

同轴横电磁波转圆波导横磁波 TM_{01} 模式的转换器研究

周振宇^{1,2}, 陈家辉^{1,2}, 翁明^{1,2}, 林舒^{1,2}, 曹猛^{1,2}

(1. 西安交通大学电子物理与器件教育部重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

摘要: 为了对高功率微波(HPM)在线测量系统中的核心器件耦合器进行准确标定,采用锥形渐变加圆柱的内导体结构,设计了一种 S 波段同轴 TEM 模式转圆波导 TM_{01} 模式的模式转换器。从模式耦合和阻抗匹配的基本思路出发,对模式转换过程、工作带宽的扩展以及非 TM_{01} 模式的抑制等方面进行了理论分析。使用 CST 仿真软件对模式转换器的结构参数进行了优化,对模式转换器的反射性能、传输性能、工作带宽、输出模式和脉冲响应进行了实验测量。仿真和实验结果均表明:所设计的模式转换器中几乎不含有 TE_{11} 和 TM_{01} 模式以上的高次模式, TM_{01} 模式纯度较高;在工作频点 2.1 GHz 处的反射系数小于 -30 dB,传输系数大于 -0.2 dB,实测模式转换效率可以达到 96% 以上,工作带宽为 74 MHz,而且脉冲响应时间很短。该模式转换器目前已成功应用于 S 波段在线耦合器的标定之中。该研究为 HPM 在线测量过程中模式转换器的设计提供了新思路。

关键词: 模式转换器;同轴线;圆波导;锥形渐变线;耦合波理论;模式测量

中图分类号: TN98 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtub202311017 **文章编号:** 0253-987X(2023)11-0171-11

Research of Mode Converter from Coaxial Transverse Electromagnetic Wave to Circular Waveguide TM_{01}

ZHOU Zhenyu^{1,2}, CHEN Jiahui^{1,2}, WENG Ming^{1,2}, LIN Shu^{1,2}, CAO Meng^{1,2}

(1. Key Laboratory of Physical Electronics and Devices, Ministry of Education, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To ensure accurate calibration of the core device coupler in the high power microwave (HPM) online measurement system, this study presents the design of an S band coaxial TEM to circular waveguide TM_{01} mode converter. The converter incorporates a tapered gradient and cylindrical inner conductor structure. Starting from the basic ideas of mode coupling and impedance matching, theoretical analysis was conducted to explore mode conversion, operating bandwidth expansion, and suppression of non- TM_{01} modes. The structural parameters of the mode converter were optimized using CST simulation software. Experimental measurements were carried out to assess reflection performance, transmission performance, working bandwidth, output mode, and pulse response of the mode converter. Both simulation and experimental results indicate that the mode converter contains almost non- TE_{11} mode

and higher-order modes beyond TM_{01} , highlighting a relatively high purity of TM_{01} mode. At the operating frequency point of 2.1 GHz, the reflection coefficient is less than -30 dB, and the transmission coefficient is more than -0.2 dB. The measured mode conversion efficiency exceeds 96%, the operating bandwidth is 74 MHz, and the pulse response time is very short. The mode converter has been successfully applied to the calibration of the S band online coupler, offering a new approach for mode converter design in the HPM online measurement processes.

Keywords: mode converter; coaxial; circular waveguide; conical gradient line; coupled wave theory; mode measurement

模式转换器在高功率微波(HPM)在线测量过程中起着重要作用,用于在低功率下标定在线耦合器的耦合度。随着 HPM 技术的不断发展和应用领域的不断扩宽,对模式转换器的工作频段、模式纯度以及脉冲响应也提出了更高的要求^[1-2]。一般地,HPM 在线测量采用圆波导耦合器作为功率测量的核心器件,圆波导耦合器中传输的是 TM_{01} 模式。

目前,已经有一些关于圆波导 TM_{01} 模式转换器的研究报道。Cui 等^[3]提出了一种 X 波段的矩形波导 TE_{10} 模式到圆波导 TM_{01} 模式的转换器,该模式转换器利用矩形 E-T 波导结构实现模式转换,但是该模式转换器的工作带宽较窄,同时,该类型的模式转换器由于有矩形波导和矩形槽等结构,且在使用时需要配备专用的波导同轴转换器,因此器件结构不够紧凑,成本较高。本课题组雷乐等^[4]之前曾研究了一种 S 波段的矩形波导 TE_{10} 模式转圆波导 TM_{01} 模式的转换器,由于 S 波段对应的波导同轴转换器、矩形波导和矩形槽等都要比 X 波段的尺寸大很多,致使该转换器的尺寸和质量过大,在现场使用时非常不便。实际上,采用同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器结构更加紧凑,且加工成本较低。在同轴 TEM 模式转圆波导 TM_{01} 模式转换器方面,虽然已经有了一些文献报道,但仍然存在一些问题。例如,文献[5-7]都提出使用同轴阶梯内导体的方式来实现同轴 TEM 模式到圆波导 TM_{01} 模式的转换,但是实验测量结果与仿真相差较大,反射系数 $S_{11} < -20$ dB 时对应的带宽非常窄。Li 等^[8]设计了一种 90° 弯曲过模波导实现圆波导 TM_{01} 和同轴 TEM 模式的转换,但是该模式转换器加工难度比较大。文献[9-10]提出了一种使用圆锥或者双圆锥的内导体结构,其在实现同轴 TEM 到圆波导 TM_{01} 模式转换的同时进一步地扩大了工作带宽,但是都没有对锥形结构扩大带宽的工作原理进行解释,并且文献[9]中内导体同心度的保持采用直接焊接的方式,加工工艺比较粗糙,也没有考虑高次模的抑制,文献[10]

则是没有实验的测量和验证。文献[11-13]对同轴探针激励圆波导的功率传输和模式分布问题进行了求解,为模式转换器的设计提供了理论依据,但是直接使用同轴探针馈电的方式会产生比较大的反射和高次模。显然,目前国内外对同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器的实验研究和理论分析都还不够完善,并且没有现成的产品可以使用。

为满足 S 波段 HPM 在线测量系统的迫切需求,本文在以上研究的基础上,较为完整地描述了模式转换器中模式耦合、微波传输以及阻抗匹配的基本原理,进而研制了一种工作于 S 波段的同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式的转换器,该模式转换器具有较高的转换效率和较宽的工作带宽,且 TM_{01} 模式纯度高,结构紧凑、牢固,便于现场使用。

