



非共轴 OAM 通信系统的波束管理研究

郑凤^{1,2}, 段高明^{1,2}, 池连刚³

(1. 北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876;
2. 北京邮电大学信息网络北京实验室, 北京 100876; 3. 北京小米移动软件有限公司, 北京 100085)

摘要: 轨道角动量 (orbital angular momentum, OAM) 作为一种新的调制自由度, 能大幅度提高无线通信的频谱利用率。而基于均匀圆阵列 (uniform circular array, UCA) 的 OAM 通信系统要求收发端阵列静止并且完美对准, 导致 OAM 难以实际应用。提出了基于 OAM 的波束管理, 通过收发端波束扫描, 确定最佳收发波束匹配, 利用匹配波束通信。仿真结果证明该方案能有效解决由收发端阵列非共轴带来的系统性能下降问题。

关键词: 轨道角动量; UCA; 非共轴; 波束管理

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2021272

Research on beam management of non-coaxial OAM communication system

ZHENG Feng^{1,2}, DUAN Gaoming^{1,2}, CHI Liangang³

1. School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

2. Beijing Laboratory of Advanced Information Networks, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

3. Beijing Xiaomi Mobile Software Co., Ltd., Beijing 100085, China

Abstract: As a new modulated degree of freedom, orbital angular momentum (OAM) could greatly improve the spectrum utilization of wireless communication. However, the uniform circular array (UCA)-based OAM communication system requires the transceiver array to be static and perfectly aligned, which makes it difficult for OAM to be practically applied. A beam management method based on OAM was proposed, which determined the best beam matching by scanning the beam of receiver and receiver, and the matched beam was used to communicate. Simulation results show that the proposed scheme could effectively reduce the system performance degradation caused by non-coaxial of receiver and transmitter arrays.

Key words: OAM, UCA, non-coaxial, beam management

1 引言

随着无线通信的迅猛发展, 频谱资源越来越

紧张, 如何提高频谱利用率成为当务之急, 轨道角动量 (orbital angular momentum, OAM) 技术被认为是潜在技术之一。区别于传统的无线调制



资源, OAM 被认为是一个新的调制维度, 利用不同 OAM 模式之间的正交性提高频谱效率。

1992 年 Allen 等^[1]首次发现具有螺旋相位波前的涡旋电磁波携带轨道角动量, 在同一频率上多个模式的 OAM 波束相互正交。2011 年, 著名的“威尼斯湖实验”^[2]在同一频点传输两个正交的 OAM 模式, 进一步证明了 OAM 的实际应用价值。近年来, 利用电磁波传输轨道角动量进行无线通信受到越来越多学者的关注, 对无线 OAM 的研究也更加广泛^[3-4]。

理论和实验都已经证明利用均匀圆阵列 (uniform circular array, UCA) 产生 OAM 的可行性。OAM 通信模型简化框图如图 1 所示, 利用 UCA 产生 OAM 波束是通过向天线阵子馈入相同信号, 但相邻天线阵子间存在固定相位差的方式产生的。通过移相器使相邻天线阵子之间产生 $\frac{2\pi l}{N}$ 的相位差, 其中, l 表示 OAM 波束的模式, N 是发射端 UCA 天线阵子的数量。发射端预编码向量为:

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 \quad e^{j\frac{2\pi l}{N} \times 1} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi l}{N} \times (N-1)}] \quad (1)$$

然而基于 UCA 的 OAM 通信系统要求收发 UCA 轴心对齐, 当收发机之间非共轴时, 在接收机处会产生模式串扰, 导致误码率增大, 系统性能下降^[5]。收发 UCA 非共轴还会使 OAM 的接收方法失效, 因此目前大多数对于 OAM 的研究都是基于理想对准条件下的仿真或实验。在无线通

信尤其是移动通信中, 终端的移动性常常会造成收发端非共轴。因此解决 OAM 在非共轴场景下的通信是涡旋电磁波在无线通信中应用的关键问题。

为了解决由失准引起的性能下降问题, 文献[6]提出利用波束控制解决非对准情况下的 OAM 通信问题。该方案基于模拟波束成形, 波束转向系统框图如图 2 所示, 通过收/发射端的模拟预编码调整波束方向, 使收发端阵列达到等效对准的状态。首先考虑非平行情况下的波束转向, 然后将其扩展到离轴和其他一般情况。

这种基于 OAM 的波束控制与多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 中的波束成形有很多相似之处, 但与传统 MIMO 的波束成形还有很大的区别, 主要有以下几点。

(1) OAM 波束为中心空洞的螺旋波束, 波束中心是能量为零的暗区, 这与传统的波束有较大不同。这也导致了 OAM 在做波束成形的时候需要与接收端波束对准。

(2) 基于 MIMO 的波束成形一般会考虑多径场景, 主要侧重于接收信号能量最大化, 而基于 OAM 的波束控制一般应用于视距 (line-of-sight, LOS) 径场景, 要求收发端波束对准。

(3) 传统 MIMO 在 LOS 径条件下只能做单流传输, 而基于 OAM 的通信系统依靠模式间的正交性可实现多流传输。非对准会造成 OAM 模式间干扰问题, 因此基于 OAM 的波束控制还需要考虑模式间干扰。

