

Ku 波段高功率 $TM_{0n}-TM_{01}$ 混合模式转换器设计*

彭升人,袁成卫,舒挺,张强,武大鹏
(国防科技大学光电科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘要:由于过模 Ku 波段高功率微波返波管通常输出 TM_{0n} 混合模式,在保证较高能量转换效率的条件下,难以同时兼顾其输出模式的纯度,而辐射终端为达到理想发射效果又要求单一模式馈入,这就给输出混合模式微波源的实际应用带来了困难。针对这一技术难点,提出一种结构紧凑的 $TM_{0n}-TM_{01}$ ($n \leq 3$) 混合模式转换器的设计方法,实现在高功率容量条件下和较宽频段范围内,高效地将 TM_{0n} 混合模式转换为单一的 TM_{01} 模,降低了此类高频段高功率微波源模式纯化设计的难度。

关键词:高功率微波;Ku 波段;混合模式转换

中图分类号:TN814 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2015)02-036-04

Design of Ku-band high power $TM_{0n}-TM_{01}$ hybrid modes convertor

PENG Shengren, YUAN Chengwei, SHU Ting, ZHANG Qiang, WU Dapeng

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

Abstract: Backward wave oscillator with over-mode Ku-band high power microwave (HPM) generally outputs mixed TM_{0n} modes, it has high energy conversion efficiency, but it can't ensure the purity of output modes. However, it is necessary for high radiation efficiency that the microwave input to the radiation terminal is certain single and pure. So it is hard to put these HPM sources into application. In order to solve this problem, a design method for compact hybrid modes converter of purifying TM_{0n} mixed modes was proposed. With this method, the TM_{01} , TM_{02} and TM_{03} mixed modes can be converted into pure circular waveguide TM_{01} mode efficiently on the condition of high power capacity and wide wave band. This method also reduces the modes purification difficulty in the design of the HPM sources.

Key words: high power microwave; Ku-band; hybrid modes conversion

近年来国内高功率微波 (High Power Microwave, HPM) 技术已取得重要进展^[1],在 L、S、C、X 等波段所研制的多种 HPM 源的技术指标已达到了国际先进甚至领先水平^[2-4]。随着 HPM 源向更高频段发展,为提高 HPM 源的输出功率,通常采用较大过模比的慢波结构来降低慢波结构表面处的场强。此时,在确保微波源较高能量转换效率的条件下,很难同时保证其输出微波模式的纯度,其输出一般为 TM_{0n} 的混合模式,尤其是 Ku、Ka 等波段。而 HPM 发射天线则要求单一微波模式的注入,以提高天线的能量辐射效率和对目标的打击效果。综合以上因素,研制此类高频段、高能量效率、输出模式单一的 HPM 源就存在相当大的难度。针对这一研究现状,提出了一种结构紧凑的 $TM_{0n}-TM_{01}$ ($n \leq 3$) 混合模式转换器的设计方法。

1 模式转换器总体设计

基于文献[5]公开发表的 Ku 波段速调型相对论返波管的研究成果,针对其输出 TM_{0n} 混合模式的特点,论述该混合模式转换器的设计方法。该返波管的模拟研究表明:在工作频点为 12.3GHz,工作电压 400kV,束流 12kA,外加导引磁场 0.48T 的条件下,输出微波功率 2GW,能量转换效率达到 42%,输出模式为混合 TM_{01} , TM_{02} 和 TM_{03} 模式,功率占比分别为 27.8%, 69.3%, 2.9%。为提高器件的功率容量,该返波管采用过模结构来降低慢波结构表面的场集中,但在保证能量转换效率的同时很难兼顾输出模式的纯度(其输出主模为 TM_{02} 模式)。结合现有高功率微波模式转换器件以及发射天线的研究现状,为有效实现微波的定向辐射,发

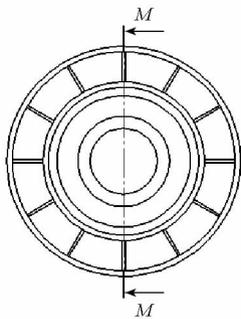
* 收稿日期:2015-01-05

基金项目:国防科学技术大学优秀研究生创新资助项目(B140705)

