

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209368

基于介质谐振器的轨道角动量天线设计*

王艳妮¹ 孙学宏^{2,3} 刘丽萍^{1,3}(1. 宁夏大学物理与电子电气工程学院 银川 750021; 2. 宁夏大学信息工程学院 银川 750021;
3. 宁夏大学宁夏沙漠信息智能感知重点实验室 银川 750021)

摘要:近年来,轨道角动量一直是无线通信领域的研究热点。本文将轨道角动量与毫米波技术相结合,提出了一种基于介质谐振器的轨道角动量天线。建立了该天线的等效模型,推导了其辐射场的理论表达,讨论了介质谐振器半径对涡旋电磁波模式的影响,通过仿真结果表明,该天线在 K_a 波段有四个谐振点,能够分别产生模式 $l=1,2,3,4$ 的涡旋电磁波。此外,该天线结构紧凑、成本低、增益良好,具有较高的天线效率,产生的各个模式的涡旋电磁波都具有良好的旋转性,能够获得较强的抗干扰能力,为轨道角动量在毫米波频段的应用提供了一定的现实意义。

关键词: 轨道角动量;毫米波;介质谐振器;多模态

中图分类号: TN821 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.1025

Design of orbital angular momentum antenna based on dielectric Resonator

Wang Yanni¹ Sun Xuehong^{2,3} Liu Liping^{1,3}(1. School of Physics and Electronic-Electrical Engineering, Ningxia University, Yinchuan 750021, China;
2. School of Information Engineering, Ningxia University, Yinchuan 750021, China;
3. Ningxia Key Laboratory of Intelligent Sensing of Desert Information, Ningxia University, Yinchuan 750021, China)

Abstract: In recent years, orbital angular momentum has been a hot research topic in wireless communication. In this paper, an orbital angular momentum antenna based on dielectric resonator is proposed by combining orbital angular momentum with millimeter wave technology. The equivalent model of the antenna is established, the theoretical expression of its radiation field is derived, and the effect of the dielectric resonator radius on the vortex wave electromagnetic wave mode is discussed. The simulation results show that the antenna has four resonance points in K_a band and can generate vortex electromagnetic waves with mode $l = 1, 2, 3, 4$ respectively. In addition, the antenna has a compact structure, low cost, good gain, high antenna efficiency, and the generated vortex electromagnetic waves of each mode have good rotational properties, which can obtain a strong anti-interference capability and provide some practical significance for the application of orbital angular momentum in the millimeter wave band.

Keywords: orbital angular momentum; millimeter-wave; dielectric resonator; multi-modal

0 引言

随着移动互联网应用的蓬勃发展,频谱资源越来越匮乏,传统的提高频谱利用率的技术,如正交频分复用、时分复用、码分复用等,已经无法满足高速复杂的信号传输。5G白皮书中提到了提高频谱利用率的关键技术——轨道角动量(orbital angular momentum, OAM)。众所周知,电磁场不仅可以携带能量还可以携带角动量,角动量由自旋角动量和轨道角动量组成,分别描述其偏振态和相位分布^[1],带有涡旋电磁波的 OAM 是通过在正常电磁波上添

加一个与空间方位角 φ 产生的,相关的旋转相位因子 $e^{jl\varphi}$ (l 是 OAM 的模态数),将正常电磁波转变为电磁涡旋波,此时电磁波波前将不再是平面结构,而是绕着波束传播方向旋转,呈现出一种螺旋的相位结构。不同模式的 OAM 沿传播方向有不同的螺旋分布,每种模式提供一个通信通道,不同模式之间相互正交且互不干扰,能够实现不同模式的 OAM 信号共用同一载频进行传输。因此,轨道角动量技术作为一种新型的无线通信技术,能够有效增大系统容量^[2],提高频谱利用率^[3,4],这为现有的无线通信复用技术提供了一种新的思路。

收稿日期:2022-03-22

* 基金项目:国家自然科学基金(62061039)项目资助

目前,产生涡旋电磁波的方法大方向可分为两类,一类是直接利用天线或者天线阵产生涡旋波,另一类是利用波束反射、透射调制设备处理普通波束使其变为涡旋波^[5]。2018 年文献[6]基于反射面天线设计了一种 OAM 多极化反射阵列,能够稳定产生 $l = 1$ 的 OAM 波束^[6],2019 年文献[7]提出了一种四馈电环形贴片天线产生 $l = \pm 2$ 的 OAM 波束^[7];2020 年文献[8]设计了一种半球形介质谐振器天线,可以在 5.8 GHz 和 7.4 GHz 处分别产生 $l = 2, 3$ 的 OAM 波束^[8];同年,文献[9]以水作为介质设计了一种 OAM 天线,该天线能够在不同谐振频率处分别生成 $l = \pm 1, \pm 3$ 的 OAM 波束^[9],2021 年文献[10]设计了一种具有滤波特性的圆形天线阵来产生携带 $l = \pm 1$ 的 OAM 涡旋电磁波^[10]。然而这些方法只针对低阶 OAM 波束,其应用受到限制,此外,目前设计的 OAM 天线大多分布在 C 波段、X 波段、Ku 波段,仍然存在频带拥挤的问题。工信部将 30~300 GHz 用于第五代移动通信(5G)毫米波频段的技术研发试验^[11],毫米波通信不仅可以实现大容量信息传输^[12],还可以有效减小天线尺寸^[13],这种远程无线传感技术由于其独特的优势引起了学术界和工业界的广泛关注^[14-15],因此在高速发展的信息时代,开发一种将毫米波与 OAM 相结合的通信技术将有效缓解频谱资源紧张的问题^[16-19]。