1 模式转换器的结构和工作原理

1.1 模式转换器的结构

模式转换器一般都是利用波导的不均匀性来实现模式的转换。图 1 给出了本文设计的同轴 TEM 转圆波导 TM_{01} 模式转换器的结构示意图,该模式转换器主要由 3 部分构成:同轴馈电段、内导体不均匀的同轴段以及圆波导阶梯阻抗变换段。图中, D 为圆波导和内导体的直径, h 为圆波导的高度, l 为组成内导体的各部分的长度。

在该模式转换器中,同轴 TEM 模式(在图 1(a)中用符号 TEM° 表示)从同轴端馈入,然后通过同轴探针馈入到圆波导中,利用横向不均匀的锥形加圆柱形同轴内导体结构来实现模式的转换和阻抗匹配,最后通过多阶梯的圆波导段来实现圆波导 TM_{01} 模式(在图 1(a)中用符号 TM_{01}° 表示)的输出,并过渡到具有确定目标半径的圆波导。模式转换器的设计中关注的重点有两个方面:一是如何实现模式转换和提高输出模式的纯度;二是如何减小反射、提高模式转化效率并扩大工作带宽。

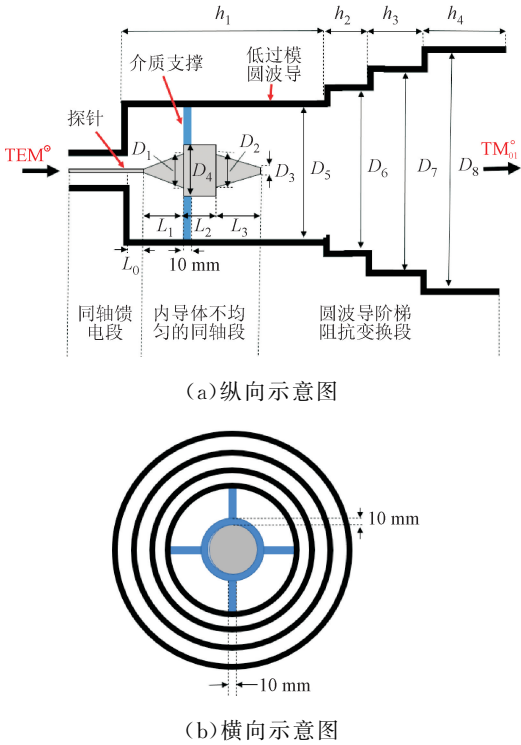


图 1 模式转换器结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of mode converter structure

1.2 模式耦合和高次模的抑制

波导模式变换的实质就是波导内部电场的激励与被激励的过程。激励的过程一般都是通过不连续性的结构引起一定反射造成的。一般而言,波导的不连续性可以分为 3 类:横向不连续、纵向不连续和波导内的障碍物。由于不均匀结构附近场分布的复杂性以及激励出来的许多高次模式消失波的存在,从麦克斯韦方程得到不连续性问题的严格解析解几乎是不可能的,因此,通常采用模式耦合法对波导的不连续性进行分析^[14]。

图 2 给出了横向波导不连续的分析模型,在 $z=0$ 不连续平面的两边是半无限长的柱形波导 a 和 b,它们的横截面分别为 S_a 和 S_b ;不连续平面上的孔将波导 a 和 b 耦合在一起,孔的截面为 S_k 。

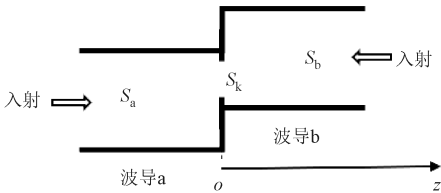


图 2 波导不连续分析模型

Fig. 2 Waveguide discontinuity analysis model

假设在 a、b 波导中第 m 次模式的横向电场和

横向磁场分别用 $\mathbf{E}_{am}$ 、 $\mathbf{H}_{am}$ 、 $\mathbf{E}_{bm}$ 和 $\mathbf{H}_{bm}$ 表示,并且假设当在波导 a、b 中有入射波时,会在两波导中激励起无限多个反射波,那么,当 a 波导中的入射波为第 p 个模式,b 波导中没有入射波时,波导 a 和 b 中各个模式的入射波和反射波叠加而成的总的横向场 $\mathbf{E}_{ta}$ 、 $\mathbf{H}_{ta}$ 、 $\mathbf{E}_{tb}$ 和 $\mathbf{H}_{tb}$ 分别为

$$\mathbf{E}_{ta} = A_{ip}\mathbf{E}_{ap}e^{-j\beta_{ap}z} + \sum_{m=1}^{\infty} A_{rm}\mathbf{E}_{am}e^{j\beta_{am}z} \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_{ta} = A_{ip}\mathbf{H}_{ap}e^{-j\beta_{ap}z} - \sum_{m=1}^{\infty} A_{rm}\mathbf{H}_{am}e^{j\beta_{am}z} \quad (2)$$

$$\mathbf{E}_{tb} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn}\mathbf{E}_{bn}e^{-j\beta_{bn}z} \quad (3)$$

$$\mathbf{H}_{tb} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn}\mathbf{H}_{bn}e^{-j\beta_{bn}z} \quad (4)$$

式中: A_{ip} 、 A_{rm} 是 a 波导中第 p 次模式的入射波振幅和第 m 次模式的反射波振幅; B_{rn} 是 b 波导中第 n 次模式的反射波振幅; β_{ap} 、 β_{am} 和 β_{bn} 分别是 a 和 b 波导中相应模式的传播常数。

设 $z=0$ 不连续平面上的横向场为 $\mathbf{E}_{tk}$ 、 $\mathbf{H}_{tk}$,在此平面上,a 和 b 波导的横向场应该匹配相等,则可得连续面上的横向电场为

$$\mathbf{E}_{tk} = A_{ip}\mathbf{E}_{ap} + \sum_{m=1}^{\infty} A_{rm}\mathbf{E}_{am} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn}\mathbf{E}_{bn} \quad (5)$$

根据波导模式的正交特性,引入本征函数的正交归一化条件

$$\int_S \mathbf{E}_{am} \times \mathbf{H}_{an} \cdot \mathbf{n} dS = \delta_{nm} \quad (6)$$

式中 δ_{nm} 为 Kronecker 符号,满足

$$\delta_{nm} = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (7)$$

将式(5)两边同时又乘入射波模式 $\mathbf{H}_{ap}$,并沿不连续面积分,注意到在不连续平面上的边界条件,利用模式的正交特性,得到

$$A_{ip} + A_{rp} = \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \int_{S_k} \mathbf{E}_{bn} \times \mathbf{H}_{ap} \cdot \mathbf{n} dS \quad (8)$$

