

高次谐波开槽回旋行波放大管 自洽非线性数值模拟*

张宏斌 李宏福 喻 胜 王华军 黄 勇 杨仕文 杜品忠

(电子科技大学高能电子学研究所 成都 610054)

摘 要 在未考虑电子注速度零散、引导中心零散以及波导壁损耗的情况下,采用四阶龙格库塔法,对均匀截面开槽高次回旋行波放大管注波互作用进行了数值计算,得出一些重要的互作用规律。电子注绕轴作大回旋运动。在 π 模式、四次谐波、35.05GHz、58kV、8A、 $v/v = 1.5$ 的情况下,饱和效率达到 24.4%,增益为 34dB,峰值功率为 113.2kW,饱和带宽为 4%。

关键词 回旋行波管 开槽波导 常驱动带宽 饱和带宽 高次谐波

中图分类号 TN 62

回旋行波放大管属于毫米波放大器件,它以高功率、高效率、宽频带而著称,在雷达与通讯等领域有着极其重要的应用前景,自七十年代末以来,在理论和实验方面都取得了长足的进展^[1, 2, 3, 7]。

对于零次谐波回旋行波管,在毫米波段需要很高的直流磁场,因而需要体积较大的超导系统或电磁铁系统来提供直流磁场。采用高次谐波互作用,便可大大降低管子对直流磁场的要求^[2, 3],使采用永久磁铁成为可能,从而可大大减小管子的体积。由于开槽壁和光滑壁波导中高频场分布存在的差异,开槽波导更有利于注波互作用,工作电压要求较低,工作效率比光滑壁波导要高,同时与光滑壁波导相比具有很好的模式竞争抑制能力^[6]。总之,高次谐波、宽带、开槽多级互作用电路是今后回旋行波管研究和发展的主要方向。基于这些原因,我们采用四次谐波开槽波导对回旋行波放大管进行了数值模拟,并得到了一些重要的互作用规律。

1 开槽波导中高频场的模式和特性

图 1 所示为开槽波导结构以及电子注轨迹横截面图(虚线表示电子注横截面图)。设 N 为开槽波导的槽数, θ 为间隙半张角, a, b 分别为波导内外半径, r, Q_z 为电子的柱坐标, v 为电子的横向速度, ϕ 为动量空间角,即 v 与 x 轴的夹角。为了方便起见,将波导分为两个区域进行讨论: I 区 ($0 < r < a$) 和 II 区 ($a < r < b$)。由于在回旋行波管中电子注与波的有效相互作用场为 TE 波场,故只需要关心横电波 ($E_z = 0$) 高频场的分布情况^[4, 5]。这里只给出高频电场分量的表达式,有关高频磁场分量的表达式可进一步通过麦克斯韦方程求得。在 I 区 ($0 < r < a$) 中

$$E_r = - \frac{\omega \mu}{k_c r} \sum_{\Gamma} A_{\Gamma} J_{\Gamma}(k_c r) e^{j(\omega - \Gamma \Omega - k_z z)} \quad (1)$$

$$E_{\phi} = \frac{j \omega \mu}{k_c} \sum_{\Gamma} A_{\Gamma} J'_{\Gamma}(k_c r) e^{j(\omega - \Gamma \Omega - k_z z)} \quad (2)$$

* 国家 863 激光技术资助项目及电子部预研项目

1997 年 12 月 29 日收到原稿,1998 年 3 月 5 日收到修改稿。

张宏斌,男,1963 年 9 月出生,在读博士

在 II 区 ($a < r < b$) 中 $E_r = 0$ (3)

$$E_{\varphi} = \frac{j\omega\mu}{k_c} [A_0 J_0(k_c r) - B_0 Y_0(k_c r)] e^{j(\omega - qm2\pi/N - k_z z)} \quad (4)$$

其中
$$\begin{cases} A_0 = \frac{Y_0(k_c b) E_0}{J_0(k_c a) Y_0(k_c b) - J_0(k_c b) Y_0(k_c a)} \\ B_0 = -\frac{J_0(k_c b)}{Y_0(k_c b)} A_0 \end{cases} \quad (5)$$

在以上各式中, E_0 为高频场振幅, Γ 为角向谐波数; A_{Γ} 为角向 Γ 次谐波项的振幅系数; k_c 为截止波数; q 为开槽序数 ($q = 1, 2, \dots, N$); m 代表高频场的角向模式. A_{Γ} 的值以及电路的色散关系可由电磁场在 $r = a$ 处的边界条件确定.

