ISSN 1004-9037,CODEN SCYCE4
Journal of Data Acquisition and Processing Vol. 41,No. 1,Jan. 2026,pp. 272－286
DOI:10. 16337/j. 1004-9037. 2026. 01. 019

http://sjcj. nuaa. edu. cn
E-mail:sjcj@nuaa. edu. cn
Tel/Fax:＋86-025-84892742

UCCA-OAM通信系统中的双模块干扰消除方案

李　汀，沈铭宇，张春洁，解培中

（南京邮电大学通信与信息工程学院，南京 210003）

摘　要：轨道角动量（Orbital angular momentum，OAM）是一种能够提供额外自由度以提高无线通信频谱效率的技术。然而，将OAM应用于无线通信时，为了能够利用模态之间正交性，必须保证发射天线和接收天线的完美对准。本文将均匀圆形阵列天线（Uniform circular array，UCA）产生的OAM复用与多输入多输出（Multiple-input multiple-output，MIMO）技术相结合，构成均匀同心圆阵列轨道角动量（Uniform concentric circular array orbital angular momentum，UCCA-OAM）通信系统。针对UCA天线收发端未对齐产生的模态干扰和MIMO同心圆阵列之间的阵列干扰问题，提出了基于递进式分块矩阵逆运算的双模块干扰消除方案。实验结果表明，本文提出的双模块干扰消除方案，对模态干扰和阵列干扰都起到了很好的抑制作用，提高了UCCA-OAM系统的通信性能。

关键词：轨道角动量；多输入多输出系统；模态干扰消除；阵列干扰消除；分块矩阵逆运算

中图分类号：TN929.5　　**文献标志码：**A

引用格式：李汀，沈铭宇，张春洁，等.UCCA-OAM通信系统中的双模块干扰消除方案[J].数据采集与处理，2026，41(1)：272-286. LI Ting，SHEN Mingyu，ZHANG Chunjie，et al. Dual-module interference cancellation scheme for UCCA-OAM communication system[J].Journal of Data Acquisition and Processing，2026，41(1)：272-286.

引　　言

无线数据流量的爆炸性增长不断要求应用于各种场景的无线通信传输技术具有更高的容量、更高的传输速率和更准确的信息传输。到目前为止，第5代移动通信技术（5th generation mobile communication technology，5G）已投入使用并蓬勃发展，而第6代移动通信技术（6th generation mobile communication technology，6G）的未来发展和技术方向也备受关注[1-3]。轨道角动量（Orbital angular momentum，OAM）是电磁波的一种物理性质[4]，不同的模态之间具有严格的正交性，正是这一特性使得无线通信系统有望在频域、时域等之外提供额外的自由度——OAM模态域来提高频谱效率[5-6]，从而极大地提升无线通信系统的容量[7-9]，使得OAM在无线通信领域的应用成为未来6G无线通信技术的一个非常具有潜力的研究方向。

OAM在通信领域的应用最初集中于光通信领域。1992年Allen等[10]发现了具有OAM模态的涡旋电磁波，与通信领域中常见的平面电磁波或球面电磁波不同的是，该涡旋电磁波具有螺旋相位的波前相位，并且不同整数模态之间具有严格的正交性。基于此，大量研究开始着重于在同一频率的信道中复用一组相互正交的OAM模态来提高信息传输的速率以及信道容量[11]。OAM波束的生成有多种方法，常用均匀圆形天线阵列（Uniform circular array，UCA）来生成。2009年，文献[5]验证了UCA可以

基金项目：国家自然科学基金（62271265）。
收稿日期：2024-12-17；**修订日期：**2025-08-13

用来产生携带轨道角动量的波束,但不同模态之间的正交性依赖于收发端UCA天线的严格对齐。为了研究导致性能下降的因素,文献[12]对收发端UCA非平行和离轴两种非理想情况建立信道模型,并对OAM系统在不同斜角和轴偏差下的容量进行了分析和比较,发现OAM传输对发射机和接收机之间的失准非常敏感,基于此,该团队持续开展相关研究。文献[13]定量地研究了收发端UCA天线未对齐的情况下对射频OAM信道容量的影响,针对这种情况建立信道模型并提出了发射/接收波束控制方法,以避免非理想情况下的性能恶化,这为射频OAM在实践中的应用铺平了道路。文献[14]进一步研究,提出了一种UCA的多载波多模态OAM通信的总方案,针对所考虑的基于UCA的视距轨道角动量(Line-of-sight OAM,LoS-OAM)通信系统提出一种到达角(Angle of arrival,AoA)估计方法以及一种OAM接收方案,包括利用估计的AoA进行波束控制和利用估计的距离进行幅度检测,所提出的OAM接收方案可以消除实际OAM信道因UCA未对准而产生的模态间干扰的影响,并接近理想对准OAM信道。类似地,文献[15]对更加符合实际传输场景的毫米波非理想OAM通信系统性能进行研究,评估了多径效应和非对齐效应带来的性能损失,并提出一种平均相位补偿与迭代功率分配的联合优化方案来消除非对齐和多径效应造成的相位偏差,提升系统信道容量。随着技术的进步,关于如何消除收发端UCA未对准情况下产生模态间干扰的研究又得到了进一步的发展。文献[16]针对收发端UCA未对准模型利用一种轻量级神经网络建立训练模型,设计了一种OAM相位信息和倾斜角度的检测方案,倾斜度的准确性检测模型良好,精度达到0.91。文献[17-18]基于大角度未对准太赫兹OAM系统提出一种新的基于微机电系统的混合机械电子波束控制方案,从而实现发射OAM波束和接收OAM波束之间的精确对准,有效避免了系统性能退化。至此,收发端天线阵列均为单环UCA的情况下,针对UCA不对齐引起的模态间正交性被破坏的解决方案已较为完备,例如波束控制、相位补偿以及混合机械电子波束控制方案等。

为了提高OAM复用的容量,将OAM与多天线技术相结合是一种可行的思路。文献[19]研究了OAM复用的通信系统与传统多输入多输出(Multiple-input multiple-output,MIMO)系统在不同设置下的容量对比。文献[20]演示了在1.8 m的短链路距离上使用OAM复用与传统空间复用相结合的16 Gbit/s毫米波链路,验证了OAM复用和传统的空间复用可以同时使用,并且二者的结合可能会增强系统容量。文献[21]验证了具有M个接收天线的理想视距轨道角动量-多输入多输出(LoS OAM-MIMO)复用系统中,如果任意两个发射模态之间的绝对差等于0,则可获得正交子信道,此外,如果它们的绝对差是M的倍数,则这些模式是等效的,还表明作为多信道系统轨道角动量-多输入多输出(OAM-MIMO)复用系统符合与传统MIMO复用系统相关的理论。文献[22]提出的OAM-MIMO复用传输系统有效地结合了OAM复用的优点和MIMO的数字信号处理的优点。

2024年,文献[23]分析了基于UCA的OAM-MIMO无线传输系统的物理层模型,借助与各发射天线关联的参考坐标系及与各OAM载波相关的累积相位构建相应的信道模型。同年,文献[24]研究了Talbot效应生成OAM波束,该效应使得收发器天线不必完全对准,可以减轻OAM波束的空心发散,并提出了使用UCA的基于Talbot效应的分形OAM生成和检测方案,显著提高了未对准OAM传输的信道容量和误码率(Bit error ratio,BER)性能。

对于UCA天线阵列,如果收发端的对准不准确,会导致模态干扰,模态干扰是指当发射端和接收端之间的对准偏移导致辐射模式的不匹配,从而影响信号的传输和接收质量。这种干扰可能会导致信号功率下降、接收信噪比降低和BER增加。对于MIMO同心圆阵列,阵列间干扰也是一个常见的问题。当同心圆阵列之间的距离过近或阵列的指向性不当时,阵列间会发生相互干扰,这种干扰称为阵列干扰,阵列干扰会降低MIMO系统的容量,增加BER,甚至导致系统不可靠。解决该问题有多种方案,包括使用可调节天线减小模态干扰,改善信号的传输和接收性能。对于MIMO系统可以利用信道

