

0.14 THz 基模多注折叠波导行波管的理论与模拟研究

颜胜美 苏伟 王亚军 徐翱 陈樟 金大志 向伟

Theoretical and simulation study of 0.14 THz fundamental mode multi-beam folded waveguide traveling wave tube

Yan Sheng-Mei Su Wei Wang Ya-Jun Xu Ao Chen Zhang Jin Da-Zhi Xiang Wei

引用信息 Citation: Acta Physica Sinica 63, 238404 (2014) DOI: 10.7498/aps.63.238404

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.238404>

当期内容 View Table of Contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/volumn/home.shtml>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于离轴高增益速调管的X波段高功率合成技术研究

占昌和, 李天明, 蒙林, 李正红, 吴洋, 邵剑波

2014, 63(23): 238405. 全文: [PDF](#) (700KB)

强流多注相对论速调管中电子束特性的初步研究

刘振帮, 金晓, 黄华, 陈怀璧, 王淦平

2012, 61(24): 248401. 全文: [PDF](#) (6174KB)

X波段同轴多注相对论速调管放大器的初步实验研究

刘振帮, 金晓, 黄华, 陈怀璧, 王淦平

2012, 61(23): 238402. 全文: [PDF](#) (3535KB)

X波段长脉冲同轴多注相对论速调管放大器的分析与设计

刘振帮, 金晓, 黄华, 陈怀璧

2012, 61(12): 128401. 全文: [PDF](#) (2229KB)

0.14 THz基模多注折叠波导行波管的理论与模拟研究*

颜胜美[†] 苏伟 王亚军 徐翱 陈樟 金大志 向伟

(中国工程物理研究院电子工程研究所, 绵阳 621900)

(2014年7月4日收到; 2014年7月20日收到修改稿)

为解决THz行波管工作电流过小、输出功率低等问题, 提出了基模多注工作模式的折叠波导行波管. 首先, 获得了基模多注折叠波导色散特性的等效传输线计算模型, 并与数值模拟结果进行了比较; 然后, 对基模多注折叠波导的传输特性进行了模拟计算; 最后, 通过模拟和理论计算完成了0.14 THz基模多注折叠波导行波管的注波相互作用特性分析. 电子注参数为12 mA, 15.75 kV时, 获得的3 dB带宽为25 GHz (128—153 GHz), 最大增益为33.61 dB, 最大峰值功率为23 W; 电子注参数为30 mA, 15.75 kV时, 在0.14 THz处获得了38 dB增益, 最大脉冲输出功率为63.1 W. 对比同条件下基模单注折叠波导行波管, 3 dB带宽提升了1倍, 0.14 THz处输出功率增大了9.66倍, 相互作用效率增大了3.22倍; 当增益相同时, 多注方式的相互作用长度较单注缩短了33%. 该方法能够有效增大THz行波管的工作电流, 提高相互作用增益及效率、3 dB带宽、输出功率; 在增益相同时, 基模多注行波管可以做得更短更紧凑.

关键词: 基模, 多注, 折叠波导, THz行波管

PACS: 84.40.Fe, 84.47.+w, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.63.238404

1 引言

随着THz频段资源的开发利用, THz技术在许多领域的巨大应用潜力得到广泛认同^[1]. 然而, 由于国内大功率、宽频带THz辐射源所提供的功率和带宽有限, 限制了高分辨率THz雷达、远距离高速通信、信息对抗、空间探测等系统的进一步推广. THz行波管具有输出功率高、频带宽、紧凑轻便等优点, 是一种理想的太赫兹辐射源. 行波管工作频率上升到THz后, 慢波结构横向尺寸减小, 带来了零件加工、高电流密度电子注的产生和传输、聚焦困难等问题, 同时慢波结构尺寸变小导致散热能力降低, 功率容量下降^[2]. 为了克服行波管工作频率提升后导致工作电流减小、输出功率降低的问题, 国内外学者对其进行了大量研究. 2009

年开始, Shin等^[3,4]、Baig等^[5]、Field等^[6]学者在DARPA HiFIVE计划的支持下开展了带状注THz行波管研究, 分别从长寿命、大电流密度阴极、大纵横比带状注、高效慢波结构、聚焦磁场、慢波结构的加工制作等方面开展了大量工作, 并取得了一定成果, 但仍未见整管测试报道; 2009年, Kory等^[7]、Comfoltey等^[8]学者对高次模行波管开展了相关研究, 但由于高次模行波管的工作电压过高、带宽小、模式竞争等缺点, 仍有待进一步深入研究; 2009年, 诺斯罗普·格鲁曼(Northrop Grumman)公司在DARPA HiFIVE计划支持下进行了220 GHz, 50 W折叠行波管放大器的研制^[9-11], 采取功率合成的方式, 对各路相互作用完成后的射频信号在输出口处进行合成, 实现了大功率的输出. 但这种方式需确保相位的一致性, 对每路折叠波导制作精度的一致性、电子枪与慢波结构的对准、聚焦磁场在多

* 中国工程物理研究院超精密加工技术重点实验室开放基金(批准号:2012CJMZZ00007)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: yanshengmei@caep.cn

路慢波结构区域的均匀性要求非常高. 国内学者在大电流、大功率 THz 行波管方面同样进行了大量的研究^[12–20], 分别从交错双栅带状注、正旋波导带状注行波管进行了设计与理论方面的研究; 通过选择高次谐波实现低电压工作; Ka 频段折叠波导的制管; 折叠波导大信号理论研究以及对高次模行波管进行了设计与模拟.

从国内外的研究情况来看, 提高 THz 行波管的工作电流和输出功率的方式主要集中在带状注、高次模、功率合成等, 然而这些方法存在带状注产生及稳定传输、模式竞争、工作电压过高、带宽过窄、加工困难等问题. 折叠波导结构具有全金属、易耦合、散热强、功率容量高、兼容微加工技术等优点, 广泛应用于高频段真空器件领域^[21]. 本文采用基模多电子注的方式, 通过单注小电流、多注大电流传输的工作方式, 解决工作电流小和输出功率低等问题, 以有效规避模式竞争、工作电压过高、带宽较小、幅相一致性要求严格等困难, 实现大功率 THz 辐射. 本文开展基模多注折叠波导 THz 行波管高频特性的等效电路理论、传输特性、注波相互作用特性研究及同基模单注折叠波导 THz 行波管的对比. 通过基模多注方式有效实现 THz 行波管的大电流工作, 提高 THz 行波管的输出功率、增益及效率, 拓宽工作带宽.