$$A_{\Gamma} = \begin{cases} \frac{E_0 N \theta_0}{\pi \Gamma} \frac{\sin(\Gamma \theta_0)}{\Gamma \theta_0}, & \Gamma = m + jN \\ 0, & \Gamma \neq m + jN \end{cases} \quad (6)$$

式中, $j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

色散关系为
$$\frac{N \theta_0}{\pi \Gamma} + \frac{J_{\Gamma}(k_c a)}{J_{\Gamma}(k_c a)} \left(\frac{\sin(\Gamma \theta_0)}{\Gamma \theta_0} \right)^2 = \frac{J_0(k_c a) Y_0(k_c b) - J_0(k_c b) Y_0(k_c a)}{J_0(k_c a) Y_0(k_c b) - J_0(k_c b) Y_0(k_c a)} \quad (7)$$

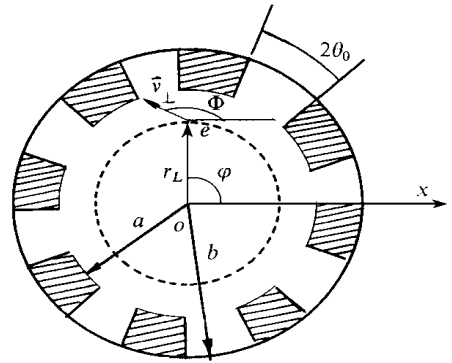


Fig 1 Cross-sectional view of e-beam and slotted gyro-TWT without waveguide
图 1 中空外开槽波导结构及电子注横截面(虚圆)

(6) 式表明, 只有当空间谐波次数 $\Gamma = m + jN$ 时, 非零空间谐波项才存在. 对于间隙数为偶数 (即 N 为偶数) 的情况, 开槽结构能支持 $N/2 + 1$ 个角向模式 (即 $m = 0, 1, 2, \dots, N/2$). 角向模式决定相邻间隙高频场的相位差, 对于每一具体模式, 此相位差值为 $m 2\pi/N$. 每一角向模式均由无数个角向谐波项组成, 其谐波振幅系数由 (6) 式决定. 在所有角向模式中有两个比较重要的模式, 即 π 模式和 2π 模式, 其角向谐波相对强弱分布情况见图 2 所示. 由图 2 可知, 2π 模式的能量主要集中于零次谐波中, 而 π 模式的能量主要集中于 $\pm N/2$ 次谐波项中, 因此, π 模式较 2π 模式更适合于高次谐波回旋互作用. 如果电子注回旋谐波次数 (用 S 表示) 已经设定, 那么槽数 N 的选择应保证最强非零次角向谐波项的次数 Γ 与回旋谐波次数 S 相等. 如, 对于 π 模式, 槽数 N 应等于 $2S$.

当角向模式 m 和槽深 (即 a/b 的值) 确定后, 截止波数 k_c 的值可由 (7) 式通过数值求解方

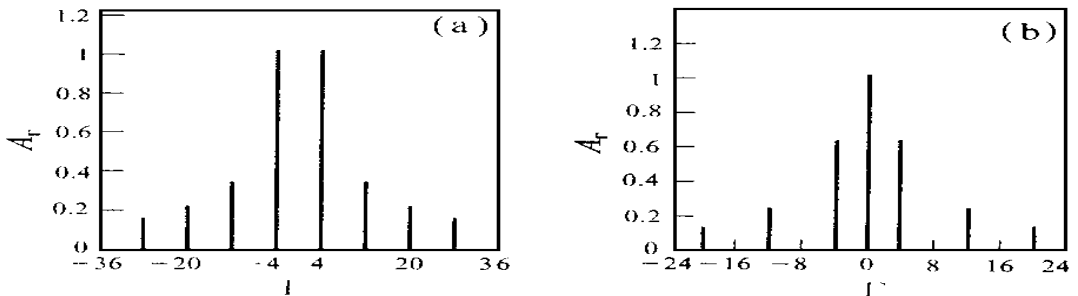


Fig 2 Dependence of azimuthal harmonic amplitude on azimuthal harmonic number for (a) π mode ($N = 8, \theta_0 = 11.25^\circ$) and (b) 2π mode ($N = 4, \theta_0 = 22.5^\circ$)

图 2 角向谐波振幅对角向谐波数 (Γ) 的分布示意图.

