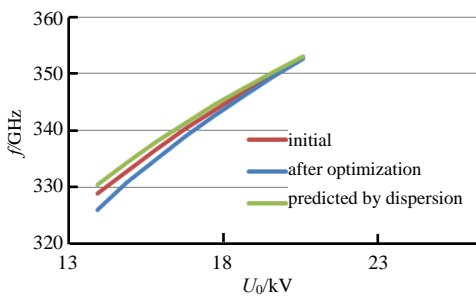


Fig.6 U_0 -frequency curves of 340 GHz BWT
图 6 340 GHz 返波管的电压-频率曲线

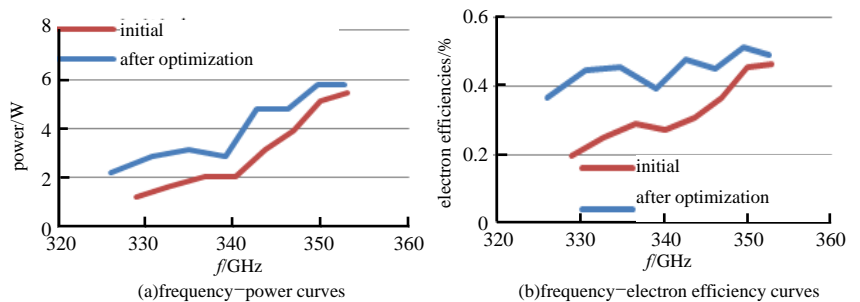


Fig.7 Calculated powers and electron efficiencies of 340 GHz BWT
图 7 340 GHz 返波管的功率与电子效率

5 结论

对 340 GHz 返波管所需的极细电子注的电子光学系统的计算机模拟表明, 永磁聚焦系统与电子枪相结合, 能够产生并维持 14~17 kV, 43.4 mA 的电子注和 18~21 kV, 56 mA 的电子注, 且电子注电压在 14~21 kV 之间时, 电子注半径变化较小, 电子注最大半径与电子注通道半径之差大于 0.01 mm, 可以预计电子注会有较好的通过率。但当电子注电压为 14 kV, 17 kV 和 21 kV 时, 电子注半径的波动较大, 原因是阴极位置的轴向磁场值不够小, 还需做进一步的优化工作。利用所计算的电子注, 对基于 SDRWS 的 340 GHz 返波管的相互作用计算结果表明, 当电子注电压在 14~21 kV 之间调谐时, 输出电磁波在 326~352.6 GHz 之间, 输出功率大于 2 W。与过去的模拟计算相比, 所选取的电子注通道半径较大, 在保持更优的工作带宽、输出功率和电子效率等指标的条件下, 大幅度降低了返波管的实际制造难度。

参考文献:

[1] KOROLEV A N,ZAITSEV S A,GOLENITSKIJ I I,et al. Traditional and novel vacuum electron devices[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2001,48(12):2929-2937.

[2] POBEDONOSTSEV A S,GELVICH E A,LOPIN M I,et al. Multiple-beam microwave tubes[J]. IEEE MTT-S Digest, 1993: 1131-1134.

- [3] GALDETSKIY A V,GOLENITSKIY I I,MYAKINKOV V U,et al. On power consumption reduction in 700 GHz BWO[C]// IEEE International Vacuum Electronics Conference. Bangalore,India:IEEE, 2011:57–58.
- [4] BORISOV A A,BUDZINSKY U A,BYKOVSKY S V,et al. The development of vacuum microwave devices in Istok[C]// Vacuum Electronics Conference. Bangalore,India:IEEE, 2011:437–438.
- [5] TUCEK J,GALLAGHER D,KREISCHER K,et al. A compact,high power,0.65 THz source[C]// IEEE International Vacuum Electronics Conference. Monterey,USA:IEEE, 2008:16–17.
- [6] KREISCHER K E,TUCEK J C,GALLAGHER D A,et al. Operation of a compact 0.65 THz source[C]// Infrared,Millimeter and Terahertz Waves. Pasadena,USA:[s.n.], 2008.
- [7] MAURO Mineo,CLAUDIO I Paoloni. Backward wave oscillator for THz application based on corrugated waveguides[C]// IEEE International Vacuum Electronics Conference. Bangalore,India:IEEE, 2011:265–266.
- [8] MAURO Mineo,CLAUDIO I Paoloni. Corrugated rectangular waveguide tunable backward wave oscillator for terahertz applications[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2010,57(6):1481–1484.
- [9] MAURO Mineo,CLAUDIO I Paoloni,DAVID Bariou,et al. Backward wave vacuum amplifier for THz amplification[C]// IEEE International Vacuum Electronics Conference. Bangalore,India:IEEE, 2011:267–268.
- [10] CLAUDIO Paoloni,DIANA Gamzina,LOGAN Himes,et al. THz backward-wave oscillators for plasma diagnostic in nuclear fusion[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2016,44(4):369–376.
- [11] 冯进军,蔡军,胡银富,等. 折叠波导慢波结构太赫兹真空器件研究[J]. 中国电子科学院学报, 2009,4(3):249–254. (FENG Jinjun,CAI Jun,HU Yinfu,et al. THz vacuum electronics devices using folded waveguide slow wave structure[J]. Journal of CAEIT, 2009,4(3):249–254.)
- [12] FENG Jinjun,REN Dapeng,LI Hanyan,et al. Study of high frequency folded waveguide BWO with MEMS technology[J]. Terahertz Science and Technology, 2011,4(4):164–180.
- [13] 冯进军,唐焯,李含雁,等. 340 GHz 太赫兹返波振荡器[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(1):32–37. (FENG Jinjun,TANG Ye,LI Hanyan,et al. 340 GHz terahertz backward wave oscillators[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(1):32–37.)
- [14] XIE Wenqiu,WANG Zicheng,LUO Jirun,et al. A 0.65-THz BWO based on slotted single-grating rectangular waveguide[C]// Vacuum Electronics Conference. Paris,France:IEEE, 2013.
- [15] XIE Wenqiu,WANG Zicheng,LUO Jirun,et al. Theory and simulation of a terahertz single grating rectangular waveguide back-ward wave oscillator[C]// 2015 40th International Conference on Infrared,Millimeter,and Terahertz Waves. Hong Kong,China:IEEE, 2015.
- [16] LIU Qinglun,WANG Zicheng,LIU Pukun. Simulation of the backward wave oscillator as a THz radiation source[C]// Proceedings of ICMMT. Shenzhen,China:[s.n.], 2012.
- [17] 王自成,马天军,田宏,等. 0.33 THz 返波管的研究进展[C]// 第一届全国太赫兹科学技术学术年会. 成都:[s.n.], 2015. (WANG Zicheng,MA Tianjun,TIAN Hong,et al. The progress in the development of 0.33 THz backward wave tube[C]// The First Scholar Annually Conference of Terahertz Science and Technology. Chengdu,China:[s.n.], 2015.)
- [18] 王自成,李海强,田宏,等. 0.22~0.36 THz 双排矩形栅慢波结构的制造方法研究进展[C]// 第二届全国太赫兹科学技术年会. 北京:[s.n.], 2016. (WANG Zicheng,LI Haiqiang,TIAN Hong,et al. The progress in the manufacturing of staggered double rectangular waveguide structure in 0.22 THz–0.36 THz domain[C]// The Second Scholar Annually Conference of Terahertz Science and Technology. Beijing,China:[s.n.], 2016.)
- [19] LIU Qinglun,WANG Zicheng,LIU Pukun,et al. A THz backward-wave oscillator based on a double-grating rectangular waveguide[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2013,60(4):1463–1468.