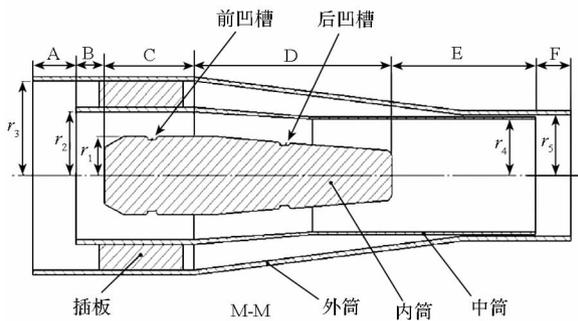
作者简介:彭升人(1987—),男,广西南宁人,博士研究生,E-mail:785751053@qq.com;

舒挺(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:1827647942@qq.com

射天线要求的馈入微波模式通常为单一的 TM_{01} 模式或横电磁波(Transverse Electro Magnetic, TEM)模式^[6-7]。当微波源的输出模式与发射天线要求的馈入模式不相符时,则需要进行模式转换。而目前所有模式转换器件都是将某一特定的单一微波模式转变为满足应用需求的单一模式,即单模至单模的转换。因此,就当前的模式转换器研究现状来看,还没有可以有效实现将混合模式转换为单一模式的转换器,从而上述的Ku波段返波管的实用性受到极大限制。从微波源往Ku波段甚至更高频段发展的趋势来看,过模结构很难保证输出模式的纯度,因此如何将混合模式转换为满足发射天线要求的单一模式是亟待解决的现实问题。本文针对该Ku波段速调型相对论返波管所设计的混合模式转换器结构如图1所示,其由外筒、中筒、内筒和插板组成,外筒和中筒组成外同轴波导,中筒和内筒组成内同轴波导。



(a) 轴向视图
(a) Axial view



(b) 轴向剖视图
(b) Axial cutaway view

图1 混合模式转换器结构示意图

Fig. 1 Structure of the hybrid modes converter

2 设计分析

为便于分析,将该模式转换器从输入端到输出端依次划分为A、B、C、D、E、F六个微波传输区域。该混合模式转换器实现微波模式转换的过程具体可分为:功率分配;相位调节;场分布匹配。

2.1 功率分配

混合 TM_{01} 、 TM_{02} 和 TM_{03} 模式从A区输入,进

入B区后经中筒分隔, TM_{0n} 混合模式转换为外同轴波导TEM模式和内筒圆波导内 TM_{01} 与 TM_{02} 的混合模式。中筒半径不能过小,需满足外同轴波导仅TEM模式传输,同轴 TM_{01} 模截止,同时中筒前端切割径向方向电场,尽可能降低中筒端口造成的微波反射。在中筒传输的 TM_{01} 和 TM_{02} 混合模式,进入C区后经内同轴传输波导转换为同轴TEM模。内筒半径满足内同轴波导仅TEM模传输,同轴 TM_{01} 模截止。内筒上的前凹槽用以抵消B区与C区交界处内筒前端产生的反射。功率分配的模拟结果如图2、图3所示,这里假设混合模式的初始相位为零。