估计和预编码技术来抵消阵列干扰。通过采取上述方法，可以降低因收发端对准不准确或MIMO同心圆阵列间干扰而引起的模态干扰和阵列干扰，从而提高无线通信系统的性能。

为了进一步提高OAM通信系统的性能，本文提出了一种未对齐情况下的均匀同心圆阵列轨道角动量（Uniform concentric circular array OAM，UCCA-OAM）复用传输系统。该系统使用多个同心圆UCA作为发射端和接收端，同时利用OAM复用的优势，通过离散傅里叶变换处理实现信号复用。在基于未对准的UCCA-OAM通信系统中，传输OAM波束时不仅存在单环UCA的模态间干扰，还存在多环UCA阵列间干扰。基于此，本文提出了一种双模块干扰消除方案以近似消除模态干扰和阵列干扰。首先通过基于相位补偿的波束控制方案近似消除由于单环UCA未对准导致的模态干扰，然后根据四分块矩阵逆运算[25]，提出一种递进式分块矩阵逆运算对多环UCA导致的阵列干扰做消除处理，从而完成基于递进式分块矩阵逆运算的双模块干扰消除方案。

1 UCCA-OAM通信系统

OAM波的传输要求收发端天线阵列完全对齐，但是这种理想情况在实际中难以实现。基于此，本文考虑非视距（Non-line-of-sight，NLoS）场景下由同心圆UCA产生OAM波束的无线通信系统。为了简便起见，先以发射端和接收端均为单环UCA天线阵列为例介绍信道模型，其中OAM波由发射端的N个天线阵列元件组成的UCA阵列生成，经过自由空间信道后由接收端的N个天线阵列元件组成的UCA阵列接收。非理想情况下发射端UCA阵列和接收端UCA阵列的几何模型如图1所示，其中偏离的角度包括绕X轴旋转形成的仰角α和绕Z轴旋转导致的偏离方位角φ。

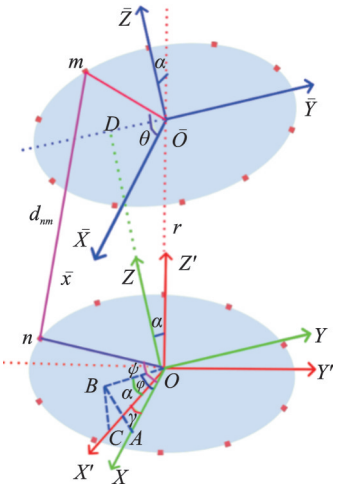

图1 非理想情况下发射端UCA和接收端UCA几何模型图

Fig.1 Geometrical model of transmitting UCA and receiving UCA under non-ideal conditions

1.1 空间域信道模型

在自由空间传输信道模型中，由于信号通过电磁波传输，所以会导致发射信号的衰减和相位旋转。在自由空间通信系统中，一对发射和接收天线元件之间的传递函数可以表示为式（1），其值取决于发射和接收天线上的天线阵列元件之间的距离d_{mn}

$$h(d_{mn})=\beta\frac{\lambda}{4\pi d_{mn}}\exp\left(-\mathrm{j}\frac{2\pi d_{mn}}{\lambda}\right) \tag{1}$$

式中：d_{mn}为发射端UCA上第n个天线阵列元件到接收端UCA上第m个天线阵列元件的距离；λ为波长；β表示与天线元件及其方向图有关的所有常数；$\frac{\lambda}{4\pi d_{mn}}$表示振幅衰落；复指数项$\mathrm{j}\frac{2\pi d_{mn}}{\lambda}$表示由于传播距离引起的相位差。

在图1中，Z'-$X'OY'$为发射端坐标系，$\bar{Z}$-$\bar{X}\bar{O}\bar{Y}$为接收端坐标系。其中，发射端坐标系Z'-$X'OY'$是以发射UCA平面为$X'OY'$平面，且以通过发射UCA原点O并垂直于发射UCA平面的直线作为Z轴建立的。而接收端坐标系$\bar{Z}$-$\bar{X}\bar{O}\bar{Y}$则是以接收端UCA平面为$\bar{X}\bar{O}\bar{Y}$平面，且以通过接收UCA原点并垂直于接收UCA平面的直线作为$\bar{Z}$轴建立的。非平行未对准情况下的发射端UCA阵列和接收端UCA阵列可看作是中心原点在一条直线上的两个平面，发射端UCA中心原点到接收端UCA中心原点之间的距离记作r。因此，接收端UCA中心原点在发射端坐标系Z'-$X'OY'$中可表示为$\bar{O}(r,0,0)$。D点为O点在

$\bar{X}\bar{O}\bar{Y}$平面上的投影,在Z'-$X'OY'$坐标系中,OD与Z轴之间的角度称为仰角,设为α。D点在$X'OY'$平面上的投影与X'轴的夹角称为方位角,设为φ。故D点在Z'-$X'OY'$坐标系中的坐标表示为$D(r,\varphi,\alpha)$。定义仰角α和偏离方位角φ为OAM波束的AoA。坐标轴Z-XOY为接收端坐标轴$\bar{Z}$-$\bar{X}\bar{O}\bar{Y}$沿着$O\bar{O}$平移到发射端坐标轴直至原点$\bar{O}$与原点O重合而成的,如图1所示。由于$\bar{Z}$轴与Z'轴之间的夹角为α,故Z轴与Z'轴之间的夹角也为α。设C点位于X'轴上任意一点,B点为C点在XOY平面上的投影,A点是B点在X轴上的投影。由几何位置关系可知,$\angle BOC=\alpha$。由于OB平行于$\bar{O}D$,X轴与$\bar{X}$轴平行,故$\angle AOB=\varphi$。X轴与X'轴之间的夹角记作γ,由几何关系可得

$$\gamma=\angle AOC=\arccos\left(\frac{AO}{BO}\cdot\frac{BO}{OC}\right)=\arccos(\cos\angle AOB\cos\angle BOC)=\arccos(\cos\alpha\cos\varphi)\tag{2}$$

设发射端UCA天线阵列和接收端UCA天线阵列的阵列元件个数均为N个,根据图1的几何关系计算发射端UCA中第$n(1\leqslant n\leqslant N)$个天线阵列元件到接收端UCA第$m(1\leqslant m\leqslant N)$个天线阵列元件之间的距离为

$$\begin{aligned}d_{mn}=&[R_{\mathrm{t}}^2+R_{\mathrm{r}}^2+r^2-2rR_{\mathrm{r}}\cos\theta\cos\varphi\cos\alpha-2R_{\mathrm{t}}R_{\mathrm{r}}(\cos\psi\cos\theta\cos\gamma+\sin\psi\sin\theta\cos\varphi)-\\&2R_{\mathrm{t}}R_{\mathrm{r}}(\sin\psi\cos\theta\sin\varphi-\cos\psi\sin\theta\sin\varphi\cos\alpha)+2rR_{\mathrm{r}}\sin\theta\sin\varphi\sin\alpha]^{\frac{1}{2}}\end{aligned}\tag{3}$$

式中:R_{t}为发射端UCA天线阵列的半径,R_{r}为接收端UCA天线阵列的半径,r为坐标系Z'-$X'OY'$原点与坐标系$\bar{Z}$-$\bar{X}\bar{O}\bar{Y}$原点之间的距离,$\psi=\dfrac{2\pi(n-1)}{N}$为发射端方位角,$\theta=\dfrac{2\pi(m-1)}{N}$为接收端方位角,此时分别假设两个UCA天线阵列中的第1个天线阵列元件对应的初始角度均为0。

综上,根据式(1,3),基于UCA的自由空间OAM信道矩阵可表示为$\boldsymbol{H}=[h(d_{mn})]_{N\times N}$,当仰角$\alpha$和偏离方位角$\varphi$均为零时,即$\alpha=0$、$\varphi=0$时,信道矩阵$\boldsymbol{H}$为循环矩阵。根据循环矩阵性质,$\boldsymbol{H}$可以经过离散傅里叶变换分解为$\boldsymbol{H}=\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Lambda}\boldsymbol{F}_N$,$\boldsymbol{\Lambda}$为一个对角线元素为$\boldsymbol{H}$的特征值的对角线矩阵,$\boldsymbol{F}_N$为离散傅里叶变换矩阵,$\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}$为离散傅里叶变换的共轭变换矩阵。

1.2　OAM模态域系统模型

由于UCA天线阵列生成的OAM波束是通过向其天线元件馈送相同的输入信号产生的,即从一个阵列元件到另一个阵列元件具有的连续相移,因此,在遍历完UCA天线阵列的一整圈之后,相位的增量为$2\pi l$,其中l表示OAM模态数[10]的整数,其中l的取值范围为:$\left[-\left\lceil\dfrac{N-1}{2}\right\rceil,\left\lfloor\dfrac{N-1}{2}\right\rfloor\right]$。

