

高功率 O 型慢波器件的纵向模式选择研究*

张 军† 钟辉煌

(国防科技大学光电科学与工程学院,长沙 410073)
(2003 年 12 月 19 日收到 2004 年 2 月 11 日收到修改稿)

利用传输线理论说明了由于慢波结构与其输入、输出端阻抗不匹配导致同一横模对应的不同纵模的形成,根据 S 参数方法,研究了过模慢波结构 TM_{01} 模对应各纵模的频率、场分布和 Q 值,并分析了慢波结构周期数对纵模的数目、纵模间的频率间隔以及各纵模 Q 值的影响等.在此基础上提出在 O 型慢波器件中使用谐振腔,可减少慢波结构周期数,不但使器件结构更为紧凑,还可避免纵模竞争,从而提高器件效率、稳定产生微波频率.

关键词:纵模选择,传输线理论,慢波结构,谐振腔,O 型高功率慢波器件

PACC:5270G,8760G,5275

1. 引 言

O 型慢波器件是高功率微波器件中的一个重要分支,其原理是利用慢波结构^[1](slow-wave structure, SWS)降低在其中传播波的相速,使之与电子束同步而相互作用,从而产生高功率微波,其代表器件有行波管^[2]、返波管^[3]以及多波切伦柯夫振荡器^[4]等.在这些器件中,要产生高功率、高效率的单频微波辐射,要求器件的工作模式单一,一般这类器件的工作模式都是 TM_{01} 模,对其工作特性(频率、增益等)的预测可由无限长慢波结构 TM_{01} 模的色散曲线与电子束 Doppler 线交点获得^[1].然而实际器件中所用的慢波结构为有限长,与其两端相连的是光滑圆波导或是圆锥喇叭,对产生的微波而言便存在慢波结构与其两端阻抗不匹配问题.阻抗不匹配造成的反射使得慢波结构每个横模(如 TM_{01} 模)纵向波数由原来的可连续取值变为只能取一系列分立值^[5,6],每个分立值对应一个纵向模式,尽管这些纵模对应同一个横模,但它们的频率、场分布以及 Q 值各不相同.因此,O 型慢波器件选模不但要考虑横模选择还要考虑纵模选择,尤其当器件工作电压变化时,可能激励出多个纵向模式,从而造成相邻纵模之间的竞争或是纵向模式的跳变^[7,8],从而极大影响产生微波的频率及效率.

本文采用传输线理论分析了单模慢波结构纵模的形成及特点,针对目前被广泛关注的过模慢波结构^[5,9],利用 S 参数方法,研究了其 TM_{01} 模对应各纵模的频率、场分布、 Q 值的特点,以及慢波周期数对纵模的数目、纵模间的频率间隔以及各纵模 Q 值的影响等,并在此基础上讨论了在 O 型慢波器件中避免纵模竞争、稳定产生微波频率的措施.

2. 传输线理论分析

首先,以单模慢波结构为例,采用传输线理论来分析有限长慢波结构纵模的形成原因及特点.为研究方便,本文建立图 1 所示的模型:长为 L 、半径为 $r = a + h \cos 2\pi z/d$ 的慢波结构两端与光滑波导相连,慢波结构的平均半径为 a ,波纹幅值为 h ,周期为 d .从输入端入射光滑圆波导 TM_{01} 模,设对于入射波频率 f ,光滑波导及慢波结构均为单模的(只考虑 O 型慢波器件中能被束激励的角对称横磁模)特征阻抗分别为 Z_0, Z_L ,系统的输入端和输出端完全匹配.由于圆波导 TM_{01} 模的纵向波数

$$k = \sqrt{(2\pi f/c)^2 - (\nu_{01}/r)^2}, \quad (1)$$

其中 ν_{01} 为零阶 Bessel 函数的第一个零点, c 为真空中的光速,当慢波结构波纹幅值 h 较小时,根据(1)式,可认为波在传输过程中纵向波数 k 基本保持

* 国家高技术研究发展计划(批准号 2002AA834020)资助的课题.

† E-mail: zjurekame@163.net; 电话: 0731-4576333.

