

# $H$ 面和 $E$ 面加载矩形波导慢波结构的太赫兹行波管放大器

**摘要:** 本文提出了一种新型的亚毫米级或太赫兹真空电子行波管 (TWT) 器件, 它由  $H$  面和  $E$  面波纹组成, 构成了一种小型化的矩形慢波结构 (SWS)。这种 SWS 的优点是增强了耦合阻抗, 从而使器件具有更高的增益和更高的输出功率。此外, 这种结构几何形状允许灵活地设计, 以获得更好的色散特性 (线性色散和更宽的带宽), 且易于利用可用的微细加工工艺制造。在 SWS 设计中结合  $H$  面和  $E$  面负载, 我们实现了中心频率为 400 GHz 的更高性能的 TWT 放大器。使用三维电磁软件 CST 研究分析了其电磁特性和注-波互作用, 仿真结果表明, 慢波结构的互作用得以增强, 放大器具有 80 GHz 的宽瞬时带宽和 19.5 dB 小信号增益 (在 400 GHz、17.5 kV 束电压和 20 mA 束流时), 从大信号模拟中获得大于 19 W 的饱和输出功率。

**索引词:** H-plane and E-plane loads, slow-wave structure (SWS), terahertz (THz), traveling-wave tube (TWT).

## I 简介

太赫兹 (THz) 波的固有特性使其能够广泛应用于诸如成像、诊断系统、先进雷达、通信和光谱学等领域 [1] - [5]。使用太赫兹波的实际应用需要高功率、宽带和紧凑的信号源。随着微细加工技术的进步, 用于大功率太赫兹光源的真空电子行波管 (TWT) 器件是相对同行的首选 [6]。近年来, 对基于慢波结构 (SWSs) 的真空电子太赫兹光源的发展开展了大量的研究 [7-11]。

在亚毫米或太赫兹波段, 最流行的 SWS 是折叠波导 (或蛇形波导), 它可以提供更宽的带宽和适中的输出功率 [12]。然而, 折叠波导 SWS 中嵌入的圆形电子注 (束) 流通道很复杂, 这让利用可用的微细加工工艺来加工它变得颇具挑战 [13], [14]。相比之下, 诸如半周期交错双栅 [15]、正弦波导 [16]、梯形波纹 [17]、单波纹波导 [18] 和双波纹 [19] 等直线矩形 SWS 更易制造和装配, 这是由于电子注通道作为其结构本身的组成部分而存在。Mauro 和 Paloni 提出了一种双波纹矩形 SWS 来支撑圆形光束, 以从微波环境中成熟的圆形光束技术中受益, 这也可以用于 THz 波段。文献 [20] 报道了一种基于双波纹 SWS 的 G 波段 TWT 放大器, 输出功率高达 3.7 W, 频率范围为 210-240 GHz, 电流密度为 226 A/cm<sup>2</sup>, 增益为 18 dB。与圆形注相比, 高纵横比的带状电子注几何形状允许更大的束流, 低的束流密度减轻了有害的空间电荷效应并且可以增加可实现的输出功率。为了利用此带状电子注, 我们为 220 GHz 的 TWT 放大器提出了一种高纵横比 SWS 的半周期交错双栅波导 [21]。该 SWS 的改进结构旨在提高设备的性能 [22], [23]。此外, 利用解析模型、多模近似, 研究了具有不同叶片几何形状 (例如矩形、梯形、正弦和三角形) 的半周期交错双栅 SWS。Mineo 和 Paoloni [24] 的研究表明, 对带状注而言, 相对宽波纹 SWS, 窄波纹 SWS 提供了一个有效的相互作用场。

