

文章编号: 2095-4980(2025)04-0360-06

## W 波段宽带带状注行波管超短高频结构设计

郭 铮<sup>a,b</sup>, 张长青<sup>a,b</sup>, 蔡 军<sup>a,b</sup>, 冯进军<sup>\*a,b</sup>

(中国电子科技集团公司 a.第十二研究所; b.微波电真空器件国家重点实验室, 北京 100015)

**摘 要:** 基于超短 H 面耦合器和切断结构, 将一个 W 波段周期会切磁场(PCM)聚焦的宽带带状注行波管的高频结构缩短了 27.7 mm, 使其在 13 GHz 带宽内(90~103 GHz)可以产生超过 200 W 的功率。并对超短切断结构中的注波相互作用进行了研究。研究表明, 在第一段慢波电路足够长时, 超短切断结构可以缓解行波管切断处群聚电子的发散程度, 从而大幅提升行波管的输出功率和带宽。因此, 在设计大带宽行波管时, 应当避免出现长切断结构、大输入信号电压和低电子枪电压。

**关键词:** 带状注行波管; 切断结构; 耦合器; 注波相互作用; W 波段; 周期会切磁场

中图分类号: TN752

文献标志码: A

DOI: 10.11805/TKYDA2024147

## Design of an ultrashort high frequency structure for wideband sheet-beam TWT at W-band

GUO Zheng<sup>a,b</sup>, ZHANG Changqing<sup>a,b</sup>, CAI Jun<sup>a,b</sup>, FENG Jinjun<sup>\*a,b</sup>

(a.Beijing Vacuum Electronic Research Institute; b.National Key Laboratory of Science and Technology on Vacuum Electronic, China Electronics Technology Group Corporation, Beijing 100015, China)

**Abstract:** Based on an ultrashort H-plane coupler and a cut-off structure, a high frequency structure of a W-band Periodically Cusped-Magnetic(PCM) field focused wideband sheet-beam Traveling-Wave Tube(TWT) is shortened by 27.7 mm. This approach allows the TWT to generate more than 200 W of power within a bandwidth of 13 GHz(90~103 GHz). The interaction between the electron beam and microwave in the ultrashort cut-off structure is investigated. The study shows that the ultrashort cut-off structure can mitigate the divergence of bunched electrons at the cut off structure when the first section of the Slow-Wave Structure(SWS) is long enough, thereby significantly enhancing the output power and bandwidth of the TWT. Therefore, long cut-off structures, high input signal voltages, and low electron gun voltages should be avoided when a wideband TWT is designed.

**Keywords:** sheet-beam Traveling-Wave Tube(TWT); cut-off structure; coupler; beam-wave interaction; W-band; Periodically Cusped-Magnetic(PCM)

高分辨力雷达、电子对抗和高速率通信等先进应用需要大功率、紧凑和宽带的 W 波段放大器<sup>[1]</sup>, 而带状注可以在电流密度一定的情况下显著增加工作电流, 从而将真空电子器件的性能提升到更高水平<sup>[2-3]</sup>。除此之外, 周期会切磁场(PCM)聚焦的带状注行波管由于不需要笨重的永磁体聚焦系统, 因此还具有体积小, 重量轻的优势<sup>[4]</sup>。这些特点都说明 PCM 聚焦的带状注行波管代表了未来 W 波段行波管的发展方向。但长期以来, PCM 聚焦的带状注行波管的耦合器结构复杂且冗长<sup>[4-9]</sup>。原因有以下两点, 首先, 带状注由于横向尺寸大, 因此无法自然地完成微波和电子注的分离<sup>[8]</sup>, 在耦合器的电子注通道一端需要增加带阻滤波器来隔离微波。其次, 在输入/输出微波时, 输入/输出端口和慢波结构之间需要一段渐变结构和一系列微波元件(如双脊波导<sup>[5]</sup>、级联波导<sup>[8]</sup>、圆形脊和孔<sup>[2]</sup>等)来进行阻抗变换, 从而保证微波以较低的反射输入和输出。这些额外的需求使 PCM 聚焦的带状注行波管的耦合器长度超过  $3\lambda$ <sup>[8]</sup>。考虑到电路切断的需要, 冗长的耦合器将在行波管高频结构中重复出现 4 次, 这意味着高频结构约三分之一的长度被耦合器和切断结构占据, 这无疑将会增加电路损耗, 并对注波相互作用产生不利影响, 更重要的是这会进一步降低本就不高的带状注的流通率<sup>[10]</sup>。