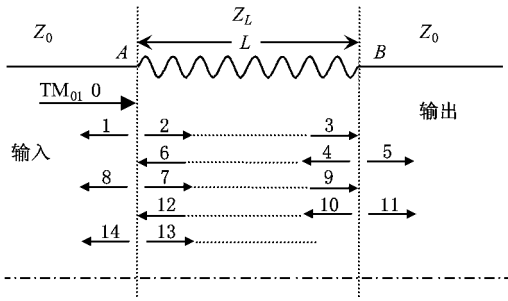


图 1 模型示意图

不变。

设入射波为 E_0 (图 1 中以符号 0 表示 E_0 , 其他依此类推), 在 A 点由于慢波结构和光滑波导的阻抗不同, 入射 TM_{01} 模被反射, 反射波为

$$E_1 = E_0 R,$$

其中 $R = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ 为反射系数。

从 A 点透射的波 E_2 经慢波结构传输到 B 点被反射, 纵向波数变为 $-k$, 到达 A 点后又经历反射、透射过程, 其中透射后向左传输的波为

$$E_8 = E_0(1 - R)e^{-ikL}(-R)e^{-ikL}(1 + R).$$

被反射的波 E_7 传输至 B 点又被反射, 回到 A 点, 透射后向左传输的波为

$$E_{14} = E_0(1 - R)e^{-ikL}(-R)e^{-ikL}$$

$$\times (-R)e^{-ikL}(-R)e^{-ikL}(1 + R).$$

此过程往复进行, 被慢波结构反射后向输入端传输的波为

$$E_R = E_1 + E_8 + E_{14} + \dots$$

$$= E_0 R - E_0 R(1 - R^2)e^{-2ikL} \frac{1}{1 - R^2 e^{-2ikL}}. \quad (2)$$

由 (2) 式得到单模慢波结构对入射光滑圆波导 TM_{01} 模的功率反射系数

$$|R_c|^2 = \left| \frac{E_R}{E_0} \right|^2 = \frac{2R^2(1 - \cos(2kL))}{1 - 2R^2 \cos(2kL) + R^4}. \quad (3)$$

根据 (3) 式, 以由 5 个周期组成的慢波结构为例, 可得到在不同匹配 (R 不同) 条件下, 慢波结构对入射光滑波导 TM_{01} 模式的反射情况, 如图 2 所示。

由图 2 可知, 当入射波经过慢波结构后的相移满足 $kL = n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N$, N 为慢波结构的周期数) 时, 入射波几乎可以完全透射, 此时慢波结构处于谐振状态 (3) 式即为慢波结构各纵模的纵向波数应满足的条件, 并且由 (1) 式可得 TM_{01} 模各纵模的频率满足以下关系:

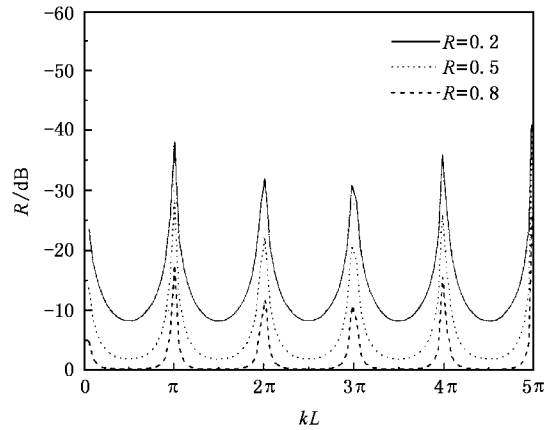


图 2 反射系数与相移的关系

$$\sqrt{(2\pi f/c)^2 - (\nu_{01}/a)^2} = n\pi/L. \quad (4)$$

3. 过模慢波结构纵模的形成

以上分析中假设入射波在进入慢波结构后纵向波数保持不变, 被反射后也仅改变方向, 只是对纵模形成的一个简单说明, 实际上慢波结构中的每个波模式都由无数个频率相同、纵向波数不同的空间谐波组成^[1], 其色散特性与光滑波导有很大差别, 且当系统对于入射 TM_{01} 模的频率为过模时, 将在阻抗不连续点 (慢波结构和光滑波导的连接处) 将激励 $TM_{02}, TM_{03}, \dots, TM_{0n}$ (TM_{0n} 模为系统允许传输的最高阶模) 等高阶模, 上述分析不再适用。为此, 定义输出端各模式的总功率与输入 TM_{01} 模的功率之比

$$T = \sum_{j=1}^n P_{\text{out}}^+(TM_{0j}) / P_{\text{in}}^+(TM_{01}) \quad (5)$$

为慢波结构对 TM_{01} 模的功率传输系数。当将慢波结构及其两端相连的光滑波导视为一个双端口网络系统^[10], 根据 S 参数理论有

$$T = \sum_{m=1}^n |S_{21}^m|^2. \quad (6)$$

利用有限元方法, 并根据圆波导各模式的正交性, 可求解这种系统的 S 参数矩阵。根据 (6) 式, 可获得慢波结构对入射不同频率光滑圆波导 TM_{01} 模的传输系数 T , 由前面的分析可知, T 取极大值 (R 取极小值) 对应的频率点即为 TM_{01} 模各纵模对应的频率点。

