

## 过模返波管的正反馈机制

李正红 谢鸿全

### Feedback process study in over-sized backward wave oscillator

Li Zheng-Hong Xie Hong-Quan

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 054103 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20181897

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20181897>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

---

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### X波段新型低阻抗高功率微波源的模拟研究

Particle-in-cell simulation of a new X-band low-impedance high power microwave source

物理学报. 2016, 65(13): 138402 <https://doi.org/10.7498/aps.65.138402>

#### 基于频域电磁场的微波器件微放电阈值快速粒子模拟

Fast particle-in-cell simulation method of calculating the multipactor thresholds of microwave devices based on their frequency-domain EM field solutions

物理学报. 2016, 65(23): 237901 <https://doi.org/10.7498/aps.65.237901>

#### 0.34 THz大功率过模表面波振荡器研究

Study on 0.34 THz overmoded surface wave oscillator

物理学报. 2015, 64(5): 50703 <https://doi.org/10.7498/aps.64.050703>

#### 锁频锁相的高功率微波器件技术研究

Review on high power microwave device with locked frequency and phase

物理学报. 2018, 67(8): 88402 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20172684>

#### 高功率微波输出窗内侧击穿动力学的PIC/MCC模拟研究

PIC/MCC simulation of breakdown dynamics inside high power microwave output window

物理学报. 2018, 67(22): 225201 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181260>

#### 慢波结构爆炸发射对高功率太赫兹表面波振荡器的影响

Influence of slow wave structure explosive emission on high-power surface wave oscillator

物理学报. 2015, 64(15): 150702 <https://doi.org/10.7498/aps.64.150702>

# 过模返波管的正反馈机制\*

李正红<sup>1)2)</sup> 谢鸿全<sup>2)3)†</sup>

1) (中国工程物理研究院应用电子学研究所, 绵阳 621900)

2) (电子信息控制重点实验室, 成都 610036)

3) (西南科技大学理学院, 绵阳 621010)

(2018 年 10 月 24 日收到; 2018 年 11 月 17 日收到修改稿)

作为一个典型的高功率微波振荡器, 过模返波管 (backward wave oscillator, BWO) 的束波相互作用过程复杂, 束流负载效应影响明显, 但是作为振荡器本身, 其本质就是一个正反馈电路, 电子从阴极发射后, 穿过谐振反射腔和慢波结构 (slow-wave structure, SWS), 在 SWS 区电子动能转化为微波能, 其中的一部分微波反馈到谐振反射腔, 实现对电子束的调制, 其他微波通过后面输出端口向外辐射. 本文根据这种正反馈机制, 建立器件工作模式等效电路和束波相互作用的自洽过程, 从理论上给出正反馈机制对器件模式控制、起振电流等参数的影响, 并模拟研究了这种反馈机制对模式控制的影响, 由此设计了一个能够在 (1 MV, 20 kA) 电子束条件下克服模式竞争的过模 BWO, 其微波输出功率为 7.9 GW, 频率为 8.68 GHz, 相应的效率为 39.5%.

**关键词:** 高功率微波, 返波管, 模式控制, 电磁粒子模拟**PACS:** 41.20.-q, 52.35.-g**DOI:** 10.7498/aps.68.20181897

## 1 引言

近年来, 由于像 Tesla 这样具备重复频率能力的脉冲功率技术的进步, 窄带高功率微波器件也得到了很好的发展<sup>[1,2]</sup>. 在高功率微波研究中, 过模返波管 (backward wave oscillator, BWO) 采用谐振反射腔实现该器件在过模条件下工作, 是产生 X 波段、数 GW 高功率微波的热点器件. 然而相对于常规微波器件, 过模 BWO 高功率微波器件的特点<sup>[3,4]</sup>是: 驱动电流大, 器件本身  $Q$  值小, 其“冷”腔和“热”腔之间存在很大区别, 工作状态受电子束参数变化的影响很大, 如频率束流负载效应带来频率变化等, 因此在实验中由于电子束不稳定, 每次发射的微波频率都不同. 同时, 不像常规微波器件, 过模 BWO 的束波相互作用过程很复杂, 实验中普遍存在脉冲缩短、电子回旋吸收等现象<sup>[5,6]</sup>, 以及过模