为了缓解上述不利影响, 本文基于新型超短耦合器对一款 W 波段 PCM 聚焦的带状注行波管的相互作用电路进

收稿日期: 2024-03-11; 修回日期: 2024-05-07

\*通信作者: 冯进军 email:fengjinjun@tsinghua.org.cn

行了改进，在大幅提高了其输出功率与工作带宽的同时将电路长度缩短了 27.7 mm，显著提升了流通率。对超短切断结构对注波相互作用的影响进行了研究，给出了设计宽带行波管的建议。

### 1 相互作用电路设计

图 1 给出了设计的超短行波管高频结构电路图，包括超短的 H 面耦合器、超短切断结构以及交错双栅慢波结构，设计过程涉及了 3 个重要方面。

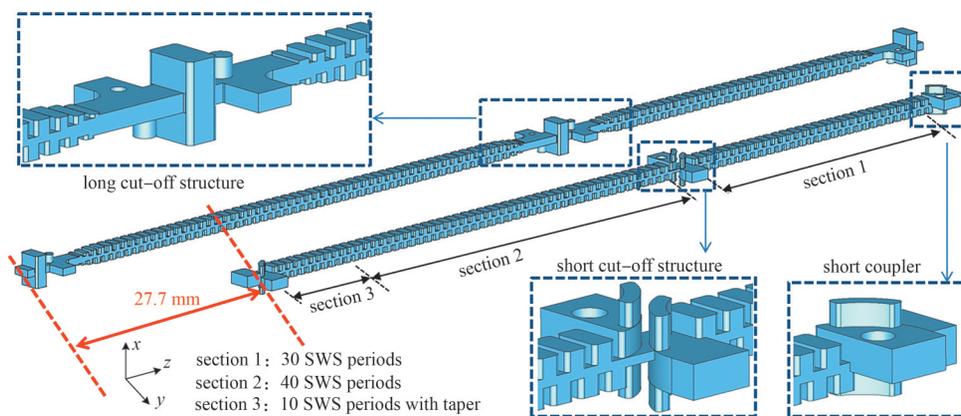


Fig.1 Circuit diagram of ultrashort high frequency structure of TWT  
图 1 超短的行波管高频结构电路图

#### 1.1 慢波结构

图 2(a)给出了交错双栅慢波结构的 CST 模型图，为了获得足够的流通率，电子注通道高度确定为 0.3 mm，电子注通道与电子注横截面的对比图如图 2(b)所示。

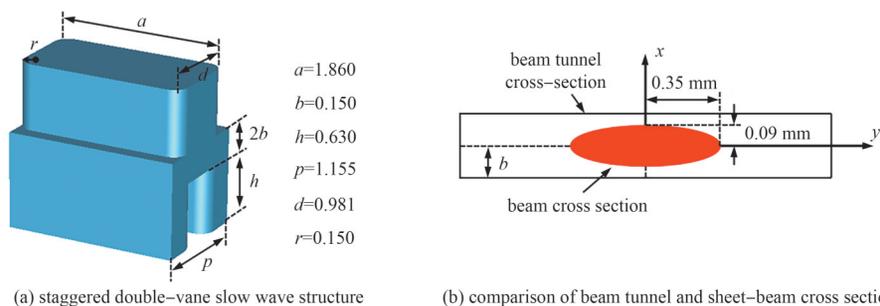


Fig.2 Schematic diagram of staggered double-vane slow wave structure and comparison of beam tunnel and sheet-beam cross section  
图 2 交错双栅慢波结构示意图和电子注通道与带状注横截面对比图

图 3(a)展示了慢波结构的色散特性。其通带超过 40 GHz，但由于该慢波结构的耦合阻抗本来就很低且随频率的提高快速减小，因此为了增加相互作用阻抗和相互作用效率，本文将工作点设计在接近下截止频率附近。耦合阻抗  $K_c$  如图 3(b)所示，90 GHz 时的耦合阻抗约为 6  $\Omega$ ，这保证了行波管的输出功率。