计算所用的过模慢波结构^[9]如图 3 所示, 波纹形状为矩形, 半径 $R = 4.2\text{cm}$, 周期 $d = 1.2\text{cm}$, 波纹深度 $h = 0.3\text{cm}$, 周期数 $N = 12$, 图 4 为其功率传输

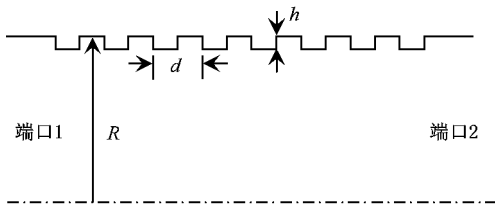


图3 过模慢波结构

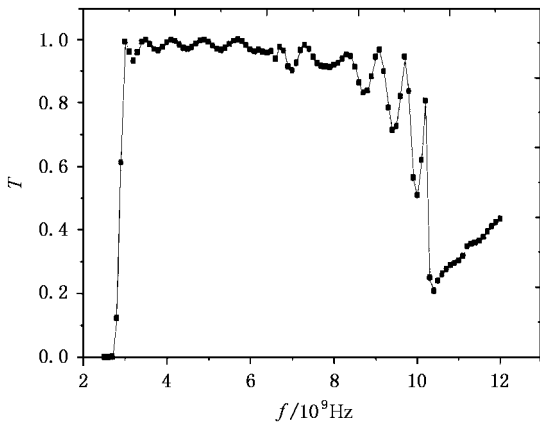


图4 功率传输系数与频率的关系

系数随入射光滑波导 TM_{01} 模频率变化曲线。可以看到,在频率 2.5—12GHz 范围内,过模慢波结构对入射 TM_{01} 模出现 11 个传输系数极大值,其频率分别为 $f = 3.3, 3.5, 4.1, 4.9, 5.7, 6.7, 7.4, 8.3, 9.1, 9.7, 10.2$ GHz,根据在这些频率下计算获得的场分布特点(例如,图 5 为 $f = 4.9$ GHz 时系统内的角向磁场分布,可以看到此时 TM_{01} 模经过慢波结构的相移为 4π),可以推知它们分别对应纵向波数为 $k_z = \frac{\pi}{12d}$,

$\frac{2\pi}{12d} \dots \frac{11\pi}{12d}$ 的纵向模式。

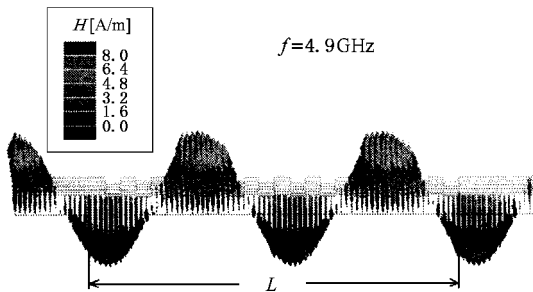


图5 $f = 4.9$ GHz 时的角向磁场分布

4. 周期数对纵模特性的影响

为研究慢波结构周期数对同一横模对应纵模的数目、纵模之间的频率间隔以及各纵模的 Q 值的影响,又计算了由 5 个周期构成的过模慢波结构对入射 TM_{01} 模的功率传输系数与频率的关系,并与前面 12 个周期的计算结果对比,如图 6。可以看到,5 个周期的慢波结构只出现了 4 个纵模,对应的频率分别为 $f = 3.7, 5.5, 7.6$ 及 9.4 GHz。同样,可以推知它们分别对应纵向波数为 $k_z = \frac{\pi}{5d}, \frac{2\pi}{5d}, \frac{3\pi}{5d}, \frac{4\pi}{5d}$ 的纵向模式。

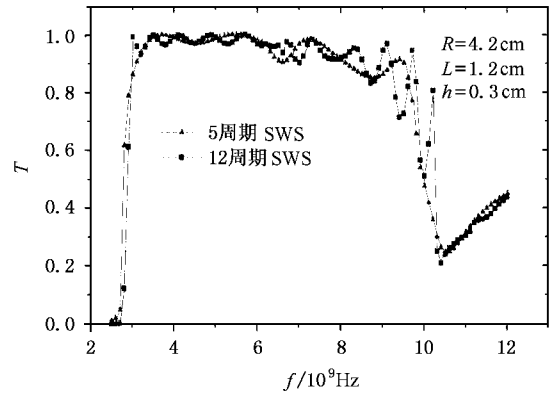


图6 5 个周期与 12 个周期 SWS 的对比

此外,根据图 6 可以得到如下结论:

- 1)慢波结构的周期数决定其每一个横模允许存在纵向模式的数目,若慢波结构周期数为 N ,则其纵模数为 $N - 1$,各纵模对应的纵向波数分别为 $\frac{\pi}{Nd}, \frac{2\pi}{Nd} \dots \frac{(N-1)\pi}{Nd}$,各纵模的频率可由上述 S 参数方法获得;
- 2)根据衡量各纵模谐振特性的指标——品质因子 Q 的定义为

$$Q = f/\Delta f,$$

可以发现,愈靠近高、低两个截止频率的纵模的 Q 值愈高,其中 $(N - 1)\pi/N$ 模有最高的 Q 值;当周期数减少时,每个纵向模式对应的品质因子总体下降。

以上结论说明,对于过模慢波结构,周期数一定时,靠近上下截止频率的谐振特性更好,增加慢波结构的周期数有利于提高各纵模的谐振特性。我们知道, Q 值高、谐振特性好的模式容易起振,这便是过模器件^[3,4]一般具有较多的慢波周期数、且要工作在

π 模附近(实际应为 $(N-1)\pi/N$ 模,称之为类 π 模)的重要原因之一。

5. 采用谐振腔优点

由前面的分析可知,高功率 O 型慢波器件在过模情况下为了实现单频振荡,通常采用周期数较多的慢波结构,且工作在类 π 模的纵向模式下(其横模通常为 TM_{01} 模)。然而慢波结构周期数较多时,一方面器件纵向长度较长,要求均匀的导引磁场区也较长,造成器件结构不紧凑;另一方面,尽管此时类 π 模点的 Q 值较大、谐振特性好,但它与其附近的 $(N-2)\pi/N$ 等纵模的频率间隔变小,而这些纵模也有较高的 Q 值,当束电压波动(实际器件的输入电压并非方波)或是工作电流较大时,多个纵模可能会被同时激发而相互竞争,从而引发产生微波的频谱质量变差、频率跳变以及效率严重下降等^[7,8]。我们认为这便是文献报道中,多波切伦柯夫振荡器^[4]的输出功率、效率对工作电压要求比较敏感、苛刻的原因。

为了既实现慢波结构周期数较少时的纵模选择,又避免慢波结构周期数较多时的纵模竞争,在减少慢波结构周期数的同时,在其一端加上参数适合的谐振腔,如图 7 所示。图 8 给出了这种结构^[11,12](5 个周期慢波结构加谐振腔组成的系统)与 5 个周期慢波结构及 12 个周期慢波结构对入射 TM_{01} 模传输特性的比较情况。可以看到,5 个周期的慢波结构没有明显的纵向谐振特性,因而无法作到纵向选模,难以产生稳定的单频振荡;加谐振腔后,系统对入射 TM_{01} 模的传输系数总体降低,但在 $f = 9.9\text{GHz}$ 频率处出现一明显的纵向谐振点,尽管此谐振点的 Q 值比 12 个周期慢波结构的类 π 模稍小,但后者在 8—12GHz 频率范围内有四个 Q 值较高的谐振点。因此,当利用此谐振点作为器件的工作点,一方面允许器件的工作电压有一定的波动范围,从而使器件产生微波的频率、效率对工作电压不是非常敏感,另一方面也避免了多个纵向模式的竞争而降低输出微波功率及频谱质量^[12]。此外,稍低的 Q 值有利于提高起振电流,从而提高工作电流,从而允许在同样的工作电压下,输入较大的电功率,这对于实际应用中提