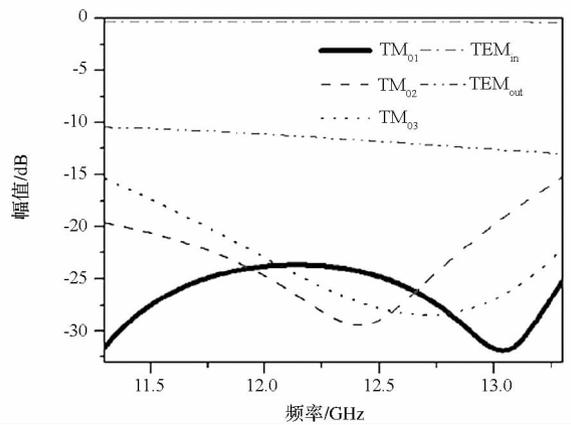


图2 功率分配区域传输特性

Fig. 2 Transmission property of the power distribution region

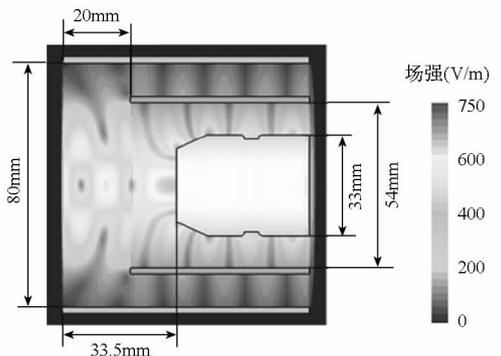


图3 功率分配区域电场分布

Fig. 3 Electric field distribution of the power distribution region

从图2的传输特性曲线可以看出,混合模式进入功率分配区域后,各模式在中心频点12.3GHz附近反射小于-23dB,绝大部分能量转换为内同轴波导TEM模和外同轴波导TEM模,有效实现了混合模式的初步转换。图3所示为混合模式进入功率分配区后的电场分布图,输入总功率为0.5W。从内同轴波导和外同轴波导中的TEM场分布可以看出,两路TEM模式之间存在

相位差,内路的场强明显高于外路。若在输出口合成 TM_{01} 模式,则需要对相位差做出调节,同时要实现径向电场分布的匹配。

2.2 相位调节

由于内外两路同轴波导都是传输 TEM 模,其传播常数一致。这里采用同轴插板结构实现外路微波的相位调整。国防科学技术大学袁成卫博士对插板调相的方法做了深入研究^[8],这里不再赘述。下面简要列出设计过程。

外同轴波导的内、外半径分别为 29mm、40mm,角向均匀插入 12 块长度一致的平板,构成相位调节插板,如图 1 所示。在中心频点为 12.3GHz 下,同轴波导 $TE_{12,1}$ 模式截止,因此插板结构的引入不会在波导中激励起其他角向高阶模式;同时,内外半径之差小于自由空间半波长,从而该插板结构也不会激励起其他径向高阶模式。综合上述分析,相位调节插板只可能激励起 TEM 模式的反射,而该类型的反射可以利用模式转换器中其他部件激励起的 TEM 反射进行抵消,整体优化结果在后文给出。下面重点分析如何确定调节插板的长度。如图 1 所示,当微波在外同轴波导从 B 区进入 C 区时,微波从 TEM 模式转换成 12 路扇形波导中的 TE_{11} 模式,由于插板角向均匀分布,故 12 路中的 TE_{11} 模式等幅同相。由于 TEM 的传播常数不同于 TE_{11} 模,因此可以通过调节插板的长度实现外同轴波导与内同轴波导的相位匹配。扇形波导 TE_{11} 模的传播常数可以通过有限元方法计算得到, $\beta = 181.3 \text{ rad/m}$ 。插板长度 L 可由式(1)得到:

$$(\beta - 2\pi/\lambda_0)L = -\Delta\varphi \quad (1)$$

式中, λ_0 为自由空间波长, $\Delta\varphi$ 为内外两路波导所需调节的相位差。该差值需要综合后文径向电场匹配的设计结果来最终确定。

2.3 场分布匹配

如图 1 所示,由于在 F 区合成输出 TM_{01} 模,因此需要在内同轴波导将 TEM 模转换成圆波导 TM_{01} 模,最后再将内圆波导 TM_{01} 模与外同轴波导 TEM 模合成输出圆波导 TM_{01} 模。由于内圆波导对 TM_{02} 模式不截止,为缩短 TEM- TM_{01} 模式转换的长度,需适当将内圆波导半径减小,如图 1 中 D 区所示。在 D 区的内同轴波导过渡段中,内筒刻有后凹槽,用以抵消 D 区与 E 区交界处内筒末端产生的 TEM 反射。该结构的整体仿真结果如图 4 和图 5 所示。

由图 4 所示传输特性可以看出,内同轴波导

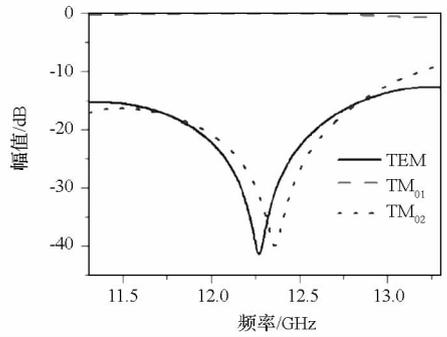


图 4 内同轴波导至圆波导过渡段传输特性

Fig. 4 Transmission property of the transition section between inner coaxial waveguide and circular waveguide