本文考虑非平行未对准情况下,收发端均为具有多个同心圆UCA组成的天线阵列来生成OAM波束和接收OAM波束,如图2所示,发射端和接收端为K个UCA组成的同心圆天线阵列,每个UCA上有N个天线阵列元件。

当收发端均为单环UCA时,在自由空间信道$\boldsymbol{H}$中传输N个模态复用的OAM波束时,接收到的信号向量$\boldsymbol{y}$表示为

$$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{F}_N(\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{n})\tag{4}$$

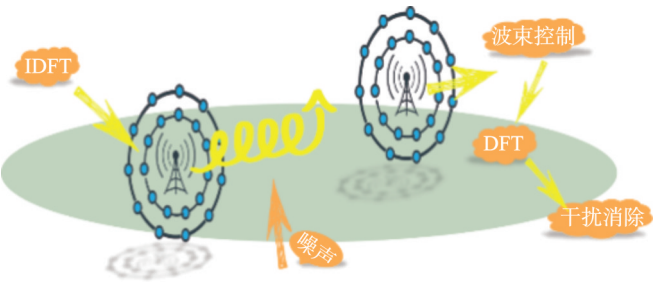

图2　双模块干扰处理接收系统模型图

Fig.2　System model of dual-module interference processing in reception

式中：$\boldsymbol{x}=[\boldsymbol{x}(1),\boldsymbol{x}(2),\cdots,\boldsymbol{x}(N)]^{\mathrm{T}}$为发送信号，$\boldsymbol{y}=[\boldsymbol{y}(1),\boldsymbol{y}(2),\cdots,\boldsymbol{y}(N)]^{\mathrm{T}}$为接收信号。其中，$\boldsymbol{x}(\cdot)$和$\boldsymbol{y}(\cdot)$分别表示$l$模态OAM波束的发送信号和接收信号。$\boldsymbol{H}$表示由式(1)组成的自由空间信道矩阵，即$\boldsymbol{H}=[h(d_{mn})]_{N\times N}$，$\boldsymbol{F}_N$为离散傅里叶变换矩阵，$\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}$为离散傅里叶逆变换矩阵，$\boldsymbol{n}$是具有零均值和协方差矩阵$\sigma_n^2\boldsymbol{I}_N$的复高斯噪声向量。

当发射端UCA天线阵列和接收端UCA天线阵列完全对准时，根据循环矩阵的性质，式(4)可以简化为

$$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{\Lambda}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{F}_N\boldsymbol{n} \tag{5}$$

此时，接收端UCA接收到的信号是相互正交的信号，信号之间不存在干扰。然而，OAM波束的正交性仅仅成立于收发端UCA完全对齐的情况下，一旦收发端UCA有偏离角，OAM波束之间的正交性会发生急剧恶化。因此保证收发端UCA的严格对齐成为OAM无线通信的重中之重。但实际传输过程中收发天线之间是难以达到完全对齐的理想状态的，收发端UCA之间有非常小的偏离角也会导致OAM通信性能的急剧恶化，主要原因是偏离角导致信道矩阵$\boldsymbol{H}$不再是循环矩阵，进而导致不能通过两次傅里叶变换分解为一个对角线矩阵。

当收发端均为具有K个UCA组成的同心圆天线阵列时，如图2所示，每个UCA上有N个天线阵列元件，此时接收端第j个UCA上接收到的信号向量$\boldsymbol{y}_j$表示为

$$\boldsymbol{y}_j=\boldsymbol{F}_N\left(\boldsymbol{H}_{i,j}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_i+\sum_{\substack{k=1\\k\neq i}}^{K}\boldsymbol{H}_{k,j}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{n}\right) \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{H}_{i,j}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_i$表示发射端第$i$个UCA到接收端第$j$个UCA的信号向量；$\sum_{\substack{k=1\\k\neq i}}^{K}\boldsymbol{H}_{k,j}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_k$表示发射端多环UCA导致的阵列干扰向量；$\boldsymbol{H}_{i,j}$表示发射端第$i$个UCA到接收端第$j$个UCA的自由空间信道矩阵。

2 双模块干扰消除方案

考虑到本文所提出的未对齐情况下的UCCA-OAM传输系统中不仅会存在单环UCA未对齐导致的模态干扰，还会存在因多环同心圆UCA导致的阵列干扰，因此本文设计了一种双模块干扰消除方案来处理模态干扰和阵列干扰，以下将对本文所提出的双模块干扰消除方案做介绍。

2.1 单环UCA模态干扰处理方案

由同心圆UCA的收发关系可知，同心圆UCA在做信道估计时，对偏离角等关键参数的估计与单UCA时一样。为了简便起见，做同心圆UCA的信道估计时，可以通过对单UCA做信道估计来代替，几何模型图如图1所示。由于信道矩阵$\boldsymbol{H}$主要取决于发射天线阵列元件与接收天线阵列元件之间的距离d_{mn}，由式(3)可知，d_{mn}与仰角α和偏离方位角φ以及两个UCA原点之间的距离r有关。因此针对这3个参数的估计方案参考文献[14]中的2D-ESPRIT算法：首先对接收端接收到的信号做近似处理，如式(7)所示；然后根据矩阵的旋转不变性分别使用两次ESPRIT算法对距离r和角度γ做参数估计，其次根据贝塞尔函数特性估计出角度α，最后利用式(2)中α、γ与φ的关系估计角度φ。

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}(l)&=\sum_{m=1}^{N}h_m\boldsymbol{f}^{\mathrm{H}}(l)\boldsymbol{x}(l)+\boldsymbol{z}(l)=\frac{\beta}{2k}\sum_{m=1}^{N}\sum_{n=1}^{N}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}k|d_{mn}|}}{|d_{mn}|}\mathrm{e}^{\mathrm{i}l\varphi_n}\boldsymbol{x}(l)+\boldsymbol{z}(l)\approx\\&\frac{\beta}{2k}\sum_{m=1}^{N}\mathrm{e}^{\mathrm{i}k\cdot r_m}\left[\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}kr}}{r}\sum_{n=1}^{N}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}(k\cdot r_n-l\varphi_n)}\right]\boldsymbol{x}(l)+\boldsymbol{z}(l)\approx\frac{\beta\lambda N^{\frac{3}{2}}}{4\pi}\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{i}kr}\mathrm{e}^{\mathrm{i}l\gamma}}{r}\mathrm{i}^lJ_l(kR_t\sin\alpha)J_0(kR_r\sin\alpha)\boldsymbol{x}(l)+\boldsymbol{z}(l)\end{aligned} \tag{7}$$

式中:$\boldsymbol{y}(l)$为接收端UCA天线阵列接收到的l模态的接收信号,$k=\frac{2\pi}{\lambda}$。如文献[14]所提出的信道估计方案,首先对接收信号做近似处理转换为仅与距离r以及角度γ有关的式(7),然后依据矩阵的旋转不变性使用2D-ESPRIT算法以及根据贝塞尔函数的特性估计出所需的参数:距离r、角度α和角度γ,最后根据式(2)中3个角度之间的关系求得角度φ,从而完成AoA估计。

估计出距离r以及角度α和角度φ之后,根据相位补偿方案对非平行未对准的UCA产生的OAM波束做波束控制。当发射端UCA与接收端UCA完全对准时,发射端第n个天线阵列元件到接收端第m个天线阵列元件之间的直线距离d_{LoS}可以表示为

$$d_{\mathrm{LoS},mn}=\sqrt{R_{\mathrm{t}}^2+R_{\mathrm{r}}^2+r^2-2R_{\mathrm{t}}R_{\mathrm{r}}(\cos\psi\cos\theta+\sin\psi\sin\theta)} \tag{8}$$

当$a\gg b$时,有$\sqrt{a^2-2b}\approx a-\frac{b}{a}$。代入式(8),当$r$远大于$R_{\mathrm{t}}$和$R_{\mathrm{r}}$时,直线距离$d_{\mathrm{LoS}}$可近似化为

$$d_{\mathrm{LoS},mn}\approx r-\frac{R_{\mathrm{t}}R_{\mathrm{r}}}{r}(\cos\psi\cos\theta+\sin\psi\sin\theta) \tag{9}$$