本文第二部分介绍了等效电路法获得多注折叠波导的高频特性; 第三部分分析了多注折叠波导的传输特性; 第四部分分析了多注折叠波导行波管的注波相互作用特性; 第五部分对比了单注与多注情

况; 第六部分为结论.

2 基模多注慢波结构的高频特性

慢波结构作为行波管的核心, 是高频电场与电子注进行能量交换、完成注-波相互作用、实现输入信号有效放大的重要区域. 慢波结构的色散和耦合阻抗特性决定了行波管的工作带宽和相互作用效率, 一个设计优良的慢波结构将具有良好的色散和耦合阻抗特性. 因此, 在设计基模多注行波管之前分析慢波结构的高频特性非常必要.

一般情况下, 对折叠波导进行理论分析的方法有以下两大类: 一类是场论的分析方法; 另一类是等效电路的分析方法. 由于场论的方法求解太过繁杂而较少采用, 通常用等效电路的方法对折叠波导的色散特性进行分析. 本文亦采用等效电路的方法.

首先, 根据文献^[22]完成 0.14 THz 折叠波导行波管初始结构参数的设计 (见表 1), 结构模型如图 1. 借鉴 Curnow^[23]所采用的高通滤波器模型完成基模多注折叠波导慢波结构色散特性的等效电路分析. 表 1 中, a 和 b 分别为折叠波导的宽边和窄边长; p 为半几何周期长; h 为直波导高; r_0 为注通道半径.

表 1 折叠波导结构尺寸参数值

a/mm	b/mm	p/mm	h/mm	r_0/mm
1.28	0.18	0.37	0.34	0.13

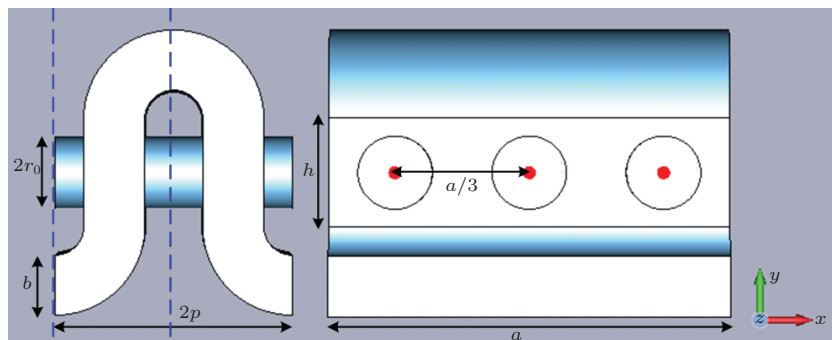


图 1 多注折叠波导模型与结构尺寸标识

由于折叠波导结构的对称性, 等效电路分析时仅需考虑半个几何周期, 如图 1 中两虚线之间所示部分, 该半几何周期结构由包含 E 面弯波导与直波导的传输波导部分 (简记为 A) 和电子注通道部分

(简记为 B) 组成, A 部分的等效电路^[24]如图 2(a)所示, B 部分的等效电路^[25]如图 2(b)所示, 最后将两部分耦合起来得到整个半几何周期结构的等效电路.

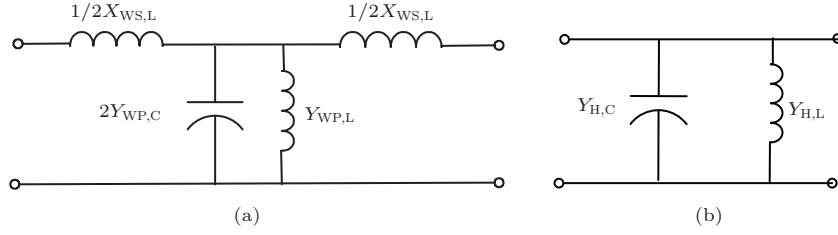


图2 半几何周期结构组成部分的等效电路 (a) A部分的等效电路; (b) B部分的等效电路

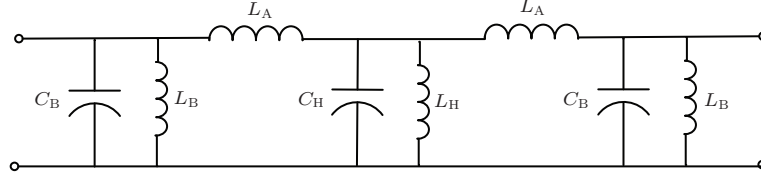


图3 完整的半几何周期结构的等效电路

图2中等效电路的串联感抗 $X_{WS,L}$ 、并联感性电纳 $Y_{WP,L}$ 、并联容性电纳 $Y_{WP,C}$ 分别由下式计算得到:

$$\begin{aligned} X_{WS,L} &= j\omega L_{WS} = j\omega\mu_0 \left(\frac{b}{a}\right), \\ X_{WP,L} &= \frac{1}{Y_{WP,L}} = j\omega L_{WP} = \left(\frac{j\omega\mu_0}{k_c^2}\right) \left(\frac{b}{a}\right), \\ X_{WP,C} &= \frac{1}{Y_{WP,C}} = \frac{1}{j\omega C_{WP}} = \left(\frac{1}{j\omega\epsilon_0}\right) \left(\frac{b}{a}\right), \end{aligned} \quad (1)$$

式中, ϵ_0 , μ_0 分别为自由空间的介电常数和磁导率, ω 为电磁波的角频率, k_c 为波导中的截止波数; 分布式集总参数 L_{WS} 表示单位长度波导的串联电感, L_{WP} 表示单位长度波导的并联电感, C_{WP} 表示单位长度波导的并联电容. 据此, 半几何周期折叠波导长的有效集总参数大小为

$$\begin{aligned} L_{WS} &= \left(\frac{\mu_0 b}{a}\right) \times l_{\text{eff}}, \\ L_{WP} &= \left(\frac{\mu_0 ab}{\pi^2}\right) \times l_{\text{eff}}, \\ C_{WP} &= \left(\frac{\epsilon_0 a}{b}\right) \times l_{\text{eff}}, \end{aligned} \quad (2)$$

式中, l_{eff} 为半几何周期折叠波导的实际长度,

$$l_{\text{eff}} = h + \pi \frac{p}{2}. \quad (3)$$

最后, 获得半几何周期中 A 部分总的等效并联电感和并联电容如下:

$$\begin{aligned} L_W &= \frac{\mu_0 b l_{\text{eff}}}{\pi^2 (l_{\text{eff}} + b)}, \\ C_W &= \epsilon_0 l_{\text{eff}} \frac{(l_{\text{eff}} + b)}{b}. \end{aligned} \quad (4)$$