结构下的模式竞争问题<sup>[7,8]</sup>. 在工作过程中模式时而发生变化<sup>[9,10]</sup>, 如 BWO 中发生的交叉不稳定性<sup>[11-13]</sup>就是器件在工作过程中从一个模式突然或慢慢转变到另一个模式. 过模 BWO 作为振荡器本身, 就像振荡电路一样存在一个正反馈机制 (即正反馈回路), 我们将从正反馈的角度来研究过模 BWO 的束波相互作用, 由此从理论上给出正反馈机制对器件模式控制、起振电流和微波输出频率等参数影响的物理过程. 同样, 对于像磁绝缘振荡器 (magnetically insulated line oscillator, MILO)、磁控管这样的正交型器件<sup>[14,15]</sup>, 作为振荡器的本身其正反馈机制是不变 (束波相互作用区产生的微波反馈到器件接近阴极的区域实现电子调制, 这种调制电子束进一步加强束波相互作用的正反馈过程) 的, 在这样的器件中, 阴极处于束波相互作用区, 同样根据器件工作模式的特点也可以确定其振荡的正反馈过程, 因此论文研究的结论和方法也适用于像 MILO<sup>[16]</sup>、磁控管<sup>[17]</sup>

\* 电子信息控制重点实验室基金项目 (批准号: 621021) 和国家自然科学基金 (批准号: 11875228) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: 798208216@qq.com

这样的正交型器件.

## 2 器件结构

### 2.1 器件结构及其等效电路

微波器件主要由谐振反射腔和慢波结构 (slow-wave structure, SWS) 两部分组成 (图 1). 在图 1 结构中, 电子从阴极发射后, 穿过谐振反射腔和 SWS, 最后终止于 SWS 后器件壁. 束波相互作用主要发生在 SWS 区, 在该区电子动能转化为微波能, 其中的一部分微波反馈到谐振反射腔, 实现对电子束的调制, 其他微波通过后面输出端口向外辐射. 图 2 为器件的等效电路图, 图中  $R$  代表器件的微波输出阻抗. 电子束在谐振反射腔得到速度调制, 当其进入 SWS 区时, 电子束已经充分聚集, 这种充分聚集的电子束可以同 SWS 有效作用产生相应的微波. 因此在 SWS 区, 微波的产生决定于三个因素: 电子束同 SWS 之间的耦合、进入 SWS 区时电子束的调制深度和 SWS 区的微波场强度. 同时, 由于在谐振反射腔和 SWS 之间的漂移区也有很强的微波场, 因此器件的谐振特性同 SWS 之间还存在差别, 即器件的谐振频率主要决定于 SWS 模式, 在图 1 结构中谐振反射腔和 SWS 之间的漂

移区相当于一个长度为  $z_0$  的微波传输线, 谐振反射腔可以等效为一个开路负载, 这样使器件谐振频率就受漂移区的影响. 表 1 为器件结构的主要参数.

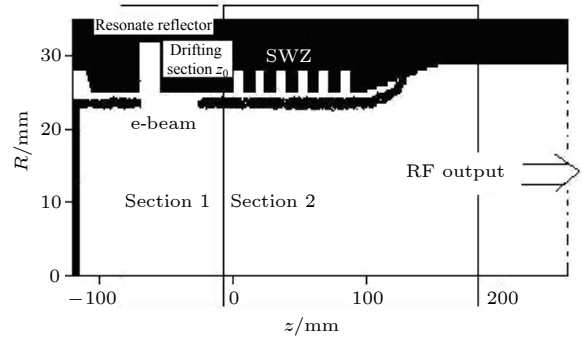


图 1 器件结构图  
Fig. 1. Device's structures.