上述直线矩形 SWS 是基于  $E$  面金属加载的矩形波导,

以使波的相速减慢到与电子注近似同步。然而, 它们会受限于相对低的耦合阻抗, 这限制了行波管的增益和输出功率。

在本文中, 我们提出了一个  $H$  面和  $E$  面加载的矩形波导作为太赫兹 SWS。这是一种设计新颖的 SWS: 该 SWS 在直线矩形波导中除了含有  $E$  面金属负载之外, 还包含  $H$  面金属负载。由于附加的  $H$  面负载, 其显示出潜在的益处, 例如增强的耦合阻抗, 从而具有更高的增益和输出功率, 并且灵活地将最佳色散曲线确定为对于宽带同步是线性的。该 SWS 是针对中心频率为 400 GHz 的行波管而设计的, 所设计的模型和参数将在第 II 节中描述; 其电磁波特性, 即色散曲线, 耦合阻抗和传导损耗在第 III 节中报道; 在第 IV 节中, TWT 放大器的性能是通过 (PIC) 求解器中对注-波互作用模拟得到的。所有的模拟仿真都使用三维电磁商业模拟软件 CST 完成。

## II 设计描述

原理图如图 1 所示。在我们的设计中, 一个矩形波导由沿着纵向周期性重复的两个金属波纹组成: 一个放置在波导宽度为  $a$  的宽边的底壁上, 另一个放在波导高度为  $b$  的短边的侧壁。矩形波导工作在基模, 即横电 (TE<sub>10</sub>) 模。位于波导较宽侧的金属波纹加载横向电场, 并对波形成容性加载, 称为  $E$  面负载。在波导短边上的另一个金属波纹加载横向磁场, 并对波形成感应加载, 称为  $H$  面加载。由于周期性加载, 基模成为混合模式, 它支持慢波模式。 $E$  面波纹上表面以上的强轴向电场与带状电子束进行互作用, 如图 2 所示。波纹周期为  $p$ ,  $E$  面波纹宽度、高度和厚度分别为  $w$ 、 $h$  和  $g$ ,  $H$  面波纹宽度、高度和厚度分别为  $d$ 、 $b$  和  $t$ 。

值得注意的是, 由于  $H$  面和  $E$  面波纹的原因, 可以使用多种几何参数的剪裁来轻松地完成器件指标的优化。所选择的 SWS 横向尺寸  $a$  和  $b$  与标准矩形波导 WR-2 横

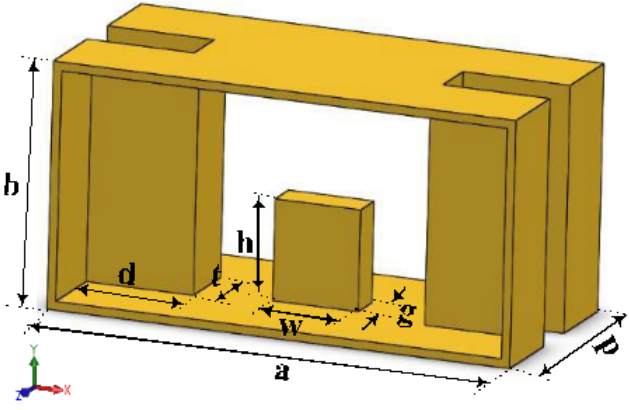
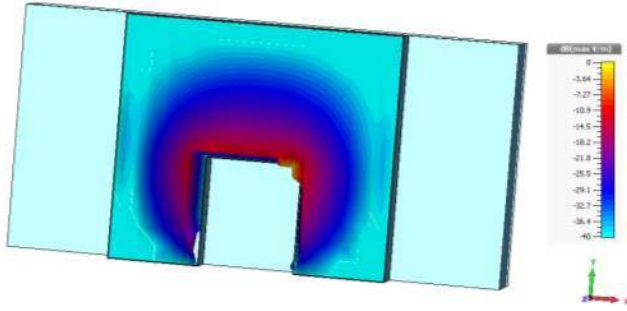


图 1: Schematic design of unit period of the SWS.


 图 2: Fundamental mode axial electric field component on transverse cross section for phase,  $2.5\pi$ .