#### 1.2 耦合器和切断结构

图 4 给出了超短耦合器的 CST 模型图，该耦合器由于不需要渐变结构和单独的滤波器，因此长度从超过  $3\lambda$  缩短到  $0.75\lambda$ <sup>[10]</sup>，并在 90~103 GHz 范围内输入输出反射小于 -15 dB。更短的长度也带来了更小的损耗，在 90 GHz，50 个周期电路的损耗从 -3 dB 降低到 -2.5 dB(图 5)，在太赫兹频段这一现象会将更加明显。

基于超短的耦合器，本文设计了一个新型的超短切断结构，如图 6 所示。由于耦合器是一个近似的三角形，因此可以将切断处的两个耦合器交错排列，从而将切断结构的长度从最小 16.9 mm 减小到史无前例的 2.99 mm，这提供了更大的设计空间。

#### 1.3 Particle-In-Cell(PIC)仿真

本文利用 PIC 仿真对电路的放大性能进行了评估。仿真参数如表 1 所示。为了扩大工作带宽，根据高频点 (100 GHz) 的输出功率调整了电路的周期数量，最终第一段电路的周期数量确定为 30 个，第二段电路的周期数量

确定为 40 个。

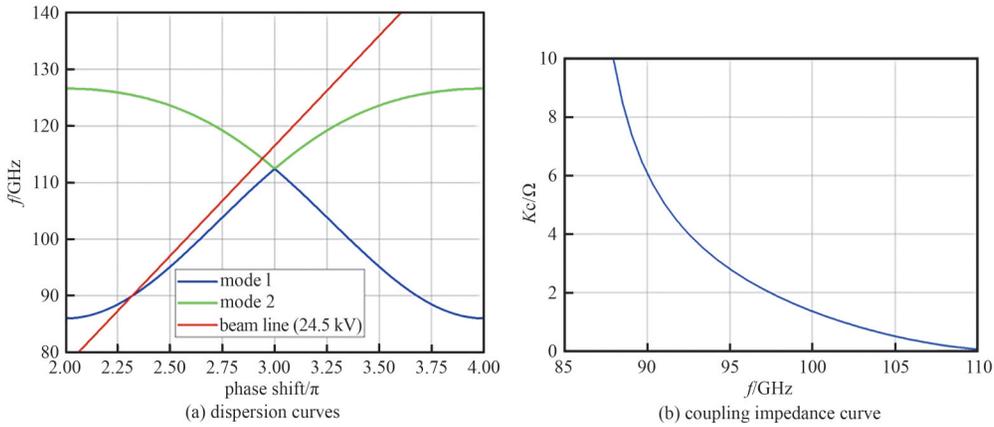


Fig.3 Dispersion curves and coupling impedance curve of SWS

图3 慢波结构的色散曲线和耦合阻抗曲线

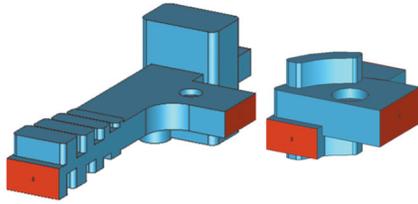


Fig.4 Ultrashort *H*-plane coupler

图4 超短的 *H* 面耦合器

表 1 PIC 仿真参数

Table1 PIC simulation parameters

voltage/kV	current/mA	conductivity/(S/m)
24.5	150	$3.4 \times 10^7$

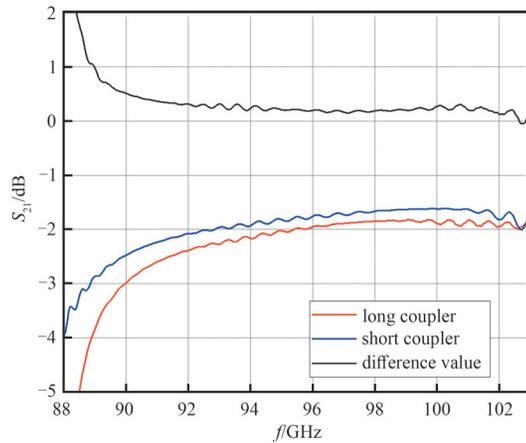


Fig.5 Loss curves of circuit using ultrashort *H*-plane coupler

图5 使用超短耦合器电路的损耗曲线

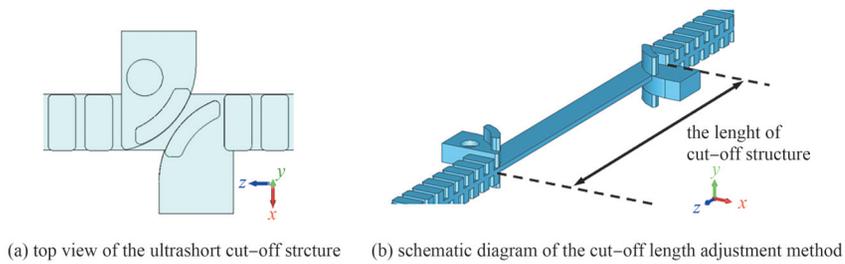