在 5G 毫米波的应用当中,28 GHz 和 60 GHz 是最具潜力的频段,不同于 60 GHz,28 GHz 不需要承担过高的吸氧率。因此为了产生多模态的 OAM 波束,对 28 GHz 附近频段进行扩展,提出了一种毫米波介质谐振器天线来产生多模态 OAM 波束。在文中,讨论了介质谐振器对 OAM 模态的影响,对天线进行了仿真优化,结合仿真分析,选用了 28 GHz~36 GHz 作为本文设计 OAM 天线的工作频段。仿真结果表明这种天线能够在毫米波频段稳定产生多种模态的 OAM 波束,并且具有较高的天线效率,为轨道角动量在毫米波频段的应用提供了一定的现实意义。

1 理论分析

1.1 矢量势

本文基于圆柱形介质谐振器设计了一种工作在 K_0 波段的 OAM 天线,该天线在谐振器中可以激发回音壁模式 (whispering gallery modes, WGM) 该模式与 OAM 模式共享相同的方位角波矢量,并且 WGM 沿环形谐振腔的边界以全内反射方式传播^[20]。此外, WGM 激发的是圆形行波,而圆形行波可以产生 OAM 波^[21]。

OAM 天线示意图如图 1(a)所示,将半径为 r ,高度为 H ,介电常数为 ϵ_r 的介质谐振器放置于介质基板的上方,接地面位于介质基板的下侧,介质基板的介电常数为 ϵ_s 。对于圆柱形介质谐振器,其馈电方式多种多样,例如:同轴探针、介质镜像波导以及微带线等。本文采用微带线将电磁波耦合到介质谐振器中,为了减少反射,提高匹配,精确调整了

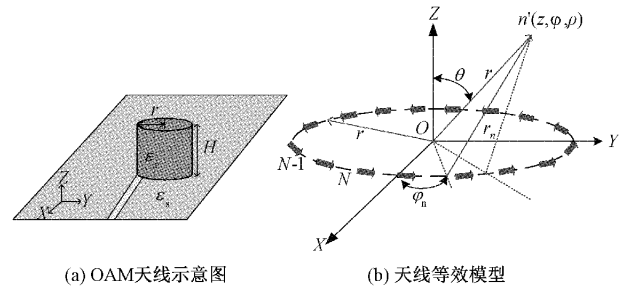


图 1 天线示意图

微带线与介质谐振器的相对位置,同时使微带馈线与谐振器的切向方向平行。由于 WGM 的模数取决于其有效半径,因此可以通过改变谐振腔的半径来控制 OAM 模数,此外,还可以选择不同的谐振频率来控制模态数量^[22]。介质谐振器的辐射特性可以等效电偶极子或者磁偶极子,我们将 WGM 等效为磁偶极子或者电偶极子,利用有耗环理论建立了介质谐振器的等效模型,如图 1(b)所示,它是一个半径为 r 的环形阵列,包括 N 个等距电偶极子, $r = neff D/2$ 其中 $neff$ 是 WGM 的有效折射率,设 r 为一个波长, $N = 12(N > 2|l|)$,第 n 个偶极子上的电流是:

$$I_n = I_0 \exp(-jl\varphi_n) \exp(-\alpha\varphi_n) \quad (1)$$

其中, I_0 是电流幅值, l 是 OAM 模态数, α 为衰减系数,将每一个偶极子都视为一个天线单元,其辐射矢量势 \mathbf{A}_n 为:

$$\mathbf{A}_n = \frac{\mu I_0 d e^{-jkr_n} e^{-j\varphi_n} e^{-\alpha\varphi_n}}{4\pi r_n} (\sin\beta \cos\varphi_n \hat{x} + \sin\beta \sin\varphi_n \hat{y} + \cos\beta \hat{z}) \quad (2)$$

其中, $r_n = \sqrt{(x-x_n)^2 + (y-y_n)^2 + z^2}$, $x_n = a \cos\varphi_n$, $y_n = a \sin\varphi_n$, d 是偶极子的长度,可以得到总矢量位为:

$$\mathbf{A} = \sum_{n=1}^N \mathbf{A}_n \quad (3)$$

式(3)中的总矢量可通过 Maxwell 方程变形可以得到:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad \mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (4)$$

其中, μ 是磁导率, ϵ 是介电常数, ω 是电磁波角频率,对式(4)进行进一步计算就可以得到含有相位因子 $e^{-j\varphi_n}$ 的电场和磁场分量,该相位因子就是产生电磁涡旋波所需要的相位因子。