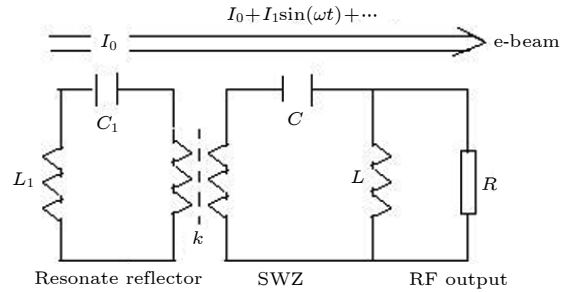


图 2 器件等效电路图  
Fig. 2. Equivalent circuit.

表 1 器件结构参数

Table 1. Parameters of the device.

Cavity radius of the resonate reflector	Cavity width of the resonate reflector	Drifting distance	Outer radius of SWS	Inner radius of SWS	SWS's period
3.2 cm	1.6 cm	5.4 cm	2.8 cm	2.5 cm	1.6 cm

### 2.2 谐振反射腔

在过模 BWO 器件中谐振反射腔很重要, 有两个方面的作用: 1) 将 SWS 区产生的微波反射回 SWS 区, 增强电子束同 SWS 的相互作用; 2) 实现对电子束的调制, 从而提高电子束同 SWS 的相互作用

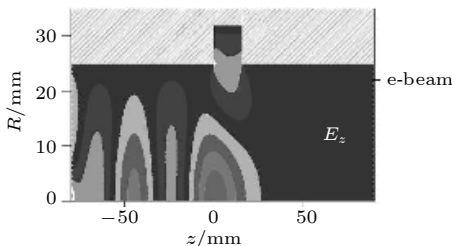


图 3 谐振反射腔中微波场的  $E_z$  分量  
Fig. 3. RF field ( $E_z$ ) in the resonate reflector.

效率. 图 3 为谐振反射腔对微波实现反射的 PIC 程序模拟结果 (即谐振反射腔对微波反射时形成微波场的  $E_z E_z$  分量), 可以看出, 入射微波在谐振反射腔被反射, 同时在其中还感应了一个很强的微波场, 这个感应的微波场实现了电子束的速度调制, 通过漂移区转换为密度调制, 使电子束进入 SWS 区时已经充分群聚.

### 2.3 慢波色散关系

图 4 为 SWS 中  $TM_{01}$  和  $TM_{02}$  模的色散曲线,  $TM_{01}$  模同 800 keV (实验中加速器运行的典型电压值) 电子束的交点位置对应的纵向模式为  $7\pi/6$  模, 相应的频率为 8.5 GHz; 而  $TM_{02}$  模同电子束的交点位置在纵向模式  $11\pi/6$  模与  $2\pi$  模之间.

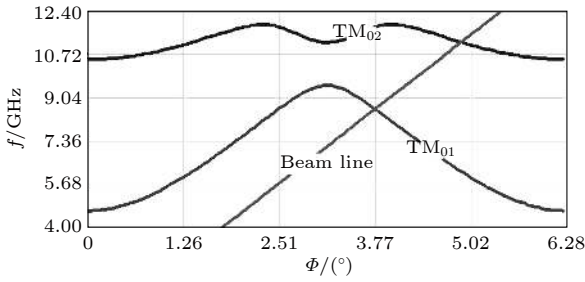


图 4 SWS 色散曲线

Fig. 4. Dispersion curve of the SWS.