法得到^[5,6]。

2 自洽非线性理论

在热腔中, 高频场沿轴向呈缓变分布状况, 对横坐标 (r, φ) 的分布函数冷腔场相同。下面给出 I 区中的热腔场 (TE 波) 电场分量的表达式, 有关磁场分量的表达式可进一步通过麦克斯韦方程求得。

$$E_r = - \frac{f(z)}{bC_{mn}} \frac{\Gamma}{k_c r} A_{\Gamma} J_{\Gamma}(k_c r) e^{j(\omega - \Gamma\varphi)} \quad (8)$$

$$E_{\varphi} = \frac{jf(z)}{bC_{mn}} A_{\Gamma} J_{\Gamma}(k_c r) e^{j(\omega - \Gamma\varphi)} \quad (9)$$

上述各式中, C_{mn} 为电场归一化系数; $f(z)$ 为一复函数, 代表高频场沿 z 轴的缓变分布情况。 C_{mn} 的值由下式求得

$$C_{mn}^2 = \frac{1}{b^2} \left\{ A_{\Gamma}^2 \pi a^2 \left[J_{\Gamma-1}^2(k_c a) - J_{\Gamma}(k_c a) J_{\Gamma-2}(k_c a) - \frac{2\Gamma}{k_c^2 a^2} J_{\Gamma}^2(k_c a) \right] + 2N \Theta \int_a^b [A \omega J_1(k_c r) + B_0 Y_1(k_c r)]^2 r dr \right\} \quad (10)$$

以下是自洽非线性注波相互作用常微分方程组

从洛伦兹公式 $(d/dt)(\gamma v) = - (|e|/m_0) [E + v \times (B + B_0)]$ 出发^[5], 可推得电子在高频场 (E, B) 和直流磁场 (B_0) 作用下的运动方程。每个电子有 6 个运动参量方程, 这里仅给出了速度分量及动量空间角 3 个运动参量方程。

$$\frac{du}{dz} = - \frac{\gamma \eta}{u_z} [E_r \cos(\Phi - \varphi) + E_{\varphi} \sin(\Phi - \varphi)] + \eta [B_{\varphi} \cos(\Phi - \varphi) - B_r \sin(\Phi - \varphi)] \quad (11)$$

$$\frac{du_z}{dz} = \frac{\eta u}{u_z} [B_r \sin(\Phi - \varphi) + B_{\varphi} \cos(\Phi - \varphi)] \quad (12)$$

$$\frac{d\Phi}{dz} = - \frac{\gamma \eta}{u} \frac{1}{u_z} [E_{\varphi} \cos(\Phi - \varphi) + E_r \sin(\Phi - \varphi)] - \frac{\eta}{u} [B_r \cos(\Phi - \varphi) + B_{\varphi} \sin(\Phi - \varphi)] + \frac{\eta}{u_z} (B_z + B_0) \quad (13)$$

式中, m_0 和 γ 分别为电子的静止质量和相对论因子; Φ 为动量空间角; $u = \gamma v_0$

从有源麦克斯韦方程出发, 推得自洽非线性注波相互作用方程为

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + (k^2 - k_c^2) \right] f(z) = - \frac{2j\omega\mu_0}{bC_{mn}} \iint \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi}{v} \frac{\Gamma}{k_c r} A_{\Gamma} J_{\Gamma}(k_c r) \cos(\Phi - \varphi) + j A_{\Gamma} J_{\Gamma}(k_c r) \sin(\Phi - \varphi) e^{j(\Gamma\varphi - \omega t)} d(\omega) ds \quad (14)$$

边界条件 $f(z) |_{z=0} = f(0), \quad \frac{df(z)}{dz} |_{z=0} = -jk_z f(0) \quad (15)$

式中 $f(0)$ 为输入高频场电场幅值。

方程(15)~(18)为自洽非线性注波作用方程组。将电子注离散为 N_T 个宏电子, 则一共有 $6N_T + 2$ 个一阶非线性微分方程, 结合边界条件(19)、(20), 利用四阶龙格库塔法对注波相互作用进行数值计算, 计算结果在后面给出并讨论。