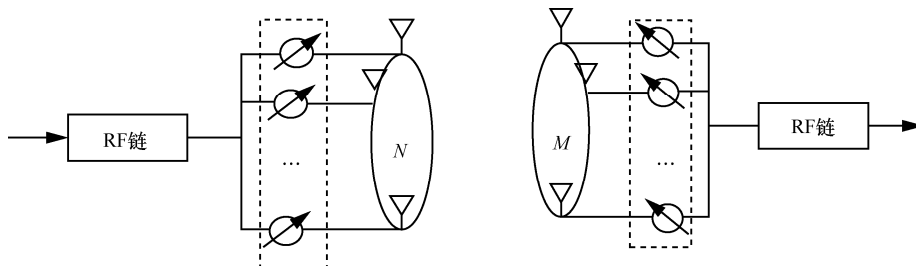


图 1 OAM 通信模型简化框图

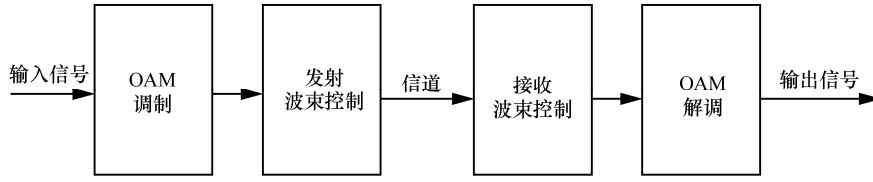


图2 波束转向系统框图

实际系统中接收端一般为动态或准静态终端，收发端波束控制向量需要依据阵列的偏转状态更新。而发射端没有接收端偏转状态的先验信息，因此需要对收发端阵列的偏转状态进行估计，用以确定收发端波束控制向量。文献[7]和文献[8]提出利用 ESPRIT 算法对波束的到达角（angle of arrival, AOA）进行估计，获取阵列的偏转俯角和方位角，然而该方法利用发射天线参数的信息处理接收到的 OAM 训练信号，这些信息在接收机处可能难以获得。

本文考虑收发端 UCA 非共轴的通信场景，针对非共轴的情况建立通信模型，并提出解决方案。首先介绍了基于 UCA 的 OAM 通信系统，概述其信道模型；然后针对非共轴模型，参考 5G NR 波束管理过程并考虑 OAM 波束扫描的特殊性，提出基于 OAM 的波束管理方案，通过 OAM 波束扫描获得匹配波束对；最后通过数值仿真证明了该方法能有效解决非共轴情况下的 OAM 通信性能下降问题，并对方案稳定性进行分析。

2 系统模型

当采用 UCA 产生和接收 OAM 时，信道矩阵 $\mathbf{H}$ 如下^[9]：

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$h_{m,n} = \beta \frac{\lambda}{4\pi d_{mn}} e^{-j \frac{2\pi d_{mn}}{\lambda}} \quad (3)$$

$$d_{m,n} = [D^2 + R_t^2 + R_r^2 - 2R_t R_r \cos(\varphi_m - \varphi_n)]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

其中， λ 表示信号波长，单位为 m； $d_{m,n}$ 表示第 n 根发射天线到第 m 根接收天线之间的距离，单位为 m； R_r 、 R_t 分别表示接收 UCA 半径与发射 UCA 半径； D 表示收发天线阵列之间的距离； φ_m 、 φ_n 分别表示接收端和发射端天线阵子的方位角； β 表示与传播环境无关的系统损耗系数，系统损耗系数表示实际硬件系统中的总体衰减损耗，包括传输线、滤波器和天线的损耗，通常 $\beta \leq 1$ ，假设系统硬件没有损耗，则 $\beta = 1$ 。

在理想对准情况下， $\mathbf{H}$ 是一个循环矩阵，可以由傅里叶矩阵分解成一个对角矩阵的形式：

$$\mathbf{H} = \mathbf{F}_M \mathbf{\Sigma} \mathbf{F}_N^H \quad (5)$$

其中， $\mathbf{F}_M$ 、 $\mathbf{F}_N$ 分别是 M 、 N 阶傅里叶矩阵， $\mathbf{\Sigma}$ 是对角矩阵。可见理想对准情况下并不存在模态间干扰。然而，一旦不满足完美对准的条件， $\mathbf{H}$ 的分解就不成立，在接收机处会产生模态间干扰，从而引起系统性能下降。

在实际中，收发端阵列完美对准的条件很难实现。非共轴一般考虑接收端 UCA 发生偏转，即收发端 UCA 轴心不在同一直线上的情况。非共轴情况下发射与接收 UCA 几何模型如图 3 所示，其中， s 表示收发端 UCA 轴心连线方向， s' 表示 s 在发射 UCA 上的投影方向。