对于图2(b)所示的电子注通道的等效集总参数, 根据波导手册^[26]可以获得其并联电感和并联电

容,

$$\begin{aligned} L_H &= \frac{Y_0 \pi M \lambda_g}{\omega \lambda^2 ab \left(1 - \frac{2\pi M}{\lambda^2 b}\right)}, \\ C_H &= \frac{2\pi}{Y_0 \omega \lambda_g ab \left(\frac{1}{M} - \left(\frac{\pi}{a^2 b} + \frac{7.74}{2\pi r_0^3}\right)\right)}, \end{aligned} \quad (5)$$

式中, Y_0 为矩形波导的导纳, λ_g 为矩形波导中的导波波长, $M = 4r_0^3/3$.

$$\begin{aligned} Y_0 &= \frac{a \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}}{2b\eta}, \\ \lambda_g &= \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}}, \end{aligned} \quad (6)$$

式中, λ_c 为截止波长; λ 为工作波长; η 为自由空间的波阻抗, $\eta = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$. 通过级联耦合 A, B 两部分的等效电路得到完整的半几何周期结构的等效电路如图3所示.

图3中 $L_A = 2L_W/\chi$, $L_B = 2L_W/(1 - \chi)$, $C_B = C_W/2$, χ 表示注孔面积与折叠波导宽表面积的比值, 是一个耦合因子. 本文中, 基模三注折叠波导模型下的 $\chi = 3\pi r_0^2/l_{\text{eff}}a$. 最后, 根据图3所示的等效电路并综合 Curnow 提出的耦合理论, 推导出多注折叠波导的色散方程如下:

$$\begin{aligned} \cos(\beta p) &= 1 - \left(\frac{L_W}{\chi^2 L_H}\right) (1 - \omega^2 L_W C_W) \\ &\times \left(1 + \frac{2\chi L_H}{L_W} - \omega^2 L_H C_H\right), \end{aligned} \quad (7)$$

式中 β 为电磁波的相位常数. 考虑了注通道影响的

耦合阻抗 K 和电磁波的相速 v_p 计算公式如下:

$$K = \sqrt{\frac{L_W}{C_W}} \frac{1}{(\beta p)^2} \left(\left(1 - \left(\frac{1}{\omega \sqrt{L_W C_W}} \right)^2 \right)^{-1/2} \right) \times \left(\frac{\sin(\beta p/2)}{(\beta p/2)} \right)^2, \quad (8)$$

$$v_p = \omega / \beta. \quad (9)$$

至此, 完成了基于等效电路理论的基模多注折叠波导慢波结构色散和耦合阻抗的理论计算, 根据(7)–(9)式完成对慢波结构初始参数的优化, 以获得较佳的同步带宽和耦合阻抗大小.

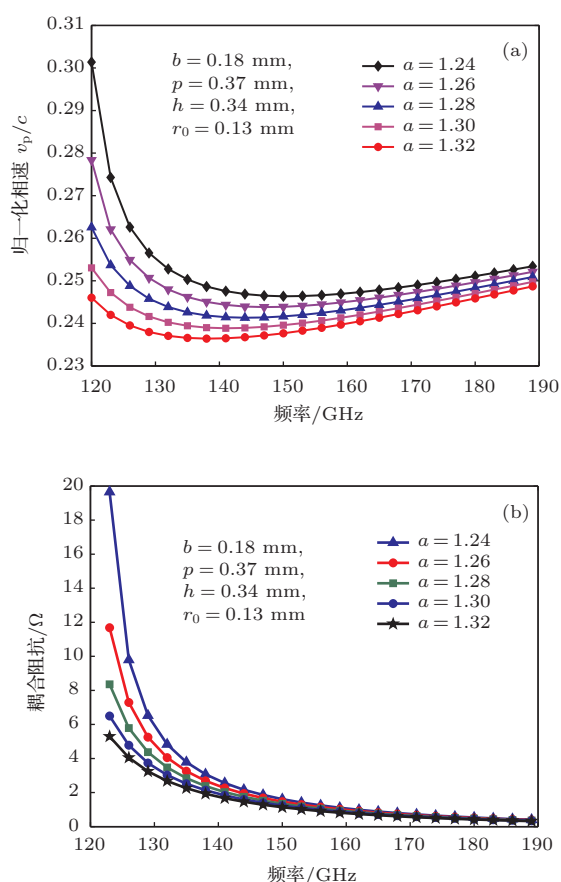


图4 优化折叠波导宽边 a 的色散特性和耦合阻抗特性 (a) 色散特性; (b) 耦合阻抗特性

图4示出了不同折叠波导宽边 a 的色散特性和耦合阻抗. 计算结果表明, 随着 a 的增大, 色散特性下移, 耦合阻抗亦同步减小. a 的确定需综合考虑色散平坦度和耦合阻抗的大小, 多注折叠波导中其他几个结构参数的优化同 a 的优化过程, 在此不再赘述. 最终确定的多注折叠波导慢波结构的优化参数如表2所列.

对优化后的多注折叠波导慢波结构在 CST MWS 软件中进行高频特性的模拟计算, 并与等效

电路理论计算结果进行比较, 如图5所示.

对比图5所示结果, CST 模拟结果同理论计算结果相符合, 等效电路计算的色散特性略微偏大, 而耦合阻抗特性略微偏小. 最后获得优化后基模多注折叠波导慢波结构在 0.14 THz 处的归一化相速为 0.241, 耦合阻抗为 2.1 Ω .