1.2 电磁场分布

为了研究圆柱形介质谐振器的传输特性,首先需要在柱面坐标系下计算圆柱形介质谐振器的场分布,圆柱形介质谐振器天线(CDRA)的理论模型如图 2 所示。半径为 r 的圆柱将空间分为两个区域,1 号区域表示介质谐振器的内部空间,其介电常数为 ϵ_1 , 2 号区域表示介质谐振器的外部空间,介电常数为 ϵ_2 。该介质谐振器的内部电磁场分量为:

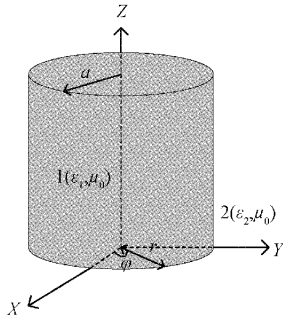


图 2 圆柱形介质谐振器理论模型

$$E_r^1(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c1}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [-j\beta k_{c1} A_{mn} J'_m(k_{c1}r) + \frac{\omega\mu_0 m}{r} B_{mn} J_m(k_{c1}r)] e^{jm\varphi} \quad (5)$$

$$E_\varphi^1(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c1}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [\frac{\beta m}{r} A_{mn} J_m(k_{c1}r) + j\omega\mu_0 k_{c1} B_{mn} J'_m(k_{c1}r)] e^{jm\varphi} \quad (6)$$

$$H_r^1(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c1}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [-\frac{\omega\epsilon_1 m}{r} A_{mn} J_m(k_{c1}r) + j\beta k_{c1} B_{mn} J'_m(k_{c1}r)] e^{jm\varphi} \quad (7)$$

$$H_\varphi^1(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c1}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [-j\omega\epsilon_1 k_{c1} A_{mn} J'_m(k_{c1}r) + \frac{\beta l}{r} B_{mn} J_m(k_{c1}r)] e^{jm\varphi} \quad (8)$$

上述公式当中 $k_{c1}^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_1 - \beta^2$, β 是传播常数, ω 是电磁波角频率, ϵ_1 是介质谐振器的介电常数, μ_0 是磁导率, 系数 A_{mn}, B_{mn} 由匹配的边界条件决定, m 是任何大于等于 0 的整数, n 是任何大于 0 的整数, $J_m(k_{c1}r)$ 是以 $k_{c1}r$ 为参数的第一类 m 阶贝塞尔函数, 对于半径为 a 的 CDRA, 我们可以计算截止波数 $k_{c1mn} = \frac{umn}{a}$, 其中 umn 是 $J_m(k_{c1}r)$ 的第 n 个根。介质谐振器外部电磁场分量为:

$$E_r^2(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c2}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [-j\beta k_{c2} C_{mn} K'_m(k_{c2}r) + \frac{\omega\mu_0 m}{r} D_{mn} K_m(k_{c2}r)] e^{jm\varphi} \quad (9)$$

$$E_\varphi^2(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c2}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [\frac{\beta m}{r} C_{mn} K_m(k_{c2}r) + j\omega\mu_0 k_{c2} D_{mn} K'_m(k_{c2}r)] e^{jm\varphi} \quad (10)$$

$$H_r^2(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c2}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [-\frac{\omega\epsilon_2 m}{r} C_{mn} K_m(k_{c2}r) + j\beta k_{c2} D_{mn} K'_m(k_{c2}r)] e^{jm\varphi} \quad (11)$$

$$H_\varphi^2(r, \varphi) = \frac{1}{k_{c2}^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} [-j\omega\epsilon_2 k_{c2} C_{mn} K'_m(k_{c2}r) + \frac{\beta l}{r} D_{mn} K_m(k_{c2}r)] e^{jm\varphi} \quad (12)$$

在谐振器外部, 当 $r \rightarrow \infty$ 时, 所有场分量都会衰减到零, $k_{c2}^2 = \beta^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_2$, $K_m(k_{c2}r)$ 是以 $k_{c2}r$ 为参数的第二类

m 阶贝塞尔函数, 其中 r 必须是实数, 则 $k_{c2} \geq 0$ 。在 CDRA 外部 $r > a$ 时, 截至频率趋于零。

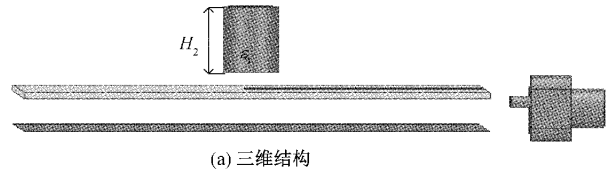
在这里, 讨论了 CDRA 的波导模式, 在 CDRA 中, 可以将模式分为 3 种类型, 分别是 φ, r, z 方向上的场变化。这些场模式有: 横向电模式 $TE_{mn\delta}$, 横向磁模式 $TM_{mn\delta}$, 混合模式 $HE_{mn\delta} (m, n \geq 1)$ 和 $EH_{mn\delta} (m, n \geq 1)$, 其中 m 表示在方位平面上的变化阶数, n 表示场在径向方向上的变化阶数, $\delta (0 < \delta < 1)$ 表示场沿 z 方向的变化顺序。在 TE 模式下, $E_z = 0$ 沿传播方向 z , TM 模式下, $H_z = 0$ 沿传播方向 z , 混合模式下, $E_z \neq 0$ 并且 $H_z \neq 0$ 沿着传播方向 z 。