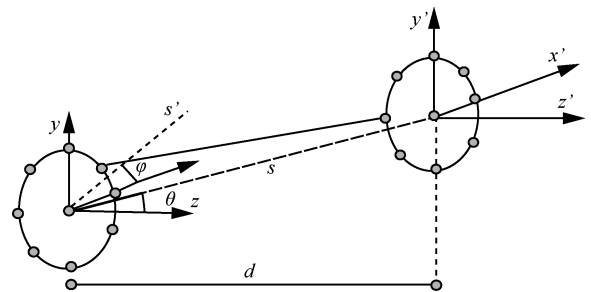


图3 非共轴情况下发射与接收UCA几何模型



非共轴情况下的传输距离 $d_{m,n}$ 可以表示为:

$$d_{m,n} = \left[(R_t \sin(\phi(m)) + D \tan \theta \cos \varphi - R_t \sin(\phi(n)))^2 + (R_t \cos(\phi(m)) + D \tan \theta \sin \varphi - R_t \cos(\phi(n)))^2 + D^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[R_t^2 + R_r^2 + \left(\frac{D}{\cos \theta} \right)^2 - 2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n)) - 2D \tan \theta (R_t \sin(\phi(n) - \varphi) - R_t \sin(\phi(m) - \varphi)) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

其中, θ 表示俯角, 是波束方向与发射 UCA 平面法线之间的夹角; φ 表示方向角, 是波束方向在发射 UCA 平面上投影与 x 轴之间的夹角。

3 非共轴 OAM 波束管理

此前基于波束转向的研究都仅考虑了收发端相对静止, 并且收发阵列的偏轴距与偏转角已知的非对准情况。而在实际系统中, 收发端的阵列状态信息是未知的, 需要通过一定的信道检测获得信道状态信息。由于传统的基于导频的信道估计算法在毫米波信道中会极大增加导频开销, 参考 NR 波束管理过程, 提出基于 OAM 的波束管理。通过波束扫描确定收发匹配波束对, 无须对阵列的偏转状态进行估计, 节省导频开销。

3.1 OAM 波束控制算法

基于 UCA 的 OAM 波束控制是在 OAM 波束形成的基础上, 将天线阵列乘以一组控制向量, 使波束向不同的方向辐射。其中, 第 n 根发射天线和第 m 根接收天线的偏转系数分别为:

$$W_{t,n} = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R_t \cos(\varphi + \frac{2\pi n}{M}) \sin \theta} \quad (7)$$

$$W_{r,m} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} R_r \cos(\varphi' + \frac{2\pi m}{M}) \sin \theta'} \quad (8)$$

其中, θ 、 φ 分别表示发射波束的俯角和方位角; θ' 、 φ' 分别表示接收波束的俯角和方位角。可以得出收发端等效信道 $h'_{m,n}$ 为:

$$h'_{m,n} = w_{r,m} h_{m,n} w_{t,n} = \beta \frac{\lambda}{4\pi d_{m,n}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} R_t \cos(\varphi' + \frac{2\pi m}{M}) \sin \theta'} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d_{m,n}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} R_t \cos(\varphi + \frac{2\pi n}{M}) \sin \theta} = \beta \frac{\lambda}{4\pi d_{m,n}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left[-d_{m,n} + R_t \cos(\varphi' + \frac{2\pi m}{M}) \sin \theta' - R_t \cos(\varphi + \frac{2\pi n}{M}) \sin \theta \right]} \quad (9)$$

本文的模型考虑收发端非共轴情形, 基于对称性, $\theta = \theta'$ 、 $\varphi = \varphi'$ 。由于 $\frac{D}{\cos \theta} \gg R_t$ & $\frac{D}{\cos \theta} \gg R_r$, 且 θ 通常较小, 利用 $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ 近似, 可以得到:

$$d'_{m,n} = d_{m,n} + R_t \cos \left(\varphi' + \frac{2\pi m}{M} \right) \sin \theta' - R_t \cos \left(\varphi + \frac{2\pi n}{M} \right) \sin \theta \approx \frac{D}{\cos \theta} + \frac{\cos \theta}{2D} (R_t^2 + R_r^2 - 2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n))) \quad (10)$$

对于幅度项中 $d_{m,n}$ 而言, $d_{m,n} \approx \frac{D}{\cos \theta}$ 。因此, 式 (9) 可以表示为:

$$h'_{m,n} = \beta \frac{\lambda \cos(\theta)}{4\pi D} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \frac{D}{\cos \theta} + \frac{\cos \theta}{2D} (R_t^2 + R_r^2 - 2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n)))} \quad (11)$$

而理想对准的信道 $h_{m,n}$ 为:

$$h_{m,n} = \beta \frac{\lambda}{4\pi d_{m,n}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (R_t^2 + R_r^2 + D^2 - 2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n)))^{\frac{1}{2}}} \approx \beta \frac{\lambda}{4\pi D} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} D + \frac{1}{2D} (R_t^2 + R_r^2 - 2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n)))} \quad (12)$$

可以看出, 在非共轴的情况下, 收发端通过波束控制可以使该模型变成等效对准模型。因此, 当收发端 UCA 非共轴时, 可以在 OAM 波束形成的基础上将其乘以一组波束控制向量使信道达到等效对准状态:

$$\mathbf{H}' = \mathbf{W}_t(\theta, \varphi) \mathbf{H} \mathbf{W}_r(\theta', \varphi') = \mathbf{F} \mathbf{\Sigma}' \mathbf{F}^H \quad (13)$$