截面尺寸兼容。SWS 和波纹几何参数的周期被优化以实现 400 GHz 工作中心频率、线性色散曲线和低束压。设计参数如表 1 所示。这种结构可以用可用微细加工工艺的最小特征尺寸实现，如 LIGA、DRIE 和计算机数控纳米加工技术 [25]。

表 1: 盒型窗计算参数

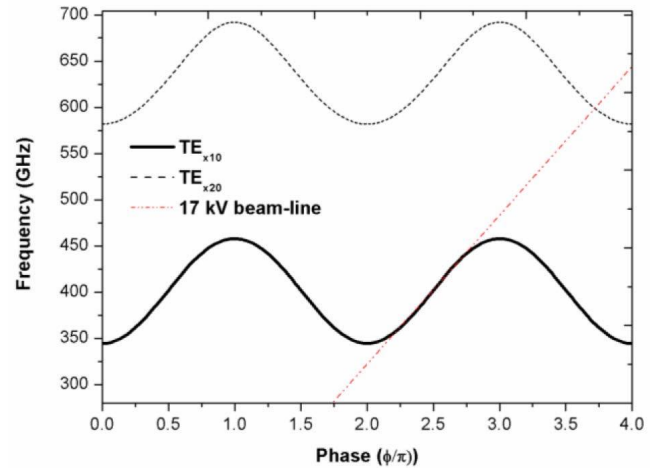
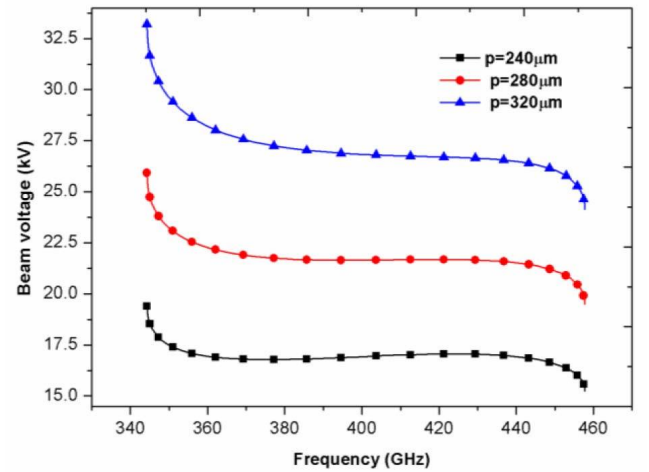
Parameters	Dimension( $\mu\text{m}$ )
$a$	520
$b$	254
$p$	240
$w$	100
$g$	40
$h$	113
$d$	115
$t$	60

### III 电磁波特性

为了研究该  $H$  面和  $E$  面加载的 SWS 的电磁波特性，考虑了一个周期的 SWS。单周期的两个纵向边上施加 Flo-

quet 边界条件。在一个周期内扫描波的相位值时，利用 CST 微波工作室的本征求解器得到相应的频率和波场成分。

图 3 给出了表 1 中确定的 SWS 参数的  $\text{TE}_{x10}$  基模和第二模的色散曲线。SWS 支持一系列空间谐波，其正向空间谐波必须作为 TWT 放大器的工作模式。在基模中，获得了 345-455 GHz 的通带频率范围。在第一个正向空间谐波（相位， $2.5\pi - 3\pi$ ）中，17 kV 的束线在 350-440 GHz 频率范围内截断色散曲线。从图 3 中非常宽的截取中可以看出行波管的瞬时带宽较大。在 SWS 的变化周期长度  $p$  上，基波一次谐波的同步电压如图 4 所示。对于确定的设计参数，在宽带上实现了恒定的电子束电压，以与波束互作用的波形同步。而且，观察到随着周期长度的减小，束电压降低。

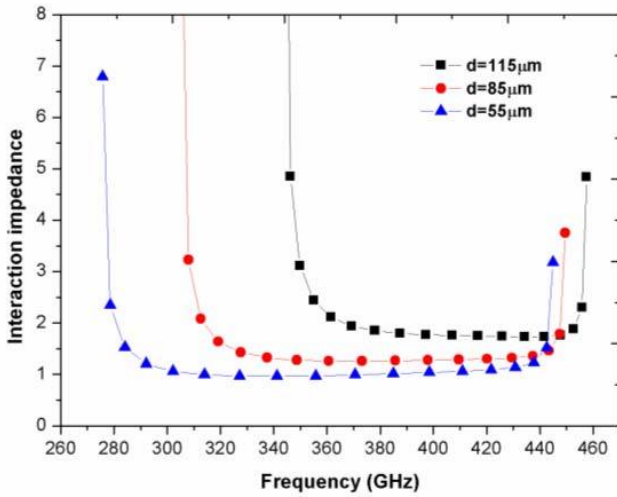

 图 3: Dispersion curve for fundamental mode ( $\text{TE}_{x10}$ ) and second mode ( $\text{TE}_{x20}$ ).