式中,右边的积分就是入射模式与 b 波导中的模式的耦合系数。耦合系数不等于 0 的模式能够从 b 波导中激励出来,耦合系数为 0 的模式则不可能在 b 波导中被激励。将式(8)的右边仅保留能被激励起的模式,用下标 s 表示,然后用式(5)又乘 $\mathbf{H}_{bs}$,并沿不连续面积分,得到

$$B_{rs} = A_{ip} \int_{S_k} \mathbf{E}_{ap} \times \mathbf{H}_{bs} \cdot \mathbf{n} dS + \sum_{m=1}^{\infty} A_{rm} \int_{S_k} \mathbf{E}_{am} \times \mathbf{H}_{bs} \cdot \mathbf{n} dS \quad (9)$$

式(9)右边第二项中的积分表示 b 波导中能激励起的模式与 a 波导中各模式之间的耦合系数。根据以上模式的激励原则,当不均匀性只表现在横向时,圆波导中的 mj 模(包括 TE_{mj} 和 TM_{mj})仅能与 mk 模进行耦合,它的下标 m 不变,而不能与 TE_{nk} 、 TM_{nk} ($m \neq n$) 等模式耦合。而能与 TEM(00) 模式发生耦合的仅有 TM_{0n} 模式,因为 TE_{0n} 模式的电磁场与 TEM 模式的电磁场相互垂直,所以它们之间不可能发生耦合。

由于本文中的激励器结构的不均匀性均在横向方向上,因此,同轴 TEM 模式激励起的模式为 TM_{0n} 模式,几乎不会激励起 TE_{11} 模式。同时,可以通过耦合波理论得到半径渐变的同轴波导的耦合系数,根据计算出的耦合系数也可以证明在半径渐变的同轴波导中能与同轴 TEM 模耦合的模式仅有 TM_{0n} 模式^[15]。

在高次模的抑制方面,为了保证 TM_{01} 模式的单独输出,还需要抑制掉 TM_{01} 模式以上的高次模。在该模式转换器中高次模式的抑制是利用微波在圆波导中的截止或传播条件来实现的,即当低过模圆波导的直径 D_5 满足式(10)时, TM_{01} 以上的高次模就会在圆波导中衰减截止,无法传输,从而达到抑制高次模式的目的。

$$1.03D_5 < \lambda < 1.305D_5 \quad (10)$$

式中 $\lambda = 2.1 \text{ GHz}$ 时自由空间的波长。

最后,使用切比雪夫多阶梯阻抗变换段来实现低过模圆波导直径到目标直径圆波导的过渡,同时尽可能地减小反射。

1.3 锥形结构实现阻抗匹配和扩大带宽

为了提高模式转换的效率,模式转换器还需要有良好的阻抗匹配和足够大的工作带宽。同轴探针直接馈电低过模圆波导是实现模式转换最简单的方法,但是探针直径与低过模圆波导的直径相差很大,因此会造成馈电端处的阻抗不匹配,产生比较大的反射。为了减小反射,可以通过扩展同轴探针直径,从而调整同轴波导内外半径比的方式来实现连接处的阻抗匹配。

实现阻抗匹配最常用的方法就是在两个特性阻抗不同的波导连接处加 $\lambda/4$ 阻抗变换段。根据阻抗匹配的物理概念,当在特性阻抗不同的两段传输线中间加入一段 $\lambda/4$ 阻抗变换段时,3 段不同的传输线就会有二个连接面,在二个连接面处就会产生二个反射波,通过合理地设计阻抗变换段的尺寸,当这两个反射波的振幅相等但是相位刚好相反时,两个

反射波相遇就会相互抵消,从而实现阻抗的匹配。但是单支节阻抗变换器只在一个频率点上成立,当偏离这个中心频率以后,就会因为两个反射波不再完全反相而不能全部相互抵消造成反射^[16]。

为了展宽工作带宽,可以采用如图 3 所示的多阶梯阻抗变换器,即将少量大的不连续分散成大量小的不连续,每一段阶梯阻抗变换段的特性阻抗为 Z_j ($j = 0, 1, 2, \dots, n$), 连接面的反射系数为 Γ_j ($j = 0, 1, 2, \dots, n$), 总的反射系数为 Γ , Z_L 为负载阻抗, $\theta = \beta l$ 为电长度, β 为传播常数, l 为每节变换段的长度。

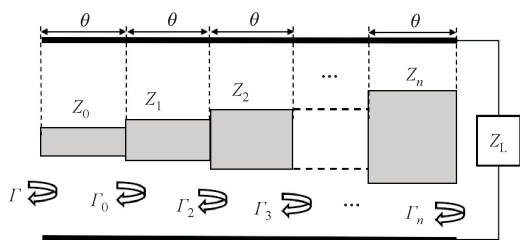


图 3 阶梯阻抗变换段示意图

Fig. 3 Schematic diagram of step impedance transformation

根据小反射理论^[17],总的反射系数近似等于只考虑一次反射时所得到的反射系数。因此,多阶梯阻抗变换器的反射系数为

$$\Gamma = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \dots + \Gamma_n e^{-2jn\theta} \quad (11)$$

式中: $e^{-2jn\theta}$ 是考虑到由各个部分波经过不同的距离而引入的相位差,且其中

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_3 - Z_2}{Z_3 + Z_2}$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_L - Z_n}{Z_L + Z_n}$$

如果假设该变换器是对称结构,即 $\Gamma_0 = \Gamma_n$, $\Gamma_1 = \Gamma_{n-1}$, $\Gamma_2 = \Gamma_{n-2}$, ..., 在这种情况下,式(11)变为

$$\Gamma = e^{-jn\theta} \{ \Gamma_0 (e^{jn\theta} + e^{-jn\theta}) + \Gamma_1 [e^{j(n-2)\theta} + e^{-j(n-2)\theta}] + \dots \} \quad (12)$$

式(12)中的最后一项,当 n 为奇数时,为 $\Gamma_{(n-1)/2} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})$; 当 n 为偶数时,为 $\Gamma_{n/2}$ 。由此可见,对称变换器的反射系数 Γ 可表示为傅里叶余弦级数,即

$$\Gamma = 2e^{-jn\theta} [\Gamma_0 \cos n\theta + \Gamma_1 \cos(n-2)\theta + \dots] \quad (13)$$