可以看出, 当 $m = 0$ 时, $TE_{0n\delta}$ 和 $TM_{0n\delta}$ 模的表达式中没有方位角变化, 其他模式如 $TM_{mn\delta} (m \geq 1), TE_{mn\delta} (m \geq 1)$ 和混合模都依赖方位角 $e^{jm\varphi}$, 符合 OAM 的一般特征。

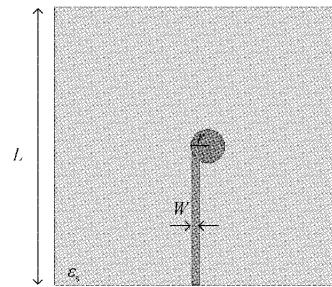
2 天线设计

基于以上理论, 本文设计了一种介质谐振器天线, 天线结构如图 3 所示, 图 3(a) 是天线的三维结构图, 可以看到该天线是由一个介质谐振器, 一条微带线, 一层介质基板和一块辐射贴片构成, 图 3(b) 是天线俯视图。其中 r 是介质谐振器的半径, H_2 是介质谐振器的高度, 谐振器采用介电常数 $\epsilon_r = 12$ 的 TP 材料, 介质基板采用介电常数 $\epsilon_s = 3.48$ 的 RT4350B, H_1 是介质基板的厚度, L 是介质基板的边长。

辐射贴片 介质谐振器
SMA 模拟端口 介质基板



(a) 三维结构



(b) 俯视图

图 3 天线模型结构

由于 WGM 的模数取决于其有效半径, 因此可以通过改变介质谐振器的有效半径来控制产生的 OAM 模态。本文通过参数优化得到最佳的谐振器半径, 不仅具有良好的匹配性能, 而且可以产生多种模态的 OAM 波束。如图 4 所示, 是不同半径下的 S 参数结果, 不同颜色代表不同的谐

振点,可以看出当谐振器的半径为 3.75 mm 和 4 mm 的时候,S 参数都产生了 4 个谐振点,但是在 4 mm 时四个谐振点并不都会产生 OAM 涡旋电磁波,如图 5 所示是半径为 4 mm 时,4 个谐振点处的相位分布图,可以看出,在第 1 个谐振点 28.5 GHz 和第 2 个谐振点 29.7 GHz 处分别产生了模式 $l = 1, 2$ 的 OAM 波束,但是在第 3 个谐振点 30.9 GHz 和第 4 个谐振点 34 GHz 处的相位分布图虽然呈现螺旋分布状态,但是相位产生了较为严重的畸变,说明该情况下产生的 OAM 无线电波抗干扰性很弱。此外,我们发现随着半径的增大谐振点会越来越多。如图 4 所示在半径为 4.5 mm 时有 6 个谐振点,但并不是所有的谐振点都可以产生 OAM,如图 6 所示,半径为 4.5 mm 时,在第 1 个谐振点 29.2 GHz 产生了模式 $l = 1$ 的 OAM 波束,在第 2 个谐振点 30.65 GHz 和第 3 个谐振点 31.57 GHz 处的相位分布图虽然呈现螺旋分布状态,但是相位产生了畸变,在第 4 个谐振点 33.9 GHz,第 5 个谐振点 34.3 GHz 和第 6 个谐振点 35.8 GHz 处,相位分布图已经产生严重的畸变,以上说明并不是谐振点越多,就可以产生越多的 OAM 模式,因此应精确调整介质谐振器的半径,以产生最佳的 OAM 波束。