Fig.6 Schematic diagram of cut-off structure

图6 切断结构示意图

为了进一步提升输出功率和带宽，在电路末端增加了 10 个周期的相速跳变电路。由于该电路在 100 GHz 处输出功率最小，根据 100 GHz 处输出功率的增强效果，相速跳变电路的单周期长度被确定为 1.105 mm。

为研究切断长度对行波管输出功率的影响，图 7 给出了在输入信号功率恒为 0.45 W 时，电路在 102 GHz 时的输出功率与切断长度的关系，并与使用传统长切断结构的行波管电路进行了对照。可见，随着行波管切断长度的减小，行波管的输出功率快速提高，从 16.9 mm 时的 128 W 提升到了 2.99 mm 时的 213 W。可见，在第一段电路足够长时，超短的切断结构设计大幅提高了行波管的输出功率。

图 8 给出了本文设计的 W 波段宽带行波管的输出功率、增益和电子效率曲线图，并与使用传统长耦合器的电路进行了对比。在周期数量相同的情况下，改进后的互作用电路的长度从 128.7 mm 缩短到 101 mm，在 90~103 GHz 的频率范围内可以产生超过 200 W 的输出功率，200 W 带宽从 6 GHz 扩大到 13 GHz，最大功率从 225W 提升到 253 W，最高增益从 27.5 dB 提升到 31 dB，最大电子效率从 6.09% 提升至 6.87%。

### 2 注波相互作用分析

图 9 给出了在输入信号为 102 GHz 时，分别使用短耦合器和长耦合器的电路的电子群聚状态图。可见，在切断结构较短时，群聚电子在切断处的发散会减弱，从而可以在第二段电路中快速地产出能量，这是提升行波管输出功率和带宽的关键。可利用单电子理论<sup>[11]</sup>对此现象进行解释。

图 10(a) 给出了理论分析图，首先，电子注在进入第一段电路时，电子在传输方向上均匀分布在加速区和减速区。随后，它们在电场调制下向中间聚集。

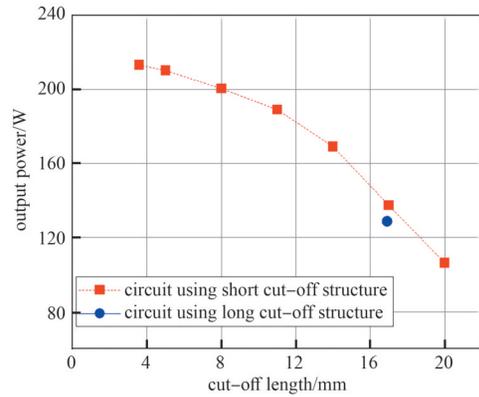
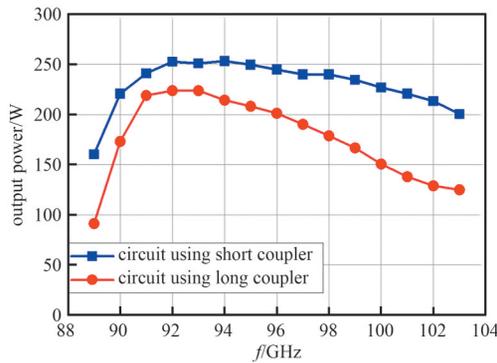
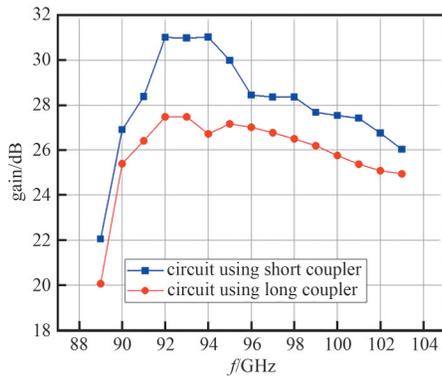