表2 折叠波导结构优化后尺寸参数值

a/mm	b/mm	p/mm	h/mm	r_0/mm
1.3	0.2	0.39	0.36	0.12

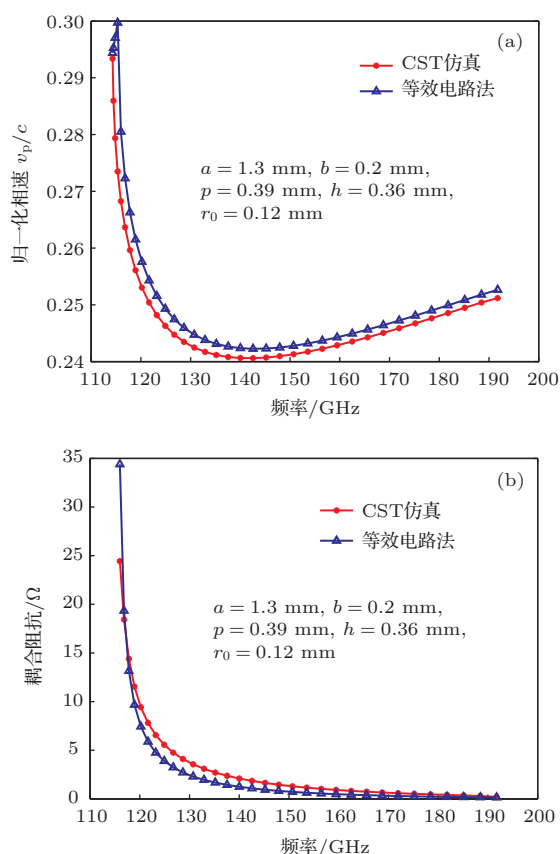


图5 CST 模拟结果与理论计算结果的比较 (a) 色散; (b) 耦合阻抗

在基模多注折叠波导慢波结构中应用等效电路法, 不再需要大量的模拟计算对慢波结构参数优化, 大大节约了设计时间, 提高了工作效率.

3 基模多注慢波结构的传输特性

慢波结构是高频电磁场与电子注进行互作用的区域, 该结构传输特性的好坏将决定行波管的相互作用是否会发生振荡. 因此, 了解该结构中电磁传输特性很有必要. 根据上节多注折叠波导

优化后的高频特性, 只需了解该结构色散平坦区 0.13—0.15 THz 之间的传输特性. 传输模型采用 60 个半几何周期(图 6), 加工折叠波导主要采用无氧铜, 由于加工表面的粗糙度会导致电磁波的传输损耗, 本文中将无氧铜的电导率设置成等效电导率为 $2.064 \times 10^7 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$. 在输入和输出口处将非标准的输入输出口尺寸渐变成标准的矩形波导 WM-1651 尺寸 (1.651 mm $\times$ 0.8255 mm), 这在工艺实现上通过两个维度上的渐变铣削完成, 两个方向上同时进行渐变可以有效降低渐变段的长度, 减小整管尺寸, 降低对聚焦磁场的要求.

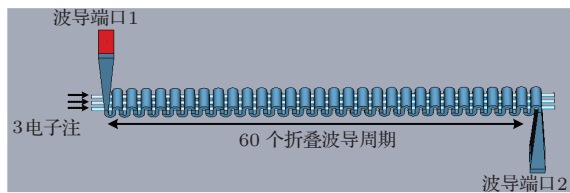


图 6 多注折叠波导 S 参数计算模型

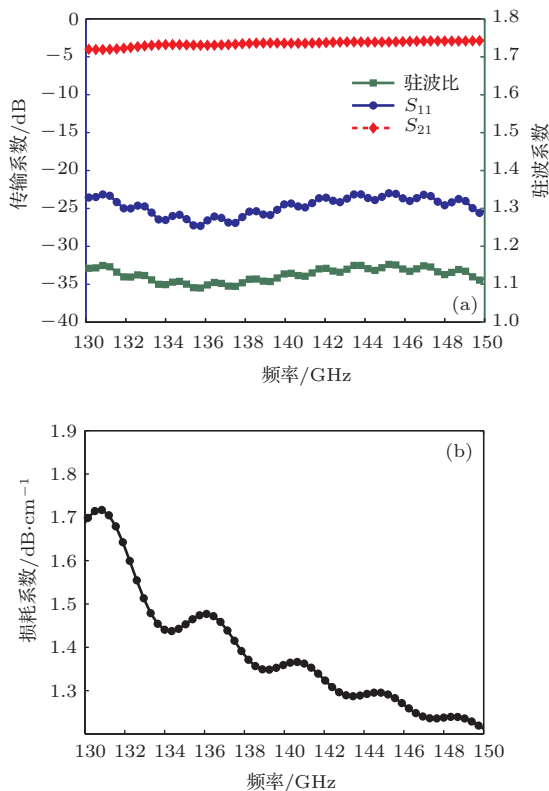


图 7 多注折叠波导的传输特性和传输损耗 (a) 传输特性; (b) 传输损耗

利用 CST MWS 软件的瞬态求解器, 图 6 中定义波导端口 1 为射频 (RF) 信号输入端口, 波导端口 2 为 RF 信号输出端口, 背景材料定义为有耗金属

材料, 电导率指定为 $2.064 \times 10^7 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$, 边界条件定义为 X, Y, Z 三个方向均为电臂. 最后获得多注折叠波导的电磁传输特性如图 7 所示.

从图 7 的计算结果可以看出, S_{11} 小于 -20 dB , 说明该系统的反射很小; S_{21} 在 -3 dB 左右, 电压驻波比 (VSWR) 小于 1.2, 这说明该系统具有很好的传输特性. 单位长度的损耗在 130—150 GHz 之间, 低于 $1.7 \text{ dB}\cdot\text{cm}^{-1}$. 其中, 0.14 THz 频率点处的 S_{11} 为 -24.41 dB , S_{21} 为 -3.21 dB , VSWR 为 1.13, 损耗为 $1.36 \text{ dB}\cdot\text{cm}^{-1}$.

增益振荡公式为

$$F(f) = G - L - \rho_o - \rho_i. \quad (10)$$

对于设计增益 $G < 40 \text{ dB}$, 相互作用长度为 10 cm 时损耗值 L 为 13.6 dB, 据图 7 折叠波导传输线两个波导端口的反射系数 ρ_o, ρ_i 均小于 20 dB. 因此, 根据 (10) 式, $F(f) < 0$, 本设计不会导致振荡的发生, 可以不增加衰减器.

4 基模多注慢波结构的注波相互作用特性

上面两节完成了基模多注折叠波导的高频特性与传输特性的分析, 本节对电子注与电磁波的相互作用特性进行分析, 观察电子注和电磁波能否充分相互作用并有效放大电磁波. 模型结构参数见表 2, 计算模型见图 6. 电子注的初始参数有电压和电流, 其中电压的计算根据电子注速度与电磁波相速(图 5)的准同步原则确定. 当注电流为 12 mA, 得到注电流密度为 $106 \text{ A}\cdot\text{m}^{-2}$, 目前热阴极连续发射电流密度水平为 3—4 $\text{A}\cdot\text{cm}^{-2}$, 获得的电子枪面积压缩比为 26.5—35.4, 没有现实难度, 电子注层流性较好控制. 轴向聚焦磁场取为 2.5 倍布里渊磁场. 高频电磁场的馈入峰值功率为 10 mW. 各初始参数列于表 3. 这里, U_0 和 I_0 分别为电子注电压和电流; B_z 为轴向聚焦磁场; P_{in} 为输入射频功率.