3.2 非共轴 OAM 波束匹配

对于某个波束来说, 每个天线需要乘一个偏

转系数, 则发射端、接收端 UCA 所对应的偏转向量分别为:

$$\mathbf{W}_t = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos\varphi \sin\theta} & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos(\varphi + \frac{2\pi}{N})\sin\theta} & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos(\varphi + \frac{2\pi(N-1)}{N})\sin\theta} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{W}_r = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos\varphi' \sin\theta'} & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos(\varphi' + \frac{2\pi}{M})\sin\theta'} & \dots \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos(\varphi' + \frac{2\pi(M-1)}{M})\sin\theta'} \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据获得的信道参数以及偏转系数, 第 m 根接收天线的接收信号为:

$$\eta = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[(R_t \cos(\varphi_t - \phi(m))\sin\theta_t - R_t \cos(\varphi - \phi(m))\sin\theta) - (R_t \cos(\varphi_t - \phi(n))\sin\theta_t - R_t \cos(\varphi - \phi(n))\sin\theta)]} \quad (17)$$

当且仅当 $\theta_t = \theta_r = \theta, \varphi_t = \varphi_r = \varphi$ 时, $\eta = 1$, 表示没有模态间干扰。此时收发端波束匹配, 即收发端波束匹配, 收发端之间的信道是等效对准信道。

当收发端波束匹配且天线单元数量足够大时, 接收信号 y_m 表示为:

$$\begin{aligned} y_m &= \beta \frac{\sqrt{N} \lambda \cos\theta \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\frac{D}{\cos\theta} + \frac{\cos\theta}{2D}(R_t^2 + R_r^2))}}{4\pi D} \\ &\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x e^{j\frac{2\pi \cos\theta}{\lambda D}(2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n)))} e^{j\phi(n)l} \approx \\ &\beta \frac{\sqrt{N} \lambda \cos\theta \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\frac{D}{\cos\theta} + \frac{\cos\theta}{2D}(R_t^2 + R_r^2))}}{4\pi D} \\ &i^{-1} e^{jl\phi(m)} J_l\left(\frac{2\pi \cos\theta \cdot R_t R_r}{\lambda D}\right) \times x \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $J_l(\frac{2\pi \cos\theta \cdot R_t R_r}{\lambda D})$ 是第一类贝塞尔函数, 由式 (18) 可以看出接收信号的幅值服从第一类贝塞尔函数分布, 因此可以通过检测参考信号接收功率 (reference signal receiving power, RSRP) 来确定最佳匹配波束。

由上文可知, 不同的方位角与俯角对应不同的 OAM 波束方向, 通过改变波束偏转向量中的方位角和俯角可以控制波束的发射方向。发射波束共有 $P \times Q$ 个方向, 发射角与俯角组合如下:

$$\begin{aligned} y_m &= \frac{w_m}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h_{m,n} W_n x e^{j\frac{2\pi n l}{N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos(\varphi' + \frac{2\pi m}{M})\sin\theta'} \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \beta \frac{\lambda}{4\pi d_{m,n}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_{m,n}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}R_t \cos(\varphi + \frac{2\pi n}{N})\sin\theta} x e^{j\frac{2\pi n l}{N}} = \\ &\beta \frac{\lambda \cos(\theta) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\frac{D}{\cos\theta} + \frac{\cos\theta}{2D}(R_t^2 + R_r^2))}}{4\pi D \sqrt{N}} \\ &\sum_{n=0}^{N-1} x e^{j\frac{2\pi \cos\theta}{\lambda D}(2R_t R_r \cos(\phi(m) - \phi(n)))} e^{j\frac{2\pi n l}{N}} \times \eta \end{aligned} \quad (16)$$

其中, x 表示原始信号, η 为:

$$\text{angle} = \begin{bmatrix} \varphi_1 \theta_1 & \varphi_1 \theta_2 & \dots & \varphi_1 \theta_Q \\ \varphi_2 \theta_1 & \varphi_2 \theta_2 & \dots & \varphi_2 \theta_Q \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_P \theta_1 & \varphi_P \theta_2 & \dots & \varphi_P \theta_Q \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\varphi_p = \frac{2\pi \times p}{P} (p = 0, 1, 2, \dots, P) \quad (20)$$

$$\theta_q = \frac{\pi \times q}{2Q} (q = 0, 1, 2, \dots, Q) \quad (21)$$

发射端通过逐一发射波束, 遍历既定的波束控制向量完成波束扫描。接收端用某一固定的接收方向接收信号, 选择 RSRP 最大的发送波束作为最佳的发送波束, 并在该波束方向上多次发送参考信号。接收端则用不同的接收波束接收该信号, 选择 RSRP 值最大的波束作为接收波束。波束匹配如图 4 所示, 最终选择的发射波束与接收波束为最佳匹配波束对, 利用该匹配波束对发送和接收信息。