 图 4: Beam voltage for varying period  $p$ , other parameters kept constant.

SWS 的一个重要目标是获得最大化的耦合阻抗，它是注-波相互作用有效性的量化参数。SWS 的耦合阻抗越大，器件的增益和输出功率就越高。第  $n$  个空间谐波的耦合阻抗

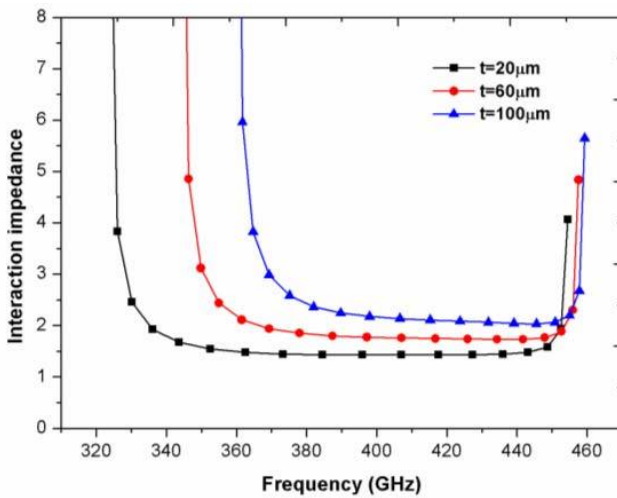
由下式给出

$$K_{cn} = \frac{\int_S |E_{zn}|^2}{2\beta_n^2 P_{wg}} \quad (1)$$

其中  $E_{zn}$  是第  $n$  个空间谐波纵向电场系数,  $\beta_n$  是第  $n$  个空间谐波数,  $P_{wg}$  是横截面的平均功率,  $S$  是电子注横截面面积。根据可用的相互作用场强度, 带状注横截面的几何参数被优化到  $100\mu\text{m} \times 60\mu\text{m}$ , 并位于  $E$  面波纹上方  $40\mu\text{m}$  处。图5是  $H$  面加载对结构性能的潜在影响, 特别是通过改变  $H$  面波纹参数  $d$  和  $t$  来研究其耦合阻抗。在基模的正向波一次谐波中, 对于确定的带状注参数评估了其耦合阻抗。有意思的是, 通过分别增大  $d$  和  $t$  的值, 观察到耦合阻抗亦随之增加, 同时通带范围随之降低。因此, 推断  $H$  面加载增强了耦合阻抗, 由此使得器件具有更高增益和输出功率——尽管是在减小工作带宽的条件下。



(a)



(b)

图 5: Interaction impedance for varying H-plane corrugation dimensions. (a) Width  $d$ . (b) Thickness  $t$ .

研究 SWS 中的传导损耗是很重要的, 因为在 THz 体

系中, 波的趋肤深度约为几百纳米。实际上, 在微细加工中要实现完美光滑的金属壁非常困难。考虑到金属壁的表面粗糙度, 电磁波将遭受严重的衰减, 这对于最小化以实现期望的功率和增益非常关键。金属的有效电导率作为表面粗糙度的函数由下式计算 [26]:

$$\sigma_{\text{eff}} = \frac{\sigma}{\left(1 + \exp\left(-\left(\frac{\delta}{2R_q}\right)^{1.6}\right)\right)^2} \quad (2)$$

其中  $\delta$  是趋肤深度,  $R_q$  是 rms 表面粗糙度,  $\sigma$  是纯金属的电导率。计算了不同表面粗糙度下金属的有效导电性。图6显示的是以 dB/周期为单位的导电损耗, 它由  $\alpha = \omega / (2QV_g)$  算得, 其中  $\omega$  是本征频率,  $Q$  和  $V_g$  分别是扰动的  $Q$  因子和群速。可见, 表面粗糙度越高, 导电损耗越大, 对于 65 nm 的表面粗糙度, 同理想的光滑金属壁相比, 其导电损耗将增加到 50%。