同理对式(3)做类似近似处理得

$$\begin{aligned}d_{mn}\approx r-\frac{R_{\mathrm{t}}R_{\mathrm{r}}}{r}&(\cos\psi\cos\theta\cos\gamma+\sin\psi\sin\theta\cos\varphi+\sin\psi\cos\theta\sin\varphi-\\&\cos\psi\sin\theta\sin\varphi\cos\alpha)-R_{\mathrm{r}}(\cos\theta\cos\varphi\sin\alpha-\sin\theta\sin\varphi\sin\alpha)\end{aligned} \tag{10}$$

基于相位补偿算法以及结合$r\gg R_{\mathrm{t}}$条件对$d_{\mathrm{LoS},mn}$以及d_{mn}做差值,可得波束控制矩阵如式(11)所示

$$\boldsymbol{a}=[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}W_2},\mathrm{e}^{-\mathrm{j}W_3},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}W_N}] \tag{11}$$

$$W_N=\frac{2\pi R_{\mathrm{r}}}{\lambda}(\sin\theta\sin\varphi\sin\alpha-\cos\theta\cos\varphi\sin\alpha) \tag{12}$$

经过波束控制矩阵处理后的单圆环UCA产生的OAM信道矩阵转换为式(13),此时的OAM信道矩阵已处理为近似收发端天线严格对齐时的对角阵,其中"⊙"表示哈达玛乘积。

$$\boldsymbol{H}'_{\mathrm{OAM}}=(\boldsymbol{F}_N\odot\boldsymbol{a})\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}} \tag{13}$$

将收发端均为非平行未对准时的单圆环UCA产生的OAM信道的波束控制方案推广至收发端均为N个同心圆UCA组成的天线阵列,其产生的OAM信道经过波束控制算法处理后得到的UCCA-OAM信道矩阵为

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}=\left\{\left(\boldsymbol{F}_N\odot\begin{bmatrix}a^{1,1}&a^{1,2}&a^{1,3}&\cdots&a^{1,N}\\a^{2,1}&a^{2,2}&a^{2,3}&\cdots&a^{2,N}\\a^{3,1}&a^{3,2}&a^{3,3}&\cdots&a^{3,N}\\\vdots&\vdots&\vdots&&\vdots\\a^{N,1}&a^{N,2}&a^{N,3}&\cdots&a^{N,N}\end{bmatrix}\right)\odot\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}^{1,1}&\boldsymbol{H}^{1,2}&\boldsymbol{H}^{1,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{1,N}\\\boldsymbol{H}^{2,1}&\boldsymbol{H}^{2,2}&\boldsymbol{H}^{2,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{2,N}\\\boldsymbol{H}^{3,1}&\boldsymbol{H}^{3,2}&\boldsymbol{H}^{3,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{3,N}\\\vdots&\vdots&\vdots&&\vdots\\\boldsymbol{H}^{N,1}&\boldsymbol{H}^{N,2}&\boldsymbol{H}^{N,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{N,N}\end{bmatrix}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\right\}=$$

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}^{1,1}_{\mathrm{UCCA,OAM}}&\boldsymbol{H}^{1,2}_{\mathrm{UCCA,OAM}}&\cdots&\boldsymbol{H}^{1,N}_{\mathrm{UCCA,OAM}}\\\boldsymbol{H}^{2,1}_{\mathrm{UCCA,OAM}}&\boldsymbol{H}^{2,2}_{\mathrm{UCCA,OAM}}&\cdots&\boldsymbol{H}^{2,N}_{\mathrm{UCCA,OAM}}\\\vdots&\vdots&&\vdots\\\boldsymbol{H}^{N,1}_{\mathrm{UCCA,OAM}}&\boldsymbol{H}^{N,2}_{\mathrm{UCCA,OAM}}&\cdots&\boldsymbol{H}^{N,N}_{\mathrm{UCCA,OAM}}\end{bmatrix} \tag{14}$$

此时,信道矩阵$\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}$中的每个元素$\boldsymbol{H}^{i,j}_{\mathrm{UCCA,OAM}}$均为对角矩阵,因此得到的UCCA-OAM信道矩阵是一个存在主对角线和多条副对角线的矩阵,而非对角阵,也就是说这是一个具有多环UCA导致的阵列间干扰的信道矩阵。

2.2 同心圆UCA阵列干扰消除方案

本文将在接收端接收前结合分块矩阵运算对式(14)表示的UCCA-OAM信道做处理,在接收端对接收信号$\boldsymbol{y}$哈达玛乘以一个$\boldsymbol{M}$矩阵,从而消除多环UCA导致的阵列干扰。对UCCA-OAM信道的处理操作为

$$\boldsymbol{y}'=\boldsymbol{M}\odot\boldsymbol{y}=\boldsymbol{M}\odot(F_N\odot\boldsymbol{A}_{\mathrm{P}}\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}+F_N\odot\boldsymbol{a}\boldsymbol{n})=\boldsymbol{M}\odot\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{n}' \tag{15}$$

式中

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{P}}=\begin{bmatrix}a^{1,1}&a^{1,2}&a^{1,3}&\cdots&a^{1,N}\\a^{2,1}&a^{2,2}&a^{2,3}&\cdots&a^{2,N}\\a^{3,1}&a^{3,2}&a^{3,3}&\cdots&a^{3,N}\\\vdots&\vdots&\vdots&&\vdots\\a^{N,1}&a^{N,2}&a^{N,3}&\cdots&a^{N,N}\end{bmatrix},\boldsymbol{H}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}^{1,1}&\boldsymbol{H}^{1,2}&\boldsymbol{H}^{1,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{1,N}\\\boldsymbol{H}^{2,1}&\boldsymbol{H}^{2,2}&\boldsymbol{H}^{2,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{2,N}\\\boldsymbol{H}^{3,1}&\boldsymbol{H}^{3,2}&\boldsymbol{H}^{3,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{3,N}\\\vdots&\vdots&\vdots&&\vdots\\\boldsymbol{H}^{N,1}&\boldsymbol{H}^{N,2}&\boldsymbol{H}^{N,3}&\cdots&\boldsymbol{H}^{N,N}\end{bmatrix}$$

矩阵$\boldsymbol{M}$为本文提出的同心圆UCA间干扰消除方案的处理矩阵,接下来将对$\boldsymbol{M}$矩阵的推导做介绍。由于得到的UCCA-OAM信道矩阵是一个存在UCA间阵列干扰的信道矩阵,即存在一条主对角线和多条副对角线的矩阵,而非对角阵,本文提出一种结合递进式分块矩阵逆运算的阵列干扰消除方案来将具有阵列干扰的UCCA-OAM信道处理为近似无模态间干扰的对角阵。下面以收发端天线阵列均为4个同心圆UCA为例,假设每个UCA上均具有3个天线阵列元件,结合递进式分块矩阵逆运算方案,将$\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}$矩阵做4×4分块处理,分为16个3×3的小矩阵块,如

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}=\begin{bmatrix}\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,1}&&\\&h_{2,2}^{1,1}&\\&&h_{3,3}^{1,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,2}&&\\&h_{2,2}^{1,2}&\\&&h_{3,3}^{1,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,3}&&\\&h_{2,2}^{1,3}&\\&&h_{3,3}^{1,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,4}&&\\&h_{2,2}^{1,4}&\\&&h_{3,3}^{1,4}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,1}&&\\&h_{2,2}^{2,1}&\\&&h_{3,3}^{2,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,2}&&\\&h_{2,2}^{2,2}&\\&&h_{3,3}^{2,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,3}&&\\&h_{2,2}^{2,3}&\\&&h_{3,3}^{2,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,4}&&\\&h_{2,2}^{2,4}&\\&&h_{3,3}^{2,4}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,1}&&\\&h_{2,2}^{3,1}&\\&&h_{3,3}^{3,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,2}&&\\&h_{2,2}^{3,2}&\\&&h_{3,3}^{3,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,3}&&\\&h_{2,2}^{3,3}&\\&&h_{3,3}^{3,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,4}&&\\&h_{2,2}^{3,4}&\\&&h_{3,3}^{3,4}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,1}&&\\&h_{2,2}^{4,1}&\\&&h_{3,3}^{4,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,2}&&\\&h_{2,2}^{4,2}&\\&&h_{3,3}^{4,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,3}&&\\&h_{2,2}^{4,3}&\\&&h_{3,3}^{4,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,4}&&\\&h_{2,2}^{4,4}&\\&&h_{3,3}^{4,4}\end{bmatrix}\end{bmatrix} \tag{16}$$