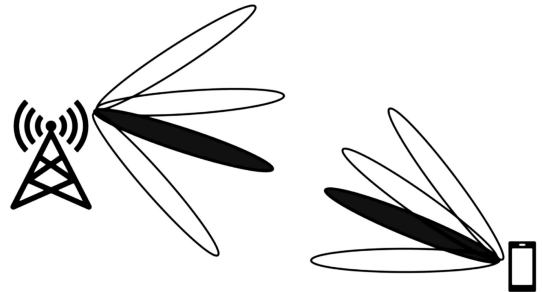


图 4 波束匹配



基于此方案, 无须预估收发端阵列的偏转状态, 只需要通过波束扫描, 选择收发波束匹配对即可完成非共轴状态下的 OAM 通信。

3.3 信道容量分析

由式 (13) 可知, 经过波束匹配后的信道为等效对准信道, 然而该信道并非完美对准信道, 因此存在模态间干扰。在接收端, 经过傅里叶变换后的接收信号为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}(\mathbf{H}'\mathbf{F}\mathbf{X}) + \mathbf{F}\mathbf{N} = \mathbf{\Sigma}'\mathbf{X} + \mathbf{N}' \quad (22)$$

由上文可知 $\mathbf{\Sigma}' = [\alpha_{l,l'}]_{N \times N}$, $\alpha_{l,l'}$ 表示第 l' 模态被解调成 l 模态的解调系数。则接收端第 l 模态的解调信号如下:

$$y_l = \alpha_{l,l}x_l + \sum_{l' \neq l} \alpha_{l,l'}x_{l'} + n_l \quad (23)$$

其中, x_l 表示第 l 个流传输的调制信号, 即模态 l 承载的信号。

接收端采用迫零方法解调, 通过线性滤波的方法解调信号。即:

$$\mathbf{x}' = \mathbf{S}\mathbf{y} = \mathbf{S} \cdot \text{diag}(\mathbf{\Sigma}') + \mathbf{S} \mathbf{\Sigma}' + \mathbf{S}\mathbf{n}' \quad (24)$$

$$\mathbf{S}_{N \times N} = (\text{diag}(\mathbf{\Sigma}')^H \text{diag}(\mathbf{\Sigma}'))^{-1} \text{diag}(\mathbf{\Sigma}')^H \quad (25)$$

通过式 (23) 和式 (24) 可得第 i 个模态承载的信号在解调后为:

$$x'_i = x_i + \sum_{l, l' \neq i} ((\alpha_{l,l}^H \alpha_{l,l'})^{-1} \alpha_{l,l'}^H) \alpha_{l,l'} x_{l'} + ((\alpha_{l,l}^H \alpha_{l,l'})^{-1} \alpha_{l,l'}^H) n \quad (26)$$

设定发射端各模态是等功率分配, 且都为 P , 则接收端模态 l 的 SINR 为:

$$\text{SINR}_l = \frac{P_{l,l}}{P_{l,l', l' \neq l} + P_N} = \frac{P}{P \sum_{l, l' \neq l} |s_l \alpha_{l,l'}|^2 + \|\mathbf{S}\|^2 P_n} \quad (27)$$

第 l 个模态的信道容量为:

$$C_l = \text{lb}(1 + \text{SINR}_l) \quad (28)$$

系统总容量为:

$$C = \sum_l \text{lb}(1 + \text{SINR}_l) \quad (29)$$

4 仿真结果与分析

本节通过与传统 OAM 传输的比较证明波束匹配算法的有效性, 系统的部分参数配置见表 1。对于 OAM 键控 (OAM shift keying, OAM-SK), 发射端 UCA 天线阵子和接收端 UCA 天线阵子的数量分别是 64 和 2, 接收端采用相位梯度法接收解调。对于 OAM 复用 (OAM division multiplexing, OAM-DM), 收发端 UCA 天线阵子数均为 8, 接收端采用 UCAA 算法接收解调。

表 1 仿真参数配置^[10]

参数名称	值
载波频率 f	40 GHz
发射 UCA 阵子个数 N	64/8
接收 UCA 阵子个数 M	2/8
发射 UCA 半径 R_t/m	0.75
接收 UCA 半径 R_r/m	0.32/0.40/0.38
损耗系数/dBi	10
发射功率/dBm	30
噪声功率/dBm	-80

4.1 扫描结果

通过波束匹配得到发射端与接收端相应的波束偏转俯角, 比较在不同俯角范围内, 扫描波束的数量对发射端偏转俯角选择的影响。假设每个偏轴点理论的偏转俯角值为 θ^{ideal} , 每次波束扫描确定的偏转俯角为 θ^{scanning} 。设偏轴点均匀分布, 定义方差为:

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^K (\theta_i^{\text{ideal}} - \theta_i^{\text{scanning}})^2 \quad (30)$$

通过分析可知, 方差越小, 波束扫描的精度越高, 与理论值的误差越小。当方差小于 10^{-5} 时, 匹配波束中的俯角偏差为 10^{-3} 量级, 此时可认为扫描得到俯角与理论的俯角值一样。波束数量与扫描方差的关系如图 5 所示, 偏转俯角等于 20° 时, 发射端采用 30 个波束扫描即可; 俯角等于 30°