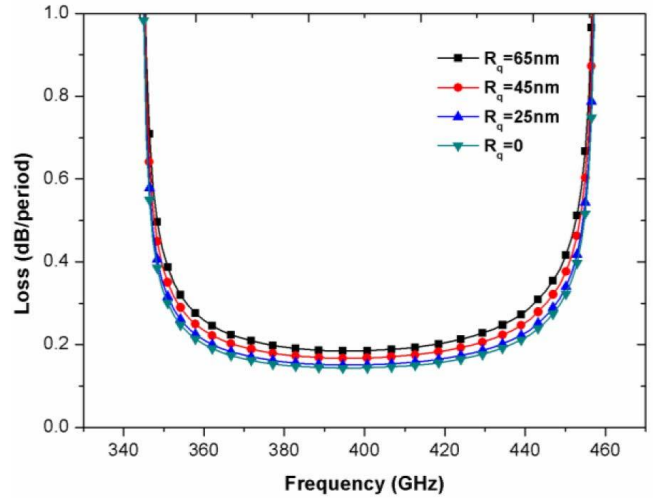


图 6: Loss in dB/period for different values of surface roughness.

## IV 注-波相互作用

从第III节中已知的电磁特性, 如色散、电子束电压、改善的相互作用耦合阻抗和相互作用结构的损耗等, 可用 PIC 求解器和 CST 来对行波管的性能做出预测。行波管的注-波示意图如图7所示。我们在相互作用结构中采用了 90 个周期, 长度为 21.6 mm。为了使来自输入端口和输出端口的反射最小, 并使其与快波和慢波之间的波的过渡相兼容, 输入和输出耦合器被设计为  $E$  面垂直的波纹高度和  $H$  面水平的波纹宽度均渐变 (渐缩) 的结构, 其渐变长度为 19 个周期。带耦合器和完整相互作用结构的反射 ( $S_{11}$ ) 和透射 ( $S_{21}$ ) 系数在通带频率范围内显示出良好的波传播特性, 如图8所示。为了避免仿真模型过于复杂, 电子枪通过将电子发射表面设置为具有 17 kV 束压和 20 mA 束流的电子束来简



化。根据电子束的横截面来优化束流,并减小空间电荷效应。为了限制沿着传播路径的电子束运动,纵向施加 0.6 T 的均匀磁场聚焦。假定金属表面粗糙度为 65 nm,此时计算出的有效电导率  $3.6 \times 10^7 \Omega^{-1} \text{m}^{-1}$  被定义为金属壁的实际电导率,假定的表面粗糙度可通过微细加工技术来实现。通常,对注-波相互作用的三维 PIC 模拟会消耗更多的计算机资源,并且需要更长的模拟时间。因此,对纵向电场进行网格优化。该设置模型在仿真结束时具有 310 万个网格单元和  $57 \times 10^6$  个粒子。

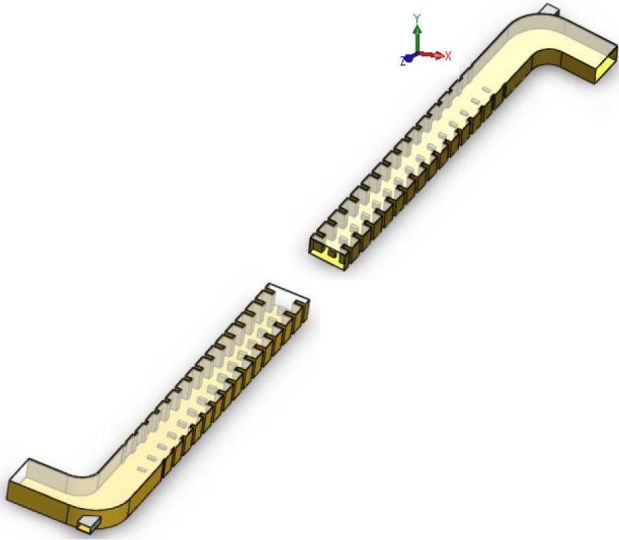


图 7: Schematic of H-plane and E-plane loaded SWS-based TWT amplifier.