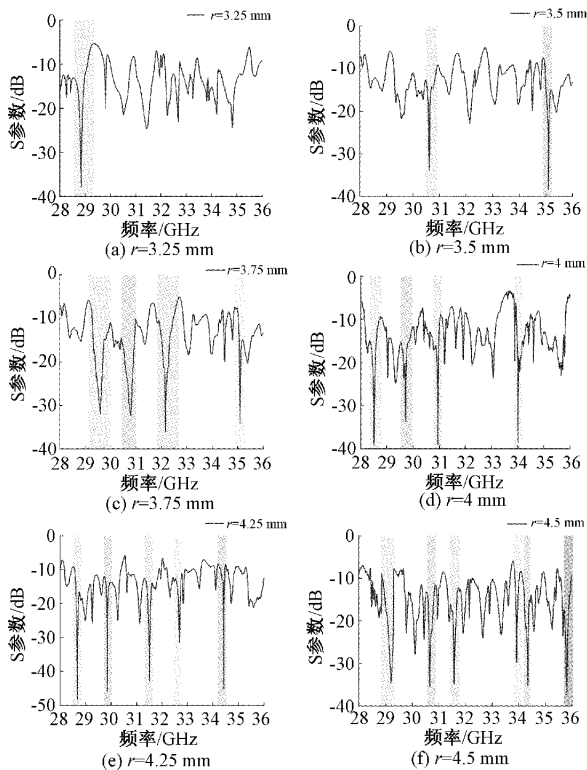
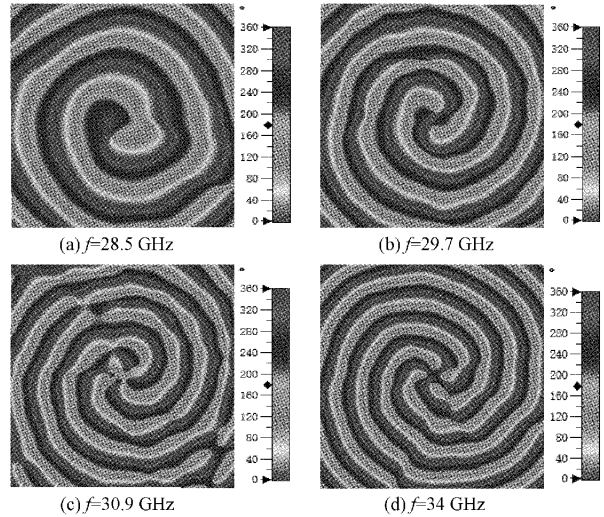
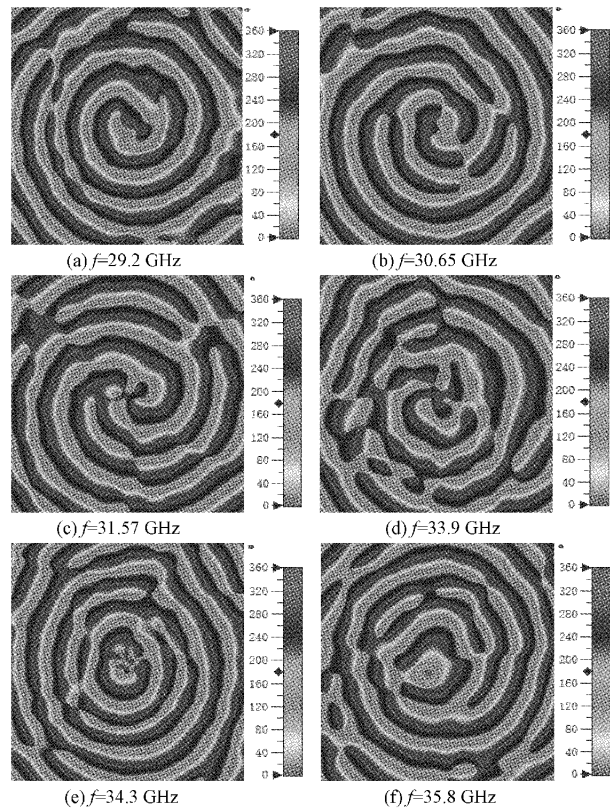


图 4 不同半径下的 S 参数

通过参数优化得到,在谐振器半径为 3.75 mm 时,该天线的 4 个谐振点处各自产生一种模式的 OAM 波束,并且各个 OAM 模式都具有较好的旋转性,在 3 仿真结果分析中详细阐述和分析了该天线的不同 OAM 模式的结果。

图 5 谐振器半径 $r = 4$ mm 时的相位分布图图 6 谐振器半径 $r = 4.5$ mm 时的相位分布图

本文使用 CST STUDIO SUITE 在 28~36 GHz 处对该天线进行仿真优化,优化后的具体参数为: $r = 3.75$, $L = 50$, $H_1 = 1$, $H_2 = 10$, $W = 2$ (单位均为 mm)。

3 仿真结果分析

天线的 S 参数能够准确反映电磁波传递过程种的反射情况。如图 7 所示是该天线的 S 参数仿真结果,可以看到, S 参数有多次下降,表明这些频率的波耦合进了谐振器当

中,但并不是所有都是 OAM 模式。在 28~36 GHz 之间,该天线产生了 4 个谐振点,能够产生 $l = 1, 2, 3, 4$ 的 OAM 模式。分别是:在 29.6 GHz 处产生 $l = 1$ 的 OAM 模式,在 30.6 GHz 处产生 $l = 2$ 的 OAM 模式,在 32.2 GHz 处产生 $l = 3$ 的 OAM 模式,在 35.1 GHz 处产生 $l = 4$ 的 OAM 模式。图 8 是该天线电压驻波比的仿真结果,可以看到在 4 个谐振点处的 VSWR 几乎达到 1,在天线的工作频段 28~36 GHz 之间匹配良好。