时, 采用 50 个波束扫描; 当俯角等于 40° 时, 则需要 80 个波束进行扫描。

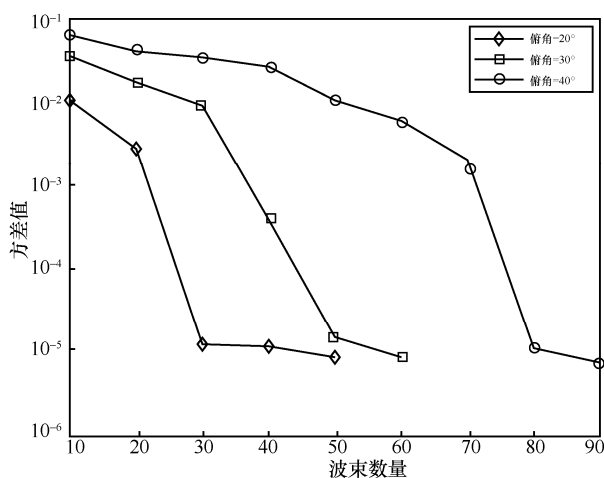


图5 波束数量与扫描方差的关系

由此可知, 接收天线数量固定时, 波束的数量增加到一定值后, 方差增益不再明显, 且波束的数量增加会带来巨大的导频资源消耗。实际部署中, 发射端可根据其服务的小区范围配置相应的扫描波束数量。

4.2 BER 性能

从系统 BER 的角度验证了所提波束匹配方法的有效性。通过仿真证明, 无论是 OAM-SK 还是 OAM-DM, 通过波束扫描的方式获得的匹配波束都能有效降低 BER。OAM-SK 偏轴情况下匹配波束 BER 曲线如图 6 所示, s 表示接收端 UCA 偏轴距, 接收端采用两天线相位梯度法解调。无波束匹配时, 单模态的 BER 随 SNR 增大呈现上升趋势。因为单模态一般采用相位梯度法^[11] (phase gradient algorithm, PGA) 解调, 而非对准情况下, 该解调方法已经失效, BER 会出现 100%恶化的现象。

从图 6 可以看出, 不同的偏轴距通过波束匹配可以明显改善系统 BER 性能。随着 SNR 的增大, BER 的增益愈加明显。波束匹配相比于传统接收方法 (即没有波束控制), BER 有 20~30 dB 的增益。

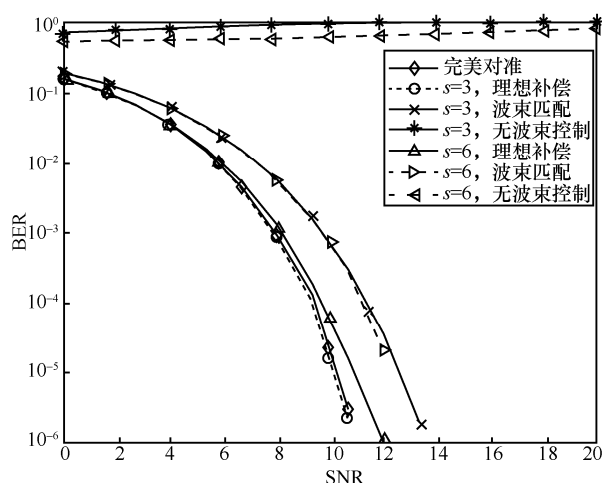


图6 OAM-SK 偏轴情况下匹配波束 BER 曲线

OAM-DM 系统 BER 曲线如图 7 所示, 基带采用 BPSK 调制, 偏轴距为 6 m。从图 7 (a) 可以看出利用波束匹配的方法可以有效降低系统的 BER。

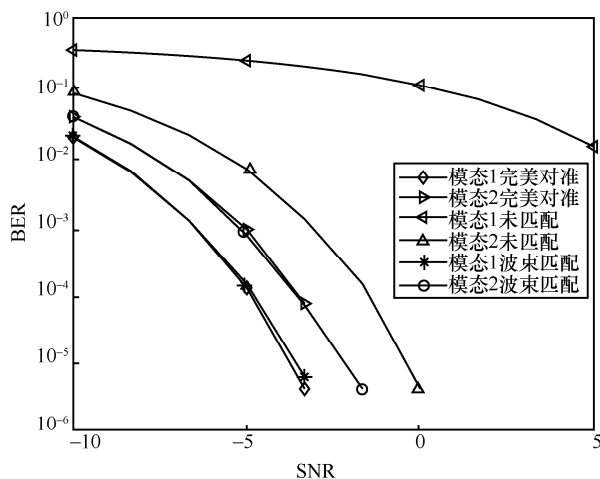
然而随着偏轴距的增大, 通过这种调整波束方向的方法所补偿的增益也越来越低。说明通过波束控制的方法解决非共轴 OAM 通信问题会存在上限。即当波束控制所需调整的俯角过大时, 该方案对系统 BER 的增益较小或者为零。

综上, 在收发端非共轴情况下, 利用波束匹配的接收方法与传统接收方法相比, BER 增益明显, 并且稳定性较强, 无论是 OAM-SK 还是 OAM-DM 传输, 波束匹配均可适用。