### 3 正反馈机制的自洽过程研究

在图 1 所示结构中谐振反射腔的谐振反射频率设计在 8.5 GHz, 增强了电子束同 SWS 工作模式 (即  $TM_{01}$  的  $7\pi/6$  模) 之间的相互作用, 尽管电子束同 SWS 工作模式的相互作用得到了谐振反射腔的增强, 然而器件的工作还受谐振反射腔和 SWS 之间漂移区的影响. 这种影响反映在图 5 所示的反馈过程中, 通过改变漂移区的长度, 可以改变反馈过程的性质, 即正反馈或负反馈, 从而影响器件工作模式和非工作模式的起振. 由图 2 所示器件等效电路图可以看出, 谐振反射腔相当于输入端, SWS 可以看作是振荡电路中的信号放大元件, 微波输出可以等效为回路损耗, 因此器件等效电路图可以进一步等效为图 5 所示的反馈放大电路. 如图 5 所示的反馈放大电路, 谐振反射腔接收外部微波信号和 SWS 反馈的微波信号后, 激励起相应微波场, 实现电子束的速度调制, 然后在漂移段速度调制转化为密度调制, 这种调制同 SWS 相互作用产生微波, 当这种相互作用产生的微波能够克服回路损耗时, 器件内微波场开始建立, 并逐渐达到饱和, 输出相应的高功率微波.

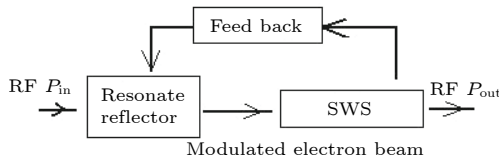


图 5 器件等效反馈放大电路

Fig. 5. Feed back circuit of the device.

在图 5 所示的反馈放大电路中, 谐振反射腔接收的外部微波信号  $P_{in}$  由两部分组成: 1) 通过特殊结构馈入的外部微波信号 (如锁相 BWO); 2) 电子束和回路本身的噪声信号, 这种噪声信号包含适合反馈放大电路放大的信号 (即器件工作模式的微

波信号) 和不利于反馈放大电路工作的信号 (即非工作模式). 图 5 所示器件等效反馈放大电路是谐振电路, 通过改变结构中漂移段长度可以使这种反馈过程利于器件工作模式, 从而实现器件在过模结构下的模式控制, 同时 SWS 中产生微波同谐振反射腔的反馈是一种内在的耦合, 在这里将器件看作一个微波谐振腔, 根据 Maxwell 方程, 可以得到关于器件内微波幅度同电子束的关系, 在忽略非工作模式的影响, 只考虑工作模式和电子的轴向 (一维) 运动时, 关于器件内微波幅度变化可以表示为

$$\frac{d^2 a_0(t)}{dt^2} + \omega_0^2 a_0(t) + \frac{\omega_0}{Q} \frac{da_0}{dt} = -\frac{1}{\epsilon} \frac{d}{dt} \int_L I_z(z, t) E_{0z}(z) dz, \quad (1)$$

式中品质因子  $Q$  包含负载影响, 即  $\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{0n}} + \frac{1}{Q_{ex}}$  ( $Q_0$  为微波腔本征品质因子,  $Q_{ex}$  为负载品质因子);  $\omega_0$  为工作模式本征频率;  $E_{0z}(z)$  为工作模式本征电场的轴向分量;  $I_z(z, t)$  为微波腔中电子束束流;  $L$  为微波腔作用长度.

当微波频率接近工作模式本征频率  $\omega_0$  时, 在稳态条件下, 电子束同微波场相互作用的自洽方程为

$$(\omega_0^2 - \omega^2) A \sin \phi + \frac{\omega_0 \omega}{Q} A \cos \phi = -\frac{1}{\epsilon_0} \frac{d}{dt} \int_0^L I_z(z, t) E(z) dz. \quad (2)$$

电子束通过谐振反射腔后, 这种群聚电子束的基次谐波分量可以表示为

$$I_1(z) = 2I_0 J_1 \left( \frac{eV_1}{m_0 c^2} \frac{\omega}{c} \frac{z}{(\beta_0 \gamma_0)^3} \right) \sin \left( \frac{\omega}{c} \frac{z}{\beta_0} + \varphi_0 \right), \quad (3)$$

式中  $V_1 = \alpha E_1 d$  是谐振反射腔作用间隙的感应电压,  $J_1$  是贝塞尔函数.