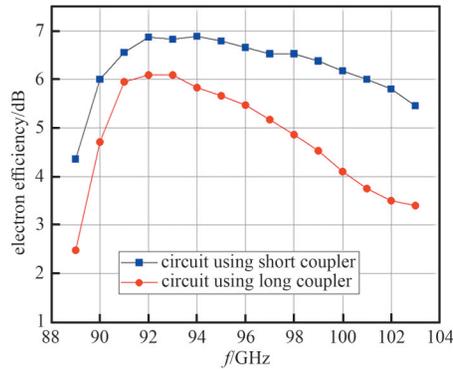
Fig.7 The output power of TWT varies with the cut-off length at 102 GHz  
图 7 行波管在 102 GHz 处的输出功率随切断长度的变化曲线图



(a) output power



(b) gain



(c) electronic efficiency

Fig.8 Output power curves, gain curves and electronic efficiency curves of TWT

图 8 行波管的输出功率曲线、增益曲线和电子效率曲线

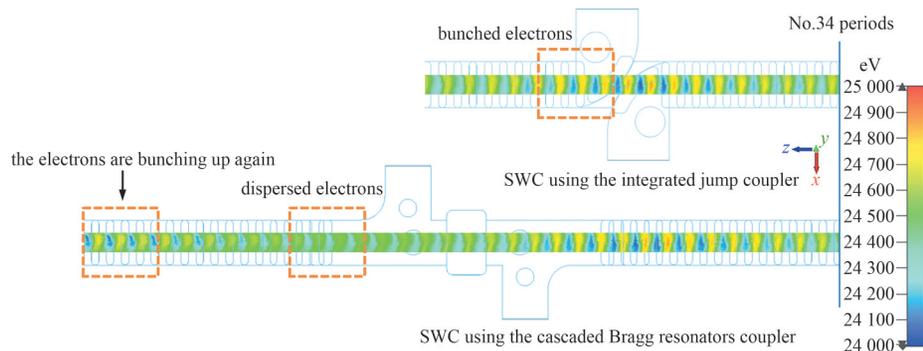


Fig.9 Electron energy distribution at the cut-off structure of the interacting circuit using a long coupler and a short coupler respectively

图 9 分别使用长耦合器和短耦合器的相互作用电路在切断结构处的电子能量分布图

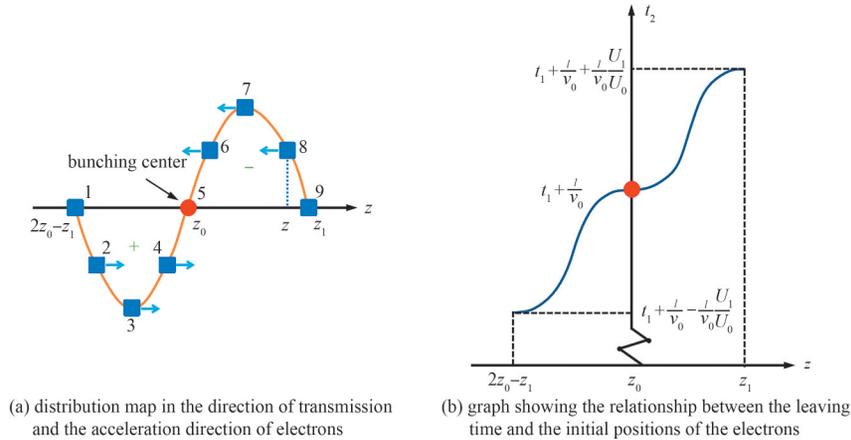


Fig.10 Analysis diagram of electron velocity modulated by electric field  
图 10 电子速度被电场调制的分析图