表 3 注波相互作用计算的初始参数

U_0 / kV	I_0 / mA	B_z / T	P_{in} / mW
15.75	0.12	0.34	10

首先, 从理论上对基模多注行波管的注波相互作用增益特性进行分析. 根据 Pierce 小信号理论分析得到:

$$C = \left(\frac{KI_0}{4U_0} \right)^{1/3}, \quad (11)$$

式中, C 为 Pierce 增益参量, 其实质是慢波结构的耦合阻抗与注电流阻抗的比值 (或称为归一化阻抗), 它反映了注-波耦合的强弱.

设电磁场的传播形式为 $A_0 \exp(j\omega t - \Gamma z)$, 其中 A_0 为振幅大小, Γ 为电磁场的复传播常数, 定义如下:

$$\Gamma = j\beta_e - \beta_e C \delta, \quad (12)$$

式中, β_e 为电子注的波矢; δ 为增量传播常数, 决定了注波互作用的增益特性, 它的值由下面的方程决定:

$$\delta^2 = \left[\frac{1}{-b + j(d + \delta)} \right] - 4QC, \quad (13)$$

其中, $b = (\beta/\beta_e - 1)/C$, 为 Pierce 速度参量; $d = 0.0183 \times Loss/C$, 为线路损耗参量; $4QC = (\omega_q/C\omega)^2$, 为 Pierce 空间电荷参量, ω_q 为等离子体角频率.

$$\omega_q = F \sqrt{\frac{\eta \rho_0}{\varepsilon_0}},$$

$$F = \left\{ 1 - \frac{\beta_e r_b}{I_0(\beta_e r_0)} \left[I_1(\beta_e r_b) K_0(\beta_e r_0) + I_0(\beta_e r_0) K_1(\beta_e r_b) \right] \right\}^{1/2}, \quad (14)$$

式中, F 为等离子频率降低因子; r_b 为电子注半径; I, K 分别为虚宗量贝塞尔函数、汉克尔函数. 考虑反射和反向损耗时, 反射因子

$$\eta_i = \frac{1 + (4QC/\delta_i^2)}{\prod_{i=1}^k \left(1 - \frac{\delta_k}{\delta_i} \right)}. \quad (15)$$

最终获得总的互作用增益 G :

$$G = 10 \lg \left(\left| \sum_{i=1}^3 \eta_i \exp(\Gamma_i L_c) \right|^2 \right), \quad (16)$$

式中, L_c 为折叠波导慢波结构的长度. 对于 (16) 式的求解, 只需将耦合阻抗 (图 5(b)) 和传输损耗 (图 7(b)) 代入, 并联立 (11)–(16) 式, 通过 Matlab 编程即可求解.

其次, 利用 CST PS 模块中的自洽互作用 (PIC) 求解器完成上述模型的注波相互作用特性分析. 向该系统中注入多注圆形电子注和馈入电磁信号, 进行注波互作用, 实时观察电子注的运动和端口信号变化情况.

模拟计算时, 首先定义多个粒子源. 为了简化粒子模拟模型, 在每个注通道中单独建立一个实体作为理想电子注射体, 注半径为 $r_0/2$, 这样有利于电子注的单独加密以提高计算精度. 定义 PIC 发射模型为 DC, 宏粒子数为 81 个, 粒子输运能量为 15.75 keV, 注电流大小为 12 mA; 定义激励信号 signal1 为对应频率的正旋信号; 定义离电子注近端为波导端口 1, 另一端为波导端口 2, 然后在 PIC 求解器中指定波导端口 1 作为激励信号端口; 并定义馈入信号的峰值电压为 0.1414 V (即峰值功率为 10 mW)、信号源选择为 signal1; 同时定义 0.34 T 的轴向均匀磁场实现对电子注的约束; 指定仿真时长为 2 ns.

根据上面的设置完成粒子模拟. 图 8(a) 显示了 100 个完整几何周期长度下, 0.14 THz 频率点处 PIC 模拟中电子注与高频场的互作用过程, 三个电子注在 RF 输出口处实现了很好的群聚; 图 8(b) 表示电子注的相空间图, 表明在相互作用段的后半部分中减速的电子数远多于被加速的电子数, 从而确保了电子注动能向电磁能的转换, 有效放大了电磁波. 图 9(a) 所示为输出端口处观测得到的输出功率, 信号在 1.4 ns 后达到稳定, 在 0.14 THz 处获得了 22.2 W 的峰值功率, 增益为 33.44 dB; 图 9(b) 为输出端口信号的快速傅里叶变换 (FFT) 频谱分布, 输出端口的信号仅在 0.14 THz 实现了有效放大, 频谱纯净, 没有其他谐波成分.

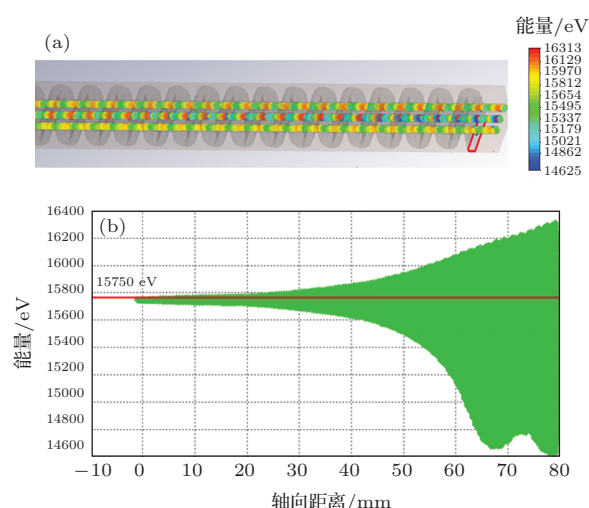


图 8 (网刊彩色) 电子注的运动轨迹和相空间图 (a) 运动轨迹; (b) 相空间图

通信系统中, 非常重视 3 dB 带宽指标 (即功率减半带宽), 因此, 行波管作为功率放大链的末端,

分析其 3 dB 带宽特性尤显重要. 通过改变馈入 RF 信号的频率, 其他参数不变, 重复 PIC 计算过程, 所获得的注波相互作用幅频响应特性曲线如图 10 所示.