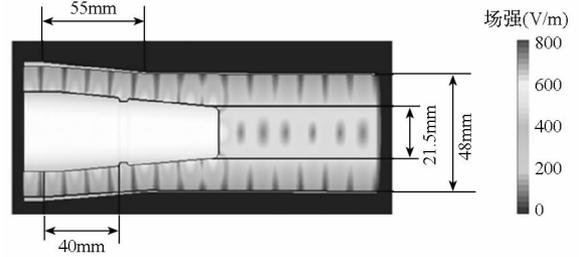


图 5 内同轴波导至圆波导过渡段电场分布

Fig. 5 Electric field distribution of the transition section between inner coaxial waveguide and circular waveguide

TEM 模在中心频点 12.3GHz 附近高效转换为圆波导 TM_{01} 模,反射 TEM 模和圆波导输出的 TM_{02} 模得到有效抑制。图 5 所示电场分布也可以说明圆波导输出纯净的 TM_{01} 模,输入功率为 2.1 小节中输入 0.5W 总功率的混合模微波通过功率分配区域后进入内同轴波导的微波功率。在经过上述 TEM- TM_{01} 的转换后,整个混合模式转换器进入最后的合成阶段。由于内圆波导传输 TM_{01} 模,外同轴波导传输 TEM 模,要高效合成以 TM_{01} 模式输出,需要对径向场大小和两路模式间的相位进行匹配设计。

首先进行径向场匹配分析。圆波导 TM_{01} 模径向电场分布特点如式(2)所示。

$$|E_r| \propto \frac{\beta_{01}}{k_c} J_1(k_c r) \quad (2)$$

式中, k_c 为横向截止波数, β_{01} 为传播常数, J_1 为一阶贝塞尔函数, r 为半径。由式(2)可以看出,圆波导 TM_{01} 模的径向电场满足特定的空间分布。为达到高合成效率,需要在 E 区与 F 区的交界处实现良好的场匹配。而此时外同轴波导传输的 TEM 模在原有尺寸结构下的场分布不一定可以满足匹配条件,因此需要将外同轴波导的尺寸过渡到一个特定的值。最终匹配的输出结构是这样确定的:如图 1 所示,中筒的输出半径固定不变,

将外同轴圆波导的外筒输出口半径逐渐减小,当其减小到某一特定的值时,可使得在F区的纯 TM_{01} 模式逆向传输回E区,然后当功率分配的比值与混合模由A区进入B区后功率分配的比值相同时,则此时外筒输出口半径即为所求。该输出结构的确定只是解决了功率分配的问题,实现E区与F区交界处的场匹配还需要两路传输结构中的微波相位匹配。

下面进行相位匹配分析。混合模式经功率分配结构转换成两路TEM模时,各路模式间已存在相位差,由于两路TEM模式的传播常数相同,因此其相位差不随传播距离的长度改变而发生变化。而在E区中,内圆波导传输 TM_{01} 模,外同轴波导传输TEM模,两路间的传播常数不同,因此其相位差会随传播距离的变化而发生变化。总体来看,相位差分析需要综合考虑以上两方面因素带来的影响,通过模拟仿真的方法监测E区与F区交界处内外两路的相位差,最终确定插板的长度为 $L=39\text{mm}$,混合模式转换器的总体长度小于 $9\lambda_0$ 。

转换器总体结构的仿真结果如图6和图7所示。在中心频点 12.3GHz 下,输入端口处混合模式 $TM_{01}, TM_{02}, TM_{03}$ 的反射均小于 -25dB ,输出端口处的高阶 TM_{02} 模小于 -22dB ,混合模式的绝大部分能量转换为 TM_{01} 模输出,图7中输出圆波导中纯净的 TM_{01} 模式电场分布也证明了这一点。在输入混合模式总功率为 0.5W 的情况下,模式转换器内部最大电场小于 1000V/m ,取真空击穿阈值 $700\text{kV/cm}^{[3,9]}$,可计算得到器件功率容量为:

$$P_b = P_{in} \left(\frac{E_b}{E_{in}} \right)^2 \quad (3)$$

式中, P_b 为器件功率容量, P_{in} 为输入混合模式总功率, E_{in} 为注入功率 P_{in} 下器件内部最大电场值, E_b 为击穿阈值,代入以上数据得 P_b 为 2.45GW 。由于文献[5]报道中微波源的输出功率为 2GW ,因此该混合模式转换器的功率容量满足要求,不会成为高功率微波系统中的功率瓶颈。