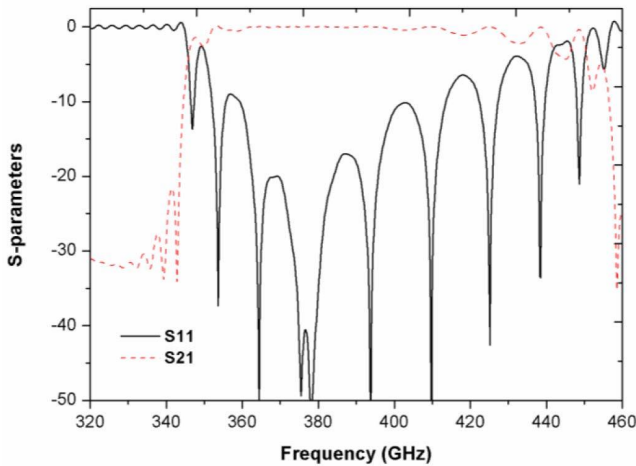


图 8: S-parameters of interaction structure with input and output couplers.

本文所提出的行波管的小信号增益计算是针对所施加的 50 mW 输入功率的连续波 (CW) 激励信号来执行的。图9显示了 400 GHz 激励下的输入和输出信号。2 ns 后观察

到稳定的输出信号,增益为 19.5 dB,输出功率为 4.6 W。使用 E5530 Xeon 处理器(2.8 GHz, 72 GHz<sup>1</sup>存储器),对于 6 ns 仿真,计算时间为 73 h。为了预测放大器的瞬时带宽,在每个模拟运行的通带上的离散频率点处执行模拟。图10示出了在 355-435 GHz 的频率范围内实现了 80 GHz 的瞬时带宽。下限和上限截止频率通带中的增益下降是由于来自输入和输出端口的波反射以及与电子注同步时的损失。在瞬时带宽上获得超过 0.9% 的电子效率。电子注速度与 SWS 长度之间的函数关系如图11所示。当电子注沿着传播方向移动时,它和电磁波之间的连续相互作用导致聚束了的电子注速度的降低,最终在管子末端注-波不再同步。相速渐变技术可以使注-波的速度再次同步,这有助于提高总体注-波相互作用效率。对于 400 GHz 激励的高输入功率也进行了大信号模拟,如图12所示。由于这种器件的非线性特性,输出功率饱和到大约 19.3 W。

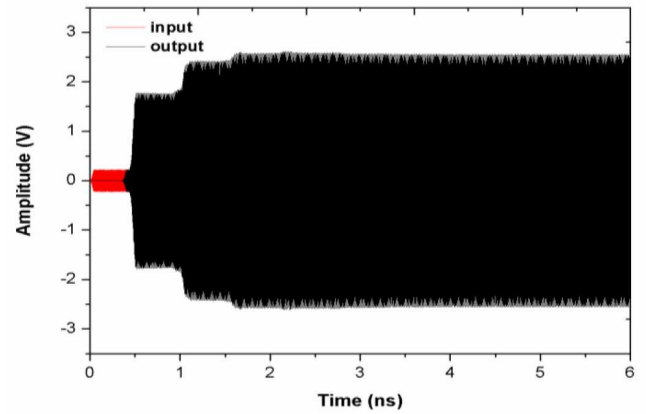


图 9: Input and output signals for 400-GHz CW excitation with 50-mW power.