其中,当 n 为奇数时,最后一项为 $\Gamma_{(n-1)/2} \cos\theta$;当 n 为偶数时,为 $\frac{1}{2} \Gamma_{n/2}$ 。通过求解可以得出,由于式(13)为傅里叶余弦级数,它所规定的周期函数以间隔 π 为周期,相当于每节变换器的长度改变半个波长的频率范围,因此,如果选择合适的 $Z_i (i=0, 1, 2, \dots, n)$,即可确定合适的 $\Gamma_i (i=0, 1, 2, \dots, n)$ 。反射系数的模 $|\Gamma|$ 关于频率的变换曲线就会产生 n 个零点,即在 n 个频率点上实现最佳匹配,从而大幅度提升变换器的工作带宽。此外,随着变换器节数 n 的增加,会有更多的频率点达到匹配,器件的工作带宽也会变大,但同时也会导致变换器长度变长。

如果把此概念继续推广,使阶梯阻抗变换器的节数无限增多,每个阶梯的长度将无限缩短,就可以得到如图 4 所示的平行双导线系统,传输线的末端负载为 Z_L 。选取传输线的纵向坐标为 z ,坐标原点在终端处,波沿 z 方向传播。此时,同轴线的特性阻抗按照一定平滑的方式沿长度变化,可以得到更好的匹配效果。相关理论和实验^[18]证明,这种连续的渐变线阻抗变换器确实具有更好的较宽频率范围内的阻抗匹配性能。

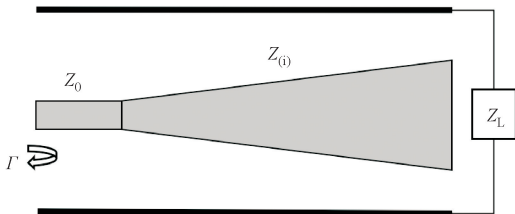


图 4 锥形渐变阻抗变换示意图

Fig. 4 Schematic diagram of conical gradient impedance transformation

采用锥形渐变线结构的内导体相当于一个同轴馈电的单极圆锥天线^[19],但是有限长圆锥天线终端与自由空间阻抗特性不一致会造成反射。对此,Wu 和 King 提出了天线连续阻性加载的方法^[20]。Maloney 等^[21]和岳欣等^[22]在单圆锥天线上采用锥形加载或球型加载的方法,这种连续性加载的圆锥天线吸收了由于天线末端失配引起的反射波,削弱了反射波对天线宽带性能的影响,使天线仍然具有行波特性,进而改善了天线的宽带性能。因此,本文模式转换器中内导体结构的设计也采用在单圆锥上再加载一个锥形结构来进一步减小反射并扩大工作带宽。

为了避免由于内导体质量过大造成的内外导体同心度偏离,选择了在两个锥体之间加入一个圆柱体,用来放置介质支撑。圆柱体的加入从阻抗匹配

的角度来看相当于又加入了一级阶梯阻抗变换段。根据匹配的物理过程,如果合理地设计其尺寸,该圆柱的加入不仅不会使其性能变差,反而可以进一步增大其工作带宽。为了避免介质支撑带来的插入损耗,将介质支撑设计为车轮形状,材料选用对微波传输没有太大影响的有机玻璃。最终,模式转换器的结构如图 1 所示。

2 仿真优化和结果

2.1 仿真模型和优化目标

由于模式转换器结构的复杂性,开展直接研究和分析比较困难,因此选择 3D 电磁仿真软件 CST 对其进行仿真优化。该模式转换器的 CST 模型如图 5 所示。其中,馈电同轴线的特性阻抗设置为 50Ω ,圆波导内部的材料为真空,介质支撑材料的相对介电常数为 2.5,探针和内导体的材料为氯化聚乙烯(PEC),边界条件设置为理想边界条件。

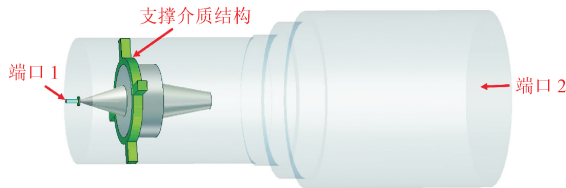


图 5 模式转换器的仿真模型

Fig. 5 Simulation modal of mode converter

模式转换器的设计以良好的传输特性和高的模式转换效率为目标,因此将该模式转换器看作一个二端口器件,仿真的时候根据二端口网络散射矩阵来评估其性能的好坏。仿真的主要内容是通过参数扫描和优化,研究模式转换器的结构参数对反射系数 S_{11} 和传输系数 S_{21} 的影响。该模式转换器的优化目标为:在中心频点 2.1 GHz 处反射系数 $S_{11} < -20$ dB、 TM_{01} 模式传输系数 $S_{21} > -0.2$ dB,与 $S_{11} < -20$ dB 相应的频率范围称为工作带宽,要求工作带宽为 40 MHz,即 $2.1 \text{ GHz} \pm 20 \text{ MHz}$ 的频率范围。

2.2 仿真优化结果

本课题组在文献[3]中报道的 S 波段矩形波导 TE_{10} 模式转圆波导 TM_{01} 模式的转换器中同样采用了低过模圆波导和多阶梯圆波导变换段的结构,并且已经加工有现成的实物。为了进一步提升模式转换器的性能,在节约成本的基础上,本文模式转换器的设计中直接使用该低过模圆波导和多阶梯圆波导变换段的尺寸,其参数如表 1 所示。

对本文中模式转换器的优化只需要对内导体结构进行参数扫描和优化,器件加工也只需要加工内导体即可,优化得到的内导体的结构参数如表 2 所示。

表 1 低过模圆波导和阶梯变换段结构参数
Table 1 Structural parameters of low overmode circular waveguide and stepped transformation section

直径参数	数值	高度参数	数值
D_5/mm	135.00	h_1/mm	192.57
D_6/mm	140.34	h_2/mm	26.04
D_7/mm	167.92	h_3/mm	27.53
D_8/mm	190.00	h_4/mm	113.08

表 2 内导体结构参数
Table 2 Internal conductor structural parameters

直径参数	数值	长度参数	数值
D_1/mm	33.13	L_0/mm	1.00
D_2/mm	39.85	L_1/mm	47.93
D_3/mm	17.84	L_2/mm	34.12
D_4/mm	77.50	L_3/mm	58.97

在上述结构参数下,本文模式转换器的仿真优化结果如图 6 所示。本文模式转换器的反射系数 $S_{11} = -34.12\text{ dB}$, $S_{21} = -0.004\text{ dB}$,并且当 $S_{11} < -20\text{ dB}$ 时,工作带宽为 117 MHz 。这说明模式转换器的阻抗匹配性能很好,反射很小,模式转换效率很高,并且工作带宽也足够大,完全达到了优化目标并能够满足实际的工程需求。