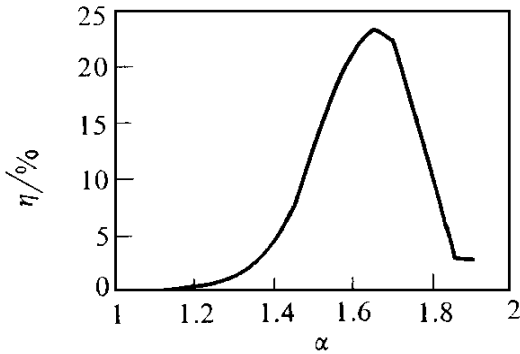


Fig 3 Dependence of efficiency on velocity

ratio $\alpha = v/v_0$ ($S = 4, \pi$ model, $I = 5A$
 $V = 58kV, \omega/\omega_c = 1.032, B_0/B_g = 0.99$)

图 3 效率与电子注速度比值 α 的关系

表 1 数值模拟参数与结果

Table 1 the simulation parameters and results

inner circuit radius	0.312cm
outer circuit radius	0.445cm
circuit length	20.025cm
beam voltage	58kV
beam current	8A
α	1.5
magnetic field mode	π
number of vanes	8
frequency	35.05GHz
simulation results	
peak efficiency	24.4%
peak power	113.2kW
peak saturated gain	34dB

3 结果与讨论

表 1 给出了相互作用电路参数, 各图表曲线相关参数见相应图表标注。图 3 给出了驱动功率为 100W 情况下, 效率与电子速度比值 α 的关系。由于在回旋行波管中波的能量取自于电子的横向能, 又由于当 α 值增大, 电子的横向能量以及回旋半径也随着增大, 因此相互作用效率也就随着 α 增大而增大。但当 α 增大到一定值后, 注波相互作用达到饱和, 同时由于电子注回旋半径过大, 电子在波导壁上产生截获, 这样相互作用效率又随 α 值增大而减小。图 4 所示为饱和效率与 B_0/B_g 值之间的关系, B_0, B_g 分别为直流磁场和共振点磁场。从图所示曲线可知, 降低 B_0/B_g 值, 有助于提高饱和相互作用效率。图 5 所示电流分别为 4A、8A 和 12A 情况下饱和增益随频率变化的关系。图中 ω 为高频场频率, ω_c 为波导截止频率。可以看出饱和增益和饱和带宽都随电流的增长而有所增加。在 8A 和图示情况下 3dB 饱和带宽为 4%。图 6 所示为几个不同磁场失谐率下饱和增益以及饱和效率随频率变化的关系。由图可见, 磁场失谐率对饱和增益及饱和带宽有较大影响, B_0/B_g 值的提高有利于饱和增益及饱和带宽的提高, 但饱和效率却有所降低。图 7(a)、(b) 分别为常驱动情况下效率及增益随频率变化的关系。图 (a) 表明, 电流的增加

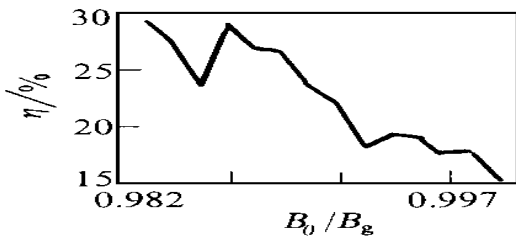


Fig 4 Dependence of saturation efficiency on magnetic detuning ratio ($S = 4, \pi$ model, $I = 5A$,

$V = 58kV, \omega/\omega_c = 1.032, \alpha = 1.5$)

图 4 饱和效率与磁场失谐率 B_0/B_g 值的关系

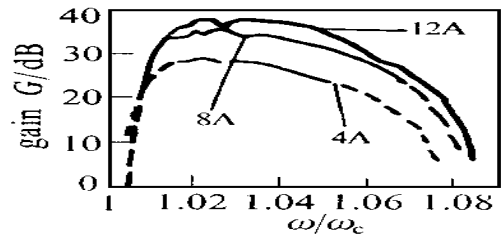


Fig 5 Dependence of saturation gain on frequency

for beam currents $I = 4A, 8A$, and $12A$ ($S = 4, \pi$ mode, $V = 58kV, \alpha = 1.5, B_0/B_g = 0.99$)