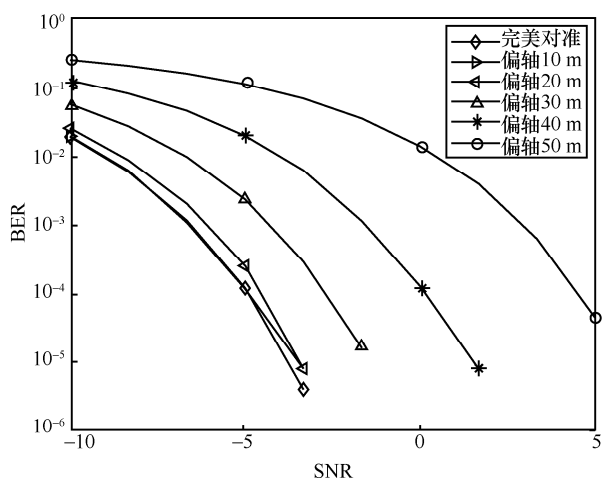
4.3 信道容量

本节验证了波束匹配方案对于不同 OAM 调制方式在不同非共轴条件下的 SINR 增益以及信道容量, 验证了波束匹配方案的可行性和稳定性。

信道容量对比 (沿垂直方向偏) 如图 8 所示, 传统的 OAM 调制与接收解调方案的信道容量随着偏转角的增大而急速下降, 并且对于不同的偏转角, 信道容量极不稳定。这是由于 OAM 波束在接收平面的幅度分布为环形, 而非对准接收无法接受整个环形波束的能量, 因此随着偏转角度的变化, 接收信号功率会出现波动, 导致信道

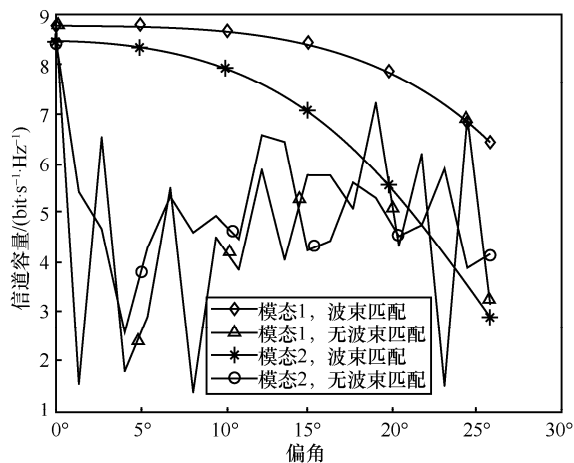


(a) 匹配波束BER曲线

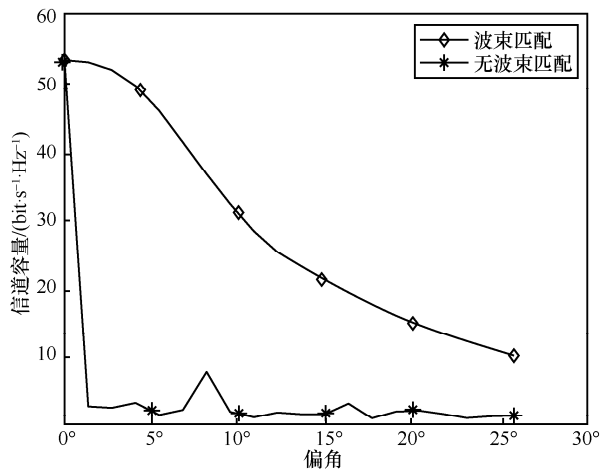


(b) 不同偏轴距对BER影响

图7 OAM-DM 系统 BER 曲线



(a) OAM-SK (模态=1或2)



(b) OAM-DM (模态 = -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3)

图8 信道容量对比 (沿垂直方向偏)

容量出现上线波动的现象。而基于 OAM-DM 的传输系统中, 还存在模态间干扰的问题, 因此信道容量会随着偏转角变化而急速下降。

图 8 (a) 可以看出基于 OAM-SK 的单模态传输, 采用波束匹配的传输方案信道容量明显优于传统的接收方法。图 8 (b) 是基于 OAM-DM 传输系统的信道容量, 收发端 UCA 天线阵子数均为 8 个, 因此可传输的模态数也是 8 个。波束匹配传输方案的信道容量明显优于传统的接收方法。

接收 UCA 沿水平方向偏转情况下, 波束匹配与传统接收方法的信道容量对比如图 9 所示。图 8

和图 9 说明了波束匹配算法的稳定性强, 适用于任何非共轴场景下的 OAM 传输。

由此可知, 在收发端非共轴时, 利用波束匹配的接收方法在信道容量上增益也较为明显。无论是 OAM-SK 还是 OAM-DM, 该方案均适用。并且接收 UCA 沿任意方向偏转, 该方法都适用, 也说明了波束匹配算法的稳定性。