在微波器件中, 器件微波场改变电子的运动, 同时, 类似通常的振动方程, 电子束以强迫力的形式影响器件微波场, 在过模 BWO 器件中, 这种强迫力来源于慢波作用区, 可以表示为

$$JJ = \frac{1}{2\pi} \int_0^L \int_0^{2\pi} I_1(z + z_0, \phi_0) E_z(z) \sin \phi_0 dz d\phi_0. \quad (4)$$

由于  $\frac{eV_1}{m_0 c^2} \frac{\omega}{c} \frac{1}{(\beta_0 \gamma_0)^3} \ll \frac{\omega}{c} \frac{1}{\beta_0}$ , 由 (2) 式和 (3) 式可得

$$JJ \approx 2I_0 J_1 \left( \frac{eV_1}{m_0 c^2} \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{(\beta_0 \gamma_0)^3} \right) M \sin \left( \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{\beta_0} \right), \quad (5)$$

式中  $M = \left| \int_0^L e^{j\frac{\omega}{c}z} E_z(z) dz \right|$  是电子束同 SWS 之间的耦合, 而  $E_z(z)$  是慢波区微波场电场  $z$  向分量在电子束运动路径上的分布函数, 因此  $M$  是器件中的重要参数, 近似地正比于 SWS 周期数.

由此, 根据微波腔的微波场振荡方程<sup>[7,8]</sup> 可以给出器件中微波场的幅度, 该幅度可以表示为

$$\alpha \approx \frac{2I_0}{\omega \varepsilon_0} J_1 \left( \frac{eV_1}{m_0 c^2} \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{(\beta_0 \gamma_0)^3} \right) M \sin \left( \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{\beta_0} \right) \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + \left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2}\right)^2}}. \quad (6)$$

引入微波腔内微波场的相对强度因子

$$\alpha' = \frac{eE_1 d}{m_0 c^2} \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{(\beta_0 \gamma_0)^3} \alpha$$

和相互作用因子

$$k \approx \frac{1}{2\pi} \frac{I_0}{I_A} \frac{E_1 z_0 d}{(\beta_0 \gamma_0)^3} M \frac{\sin \left( \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{\beta_0} \right)}{\sqrt{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + \left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2}\right)^2}},$$

方程 (6) 可以简化为

$$\alpha' \approx k J_1(\alpha'). \quad (7)$$

由 (7) 式可以得到微波器件内部微波场幅度  $\alpha'$  随相互作用因子  $k$  的变化曲线 (图 6). 由图 6 可以看出, 当  $k = 2$  时, 器件内部微波起振, 因此阈值条件为  $k = 2$ , 由此可得器件的微波起振电流为<sup>[9,10]</sup>

$$I_{\text{startup}} \approx \pi \frac{I_A}{E_1 d} \frac{(\beta_0 \gamma_0)^3}{z_0 M \sin \left( \frac{\omega}{c} \frac{z_0}{\beta_0} \right)} \times \sqrt{\left(\frac{1}{Q}\right)^2 + \left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2}\right)^2}. \quad (8)$$

由 (8) 式可以看出, 器件的微波起振电流与器件  $Q$  值、谐振、电子束同 SWS 之间的耦合  $M$ , 以及群聚电子束进入 SWS 时的相位  $\frac{\omega}{c} \frac{z_0}{\beta_0}$  有关.