根据四分块矩阵求逆公式,若矩阵$\boldsymbol{A}$为$m\times m$可逆矩阵,矩阵$\boldsymbol{B}$为$m\times n$矩阵,矩阵$\boldsymbol{C}$为$n\times m$矩阵,矩阵$\boldsymbol{D}$为$n\times n$矩阵,且$\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}$为$n\times n$可逆矩阵,则有

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}&\boldsymbol{B}\\\boldsymbol{C}&\boldsymbol{D}\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}^{-1}+\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}&-\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\\-(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}&(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\end{bmatrix} \tag{17}$$

以下将对式(16)表示的$\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}$信道做处理。首先将$\boldsymbol{H}_{\mathrm{UCCA\text{-}OAM}}$矩阵分解为四分块,如式(18)所示。其中$\boldsymbol{A}$矩阵为左上角3×3的可逆矩阵,$\boldsymbol{B}$矩阵为右上角3×1的矩阵,$\boldsymbol{C}$矩阵为左下角1×3的矩阵,$\boldsymbol{D}$矩阵为右下角1×1的矩阵,经计算验证$\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}$为1×1的可逆矩阵,条件符合式(17)需要满足的条件。

$$\boldsymbol{H}_{\text{UCCA-OAM}}=\begin{bmatrix}\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,1}&&\\&h_{2,2}^{1,1}&\\&&h_{3,3}^{1,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,2}&&\\&h_{2,2}^{1,2}&\\&&h_{3,3}^{1,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,3}&&\\&h_{2,2}^{1,3}&\\&&h_{3,3}^{1,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,4}&&\\&h_{2,2}^{1,4}&\\&&h_{3,3}^{1,4}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,1}&&\\&h_{2,2}^{2,1}&\\&&h_{3,3}^{2,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,2}&&\\&h_{2,2}^{2,2}&\\&&h_{3,3}^{2,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,3}&&\\&h_{2,2}^{2,3}&\\&&h_{3,3}^{2,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,4}&&\\&h_{2,2}^{2,4}&\\&&h_{3,3}^{2,4}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,1}&&\\&h_{2,2}^{3,1}&\\&&h_{3,3}^{3,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,2}&&\\&h_{2,2}^{3,2}&\\&&h_{3,3}^{3,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,3}&&\\&h_{2,2}^{3,3}&\\&&h_{3,3}^{3,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,4}&&\\&h_{2,2}^{3,4}&\\&&h_{3,3}^{3,4}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,1}&&\\&h_{2,2}^{4,1}&\\&&h_{3,3}^{4,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,2}&&\\&h_{2,2}^{4,2}&\\&&h_{3,3}^{4,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,3}&&\\&h_{2,2}^{4,3}&\\&&h_{3,3}^{4,3}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{4,4}&&\\&h_{2,2}^{4,4}&\\&&h_{3,3}^{4,4}\end{bmatrix}\end{bmatrix} \tag{18}$$

根据式(17)对$\boldsymbol{H}_{\text{UCCA-OAM}}$矩阵求逆得

$$\boldsymbol{H}_{\text{UCCA-OAM}}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}&\boldsymbol{B}\\\boldsymbol{C}&\boldsymbol{D}\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}^{-1}+\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}&-\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\\-(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}&(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}\end{bmatrix} \tag{19}$$

观察式(19)可知,要求得$\boldsymbol{H}_{\text{UCCA-OAM}}^{-1}$只要求出$\boldsymbol{A}^{-1}$、$(\boldsymbol{D}-\boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B})^{-1}$即可。首先对矩阵$\boldsymbol{A}$做求逆处理,根据式(17),将矩阵$\boldsymbol{A}$分解为四分块矩阵,如式(20)所示。此时设矩阵$\boldsymbol{A}_1$为左上角$2\times2$的可逆矩阵,$\boldsymbol{B}_1$为右上角$2\times1$矩阵,$\boldsymbol{C}_1$为左下角$1\times2$的矩阵,$\boldsymbol{D}_1$为右下角$1\times1$的矩阵,且经过计算验证,矩阵$(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)$为$1\times1$的可逆矩阵。

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,1}&&\\&h_{2,2}^{1,1}&\\&&h_{3,3}^{1,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,2}&&\\&h_{2,2}^{1,2}&\\&&h_{3,3}^{1,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,3}&&\\&h_{2,2}^{1,3}&\\&&h_{3,3}^{1,3}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,1}&&\\&h_{2,2}^{2,1}&\\&&h_{3,3}^{2,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,2}&&\\&h_{2,2}^{2,2}&\\&&h_{3,3}^{2,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,3}&&\\&h_{2,2}^{2,3}&\\&&h_{3,3}^{2,3}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,1}&&\\&h_{2,2}^{3,1}&\\&&h_{3,3}^{3,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,2}&&\\&h_{2,2}^{3,2}&\\&&h_{3,3}^{3,2}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{3,3}&&\\&h_{2,2}^{3,3}&\\&&h_{3,3}^{3,3}\end{bmatrix}\end{bmatrix} \tag{20}$$

代入式(17)对矩阵$\boldsymbol{A}$求逆

$$\boldsymbol{A}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1&\boldsymbol{B}_1\\\boldsymbol{C}_1&\boldsymbol{D}_1\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1^{-1}+\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}&-\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\\-(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}&(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\end{bmatrix} \tag{21}$$

观察式(21)可得,依然是只要求出矩阵$\boldsymbol{A}_1^{-1}$和$(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}$即可求得矩阵$\boldsymbol{A}$的逆矩阵。因此再次对矩阵$\boldsymbol{A}_1$做四分块处理,如式(22)所示。此时4个分块矩阵均为1×1的对角矩阵,依次记作$\boldsymbol{A}_2$、$\boldsymbol{B}_2$、$\boldsymbol{C}_2$和$\boldsymbol{D}_2$,其中矩阵$\boldsymbol{A}_2$和$(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)$均可逆。

$$\boldsymbol{A}_1=\begin{bmatrix}\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,1}&&\\&h_{2,2}^{1,1}&\\&&h_{3,3}^{1,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{1,2}&&\\&h_{2,2}^{1,2}&\\&&h_{3,3}^{1,2}\end{bmatrix}\\\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,1}&&\\&h_{2,2}^{2,1}&\\&&h_{3,3}^{2,1}\end{bmatrix}&\begin{bmatrix}h_{1,1}^{2,2}&&\\&h_{2,2}^{2,2}&\\&&h_{3,3}^{2,2}\end{bmatrix}\end{bmatrix} \tag{22}$$

再次将式(22)代入式(17)中的四分块矩阵对矩阵$\boldsymbol{A}_1$求逆

$$\boldsymbol{A}_1^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{B}_2\\ \boldsymbol{C}_2 & \boldsymbol{D}_2\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2^{-1}+\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1} & -\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\\ -(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1} & (\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\end{bmatrix} \tag{23}$$

由于$\boldsymbol{A}_2$、$\boldsymbol{B}_2$、$\boldsymbol{C}_2$和$\boldsymbol{D}_2$均为对角阵,故$\boldsymbol{A}_2^{-1}$,$(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}$也均为对角阵,因此可非常容易求得其逆矩阵,将其逆矩阵代入式(24)中即可求得$\boldsymbol{A}_1$的逆。

$$\boldsymbol{A}_1^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{B}_2\\ \boldsymbol{C}_2 & \boldsymbol{D}_2\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2^{-1}+\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1} & -\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\\ -(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1} & (\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\end{bmatrix} \tag{24}$$

通过式(24)得到$\boldsymbol{A}_1^{-1}$后代入式(21)中,从而容易求得$\boldsymbol{A}^{-1}$。同理,再将式(21)求得的$\boldsymbol{A}^{-1}$代入式(19)中,即可求得UCCA-OAM信道矩阵的逆矩阵。

由于每个步骤的$(\boldsymbol{D}_i-\boldsymbol{C}_i\boldsymbol{A}_i^{-1}\boldsymbol{B}_i)$均为$1\times1$的对角矩阵,所以只要求得每步的$\boldsymbol{A}_i^{-1}$即可求出$(\boldsymbol{D}_i-\boldsymbol{C}_i\boldsymbol{A}_i^{-1}\boldsymbol{B}_i)$,不需要再对$(\boldsymbol{D}_i-\boldsymbol{C}_i\boldsymbol{A}_i^{-1}\boldsymbol{B}_i)$做四分块求逆。