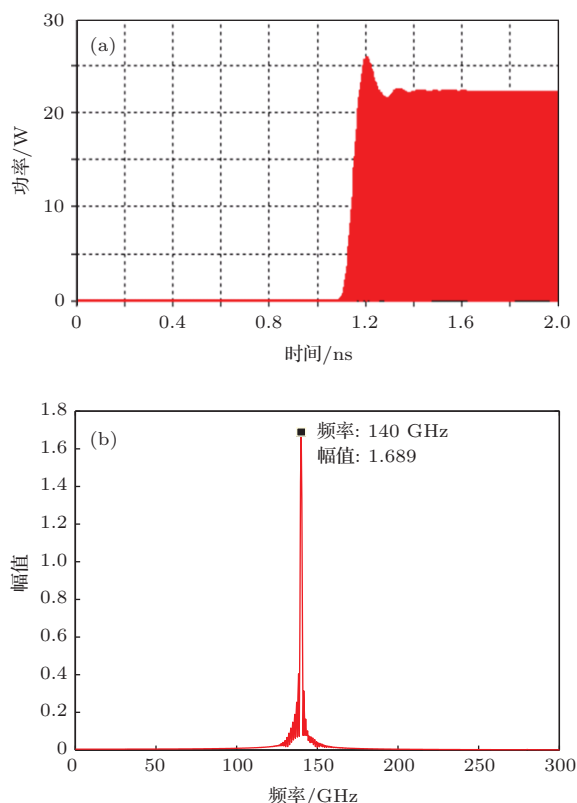


图9 输出端口信号的功率和FFT频谱分布 (a) 功率; (b) FFT 频谱分布

从图 10(a)可以看出, 在 138 GHz 处取得了 23 W 的最大峰值功率、33.61 dB 的最大增益, 3 dB 带宽为 25 GHz (128—153 GHz), 且在该带宽内获得了 10 W 以上的峰值输出功率. 理论(16)式的计算结果与 CST 数值计算结果在频率区间的低端区域偏差较大, 主要是由于在频率低端耦合阻抗和损耗较大, 造成了理论计算结果偏大; 在 134—153 GHz 之间理论计算同 CST 计算结果偏差在 10% 以内, 两者之间基本相符. 图 10(b) 为 0.14 THz 处不同相互作用长度条件下的增益变化曲线. 从图 10(b)可以看出, 在 70 mm 以下增益与相互作用长度呈线性变化关系, 当相互作用长度为 80 mm 时, 功率达到饱和, 饱和功率为 22.5 W, 饱和增益为 33.52 dB.

为使基模多注行波管工作于线性增益区, 采用 90 个完整几何周期 (70.4 mm) 分析不同注电流大小对增益的影响, 输入 RF 信号频率为 0.14 THz. 现有的热阴极工作于脉冲发射水平时, 发射电流密度可以达到 $8\text{--}10\text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}$. 为保持电子枪

输出的电子注具有合理的面积压缩比, 本文中选取最大工作电流为 30 mA, 对应的注电流密度为 $265\text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}$, 相应的面积压缩比为 26.5—33.1, 这对于电子枪没有实现难度. 注电流从 12 mA 变化到 30 mA, 注电压为 15.75 kV, 聚焦磁场为 2.5 布利渊磁场, 输入峰值功率为 10 mW. 结构参数见表 2, 所获得的不同电流下的增益特性如图 11 所示.

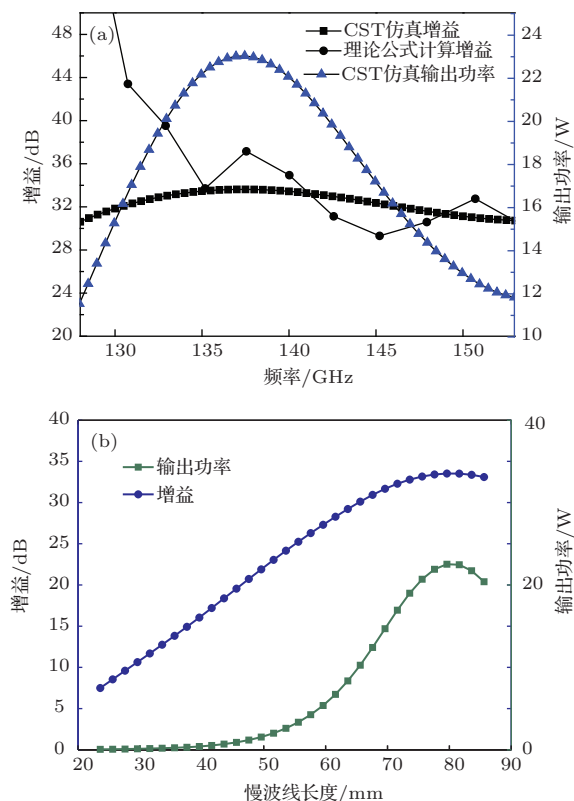


图10 (a) 3 dB 增益和输出功率曲线; (b) 不同长度下的增益及输出功率曲线

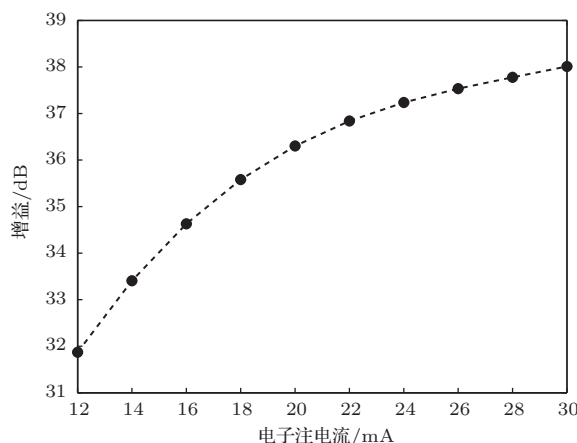


图11 不同注电流所对应的增益

从图 11 可以看出: 在注电流为 30 mA 时, 增益大小为 38 dB, 脉冲峰值功率为 63.1 W; 注电流

在 18 mA 以下时, 增益处于线性区; 注电流大于 18 mA 后, 增益增长变得缓慢, 这主要是由于注电流增大到一定程度后, 注波相互作用进入饱和区, 增益不再随电流的增大呈线性增大. 因此, 注电流的选取在保证相互作用增益条件的同时, 需要兼顾电子枪产生合理电子注的能力及聚焦磁场的大小.