因此过模 BWO 器件的一个重要物理过程就是 SWS 同谐振反射腔之间的反馈. 由于非工作模式的频率不同于工作模式, 根据这个反馈机制, 可以降低工作模式的起振电流, 同时提高其他模式的

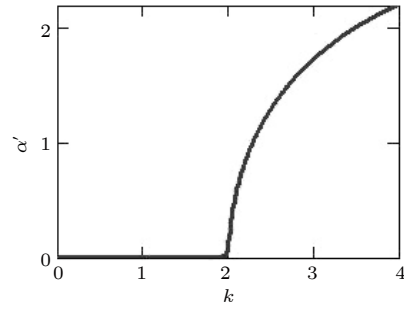


图 6 微波场强度  $\alpha'$  随  $k$  的变化曲线  
Fig. 6. RF field  $\alpha'$  versus  $k$ .

起振电流. 对于非工作模式来讲, 一方面谐振反射腔对非工作模式微波的反射较弱, 另一方面漂移区的长度使非工作模式处于负反馈, 或处于较差的相互作用相位 ((8) 式) 而使非工作模式的起振电流大于器件工作电流, 从而实现器件的模式控制.

#### 4 正反馈机制对非工作模式抑制的 PIC 模拟研究

在图 1 结构中, 漂移段长度为  $z_0 = 5.4$  cm, 驱动电子束参数为电压 1 MV, 流强 20 kA, SWS 区的工作模式为  $TM_{01}$  的  $7\pi/6$  模 (图 7). 图 7 为电子束通过器件时, 器件内部的微波场 ( $E_z$ ) 分布, 由图 7 可以看出, 慢波区的工作模式为  $TM_{01}$ ,  $7\pi/6$  模. 图 8 是电子束调制电流在器件中的变化曲线, 由图 8 可以看出, 进入 SWS 时电子束已经群聚得很充分, 在 SWS 中进一步加强, 然后在换能时不断被破坏.

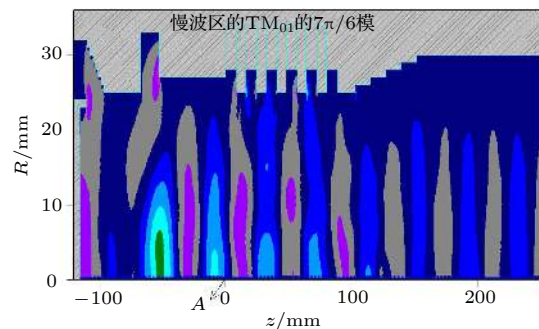


图 7 电子束通过器件时的微波场分布  
Fig. 7. RF field in the device.

图 9 为微波输出功率随时间的变化曲线. 微波输出功率为 7.9 GW, 相应的器件效率为 39.5%. 图 10 为图 7 结构中观察点 A 处微波场电场的频谱曲线, 由图 7 可以看出, 除了工作模式及其二次

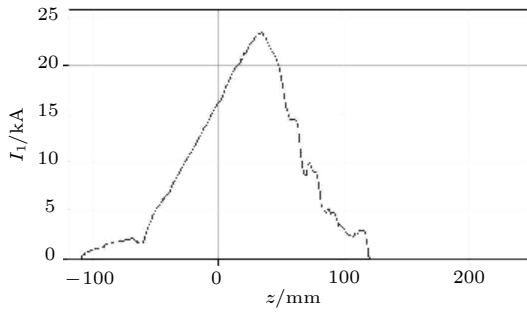


图 8 电子束调制电流在器件中的变化曲线

Fig. 8. Modulation current of the electron beam.

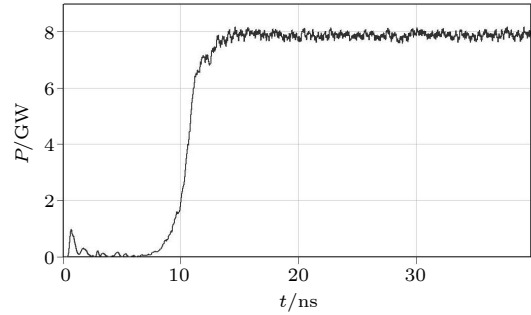


图 9 微波输出功率随时间的变化曲线

Fig. 9. Output RF power versus time.