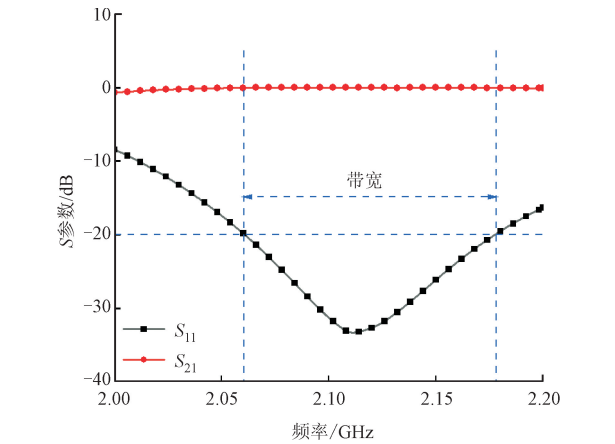


图 6 S 参数仿真优化结果
Fig. 6 S parameter simulation optimization results

圆波导中基模 TE_{11} 模式和 TM_{01} 以上的高次模式的传输系数 S_{21} 仿真结果如图 7 所示。由仿真结果可以看出,圆波导中的基模 TE_{11} 模式和 TM_{01} 以

上的高次模式的传输系数 S_{21} 都小于 -50 dB ,因此可以认为模式转换器输出的模式中几乎不含有这些模式,输出的 TM_{01} 模式纯度很高。模式转换器的场分布图如图 8 所示,可以看出,最终圆波导端口输出为 TM_{01} 模式。

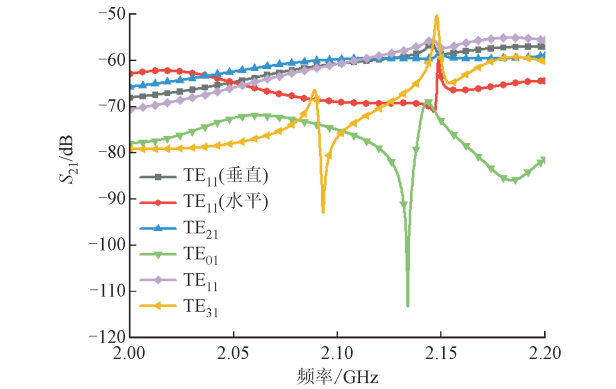


图 7 TE_{11} 和高次模式的传输系数 S_{21}
Fig. 7 TE_{11} and higher-order mode transmission coefficient S_{21}

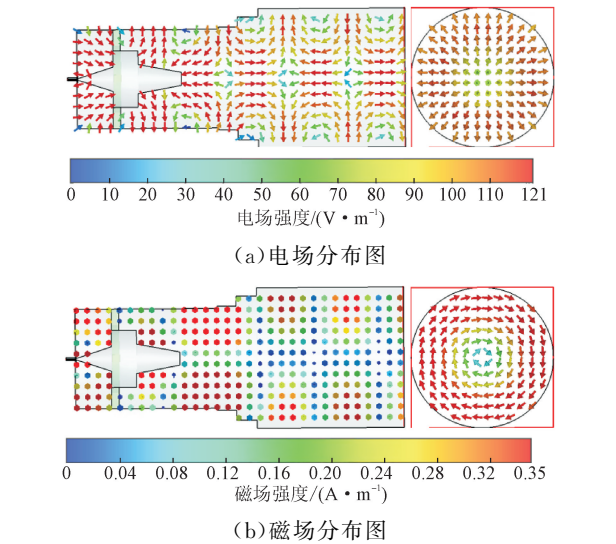


图 8 模式转换器的场分布图
Fig. 8 Field distribution diagram of mode converter

3 实验结果与分析

3.1 传输性能的测试与分析

图 9 是本文模式转换器的加工的器件实物图。模式转换器的性能测试采用背靠背的传输测试方法,即先把两个完全相同的模式转换器的输出端相互连接起来进行测量,然后使用品牌 R&S ZNB20 的矢量网络分析仪对该模式转换器的 S 参数进行测量,现场实验测量如图 10 所示。

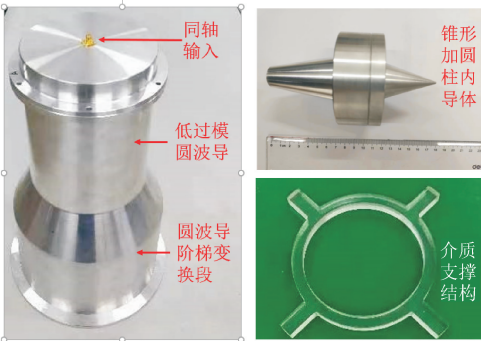


图 9 器件加工实物图

Fig. 9 Physical image of the processed device

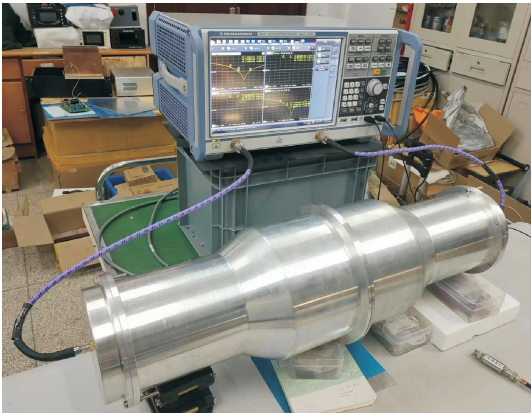


图 10 模式转换器背靠背实验测试图

Fig. 10 Back-to-back experimental diagram of mode converter

该模式转换器的 S 参数实验测量结果如图 11 所示。实验结果显示,在中心频率 2.1 GHz 处测量得到的反射系数 S_{11} 大约为 -36.4 dB,传输系数 S_{21} 大约为 -0.35 dB,则单个模式转换器的传输系数 $S_{21} = -0.175$ dB;据此计算出模式转换效率为 96%,且当 $S_{11} < -20$ dB 时,工作带宽大约为 74