图 5 不同电流下饱和效率随频率变化的关系

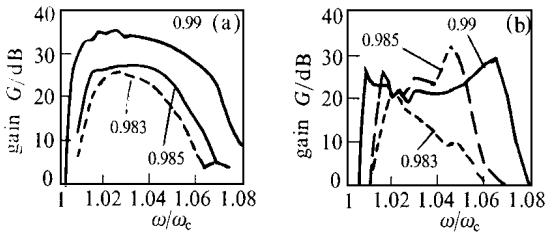


Fig 6 Dependence of (a) saturation gain and (b) saturation efficiency on frequency for magnetic detuning ratios $B_0/B_g = 0.983, 0.985,$ and 0.99 ($S = 4, \pi\text{mode}, I = 8\text{A}, V = 58\text{kV}, \alpha = 1.5$)

图 6 不同磁场失谐率下饱和效率和增益随频率变化的关系

有利于常驱动带宽及互作用效率的提高。图(b)表明,在小电流情况下,增益随电流的增加有较大增加,但当电流值较大时,电流对增益的影响较小。所谓常驱动带宽是指在其它条件都不变的情况下,互作用效率随频率变化的带宽。图 8(a)、(b)为在三个不同驱动功率及图示条件下,互作用效率及增益与频率的关系。图(a)表明,驱动功率的增大有利于常驱动带宽和互作用效率的提高,但增益却随驱动功率的增大而有所降低(见图 b)。图 9 为作绕轴大回旋运动的电子注在互作用区四个特殊轴向位置处的轨迹横断面图。(a)图所示为电子注刚进入互作用区时(即 $z = 0$ 处)的初始未微扰状况。(b)图 9 为小信号初始阶段($z = 8.01\text{cm}$)处的示意图。在此阶段中,电子注在与高频场的作用下,沿角向方向逐渐向四个群聚中心聚集(对于四次谐波互作用情况)。(c)图 9 为互作用中期情况($z = 15.58\text{cm}$ 处)。此间,电子注已分成四个群聚块,分别落入四个减速相位区,电子注被高频场减速而向高频场交出能量。(d)图 9 为互作用后期示意图($z = 20.03\text{cm}$ 处)。此间电子注的相位捕获已相当完全,互作用已开始达到饱和状态。

4 结束语

我们在单模、没有速度零散、引导中心零散以及波导壁损耗的情况下,对高次谐波回旋行波管注波互作用进行了数值计算,得出了一些互作用规律。研究表明,开槽波导高次谐波回旋行波管能在较低的磁场下和较宽的频带范围内,获得较高的互作用效应。高次谐波互作用降低了管子对磁场的要求,使采用永久磁铁成为可能。由于在 π 模式中,高频场能量主要集中于高次谐波项中,而在 2π 模式中,能量主要集中于零次谐波项中,因此, π 模式较 2π 模式更有利于高次谐波放大。适当降低磁场失谐率 B_0/B_g 的值,有利于提高饱和互作用效率,但饱和带宽有所降低。另外,适当提高横纵向速度比值(v_x/v_z)、电流值以及输入功率,有利于常驱动带

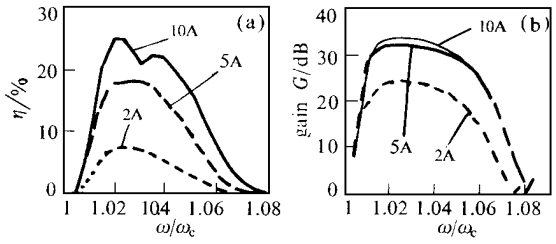


Fig 7 Dependence of (a) efficiency (b) gain on frequency under constant input power $P_{in} = 30\text{W}$ for beam currents $I = 2\text{A}, 5\text{A}, 10\text{A}$ ($S = 4, \pi\text{mode}, V = 58\text{kV}, B_0/B_g = 0.99, \alpha = 1.5$)