经过上述步骤,即完成了收发端天线阵列均为4个同心圆UCA,且每个UCA上均具有3个天线阵列元件的分块矩阵求逆方法,由此即可得到矩阵$\boldsymbol{M}$。

下面对$N\times N$维的UCCA-OAM信道矩阵阵列干扰消除算法做总结,即发射端和接收端均为N个同心圆UCA组成的天线阵列,每个UCA上由N个天线阵列元件组成,注意这里的N可为任意大于等于2的整数,递进分块至1×1子矩阵即终止。

步骤1 将$\boldsymbol{H}$矩阵分为4块:分别记为$\boldsymbol{A}_1$、$\boldsymbol{B}_1$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{D}_1$块矩阵。其中$\boldsymbol{A}_1$和$(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)$矩阵均可逆,四分块矩阵的维度分别为:$\boldsymbol{A}_1$为$(N-1)\times(N-1)$维度的矩阵,$\boldsymbol{B}_1$为$(N-1)\times1$维度的矩阵,$\boldsymbol{C}_1$为$1\times(N-1)$维度的矩阵,$\boldsymbol{D}_1$为$1\times1$维度的矩阵。将式(17)的四分块矩阵求逆公式代入式(19)

$$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1 & \boldsymbol{B}_1\\ \boldsymbol{C}_1 & \boldsymbol{D}_1\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1^{-1}+\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1} & -\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\\ -(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1} & (\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\end{bmatrix} \tag{25}$$

步骤2 观察式(25)可知,要求得$\boldsymbol{M}$矩阵,关键是求得$\boldsymbol{A}_1$矩阵的逆,于是再对$\boldsymbol{A}_1$矩阵求逆,重复步骤1过程。将$\boldsymbol{A}_1$矩阵分为4块:分别记为$\boldsymbol{A}_2$、$\boldsymbol{B}_2$、$\boldsymbol{C}_2$、$\boldsymbol{D}_2$块矩阵。其中$\boldsymbol{A}_2$和$(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)$矩阵均可逆,如式(26)所示。此时$\boldsymbol{A}_2$为$(N-2)\times(N-2)$维度的矩阵,$\boldsymbol{B}_2$为$(N-2)\times1$维度的矩阵,$\boldsymbol{C}_2$为$1\times(N-2)$维度的矩阵,$\boldsymbol{D}_2$为$1\times1$维度的矩阵。

$$\boldsymbol{A}_1^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2 & \boldsymbol{B}_2\\ \boldsymbol{C}_2 & \boldsymbol{D}_2\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2^{-1}+\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1} & -\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\\ -(\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1} & (\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{A}_2^{-1}\boldsymbol{B}_2)^{-1}\end{bmatrix} \tag{26}$$

步骤3 继续观察可知,要求得$\boldsymbol{A}_1$的逆矩阵,关键是求得$\boldsymbol{A}_2$矩阵的逆,于是再对$\boldsymbol{A}_2$矩阵求逆,重复步骤1再继续根据式(17)对$\boldsymbol{A}_2$矩阵做4分块求逆操作。

步骤4 重复上述步骤,将$\boldsymbol{A}_i$矩阵继续做4分块求逆,直至$i=N-1$结束。

步骤5 由于当$i=N-1$时,矩阵$\boldsymbol{A}_{N-1}$、$\boldsymbol{B}_{N-1}$、$\boldsymbol{C}_{N-1}$、$\boldsymbol{D}_{N-1}$均为对角矩阵,故此时$\boldsymbol{A}_i^{-1}$可通过将对角元素取倒数直接求逆,再代入$(\boldsymbol{D}_{i-1}-\boldsymbol{C}_{i-1}\boldsymbol{A}_{i-1}^{-1}\boldsymbol{B}_{i-1})$中,其元素取倒数直接求得$(\boldsymbol{D}_{i-1}-\boldsymbol{C}_{i-1}\boldsymbol{A}_{i-1}^{-1}\boldsymbol{B}_{i-1})^{-1}$(也是对角阵),由此即可求得$\boldsymbol{A}_{i+1}^{-1}$。

步骤6 重复代入上一级矩阵求逆,直至$i=1$,此时已求得$\boldsymbol{A}_1^{-1}$、$(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}$。代入第1级信道矩阵,即式(25)中可得

$$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1 & \boldsymbol{B}_1\\ \boldsymbol{C}_1 & \boldsymbol{D}_1\end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_1^{-1}+\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1} & -\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\\ -(\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1} & (\boldsymbol{D}_1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{A}_1^{-1}\boldsymbol{B}_1)^{-1}\end{bmatrix} \tag{27}$$

此时信道矩阵$\boldsymbol{M}$求解完毕。

3　计算复杂度分析

本节重点分析本文所提的UCCA-OAM信道矩阵阵列干扰消除算法的计算复杂度,因为本文算法是在接收端对接收信号进行处理,因此对处理后的接收信号进行分析。在对接收信号进行处理之后的表达式,即式(15)中,存在哈达玛乘积"⊙",两个矩阵作哈达玛乘积意指两个矩阵作逐元素乘法,以式(15)为例,其中$\boldsymbol{y}$和$\boldsymbol{M}$均为$N\times N$的矩阵(N为任意大于等于2的整数),对于哈达玛乘积的计算,矩阵中每个元素的计算是独立的,计算复杂度只与矩阵的维度有关,因为需要对N^2个矩阵元素作逐元素乘法,因此计算复杂度为$O(N^2)$。

在大规模MIMO和多环UCA情况下,此时阵列规模会显著增大,即N的数值很大,此时哈达玛乘积的计算复杂度也会随着阵列规模的增大而急剧提高。具体来说,在多环UCA系统中,阵列规模会随着UCA的环数和每个UCA上天线数的增加而显著增大,此时系统的计算复杂度会很高,在这种情况下就更加体现出本文所提的分块矩阵计算方式的价值,它会将矩阵$\boldsymbol{y}$和矩阵$\boldsymbol{M}$分为若干子矩阵,逐块计算哈达玛乘积,通过并行计算,降低计算时间,提升计算速度。

具体来说,将矩阵$\boldsymbol{y}$和矩阵$\boldsymbol{M}$分别划分为$k\times k$个子矩阵,每个子矩阵大小为$\frac{N}{k}\times\frac{N}{k}$,分块后的矩阵分别表示为

$$\boldsymbol{y}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{y}_{11} & \boldsymbol{y}_{12} & \cdots & \boldsymbol{y}_{1k}\\ \boldsymbol{y}_{21} & \boldsymbol{y}_{22} & \cdots & \boldsymbol{y}_{2k}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \boldsymbol{y}_{k1} & \boldsymbol{y}_{k2} & \cdots & \boldsymbol{y}_{kk}\end{bmatrix} \tag{28}$$

$$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{M}_{11} & \boldsymbol{M}_{12} & \cdots & \boldsymbol{M}_{1k}\\ \boldsymbol{M}_{21} & \boldsymbol{M}_{22} & \cdots & \boldsymbol{M}_{2k}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \boldsymbol{M}_{k1} & \boldsymbol{M}_{k2} & \cdots & \boldsymbol{M}_{kk}\end{bmatrix} \tag{29}$$

式中$\boldsymbol{y}_{ij}$和$\boldsymbol{M}_{ij}$是大小为$\frac{N}{k}\times\frac{N}{k}$的子矩阵,每个子矩阵$\boldsymbol{y}_{ij}$和下标对应的子矩阵$\boldsymbol{M}_{ij}$进行哈达玛乘积的运算,经过矩阵分块后接收信号表示为

$$\boldsymbol{y}'=\begin{bmatrix}\boldsymbol{y}_{11}\boldsymbol{M}_{11} & \boldsymbol{y}_{12}\boldsymbol{M}_{12} & \cdots & \boldsymbol{y}_{1k}\boldsymbol{M}_{1k}\\ \boldsymbol{y}_{21}\boldsymbol{M}_{21} & \boldsymbol{y}_{22}\boldsymbol{M}_{22} & \cdots & \boldsymbol{y}_{2k}\boldsymbol{M}_{2k}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \boldsymbol{y}_{k1}\boldsymbol{M}_{k1} & \boldsymbol{y}_{k2}\boldsymbol{M}_{k2} & \cdots & \boldsymbol{y}_{kk}\boldsymbol{M}_{kk}\end{bmatrix} \tag{30}$$