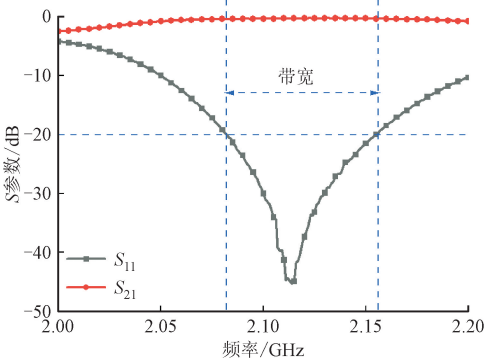


图 11 S 参数实验测试结果

Fig. 11 S parameter experimental test results

MHz。测试结果与仿真结果的差别主要来源于各部件的具体加工尺寸、各部件的安装以及整个内导体同轴性的调整等,很难与仿真完全对应,但是即使这样,从以上测量结果可以看出,该模式转换器依然具有很好的传输性能,达到了设计要求。

3.2 输出模式的判别

本课题组报道过一种使用圆波导 8 孔耦合器判别 TE_{11} 模式和 TM_{01} 模式的方法,该耦合器在圆波导壁上角向均匀地开了 8 个耦合孔。由于 TM_{0n} 模式的电场在圆波导角向均匀分布,而 TE_{11} 模式的电场分布则是沿某种极化方向对称分布^[23],因此如果输入到该耦合器为 TM_{0n} 模式,那么 8 个耦合孔在相同条件下测得的耦合度应该是相同的。但是,如果输入到耦合器中的 TM_{0n} 模式中含有 TE_{11} 模式,那么最后测量得到的 8 个孔的耦合度大小则会沿 TE_{11} 模式极化方向对称分布。因此,可以采用本文设计的模式转换器激励该耦合器,通过测量 8 个孔的耦合度来判断模式转换器输出的模式中是否含有 TE_{11} 模式。

实验现场测试图如图 12 所示,实验仍然采用背靠背的传输测试方法,在两个相同的模式转换器之间连接圆波导 8 孔耦合器,矢网仪分别接在模式转换器和耦合孔上,另一端的模式转换器接匹配负载。使用同一个探针分别测量 8 个耦合孔的耦合度,结果如表 3 所示。

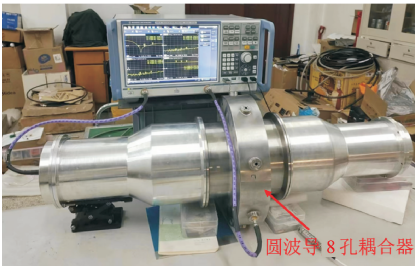


图 12 用耦合器判别模式测试图

Fig. 12 Using coupler to distinguish mode test diagram

表 3 耦合器的耦合度测量结果

Table 3 Measurement results of coupling degree of coupler

孔编号	耦合度/dB	孔编号	耦合度/dB
1	-77.28	5	-77.06
2	-77.16	6	-77.16
3	-76.68	7	-77.70
4	-76.79	8	-77.41

由表 3 可以看出,当使用该模式转换器激励该耦合器时,8 个耦合孔的耦合度测量结果最大相差 1.02 dB。考虑到耦合器每个耦合孔的加工误差和实验测量的误差,可以认为 8 个孔的耦合度几乎是相等的。因此,可以证明该模式转换器输出的模式为 TM_{0n} 模式,几乎不含有 TE_{11} 模式。

为了进一步判断模式转换器的输出模式,采用辐射场法对输出模式进行测量。微波模式的辐射场法测量首先将微波向空间辐射,然后使用接收喇叭或者探头在近场对其辐射场的强度进行测量,根据每个模式方向图的不同来判断输出的微波模式^[24-25]。相对于全方向性天线, TM_{01} 和 TE_{11} 模式的辐射方向图如图 13 所示。图中,E 面代表平行于电场方向的切面,H 面代表平行于磁场方向的切面。可以看出, TM_{01} 模式的辐射方向图是中心辐射强度为零的圆对称辐射模式,而 TE_{11} 模式的辐射方向图则是中心辐射强度最大的非圆对称的辐射模式。因此,可以根据每个模式辐射方向图的特点来判断模式转换器输出的模式。

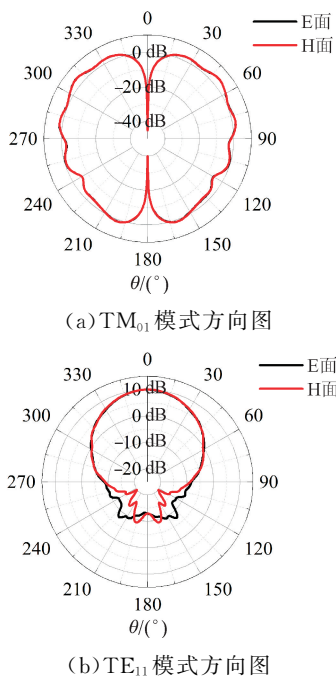


图 13 TM_{01} 和 TE_{11} 模式辐射方向图

Fig. 13 TM_{01} and TE_{11} mode radiation pattern

本文采用的测量方法为平面近场扫描方法,即在微波暗室中使用机器手臂控制开口矩形波导探头在近场区进行 XY 平面扫描,得到该平面上的辐射强度分布,通过其分布就可以判断出微波的模式。本实验中采用的平台为香山微波和铭剑联合建设的天线近场特性自动测试与分析机器人系统,使用到的开口波

导探头为恒达微波的 HD-22WOEWPNT3 天线近场测量探头,现场测试图如图 14 所示。

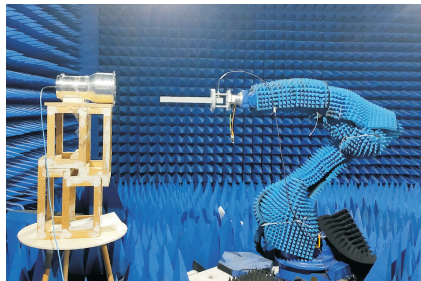


图 14 平面近场现场测试图

Fig. 14 Plane near-field on-site testing diagram

根据天线周围场区的划分,感应场区的外边界条件为 $\lambda/(2\pi)$,近场区与远场区的边界为 $2D^2/\lambda$,其中 λ 为工作波长, D 为天线孔径的最大线尺寸^[26],在这里即为模式转换器输出端的直径 D_8 。因此,可以判断出近场辐射范围约为 22.6~508.45 mm。为了保证实验测量的准确性,同时考虑到实验设备扫描范围的有限性,选择口面距离为 307 mm,扫描的平面范围为 1 000 mm×800 mm,扫描精度为 41×41 个点,然后将接收探头测量得到的功率数据处理后就可以得到在 E 面和 H 面的功率幅值分布。在相同的条件下,也使用 CST 软件对输出模式进行了辐射场的仿真,仿真与实验测量结果如图 15 所示。其中,横坐标轴扫描位置 0 mm 表示探头中心与模式转换器圆心对齐的位置,正负代表探头沿 E 面、H 面上下或左右平移的方向,数值代表平移的距离。