设电子在进入切断结构时的时间为  $t_1$ ，电子枪的电压为  $U_0$ ，输入信号的电压为  $U_1$ 。以  $z \in (z_0, z_1)$  的电子为例，根据能量守恒原理，电子在  $t = t_1$  时的动能为：

$$\frac{1}{2}mv^2 = eU_0 - e \int_z^{z_0} U_1 \sin z dz \tag{1}$$

解得

$$v = v_0 \left( 1 - \frac{U_1}{U_0} \int_z^{z_0} \sin z dz \right)^2 = v_0 \left[ 1 - \frac{U_1}{U_0} (1 - \cos z) \right]^2 = v_0 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \times \frac{U_1}{U_0} (\cos z - 1) - \frac{1}{8} \left[ \frac{U_1}{U_0} (1 - \cos z) \right]^2 + \dots \right\} \tag{2}$$

式中  $v_0$  是电子的出射速度。由于小信号假设， $\frac{U_1}{U_0} \ll 1$ ，故

$$v \approx v_0 \left( 1 + \frac{1}{2} \times \frac{U_1}{U_0} (\cos z - 1) \right) \tag{3}$$

由式(3)可知，处于不同空间位置的电子在到达群聚点后虽然完成了空间上的群聚，但是它们的速度是不同的。设切断结构长度为  $l$ ，电子在  $t = t_2$  时到达第二段慢波结构，由于切断结构中没有纵向电场，电子将作漂移运动，即

$$t_2 = t_1 + \frac{l}{v(z)} = t_1 + \frac{l}{v_0 \left[ 1 + \frac{U_1}{U_0} (\cos z - 1) \right]^{\frac{1}{2}}} \approx t_1 + \frac{l}{v_0} \left[ 1 - \frac{1}{2} \times \frac{U_1}{U_0} (\cos z - 1) \right] \tag{4}$$

可见  $t_2$  只是关于  $z$  的函数，即

$$t_2(z) = t_1 + \frac{l}{v_0} - \frac{lU_1}{2v_0U_0} (\cos z - 1) = t_1 + \frac{l}{v_0} + \frac{lU_1}{2v_0U_0} - \frac{lU_1}{2v_0U_0} \cos z = k_1 \cos z + C_1 \tag{5}$$

式中： $k_1 = -\frac{lU_1}{2v_0U_0}$ ； $C_1 = t_1 + \frac{l}{v_0} + \frac{lU_1}{2v_0U_0}$ 。同理可以推导出  $z \in (2z_0 - z_1, z_0)$  中电子通过切断结构的时间表达式，进行整理，得

$$t_2(z) = \begin{cases} k_2 \cos z + C_2, z \in (2z_0 - z_1, z_0) \\ k_1 \cos z + C_1, z \in (z_0, z_1) \end{cases} \tag{6}$$

式中： $k_2 = \frac{lU_1}{2v_0U_0}$ ； $C_2 = t_1 + \frac{l}{v_0} - \frac{lU_1}{2v_0U_0}$ 。

式(6)的函数图像如图 10(b)所示。可见已经群聚的一个电子团在经过切断结构后将不再呈现群聚状态，而是

在轴向上呈现分段余弦函数的分布。 $k$ 代表了电子以时间为标准的发散程度，从 $k$ 的表达式中可知发散程度和切断结构长度 $l$ 成正比。假设电子的发散程度不大，则电子在进入第二段之后进行二次群聚的过程是一个匀加速直线运动，那么其所需的时间 $t$ 将与 $l$ 成正比。同时 $k$ 与输入信号的电压 $U_1$ 成正比，也就是说输入信号越大，在经过切断结构后电子的发散程度也将越大。另外，将 $k$ 展开，得

$$k = \pm \frac{lU_1}{2v_0U_0} = \pm \frac{mlU_1}{2\sqrt{2}U_0^{\frac{3}{2}}} \tag{7}$$