高器件的输出功率是有益的。

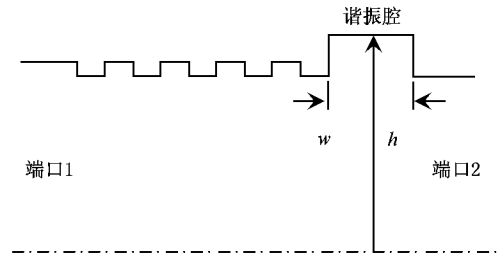


图 7 和谐振腔相连的过模慢波结构

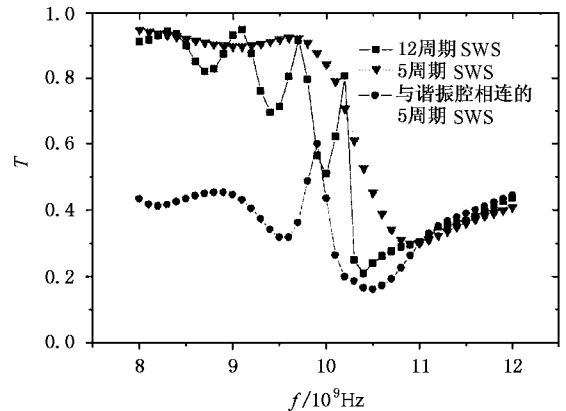


图 8 不同结构传输系数与频率的关系

6. 结 论

采用传输线理论的简单分析说明由于慢波结构与其输入、输出端阻抗不匹配导致纵模的形成,利用 S 参数方法的研究结果表明慢波结构的周期数决定同一横模对应纵模的数目,各纵模对应的纵向波数分别为 $\frac{\pi}{Nd}, \frac{2\pi}{Nd}, \dots, \frac{(N-1)\pi}{Nd}$;慢波结构周期数越多,各纵模的 Q 值越大,愈靠近高、低两个截至频率的纵模的 Q 值愈高,其中 $(N-1)\pi/N$ 模有最高的 Q 值。在此基础上解释了过模慢波器件所用慢波结构周期数多、正常工作时对电压要求苛刻的原因,并提出在 O 型慢波器件中将谐振腔与慢波结构结合使用,可减少所需慢波结构周期数,这不但使器件结构更为紧凑,还可避免纵模竞争从而提高器件效率、稳定产生微波频率。

- [1] Swegle J A *et al* 1985 *Phys. Fluids* . **28** 2882
- [2] Xie H Q *et al* 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 914(in Chinese) [谢鸿全等 2003 物理学报 **52** 914]
- [3] Gunin A V *et al* 1998 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **26** 326
- [4] Bugaev S P *et al* 1990 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **18** 525
- [5] Main W *et al* 1994 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **22** 566
- [6] Levush B *et al* 1992 *IEEE Trans. Plasma Sci.* **20** 263
- [7] Nusinovich G S and Bliokh Y P 2000 *Physics of Plasma* **7** 249
- [8] Vladimir I K, Mikhail P D and Andrei A P 1999 *Proc. SPIE* **3702** 128
- [9] Zhang J and Zhong H H 2003 *High Power Laser and Particle Beams* **15** 476(in Chinese) [张 军、钟辉煌 2003 强激光与粒子束 **15** 476]
- [10] Zhang K Q and Li D J 1994 *Electromagnetic theory in microwaves and optoelectronics*(Beijing :Publishing house of electronics industry) (in Chinese) [张克潜、李德杰 1994 微波与光电子学中德电磁理论(北京 :电子工业出版社)]
- [11] Zhang J *et al* 2003 *High Power Laser and Particle Beams* . **15** 85(in Chinese) [张 军 等 2003 强激光与粒子束 **15** 85]
- [12] Zhang J *et al* 2003 *Chin. Phys. Lett.* **20** 2265

Investigation on longitudinal mode selection in O-type HPM devices *

Zhang Jun Zhong Hui-Huang

(College of Science , National University of Defense Technology , Changsha 410073 , China)

(Received 19 December 2003 ; revised manuscript received 11 February 2004)

Abstract

The reason of the emergence of longitudinal modes in the single - mode slow - wave structure(SWS) is analyzed in terms of the transmission line theory , which proves that the occurrence of the longitudinal modes can be attributed to the unmatching between the impedance of the SWS and that of its input and output ends . With the method of S - parameter , the features , such as frequency , field distribution and the Q - factor of the longitudinal modes of TM_{01} mode in the overmoded SWS are investigated , and the influence of the period - number of the SWS on the number , the frequency interval and the Q - factor of longitudinal modes are analyzed . It is proposed that the introduction of a well designed resonant cavity to O - type HPM devices can help to achieve the longitudinal mode selection and reduce the period - number of the SWS , which not only can make the devices more compact , but also can avoid the destructive competition between various longitudinal modes , therefore can enhance the efficiency and stabilize the frequency .

Keywords : longitudinal mode selection , transmission line theory , SWS , resonant cavity , O - type HPM devices

PACC : 5270G , 8760G , 5275

* Project supported by the National High Technology Development Program of China(Grant No. 2002AA834020) .