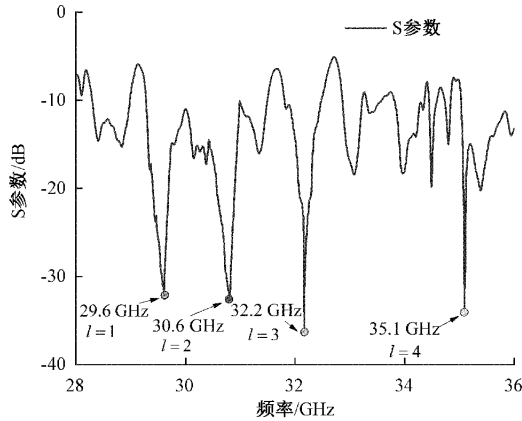


图 7 天线的 S11 仿真结果

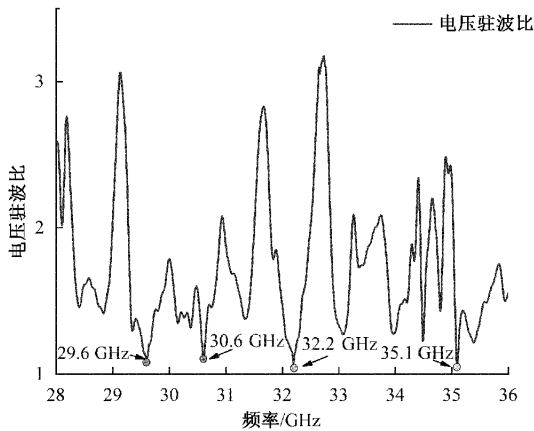


图 8 天线的 VSWR 仿真结果

天线的空间辐射相位分布是 OAM 最重要的特性之一,也是本文设计的重要性能指标之一,如果该天线辐射出的电磁波在空间中具有螺旋相位分布,那么就可以认为该天线辐射的电磁波携带 OAM。天线的空间辐射相位分布如图 9(左侧)所示。为了清晰地显示并观测所产生的涡旋光束在空间中的螺旋相位分布,本文在模拟仿真时设置了一个尺寸为 $75 \times 75 \text{ mm}^2$ 的正方形区域,该平面平行于天线,位于天线表面正上方 20 mm 处。相位变化由蓝色到红色的颜色转变表示,红色与蓝色之间的巨齿带为相位骤变区域。由相位分布图可以看到,涡旋的中心正好与 $+z$ 方向对齐,表明电场强度在天线中心处接近于零。从相位分布图得到了 OAM 无线电波的旋转相位前,涡旋电磁波在传播时,若其相位波前绕波束轴旋转一周,相位改变 2π ,该

模式定义为 1; 相位改变 4π , 该模式定义为 2; 相位改变 6π , 该模式定义为 3, 依次类推。当 OAM 模式值为正时,得到的是逆时针旋转的涡旋相位波前。由图 9(左侧)可以看出,该天线生成的 4 种 OAM 波束,空间螺旋相位波前结构清晰可见,符合 OAM 涡旋电磁波的螺旋相位结构特征,并且相位没有产生畸变,说明该天线产生的 OAM 无线电波具有较好的抗干扰性。以 $l = 3$ 为例,在垂直于辐射波传播方向的平面上,每 2 个拓扑荷之间的相位差均达到了 360° ,这一结果显示了相位螺旋角随空间方位角的变化,意味着所生成的 3 个 OAM 拓扑荷都是良好的,3 种独立的拓扑荷之间相互正交,可分别独立用于多路复用、信道的调制和信息传输。

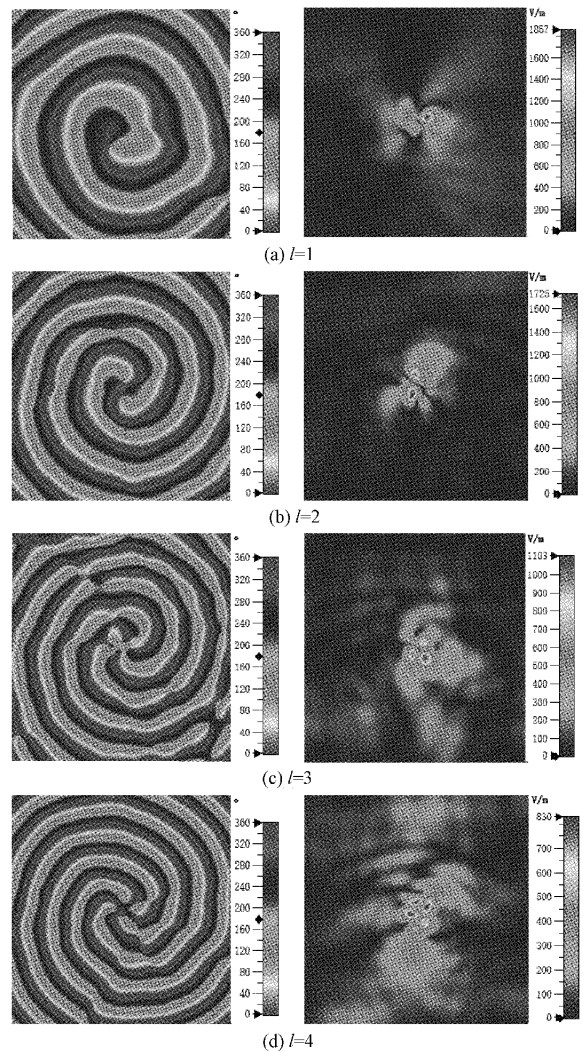


图 9 不同 OAM 模式的相位分布图(左侧)和振幅分布图(右侧)