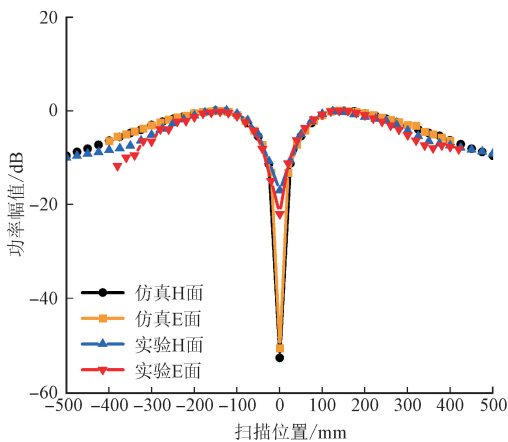


图 15 平面近场扫描测量结果

Fig. 15 Measurement results of planar near-field scanning

由于在近场测试时,模式转换器和接收探头在安装、相互位置调节过程中很难达到仿真对应的理想状态,因而造成测试结果在中心处幅度与仿真结

果有一定的差别。但是可以看出,仿真和实验测量得到的 E 面和 H 面的辐射强度分布都是在中心处几乎为零,并且都具有很好的对称性,重合性也很好,与 TM_{01} 模式的辐射特性完全符合。辐射场测量结果证明,模式转换器最终输出的模式为 TM_{01} 模式。

3.3 时域的脉冲响应

对该模式转换器的脉冲响应进行了测试,测试方法示意图如图 16 所示。信号源型号为 KEY SIGHT E8257D,高速示波器型号为 LeCory 10-36Zi-A。

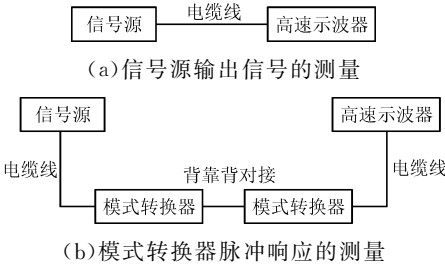


图 16 脉冲响应测试方法示意图

Fig. 16 Schematic diagram of pulse response testing method

信号源输出的脉冲信号是通过将信号源与示波器直接连接进行测量的,测量结果如图 17 所示。然后,使用该脉冲信号馈入到模式转换器中,用示波器测量模式转换器的输出脉冲信号,测量结果如图 18 所示。

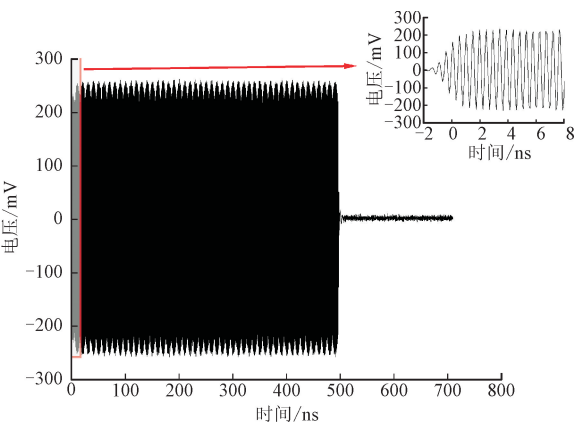


图 17 信号源脉冲信号测试结果

Fig. 17 Signal source pulse signal test results

从图 17 可以看出,信号源输出的脉冲信号的上升沿时间大约为 4 ns,脉冲宽度为 500 ns。图 18 是该脉冲信号经过背靠背的模式转换器后输出的脉冲信号,它的上升沿时间大约为 4.2 ns。可以看出,该模式转换器的脉冲响应时间非常快,而且几乎不会对信号传输产生太大的影响,输出的脉冲调制信号波形基本上没有发生改变。

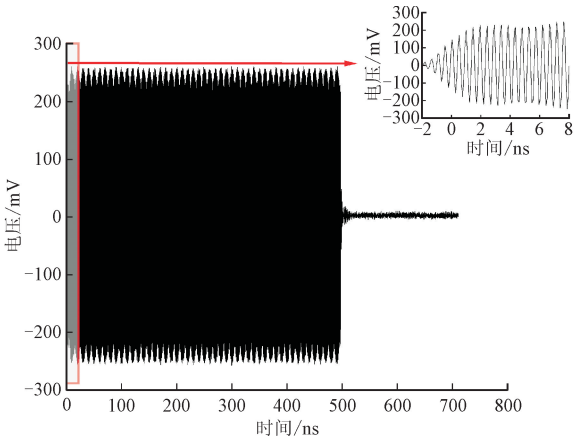


图 18 模式转换器输出脉冲信号测试结果

Fig. 18 Test results of mode converter output pulse signal

4 结 论

(1)理论研究和分析表明,同轴的 TEM 模式在横向不均匀的同轴波导和圆波导中耦合出来的模式主要为 TM_{0n} 模式,不可能耦合出 TE_{11} 模式。使用低过模圆波导结构实现对 TM_{01} 以上高次模式的抑制,进一步保证了模式转换器输出模式的纯度。采用双锥渐变加圆柱体的同轴内导体,不仅可以有效扩展模式转换器的带宽,还可以实现阻抗匹配,进而提高转换效率。

(2)仿真优化结果表明,本文模式转换器的反射系数 $S_{11} = -34.12$ dB, TM_{01} 模式的传输系数 $S_{21} = -0.004$ dB,满足 $S_{11} < -20$ dB 的工作带宽为 117 MHz,能够很好地满足优化设计的目标。

(3)传输特性的测量结果表明,本文模式转换器在工作频点 2.1 GHz 处实测的反射系数 $S_{11} = -36.4$ dB,传输系数 $S_{21} = -0.175$ dB,模式转换效率可以达到 96% 以上,满足 $S_{11} < -20$ dB 的工作带宽大约为 74 MHz。脉冲响应测试结果显示,该模式转换器基本上不会对脉冲调制信号波形的传输产生影响,并且具有很短的响应时间。使用圆波导耦合器和辐射场法对模式转换器输出模式测量的结果表明,该模式转换器输出的模式为 TM_{01} 模式,几乎不含有 TE_{11} 模式。

目前,该模式转换器已经成功应用于 S 波段圆波导在线耦合器的标定之中。今后,将进一步将本文的研究思路推广到其他波段的 TM_{01} 模式转换器的设计和研制之中。

参考文献:

[1] 王文祥. 高功率微波功率、频率和模式的测量 [J]. 真

- 空电子技术, 2019(5): 70-88.
- WANG Wenxiang. Power, frequency and modes measurement of high-power microwave [J]. Vacuum Electronics, 2019(5): 70-88.
- [2] 吴坚强. 高功率微波的发展和应用 [J]. 电子科技大学学报, 1996, 25(S1): 129-132, 134-139.
- WU Jianqiang. Developments and applications of high power microwaves [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 1996, 25 (S1): 129-132, 134-139.
- [3] CUI Xinhong, WANG Gang, JIANG Tingyong, et al. High-efficiency, broadband converter from a rectangular waveguide TE_{10} mode to a circular waveguide TM_{01} mode for overmoded device measurement [J]. IEEE Access, 2018, 6: 14996-15003.
- [4] 雷乐, 周振宇, 翁明, 等. S波段矩形波导 TE_{10} -圆波导 TM_{01} 模式转换器的研究 [J]. 真空科学与技术学报, 2023, 43(6): 537-546.
- LEI Le, ZHOU Zhenyu, WENG Ming, et al. S-band rectangular waveguide TE_{10} -circular waveguide TM_{01} mode converter [J]. Chinese Journal of Vacuum Science and Technology, 2023, 43(6): 537-546.
- [5] PATEL S, JAISWAL R, SINGH R, et al. Design and development of mode launcher for TM_{01} mode in circular waveguide in S-band [C]//2017 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 279-282.
- [6] KUMAR J, SINGH R, ANITHA V P. Prototype TM_{01} mode launcher by using pagoda-shaped geometry in circular waveguide for microwave plasma interaction experiments at SYMPLE [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2019, 29(12): e21957.
- [7] XIA Lei, LI Jialin, JI Zhuang, et al. An in-line coaxial-to-circular waveguide transition at X band [J]. Journal of Electrical Engineering, 2020, 71(1): 55-59.
- [8] LI Xiaomeng, LI Xiangqiang, LIU Qingxiang, et al. High power over-mode bent waveguides for circular TM_{01} and coaxial TEM mode transmission [J]. Progress in Electromagnetics Research M, 2017, 60: 189-196.
- [9] CHITTORA A, SINGH S, SHARMA A, et al. Design of wideband coaxial-TEM to circular waveguide TM_{01} mode transducer [C]//2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 1-4.
- [10] PATEL S, TEVAR N, JAISWAL R, et al. Simulation investigation of TEM to TM_{01} mode conversion in circular waveguide [EB/OL]. (2017-03-01)[2023-05-01]. https://www.researchgate.net/publication/321489726_Simulation_Investigation_of_TEM_to_TM01_Mode_Conversion_in_Circular_Waveguide.
- [11] MACPHIE R H, OPIE M, RIES C R. Input impedance of a coaxial line probe feeding a circular waveguide in the TM_{01} mode [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1990, 38(3): 334-337.
- [12] YU Chuan, WEN Geyi. The TM_{0n} multimodal excitation of a coaxial line probe-to-circular waveguide [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 1998, 19 (3): 225-227.
- [13] LAN Feng, GAO Xi, SHI Zongjun. On solving TM_{0n} modal excitation in a Ka-band overmoded circular waveguide by the conservation of complex power technique [J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2009, 7(2): 180-184.
- [14] 吴鸿适. 微波电子学原理 [M]. 北京: 科学出版社, 1987: 142-148.
- [15] 袁成卫, 钟辉煌, 刘庆想, 等. 半径渐变同轴波导模式耦合系数研究 [J]. 强激光与粒子束, 2005, 17(8): 1251-1255.
- YUAN Chengwei, ZHONG Huihuang, LIU Qingxiang, et al. Mode coupling coefficients of the coaxial waveguide with radii changing [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2005, 17(8): 1251-1255.
- [16] 沈致远. 微波技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1980: 173-174.
- [17] 柯林, 吕继尧. 微波工程基础 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1981: 257-272.
- [18] 王文祥. 微波工程技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2009: 152-155.
- [19] 王永军, 王敏男. 宽带单极圆锥天线的设计 [J]. 中国制造业信息化, 2008, 37(24): 34-35.
- WANG Yongjun, WANG Minnan. Design of broadband monopole conical antennas [J]. Manufacturing Information Engineering of China, 2008, 37(24): 34-35.
- [20] WU T, KING R. The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1965, 13(3): 369-373.
- [21] MALONEY J G, SMITH G S. Optimization of a conical antenna for pulse radiation: an efficient design using resistive loading [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1993, 41(7): 940-947.
- [22] 岳欣, 康行健, 费元春. 球形和锥形加载单极子天线的

(下转第 205 页)

Hidden fluid mechanics: learning velocity and pressure fields from flow visualizations [J]. Science, 2020, 367(6481): 1026-1030.

[23] KOCHKOV D, SMITH J A, ALIEVA A, et al. Machine learning-accelerated computational fluid dynamics [J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 2021, 118(21): e2101784118.

[24] BAYDIN A G, PEARLMUTTER B A, RADUL A A, et al. Automatic differentiation in machine learning: a survey [J]. Journal of Machine Learning Research, 2017, 18(1): 5595-5637.

[25] ELLINGTON C P, VAN DEN BERG C, WILL-MOTT A P, et al. Leading-edge vortices in insect flight [J]. Nature, 1996, 384(6610): 626-630.

(编辑 杜秀杰)

(上接第 180 页)

宽带特性研究 [J]. 微波学报, 2000, 16(4):329-335.

YUE Xin, KANG Xingjian, FEI Yuanchun. Study on the broadband characteristics of sphere and cone loaded single-pole antenna [J]. Journal of Microwaves, 2000, 16(4): 329-335.

[23] 任杰, 翁明, 雷乐, 等. 用八孔耦合器识别 TM_{01}/TE_{11} 混模中 TE_{11} 模式的方法 [J]. 强激光与粒子束, 2022, 34(9): 5-12.

REN Jie, WENG Ming, LEI Le, et al. Method for identifying TE_{11} mode in TM_{01}/TE_{11} mixed mode system with eight-hole coupler [J]. High Power Laser and Particle Beams, 2022, 34(9): 5-12.

[24] CHITTORA A. Design of a compact TM_{01} - TE_{11} mode converter with tuning screws [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2020, 30(9): e22317.

[25] 郁佳婧. 平面天线近场测量系统的研究 [D]. 南京: 南京信息工程大学, 2020.

[26] 林昌禄. 天线测量 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1981: 1-3.

(编辑 亢列梅)