这表明 $k$ 与电子枪电压 $U_0$ 的 $3/2$ 次方呈反比，说明工作电压越低的行波管这种发散现象越明显。

综上所述，在第一段慢波电路足够长的情况下，越是工作电压低，输入信号大，切断结构长的行波管，这种发散现象越显著，在其他因素相同的情况下，其带宽、输出功率和电子效率也将更小。

图 11 给出了切断结构附近电子速度分布图，可以看到在电子进入切断结构之前，其速度离散情况非常明显，当通过切断结构之后，原本已经完成群聚的电子重新发散，不同电子团的电子互相交融，这与本文的推导相吻合。

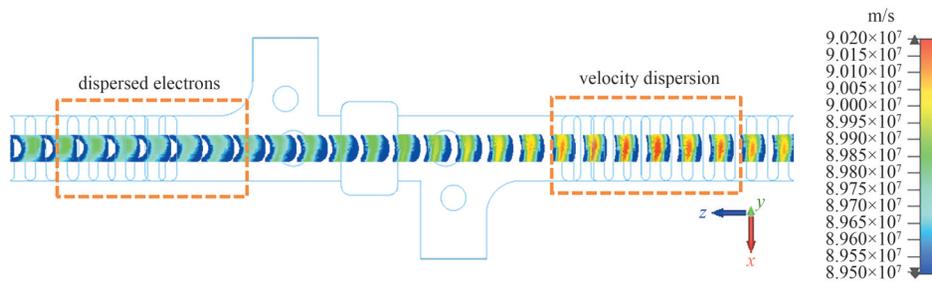


Fig.11 Velocity distribution of electrons near the cut-off structure  
图 11 切断结构附近电子的速度分布图

由于较高的频段的耦合阻抗远小于低频段，因此对于已经发散的电子，行波管在高频点工作时需要更长的电路来完成电子注的二次群聚，见图 12，这是高频段输出功率提升更加明显的原因。

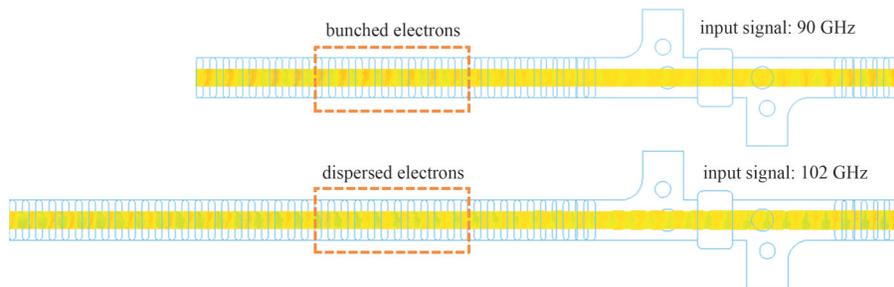


Fig.12 Electron bunching state diagram at the cut-off structure when the input signals are 90 GHz and 102 GHz respectively  
图 12 输入信号分别为 90 GHz 和 102 GHz 时切断结构处的电子群聚状态图

### 3 结论

本文设计了一个 W 波段 PCM 聚焦的宽带带状注行波管的高频结构，其在电压为 24.5 kV，电流 150 mA 工作时，在 90~103 GHz 频率范围内可以产生超过 200 W 的输出功率。该行波管高频结构在长度上具有显著优势，这将有力提升带状注的流通率并降低损耗。单电子理论推导表明，在第一段慢波结构足够长时，超短切断结构的设计可以大幅提升行波管的输出功率和带宽。

#### 参考文献：

[ 1 ] 蔡军,冯进军. 太赫兹行波管及其通信应用进展[J]. 真空电子技术, 2021(3):10-18,40. (CAI Jun,FENG Jinjun. THz TWT and its application progress in communication[J]. Vacuum Electronics, 2021(3):10-18,40.) DOI:10.16540/j.cnki.cn11-2485/tn.2021.03.02.  
[ 2 ] PERSHING D E,NGUYEN K T,ABE D K,et al. Demonstration of a wideband 10 kW Ka-band sheet beam TWT amplifier[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2014,61(6):1637-1642. DOI:10.1109/TED.2014.2304473.