图 9(右侧)是 OAM 的 4 个模式在观测平面上的振幅分布的波前,此外,可以看到这些模式主要分布在介质谐振器的边界,在中心是零振幅,这是 OAM 的典型特征。对于一个完美的 OAM 波束,沿方位角的振幅应该是相同的,但是图 9(右侧)难以看出此特征,这主要是由于微带线和谐

振器之间的反射引起的,由于在整个频率上谐振器与微带线之间很难实现完全无反射的完美传输,因此这是不可避免的。但是由于相位分布与 OAM 各个模式之间的匹配良好,可以认定该天线具备 OAM 特性。

借助仿真软件,我们同时研究了该天线的远场图,图 10(左侧)分别为 $l = 1, 2, 3, 4$ 是不同模式下的 3D 远场辐射图,可以看出本文提出的 OAM 天线的增益在工作频率范围之内保持在 $6.47 \sim 8.18$ dBi,随着模式的增加,增益呈现下降趋势,说明工作频率越高,该天线收发信号的能力越弱。由 OAM 波束相位奇点引起的零强度区域存在于波的传输方向(z 轴)上,使得远场辐射图出现中心上方下凹,在轴线方向上出现波束中空的现象,符合涡旋电磁波中心能量最低,边缘能量高的物理特性。图 10(右侧)为二维辐射

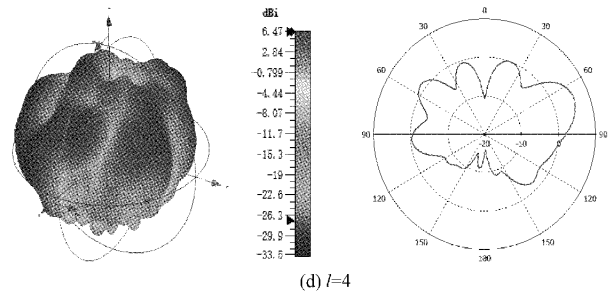


图 10 不同 OAM 模式的 3D 远场辐射图(左侧)和二维辐射方向图(右侧)

射方向图($\Phi = 0$ deg),可以看出,所有主瓣方向角都很大,有利于电磁波的远距离传输。

如图 11 所示是天线的总效率,仿真结果表明,该天线在四个频点都具有较高的效率。在 29.6 GHz 处的效率达到 92.3%,在 30.6 GHz 处的效率达到 92.5%,在 32.2 GHz 处的效率达到 89%,在 35.1 GHz 处的效率达到 86.2%。此外,在天线的整个工作频段中,29.6 GHz 处的效率最高,达到 92.5%,在 29.2 GHz 处的效率最低,为 70%。总体来说,该天线的总效率较高,在整个工作频段均达到 70% 以上。

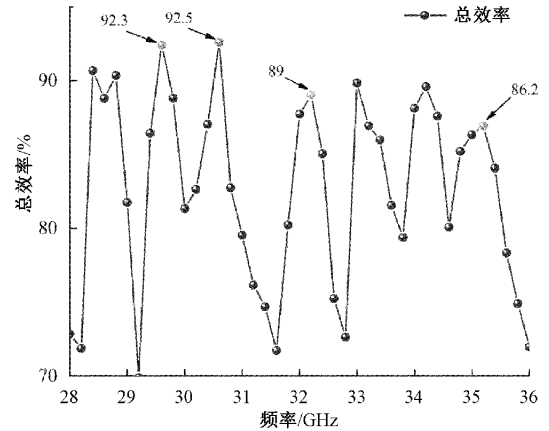


图 11 天线总效率

表 1 是不同 OAM 天线的比较,与其他天线相比,本文提出的 OAM 天线工作在毫米波频段,可以产生 4 种不同模式的 OAM 波束。此外,该天线结构紧凑且增益良好。

表 1 参考文献与本文的对比

文献	频段/GHz	尺寸(λ_0)	模式	增益/dBi
[6]	中心频率:10	12.6	1	
[7]	4~8	1.4	± 2	6.2
[8]	5~8	3.25	2,3	6.29,5.9
[9]	4~7	4	$\pm 1, \pm 3$	2.2
[10]	4.2~6	3	± 1	9.6
本文	28~36	5.3	1,2,3,4	8.18;7.75;6.82;6.72

4 结 论

本文基于介质谐振器原理提出了一种工作在毫米波频段的 OAM 天线,该天线采用微带线对天线进行馈电。讨论了介质谐振器的半径对 OAM 模态数量的影响,最终选定了最优的谐振器半径,并且确定了该天线的大小为 $5.3\lambda_0$ 。仿真结果表明,本文设计的天线能够在毫米波频段的 4 个不同的频点产生 4 种不同模态的 OAM 波束,信号可以利用模态和频率两个自由度进行传输,将其应用于基于涡旋电磁波的联合跳模-频抗干扰系统中可以对各种干扰波形获得更好的抗干扰效果。因此,本文设计的 OAM 天线可以应用于毫米波雷达、保密通信等多个场景中。此外,通过与其他文献的比较发现,本文设计的天线具有应用频段高,结构紧凑,生成模态数量较多,增益良好等优势,能够为 OAM 在毫米波频段的生成提供有效的解决方案。后期将对本文的仿真设计进行加工试验,从而可在未来进行推广。