未分块时的计算复杂度为$O(N^2)$,分块之后每个子矩阵的计算复杂度为$O(\frac{N^2}{k^2})$,而子矩阵有k^2个,因此分块后的总计算量不变,仍为$O(N^2)$,但本文所采用的分块计算操作,其优势在于每个子矩阵的计算是独立的,可以并行计算,所以能够显著减少计算时间,提升计算效率。

4　仿真分析

在本节中,首先通过仿真模拟了UCCA-OAM系统在接收端经过双模块干扰消除方案的处理之后,随着发射端和接收端同心圆UCA个数的增加,信道容量的变化;然后比较了发射端和接收端同心圆UCA个数的变化对BER的影响;最后对不同信噪比下接收端不进行预处理的BER与经过模态间干扰消除的预处理操作的BER进行比较。其中信噪比(Signal-to-noise ratio,SNR)定义为接收端原始信

号功率与噪声功率之比，同心圆间距设为$\lambda/2$以规避近场耦合效应。

在图3中，分别比较了发射端和接收端均为单环UCA、5个同心圆UCA、10个同心圆UCA和15个同心圆UCA情况下在不同SNR下的信道容量，分别为曲线1、2、3和4，每个UCA上包含8个天线阵列元件。由图3可以看出，当SNR≤15 dB时，4种情况下的信道容量差别较小，但是当SNR＞15 dB时，多个同心圆UCA作为发射端和接收端的优势开始显现出来，此时同心圆UCA之间的信道容量关系可以表示为$C_{15\times15}>C_{10\times10}>C_{5\times5}$，其中$C_{5\times5}$、$C_{10\times10}$和$C_{15\times15}$分别表示收发端均为5个同心圆、10个同心圆和15个同心圆时的信道容量。并且多个同心圆UCA作为收发端天线时的信道容量均大于单环UCA时的信道容量。由此可见，在接收端经过模态间干扰消除之后的UCCA-OAM通信系统能够提供更大的信道容量。

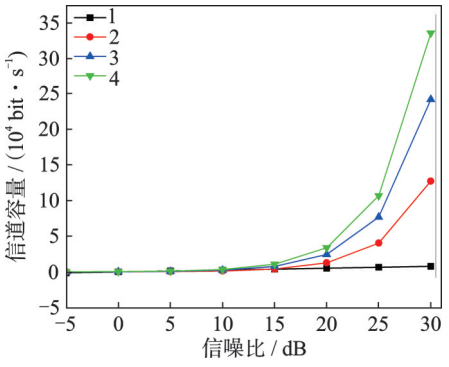

图3 不同UCA个数的信道容量比较图

Fig.3 Channel capacity comparison for different numbers of UCAs

图4比较了UCCA-OAM通信系统的BER，此时设置UCCA-OAM系统的收发端分别具备5个同心圆UCA，每个UCA上有5个天线阵列元件（BER表示为$BER_{5\times5}$）、10个同心圆，UCA每个UCA上有10个天线阵列元件（BER表示为$BER_{10\times10}$）以及15个同心圆UCA，每个UCA上有15个天线阵列元件（BER表示为$BER_{15\times15}$）来生成和接收OAM波束。由图4中的BER曲线可以看到，接收端经过双模块干扰消除后BER较低，并且在SNR较小时，3种情况下的BER性能并没有明显差异，但当SNR≥14 dB时，UCA个数的增加会导致BER性能的降低，表现为$BER_{15\times15}>BER_{10\times10}>BER_{5\times5}$。尽管如此，经过双模块干扰消除，同心圆UCA作为生成和接收OAM波束的发射和接收阵列，在接收端BER方面依然表现出了较为优越的性能，BER达到10^{-4}—10^{-5}，这也显示出所提算法的优越性。其中“RingNum=5，N=5”、“RingNum=10，N=10”和“RingNum=15，N=15”分别表示发射端和接收端分别设置为5×5、10×10和15×15的多UCA同心圆天线阵列，这3条为经过预处理的BER曲线。

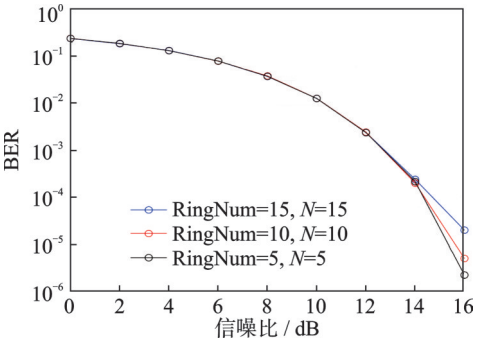

图4 不同UCA数量的BER比较图

Fig.4 BER comparison for different numbers of UCAs

图5比较了经过双模块干扰消除方案处理和未经过该方案处理的信道容量的差异，其中发射端和接收端设置了两组不同的参数：比较了收发端设置为5个不同半径的UCA组成的同心圆UCA阵列，每个UCA上设置5个天线阵列因子和10个不同半径的UCA组

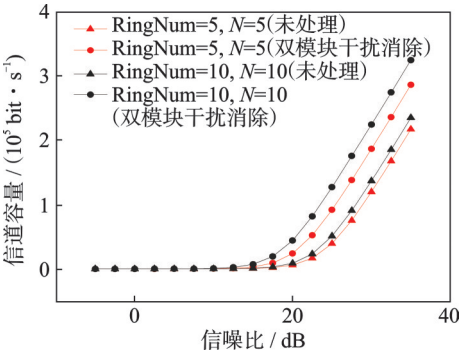

图5 双模块干扰消除方案处理与未处理的信道容量比较图

Fig.5 Channel capacity comparison between dual-module interference cancellation scheme and untreated scenario

成的同心圆UCA阵列,每个UCA上设置10个天线阵列因子的对比。由图5可见,两组参数的仿真结果均存在如下现象:在低SNR时,经过双模块干扰消除的信道容量与未经过处理的信道容量差异不大。当SNR＝15 dB时,经过本文提出的双模块干扰消除方案处理后的信道容量开始具备优势,当SNR＞15 dB后,经过双模块干扰消除方案处理的信道容量一直保持大于未经过干扰消除处理的信道容量,并且随着UCA个数和UCA上天线阵列因子数目的增加,双模块干扰消除方案的有效性更为显著。分析产生上述实验结果的主要原因是:在SNR较低(SNR＜15 dB)时,主要是噪声对信号影响较大,而非模态干扰和阵列干扰;而当SNR≥15 dB时,噪声影响减弱,此时对信号影响较大的干扰因素主要是OAM模态干扰和UCA阵列干扰,因此在SNR≥15 dB后,经过双模块干扰消除方案处理的信道容量保持大于未经过干扰消除处理的信道容量。这表明本文所提出的双模块干扰消除方案能够有效消除因UCA未对准导致的模态干扰和多同心圆UCA导致的阵列干扰,体现了本文所提出的模态干扰消除方案的有效性。

图6展示了UCCA-OAM通信系统经过本文所提出的模态间干扰消除算法预处理和未经过算法处理的BER性能比较。由图6可知,多同心圆UCA作为生成和接收OAM波束装置时会产生严重的模态间干扰,BER性能急剧恶化,从而使得通信系统的传输性能大大降低,而本文所提出的双模块干扰消除方案具有良好的有效性。由图6中“RingNum＝5,N＝5”以及“RingNum＝10,N＝10”两条BER曲线可以看到,经过处理的UCCA-OAM通信系统的BER与未处理的BER相比大大降低,精度达到10^{-4}～10^{-5},验证了所提的模态间干扰消除方案的有效性。

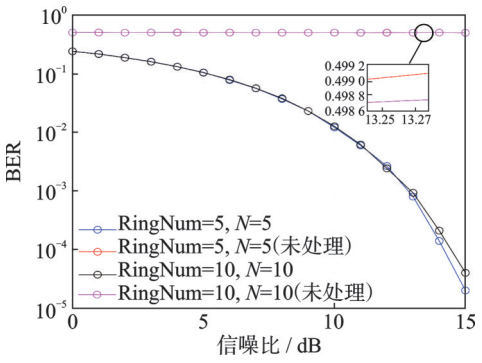

图6　双模块干扰消除方案处理与未处理的BER比较图

Fig.6　BER comparison between dual-module interference cancellation scheme and untreated scenario

5　结束语

本文提出了一种针对发射端与接收端未对准情况下的UCCA-OAM通信系统模型的双模块干扰消除方案,考虑到利用未对准的同心圆UCA来生成和接收OAM波束时不仅存在因单环UCA未对准产生的模态干扰,同心圆中不同的UCA间也会存在阵列干扰的问题,本文提出一种基于递进式矩阵逆运算的双模块干扰消除方案。仿真结果表明:本文所提出的双模块干扰消除方案在信道容量和BER方面均具备明显的优越性。

参考文献:

[1]　虞湘宾,钱盼盼,蔡鸿飞.面向6G无线通信的可移动天线技术研究综述[J].南京航空航天大学学报,2024,56(5):773-783.
YU Xiangbin, QIAN Panpan, CAI Hongfei. Research progress on movable antenna technology for 6G wireless communications[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2024, 56(5): 773-783.