表 2 有初始调制 (10.73 GHz) 电子束在不同流强下的模拟微波输出功率

Table 2. Output RF power and frequency when the device is driven by the electron beam with the initial modulation at the frequency of 10.73 GHz.

Beam current /kA		10	12	14	16	18	20	22
With initial modulation	RF power/GW	0.68	3.10	4.10	4.50	6.70	7.90	7.80
	RF frequency/GHz	10.73	10.73	10.73	10.73	8.63	8.59	8.58
No initial modulation	RF power /GW	0	0	5.20	6.50	7.70	7.90	7.80
	RF frequency/GHz			8.69	8.66	8.63	8.59	8.58

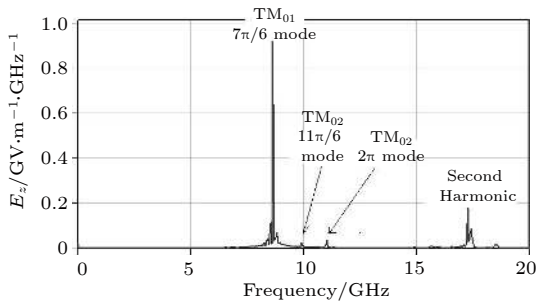


图 10 器件内部监察点 A 处微波电场的频谱

Fig. 10. Spectrum of the RF field at the point A in the device.

谐波, 在频谱曲线外还有另外两个频率的微波, 其频率为 9.9 和 10.73 GHz, 分别对应  $TM_{02}$  中  $7\pi/6$  和  $2\pi$  模, 而这两个模式很接近  $TM_{02}$  模色散曲线同电子束的交点位置 (图 4). 为了进一步深入研究反馈对这种非工作模式的影响, 用有初始调制的电子束进行模拟, 其初始调制深度为 0.02, 频率为靠近  $TM_{02}$  模色散曲线同电子束交点位置的  $2\pi$  模频率 (10.73 GHz), 得到了如表 2 所列的有初始调制时不同流强下的模拟微波输出.

表 2 为带有一个初始调制的电子束在不同流强下的模拟微波输出. 当流强小于 16 kA 时, 不能建立工作模式的反馈过程, 则器件微波场的激励受到初始调制影响, 该调制相当于图 5 所示器件等效反馈放大电路中的输入信号, 由于输入信号接近  $TM_{02}$  模色散曲线同电子束交点位置的  $2\pi$  模频率,

因此该模式被激励并输出频率为 10.73 GHz 的高功率微波. 然而随着流强提高, 当流强大于工作模式起振电流时, 这种反馈机制 (图 2 和图 5) 就消除了初始调制的影响, 即流强大于 16 kA 时, 电子束初始调制对工作模式的影响可以忽略, 亦即其他模式 (如  $TM_{02}$  的  $2\pi$  模) 的影响就被抑制.

## 5 结论

通过研究过模 BWO 器件中 SWS 同谐振反射腔之间的反馈过程, 发现尽管束流负载效应的影响明显, 过模 BWO 作为振荡器本身, 其本质其实就是一个正反馈过程, 这种正反馈机制同束波相互作用过程密切相关, 通过器件优化和合理设计可以使这种正反馈机制利于工作模式的工作和对其他模式激励抑制的实现, 并由此设计了一个能够在驱动电子束为 1 MV, 20 kA 的条件下克服模式竞争的过模 BWO 器件, 其微波输出功率为 7.9 GW, 频率为 8.68 GHz, 相应的效率为 39.5%.