5 同基模单注情况的对比

基模多注折叠波导行波管能够有效提高工作电流. 下面与相同条件下单注工作的折叠波导行波管进行对比, 两者均采用 100 个完整几何周期. 首先, 分析两种情况下的高频特性, 单注折叠波导采用的结构参数见表 2, 同多注情况相比, 惟一区别就是只采用一个电子注通道, 该通道位于折叠波导宽边的中心; 其次, 分析两种情况下的注波相互作用特性. 对比结果如图 12 所示.

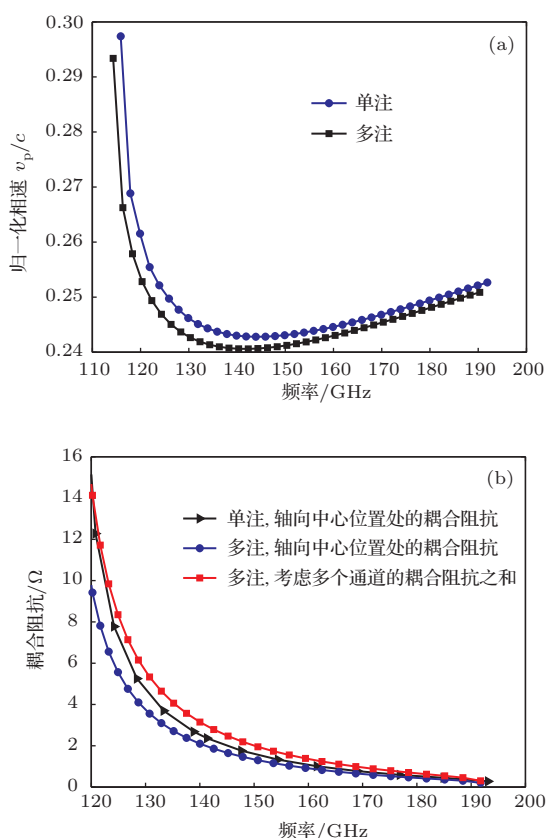


图 12 (网刊彩色) 单注、多注两种工作方式下慢波结构色散特性和耦合阻抗特性的对比 (a) 色散特性; (b) 耦合阻抗特性

由图 12(a) 可知, 单注、多注两种工作方式下慢波结构的色散曲线变化不明显, 但多注慢波结构的色散特性较单注的更加平坦, 改善了色散平坦度,

拓展了工作带宽, 这一点在下面分析 3 dB 带宽时有所体现. 从图 12(b) 可以看出, 多注中心通道处的耦合阻抗较单注的小, 这主要是由于多电子注通道的影响, 使得中心位置处的电磁场有所减小, 但考虑另外两个通道中的耦合阻抗后总耦合阻抗比单注的大, 弥补了通道数带来的影响, 如图 12(b) 中红色正方形标识的曲线所示.

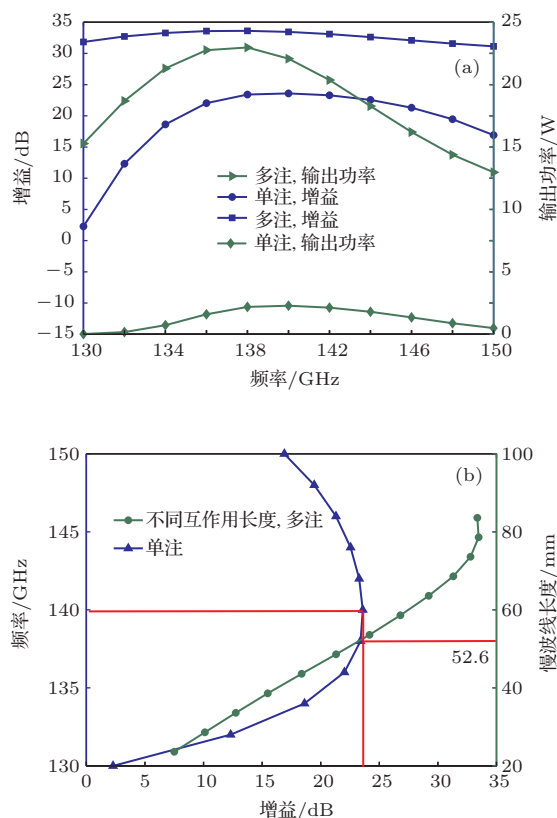


图 13 (a) 单注、多注工作方式下的增益和输出功率曲线; (b) 单注慢波结构和不同相互作用长度下的多注慢波结构的增益曲线

图 13(a) 所示为单注与多注结构注波相互作用特性. 由图 13(a) 可知单注慢波结构的 3 dB 带宽为 12 GHz (135—147 GHz), 而多注慢波结构的 3 dB 带宽为 25 GHz (128—153 GHz), 多注慢波结构的 3 dB 带宽较单注慢波结构增大了 1 倍以上, 这是因为多注慢波结构的色散曲线较单注慢波结构的更加平坦, 改善了色散特性. 同等条件下, 0.14 THz 频率点处多注慢波结构的输出功率较单注慢波结构增大了 9.66 倍, 相互作用效率提升了 3.22 倍. 因此, 0.14 THz 折叠波导行波管采用基模多注工作时相互作用增益及效率、3 dB 带宽、输出功率均得到了明显提升.

图 13(b) 为单注慢波结构和不同相互作用长度

条件下的多注慢波结构的增益特性. 从图 13 可以看出, 多注方式在 0.14 THz 频点处获得同单注一样的增益时, 互作用长度为 52.6 mm, 较单注的互作用长度 (78.2 mm) 减少了 25.6 mm. 因此, 通过基模多注工作可以大幅减小 THz 行波管的整体尺寸, 便于其在紧凑型系统领域的应用.

6 结 论

本文对 0.14 THz 基模多注折叠波导行波管的高频特性、传输特性及注波互作用特性进行了分析. 结果表明, 通过基模多注工作方式, 能够有效增大行波管的工作电流, 提高互作用增益及效率、3 dB 带宽、输出功率. 同单注方式相比, 基模多注方式具有更加平坦的色散特性, 获得了 2 倍以上的 3 dB 带宽, 数倍以上的输出功率及效率. 同时, 本文中采用的等效传输线模型, 同样适用于其他类型行波管高频特性的计算, 可以节约优化慢波结构参数的时间, 提高设计效率. 总之, 为增大 THz 行波管的工作电流、3 dB 带宽、增益及效率、输出功率, 采用基模多注工作是一条有效可实现的途径.