5 结束语

本文分析了基于 UCA 的 OAM 通信系统在收发端阵列非共轴情况下的 OAM 通信问题, 提出

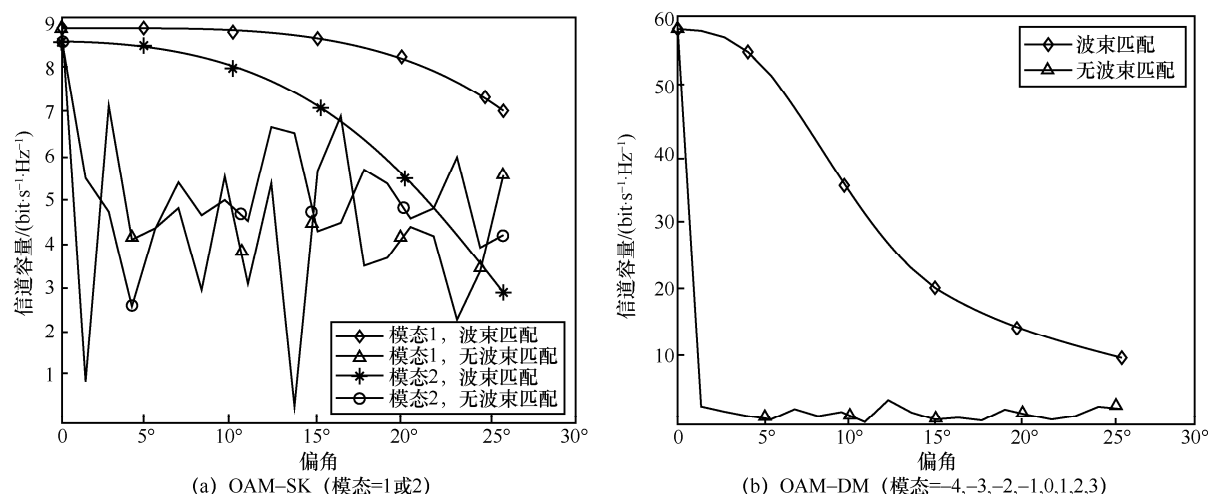


图9 信道容量对比(沿水平方向偏)

通过波束管理寻找最佳匹配波束对, 利用匹配波束传输信息。通过理论分析以及 MATLAB 仿真证明在收发端阵列偏转状态未知的情况下, 通过波束管理以及波束扫描, 确定收发匹配波束对, 可以使收发端达到等效对准, 在 BER、信道容量方面均优于传统接收算法, 可大幅度提升通信系统性能。该方案适用于任何 OAM 调制方式, 包括 OAM-SK 与 OAM-DM。相比于传统的信道估计, 该方案的优势在于不需要复杂的信号处理算法, 只需要通过信号能量检测, 便可以找出匹配的波束对。此外该方案无须估计收发端的偏转状态, 可节省导频开销, 且对 BER 性能提升较为明显。然而对于大角度旋转或者较大偏轴的情况, 该方案补偿增益有限, 未来仍有待研究。基于模拟波束成形的波束管理无法做到对单独载波、单独模式进行波束控制, 基于 UCA 的数字预编码还有待研究。

参考文献:

- [1] ALLEN L, BEIJERSBERGEN M, SPREEUW R, et al. Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes[J]. *Physical Review A, Atomic, Molecular, and Optical Physics*, 1992, 45(11): 8185-8189.
- [2] TAMBURINI F, THIDÉ B, MARI E, et al. Reply to Comment on 'Encoding many channels on the same frequency through radio vorticity: first experimental test'[J]. *New Journal of Physics*, 2012, 14(11): 118002.
- [3] YAGI Y, SASAKI H, YAMADA T, et al. 200 gb/s wireless transmission using dual-polarized OAM-MIMO multiplexing with uniform circular array on 28 GHz band[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(5): 833-837.
- [4] DONG J, WANG H N, LIU G Y, et al. Capacity analysis of orbital angular momentum multiplexing transmission system[C]//*Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. Piscataway: IEEE Press, 2020.
- [5] ZHOU Y Q, TIAN H, NIE G F. Novel method of axis alignment in orbital angular momentum wireless communication[C]//*Proceedings of 2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2015: 586-590.
- [6] CHEN R, XU H, MORETTI M, et al. Beam steering for the misalignment in UCA-based OAM communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(4): 582-585.
- [7] CHEN R, LONG W X, WANG X D, et al. Multi-mode OAM radio waves: generation, angle of arrival estimation and reception with UCAs[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(10): 6932-6947.
- [8] LONG W X, CHEN R, MORETTI M, et al. AoA estimation for OAM communication systems with mode-frequency multi-time ESPRIT method[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(5): 5094-5098.
- [9] TIAN H, LIU Z Q, XI W, et al. Beam axis detection and alignment for uniform circular array-based orbital angular momentum wireless communication[J]. *IET Communications*, 2016, 10(1): 44-49.
- [10] SAITO S, ITO Y, SUGANUMA H, et al. Efficient inter-mode interference cancellation method for OAM multiplexing in the presence of beam axis misalignment[C]//*Proceedings of 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops*



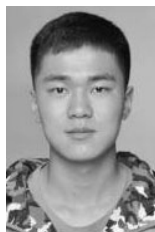
(ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2021.

- [11] VOURCH C J, ALLEN B, DRYSDALE T D. Planar millimetre-wave antenna simultaneously producing four orbital angular momentum modes and associated multi-element receiver array[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016, 10(14): 1492-1499.

[作者简介]



郑凤（1977-），女，博士，北京邮电大学信息与通信工程学院副教授，主要研究方向为无线通信和未来网络。



段高明（1996-），男，北京邮电大学信息与通信工程学院硕士生，主要研究方向为无线通信。



池连刚（1978-），男，博士，北京小米移动软件有限公司高级工程师，主要研究方向为无线通信技术。