## 参考文献

- [1] Li Z H 2008 *Appl. Phys. Lett.* **92** 054102
- [2] Korovin S D, Mesyats G A, Pegel I V, Polevin S D, Tarakanov V P 2004 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **28** 2691
- [3] Li Z H, Zhou Z G, Qiu R 2014 *Phys. Plasmas* **21** 103105
- [4] Xiao R Z, Zhang X W, Zhang L G 2012 *Phys. Plasmas* **19**

073106

- [5] Yang Z P, Li Z H 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2627 (in Chinese) [杨振萍, 李正红 2008 物理学报 **57** 2627]
- [6] Li Z H, Chang A B, Ju B Q 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 2603 (in Chinese) [李正红, 常安碧, 鞠炳全 2007 物理学报 **56** 2603]
- [7] Li, Z H 2005 *Proceedings of IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communication Beijing* **1** 519
- [8] Li Z H 2010 *Phys. Plasmas* **17** 023113
- [9] Li Z H, Meng F B, Chang A B, 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 3578 (in Chinese) [李正红, 孟凡宝, 常安碧 2005 物理学报 **54** 3578]
- [10] Li Z H, Meng F B, Hu S K 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3627 (in Chinese) [李正红, 孟凡宝, 胡克松 2004 物理学报 **53** 3627]
- [11] Zhang J, Jin Z X, Yan J H, Shu T, Zhang J D 2015 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **43** 528
- [12] Jin Z X, Zhang J H, Zhong H H, Qian B L, Shu T 2011 *Rev. Sci. Instrum.* **82** 084704
- [13] Wu Y, Xie H Q, Li Z H, Zhang Y J, Ma Q S 2013 *Phys. Plasmas* **20** 113102
- [14] Xiao R Z, Chan C H, Zhang X W, Shun J 2009 *J. Appl. Phys.* **105** 053306
- [15] Xiao R Z, Chan C H, Zhang X W 2013 *Appl. Phys. Lett.* **102** 133504
- [16] Wu Y 2017 *Phys. Plasmas* **24** 073105
- [17] Song W, Chen C H, Sun J, Zhang X W, Shao H 2012 *Phys. Plasmas* **19** 103111

## Feedback process study in over-sized backward wave oscillator\*

Li Zheng-Hong<sup>1)2)</sup> Xie Hong-Quan<sup>2)3)†</sup>

1) (*Institute of Applied Electronics, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China*)

2) (*Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China*)

3) (*Science College, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China*)

( Received 24 October 2018; revised manuscript received 17 November 2018 )

### Abstract

Internal field emission breakdown in the electro-dynamic structures of high-power microwave devices can seriously limit the devices' output power and pulse duration. So an over-sized backward wave oscillator (BWO) is developed to increase the diameter of the electro-dynamic structure beyond the cut-off radius, and reduce these internal fields to levels, which are below critical breakdown levels. As a typical high power microwave (HPM) device, the oversized BWO is widely used and investigated. But some interaction phenomena between the beam and the microwave field in the device are not clearly understood because the beam-loaded effect is so obvious. And the physical process for the interaction is also considered to be complicated. Here as an oscillator, the feedback process is very important in the microwave device, which includes the oversized BWO. So the interaction process between the beam and the oversized BWO is explored from the feed back process instead of the field in the device. Then the physical mechanism for the feedback process in the oversized BWO is explored both in theoretical investigation and in particle-in-cell simulation. And the equivalent circuit is established for such a purpose. The mode control mechanism is explored based on the equivalent circuit. Finally an over-sized backward wave oscillator with rectangular profile corrugations is designed to produce  $TM_{01}$  high power microwave radiation without mode-competition. An RF power of 7.9 GW at a frequency of 8.68 GHz is obtained in the particle in cell simulation driven by the beam with a beam voltage of 1 MW and a current of 20 kA, and the corresponding efficiency is 39.5%.

**Keywords:** high power microwave, back-ward wave oscillator, mode-control, particle in cell

**PACS:** 41.20.-q, 52.35.-g

**DOI:** 10.7498/aps.68.20181897

\* Project supported Science and Technology on Electronic Inform Control Laboratory, China (Grant No. 621021) and the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11875228).

† Corresponding author. E-mail: 798208216@qq.com