参考文献

- [1] Peter H S 2002 *IEEE Trans. Microwave. Theory Tech.* **50** 910
- [2] John H B 2008 *Phys. Plasmas* **15** 055502
- [3] Shin Y M, Larry R B, Neville C L 2009 *IEEE Trans. Electron Dev.* **56** 3196
- [4] Shin Y M, Baig A, Larry R B, Tsai W C, Neville C L 2012 *IEEE Trans. Electron Dev.* **59** 234
- [5] Baig A, Gamzina D, Barchfeld R, Domier C, Barnett L R, Neville C L 2012 *Phys. Plasmas* **19** 093110
- [6] Field M, Griffith Z, Young A, Hillman C, Brar B 2014 *15th IEEE International Vacuum Electronics Conference* Monterey, USA, April 22–24, 2014 p225
- [7] Kory C L, Read M, Ives R L 2009 *IEEE Trans. Electron Dev.* **56** 713
- [8] Comfoltey E N, Shapiro M, Sirigiri J, Temkin R 2009 *10th IEEE International Vacuum Electronics Conference* Rome, Italy, April 28–30, 2009 p127
- [9] Tucek J C, Basten M A, Gallagher D A, Kreischer K E 2010 *11th IEEE International Vacuum Electronics Conference* Monterey, USA, May 18–20, 2010 p19
- [10] Basten M A, Tucek J C, Gallagher D A 2009 *10th IEEE International Vacuum Electronics Conference* Rome, Italy, April 28–30, 2009 p110
- [11] Basten M A, Tucek J C, Gallagher D A, Kreischer K E 2013 *14th IEEE International Vacuum Electronics Conference* Paris, France, May 21–23, 2013 p1
- [12] Xu X, Wei Y Y, Shen F, Duan Z Y, Gong Y B, Yin H R, Wang W X 2011 *IEEE Electron. Dev. Lett.* **32** 1152
- [13] Lai J Q, Wei Y Y, Liu Y, Huang M Z, Tang T, Wang W X, Gong Y B 2012 *Chin. Phys. B* **21** 068403
- [14] Liu L W, Wei Y Y, Wang S M, Hou Y, Yin H R, Zhao G Q, Duan Z Y, Xu J, Gong Y B, Wang W X, Yang M H 2013 *Chin. Phys. B* **22** 108401
- [15] Hu Q 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 014101 (in Chinese) [胡权 2012 物理学报 **61** 014101]
- [16] Lai J Q, Wei Y Y, Xu X, Shen F, Liu Y, Liu Y, Huang M Z, Tang T, Gong Y B 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 178501 (in Chinese) [赖剑强, 魏彦玉, 许雄, 沈飞, 刘洋, 刘漾, 黄民智, 唐涛, 宫玉彬 2012 物理学报 **61** 178501]
- [17] Li S, Wang J G, Tong C J, Wang G Q, Lu X C, Wang X F 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 120703 (in Chinese) [李爽, 王建国, 童长江, 王光强, 陆希成, 王雪峰 2013 物理学报 **62** 120703]
- [18] Feng J J, Cai J, Wu X P, Hu Y F, Cui Y D, Dong R T, Liu J K, Chen J, Zhang X Q 2014 *15th IEEE International Vacuum Electronics Conference* Monterey, USA, April 22–24, 2014 p173
- [19] Gong Y B, Yin H R, Yue L N, Lu Z G, Wei Y Y, Feng J J, Duan Z Y, Xu X 2011 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **39** 847
- [20] Wang S J, Xue X Z, Wang Z C, Zhang S C, Guo J 2014 *Chin. J. Vacuum Sci. Technol.* **34** 43 (in Chinese) [王书见, 薛谦忠, 王自成, 张世昌, 郭际 2014 真空科学与技术学报 **34** 43]
- [21] Dohler G, Gagne D, Gallagher D, Moats R 1987 *IEDM Tech. Dig.* **33** 485
- [22] Ha H J, Jung S S, Park G S 1998 *Int. J. Infrared Millim. Waves* **19** 1229
- [23] Curnow H J 1965 *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **13** 671
- [24] Carter R G, Liu S K 1986 *IEEE Proc. H, Microw. Antenn. Propag.* **133** 330
- [25] Booske J H, Converse M C, Kory C L, Chevalier C T, Gallagher D A, Kreischer K E, Heinen V O, Bhattacharjee S 2005 *IEEE Trans. Electron Dev.* **52** 685
- [26] Marcuvitz L 1986 *Waveguide Handbook* (London: Peter Peregrinus) p365

Theoretical and simulation study of 0.14 THz fundamental mode multi-beam folded waveguide traveling wave tube*

Yan Sheng-Mei[†] Su Wei Wang Ya-Jun Xu Ao Chen Zhang
Jin Da-Zhi Xiang Wei

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China)

(Received 4 July 2014; revised manuscript received 20 July 2014)

Abstract

To improve the current and output power of the THz traveling wave tube (TWT), a fundamental mode multi-beam folded waveguide (FMMBFW) TWT scheme is proposed. Firstly, an equivalent circuit model FMMBFW for calculating the high-frequency characteristic is established and compared with numerical simulation. Secondly, the transmission characteristic of 60 periods FMMBFW is analyzed. Finally, the beam-wave interaction characteristic of 0.14 THz FMMBFW TWT is completed by numerical simulation and theoretical calculation. When the DC current is 12 mA and the applied voltage is 15.75 kV, the 3 dB bandwidth of 0.14 THz FMMBFW TWT is 25 GHz (128–153 GHz), the maximum gain is 33.61 dB and the maximum output power is 23 W. When the DC current is 30 mA and the voltage is 15.75 kV, the maximum gain is 38 dB and the maximum pulse output power is 63.1 W at 0.14 THz. Compared with the fundamental single-beam folded waveguide (FW) TWT under the same working condition, the 3 dB bandwidth is doubled, its output power is raised by a factor of 9.66 and the interaction efficiency is increased by 3.22 times. Based on the same gain, the length of FMMBFW TWT is just 52.6 mm while the length of single beam FW-TWT is 78.2 mm. The proposed method can increase effectively the current of FMMBFW TWT; and the interaction gain, efficiency, 3 dB bandwidth, output power can be improved. When the gain is the same, a shorted and compact FMMBFW TWT can be constructed.

Keywords: fundamental mode, multi-beam, folded waveguide, THz traveling wave tube

PACS: 84.40.Fe, 84.47.+w, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.63.238404

* Project supported by the Open Foundation of the Key Laboratory of Precision Manufacturing Technology of China Academy of Engineering Physics (Grant No. 2012CJMZZ00007).

[†] Corresponding author. E-mail: yanshengmei@caep.cn