参考文献

- [1] SUN X H, SHAO J F, DAN B Y, et al. A novel multi-modal OAM vortex electromagnetic wave microstrip array antenna[J]. *Journal of Communications and Information Networks*, 2019, 4(4): 95-106.
- [2] YAN Y, XIE G D, LAVERY M P J, et al. High-capacity millimetre-wave communications with orbital angular momentum multiplexing [J]. *Nature Communications*, 2014, 5(1): 1-9.
- [3] 孙学宏,李强,庞丹旭,等. 轨道角动量在无线通信中的研究新进展综述[J]. *电子学报*, 2015, 43(11): 2305-2314.
- [4] 范迪,沈文辉. 基于环形缝隙介质谐振器的 OAM 天线[J]. *电子测量技术*, 2018(18): 71-75.
- [5] 周余昂,谢文宣,朱永忠,等. 涡旋电磁波无线通信技术发展综述[J]. *电讯技术*, 2020, 60(12): 1513-1522.
- [6] MENG X S, WU J J, WU Z S, et al. Design of multiple-polarization reflectarray for orbital angular momentum wave in radio frequency [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17(12): 2269-2273.
- [7] HUANG Y H, LIU X P, LI Q W, et al. Generation of broadband high-purity dual-Mode OAM beams using a four-feed patch antenna: Theory and Implementation [J]. *Scientific Reports*, 2019, 9(1),12977.
- [8] WANG S, ZENG Q S, XIE W Q, et al. Orbital angular momentum (OAM) generation by hemispherical dielectric resonator[C]. *IEEE Access*, 2020,DOI:10.1109/ACCESS.2016.2636166.
- [9] YU Z, GUO N, FAN J L. Water spiral dielectric resonator antenna for generating multimode OAM[J]. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 2020, 19(4): 601-605.
- [10] LEI R T, LI S R, YANG Y, et al. Generating orbital angular momentum based on circular antenna array with filtering characteristic[J]. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2021, 31(8),DOI:10.1002/mmce.22714.
- [11] ANDREWS J G, BUZZI S, CHOI W, et al. What Will 5G be? [J]. *IEEE journal on selected areas in communications*, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [12] ALKHATEEB, AHMED, HEATH, et al. Coverage and capacity of millimeter-wave cellular networks[J]. *IEEE Communications Magazine: Articles, News, and Events of Interest to Communications Engineers*, 2014, 52(9):70-77.
- [13] GAO Z, DAI L L, MI D, et al. MmWave massive-MIMO-based wireless backhaul for the 5G ultra-dense network[J]. 2015, 22(5): 13-31.
- [14] 张黎明. B5G 毫米波 OTA 接收机多速率数据处理研究与实现[J]. *国外电子测量技术*, 2021(5): 68-72.
- [15] 黄旭,牛洁. cTracker:一种基于毫米波雷达传感器的室内人员快速检测与追踪系统[J]. *仪器仪表学报*, 2020, 41(9): 130-139.
- [16] HAN C Z, HUANG G L, YUAN T, et al. A dual-band millimeter-wave antenna for 5G mobile applications[C]. 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. IEEE, 2019.
- [17] KORNPROBST J, MITTERMAIER T J, EIBERT T F. A millimeter-wave self-mixing array with large gain and wide angular receiving range [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(2): 702-711.
- [18] MAO C X, GAO S, WANG Y. Broadband high-gain beam-scanning antenna array for millimeter-wave applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65(9): 4864-4868.
- [19] ZHANG S, SYRYTSIN I, PEDERSEN G F. Compact beam-steerable antenna array with two passive parasitic elements for 5G mobile terminals at 28 GHz [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(10): 5193-5203.
- [20] PAN Y, ZHENG S L, ZHOU J H, et al. Analyses of whispering gallery modes in circular resonators by transmission line theory [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(13): 2345-2352.

- [21] ZHENG S L, HUI X N, JIN X F, et al. Transmission characteristics of a twisted radio wave based on circular traveling-wave antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(4): 1530-1536.
- [22] PAN Y, ZHENG S L, ZHENG J Y, et al. Generation of orbital angular momentum radio waves based on dielectric resonator antenna [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 385-388.
- [23] 何怡刚,程彤彤,FARHAN A,等. 大规模 MIMO 系统下的低复杂度迫零预编码技术[J]. 电子测量与仪

器学报, 2021, 35(6): 140-146.

作者简介

王艳妮, 硕士, 主要研究方向为新一代通信网络与信息融合。

E-mail: wyn694809872@163.com

孙学宏(通信作者), 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为新一代宽带无线通信技术与网络。

E-mail: nxsunxh@163.com

刘丽萍, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为新一代宽带无线通信技术。

E-mail: liuliping8186@126.com