3 结论

基于高功率微波源往Ku波段甚至更高频段发展而其输出模式难以保证单一性的研究现状,提出了一种 $TM_{0n}(n \leq 3)$ 混合模式转换器的设计方法。利用该方法可以保证在过模结构下高效地将 TM_{0n} 混合模式转换为单一的 TM_{01} 模式,为辐射系统的设计带来极大便利,同时也降低了此类过模高频高功率微波源的设计难度。值得注意的是,当微波源过模比更大,即 $n > 3$ 时,只需在过模

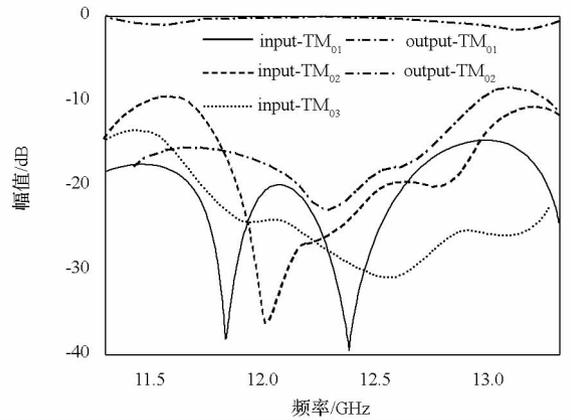


图6 模式转换器整体传输特性

Fig. 6 Transmission property of the whole mode converter

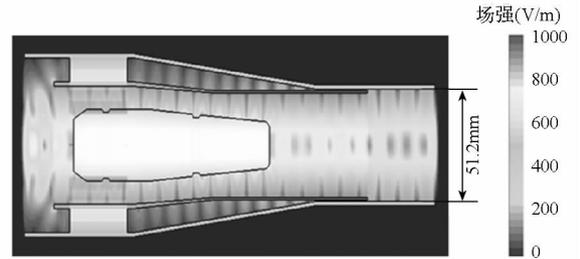


图7 模式转换器整体电场分布

Fig. 7 Electric field distribution of the whole mode converter

圆波导中增加套筒的个数,有效将混合模式转换为多路TEM模式,再利用本文所述的相位调节和场分布匹配的方法,同样可以有效转换过模比更大的混合模式。

参考文献 (References)

- [1] Benford J, Swegle J A, Schamiloglu E. High power microwaves[M]. 2nd ed. New York; Taylor & Francis, 2007.
- [2] Fan Y W, Yuan C W, Zhong H H, et al. Experimental investigation of an improved MILO[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2007, 35(4): 1075-1080.
- [3] Zhang J, Jin Z X, Yang J H, et al. Recent advance in long-pulse HPM sources with repetitive operation in S-, C-, and X-Bands[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39, 1438.
- [4] Zhang X P, Zhong H H, Shu T, et al. Theoretical design and experimental studies of C-band MILO[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2005, 17(8).
- [5] Xiao R Z, Tan W B, Li X Z, et al. A high-efficiency overmoded klystron-like relativistic backward wave oscillator with low guiding magnetic field[J]. Physics of Plasmas, 2012, 19:093102.
- [6] Yuan C W, Liu Q X, Zhong H H, et al. A novel TEM-TE₁₁ mode converter[J]. IEEE Microwave Wireless Component Letter, 2005, 15(8): 513-515.
- [7] Peng S R, Yuan C W, Shu T. Analysis of a high power microwave radial line slot antenna[J]. Review of Scientific Instruments, 2013, 84:074701.
- [8] Yuan C W, Zhong H H, Liu Q X, et al. A novel $TM_{01}-TE_{11}$ circularly polarized mode converter[J]. IEEE Microwave Wireless Component Letter, 2006, 16(8):455-457.
- [9] Xiao R Z, Chen C H, Song W, et al. A high-power high-efficiency klystronlike relativistic backward wave oscillator with a dual-cavity extractor[J]. Applied Physics Letter, 2011, 98(10):101502.