图 7 不同电流下效率随频率变化的关系

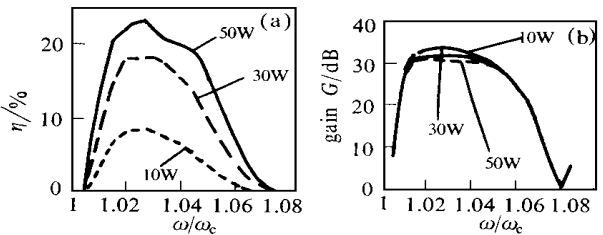


Fig 8 Dependence of (a) efficiency (b) gain on frequency for input power $P_{in} = 10\text{W}, 30\text{W}, 50\text{W}$ ($S = 4, \pi\text{mode}, I = 5\text{A}, V = 58\text{kV}, B_0/B_g = 0.99, \alpha = 1.5$)

图 8 不同输入功率下效率随频率变化的关系

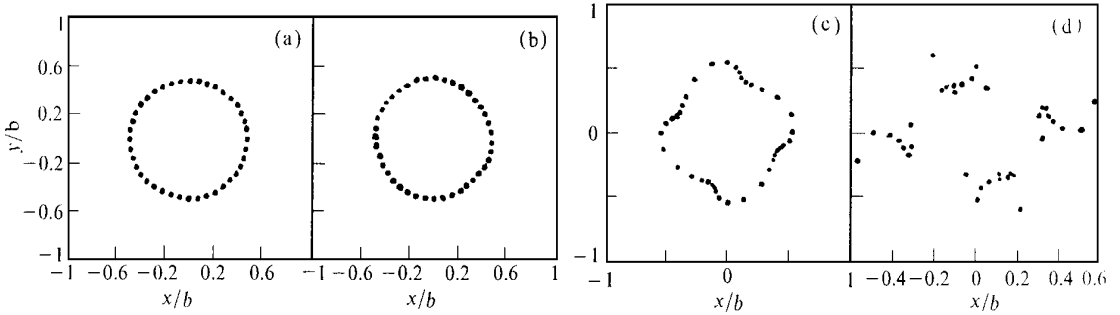


Fig 9 Cross-sectional distribution of electron beam at axial position z equal to
(a) 0 cm, (b) 8.01 cm, (c) 15.58 cm, (d) 20.03 cm

图 9 电子注在四个轴向位置处的横断面分布情况

宽、增益和相互作用效应的提高。

参考文献

- 1 Park G S, et al Gain broadening in an inhomogeneous gyrotron traveling wave amplifier *IEEE IEDM* 90, 1990, 703~705
- 2 Guo H, Gamel Y, et al Design and development of a high performance gyro-TWT amplifier operating at a cyclotron harmonic frequency. *IEEE IEDM* 91, 1991, 783~785
- 3 Leou K C, McDermott D B. Dielectric-loaded wideband gyro-TWT. *IEEE Transactions*, 1992, **PS20**(3): 188~196
- 4 Li Hongfu, Xu Fengling, Liu Shenggang. Theory of harmonic gyrotron with multiconductor structure *Int J Electronics*, 1988, **65**(3): 409~418
- 5 Li Hongfu, Li Xiang. Analysis and calculation of an electron cyclotron maser having inner and outer slotted structure *Int J Electronics*, 1991, **70**(1): 213~219
- 6 Chu K R. Theory of harmonic gyrotron oscillator with slotted resonant structure, *Int J Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1984, **5**(1): 37~56
- 7 Wang Q S, et al Stable 1 MW, third-harmonic gyro-TWT amplifier. *IEEE Trans*, 1994, **PS22**(5): 608~615

NONLINEAR SELF-CONSISTENT SIMULATION OF HIGH-HARMONIC SLOTTED GYRO-TWT AMPLIFIER

Zhang Hongbin, Li Hongfu, Yu Sheng, Wang HuaJun, Huang Yong, Yang Siwen, Du Pingzhong
Univ. of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054

ABSTRACT The behavior of the slotted gyrotron travelling wave amplifier (gyro-TWT) with a uniform section is simulated by a Runge-Kutta algorithm code under the condition neglecting the velocity spread and guiding center spread of the electron beam and the loss of the waveguide. Some important interaction laws are obtained. The electron beam encircles the axis of the waveguide. For an ideal 58 kV, 8 A beam with $v/v = 1.5$, the saturated efficiency of a fourth-harmonic gyro-TWT, working at 35.05 GHz, reaches 24.4%, the peak output power reaches 113.2 kW, the saturated gain is 34 dB. 3 dB saturated bandwidth is 4%.

KEY WORDS gyro-TWT, slotted waveguide, constant driving bandwidth, saturated bandwidth, high harmonic