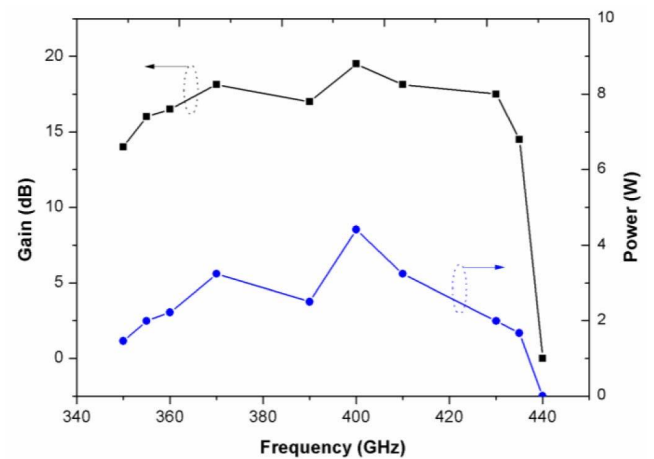


图 10: Gain and output power versus CW excitation frequency of 50 mW

<sup>1</sup>原文如此,疑为 GB (译注)

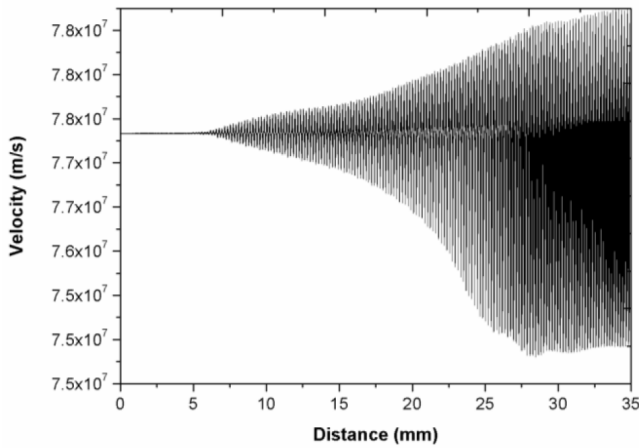


图 11: Beam velocity as a function of the SWS length for 400 GHz.

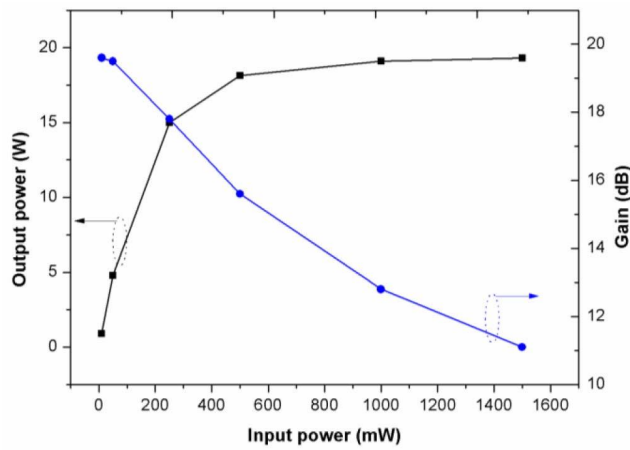


图 12: Output power and gain versus input power of 400-GHz CW

## V 结论

$H$  面和  $E$  面加载的慢波电路已经被证明是用于中心频率为 400 GHz 的行波管放大器的新型 SWS。有趣的是,除了 SWC 中通常的  $E$  面负载之外,还通过采用  $H$  面负载获得增强的相互作用耦合阻抗。考虑到众多设计参数的灵活性, SWS 给出了与电子注能宽频带同步的线性色散曲线。该注-波相互作用模拟显示出了有希望的 TWT 放大器性能,例如 80 GHz 的瞬时带宽,对于 400 GHz、固定为 17 kV 的中等束压和 20 mA 的束流下,最大增益为 19.5 dB。大信号模拟预测了 400 GHz 连续激励的饱和输出功率为 19.3 W。所提出的结构拓扑和几何参数与最近的微细加工技术的特征尺寸很好地相容。基于仿真结果,本 SWS 的演示性能使其成为 TWT 器件的合适候选者。

## Reference<sup>2</sup>

<sup>2</sup>注: 本文为译文, 相关参考文献见原文。原文文献信息如下: **H-Plane and E-Plane Loaded Rectangular Slow-Wave Structure for Terahertz TWT Amplifier**, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, VOL. 63, NO. 4, APRIL 2016  
(翻译人: 李胜明)