[2]　彭坤,梁彦,李飞. IRS辅助大规模MIMO系统中抑制残余硬件损伤的AQBFO无源波束赋形方案[J].数据采集与处理,2024,39(2):433-444.
PENG Kun, LIANG Yan, LI Fei. AQBFO passive beamforming scheme for suppressing residual hardware impairments in IRS-aided massive MIMO systems[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2024, 39(2): 433-444.

[3]　慕欣茹,傅海军,戴继生.基于稀疏贝叶斯学习的混合mMIMO系统波达方向估计[J].数据采集与处理,2024,39(5):1260-

1270.

MU Xinru, FU Haijun, DAI Jisheng. Direction of arrival estimation for hybrid mMIMO systems based on sparse Bayesian learning[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2024, 39(5): 1260-1270.

[4] THIDÉ B, TAMBURINI F, THEN H, et al. The physics of angular momentum radio[J]. arXiv preprint arXiv:1410.4268, 2014.

[5] MOHAMMADI S M, DALDORFF L K S, BERGMAN J E S, et al. Orbital angular momentum in radio—A system study [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 58(2): 565-572.

[6] EDFORS O, JOHANSSON A J. Is orbital angular momentum (OAM) based radio communication an unexploited area?[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 60(2): 1126-1131.

[7] 赵林军, 张海林, 刘乃安. 涡旋电磁波无线通信技术的研究进展[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(11): 3075-3085.
ZHAO Linjun, ZHANG Hailin, LIU Naian. Research status of vortex electromagnetic wave wireless communication technologies[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(11): 3075-3085.

[8] LIULI H. Is OAM a better transmission method than MIMO scheme?[C]//Proceedings of the 5th International Conference on Communication, Image and Signal Processing (CCISP). [S.l.]: IEEE, 2020: 10-14.

[9] PONTE S, FARINA A, TIMMONERI L. Orbital angular momentum (OAM) waves for microwave remote sensing: Potentialities and applications[C]//Proceedings of 2023 IEEE 10th International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace). [S.l.]: IEEE, 2023: 407-412.

[10] ALLEN L, BEIJERSBERGEN M W, SPREEUW R J C, et al. Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes[J]. Physical Review A, 1992, 45(11): 8185.

[11] 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): 4876.

[12] CHEN Rui, XU Hai, LI Jiandong, et al. Misalignment-robust receiving scheme for UCA-based OAM communication systems [C]//Proceedings of 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). [S.l.]: IEEE, 2017: 1-5.

[13] 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.

[14] CHEN Rui, LONG Wenxuan, WANG Xiaodong, 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.

[15] 王洋, 修艳磊, 胡韬, 等. 基于相位补偿的非理想无线轨道角动量复用通信系统研究[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(9): 3212-3219.
WANG Yang, XIU Yanlei, HU Tao, et al. Research on non-ideal wireless orbital angular momentum multiplexing communication system based on phase compensation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(9): 3212-3219.

[16] ZHANG Gaoji, CHENG Yifei, LU Yi, et al. OAM beam tilt angle detection based on uniform circular antenna array[C]//Proceedings of 2023 19th International Conference on Natural Computation, Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (ICNC-FSKD). [S.l.]: IEEE, 2023: 1-5.

[17] CHEN Rui, TIAN Zhenyang, LONG Wenxuan, et al. Hybrid mechanical and electronic beam steering for maximizing OAM channel capacity[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 22(1): 534-549.

[18] LONG Wenxuan, TIAN Zhenyang, CHEN Rui, et al. MEMS-based hybrid mechanical-electronic beam steering for THz OAM communication chips[C]//Proceedings of 2023 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). [S.l.]: IEEE, 2023: 356-360.

[19] YUAN Yuqing, ZHANG Zhaoyang, CANG Ji, et al. Capacity analysis of UCA-based OAM multiplexing communication system[C]//Proceedings of 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). [S.l.]: IEEE, 2015: 1-5.

[20] REN Yongxiong, LI Long, XIE Guodong, et al. Line-of-sight millimeter-wave communications using orbital angular

momentum multiplexing combined with conventional spatial multiplexing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(5): 3151-3161.

[21] OPARE K A, KUANG Y, KPONYO J J. Mode combination in an ideal wireless OAM-MIMO multiplexing system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(4): 449-452.

[22] SASAKI H, YAGI Y, FUKUMOTO H, et al. OAM-MIMO multiplexing transmission system for high-capacity wireless communications on millimeter-wave band[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 23(5): 3990-4003.

[23] MAO Fuchun, YANG Chengfu, YUAN Gang, et al. UCA-based OAM-MIMO scheme for high-capacity wireless transmission[C]//Proceedings of 2024 4th International Conference on Neural Networks, Information and Communication (NNICE). [S.l.]: IEEE, 2024: 345-349.

[24] LYU Runyu, CHENG Wenchi, WANG Muyao, et al. Fractal OAM generation and detection schemes[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024, 42(6): 1598-1612

[25] 王连成. 四分块矩阵的求逆公式和行列式值的计算[J]. 太原理工大学学报, 1998, 29(5): 539-542.
WANG Liancheng. Inversion formula and determinant calculation of four-block matrix[J]. Journal of Taiyuan University of Technology, 1998, 29(5): 539-542.

作者简介:

李汀(1979-),**通信作者**,男,副教授,研究方向:6G无线通信技术、量子计算、量子机器学习,E-mail: lit@njupt.edu.cn。

沈铭宇(1999-),男,硕士生,研究方向:通信感知一体化、OAM-MIMO无线通信技术。

张春洁(1998-),女,硕士生,研究方向:OAM-MIMO无线通信技术。

解培中(1968-),女,副教授,研究方向:MIMO预编码技术、干扰对齐、定位技术。

(编辑:陈珺)

Dual-module Interference Cancellation Scheme for UCCA-OAM Communication System

LI Ting*, SHEN Mingyu, ZHANG Chunjie, XIE Peizhong

(School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: Orbital angular momentum (OAM) is a technique that provides additional degrees of freedom to improve the spectral efficiency of wireless communication. However, its application typically requires strict alignment between the transmitting and receiving antennas to maintain modal orthogonality. Considering that when using misaligned concentric circle UCA to generate and receive OAM beams, there is not only modal interference caused by misaligned single-ring UCA, but also array interference among different UCAs in the concentric circle, this paper combines the OAM multiplexing generated by uniform circular array (UCA) antennas with multiple-input multiple-output (MIMO) technology to form a uniform concentric circular array orbital angular momentum (UCCA-OAM) communication system. In order to further improve the performance of the OAM communication system, this paper proposes a uniform concentric circular array orbital angular momentum (UCCA-OAM) multiplexing transmission system in the case of unaligned. This system uses multiple concentric circles UCA as the transmitting and receiving ends, and at the same time takes advantage of the benefits of OAM multiplexing to achieve signal multiplexing through discrete Fourier transform processing. In the unaligned UCCA-OAM communication system, when transmitting OAM beams, there exists not only inter-modal interference of single-ring UCA, but also inter-array interference of multi-ring UCA. Based on this, this paper proposes a dual-module interference cancellation scheme to approximately eliminate modal interference and array interference. Firstly, the modal interference caused by the misalignment of single-ring UCA is approximately eliminated through the beam control scheme based on phase compensation. Then, according to the inverse operation of the four-block matrix, a progressive block matrix inverse operation is proposed to eliminate the array interference caused by multi-ring UCA, thereby completing the dual-module interference elimination scheme based on the progressive block matrix inverse operation. Experimental results demonstrate that the proposed dual-module interference cancellation scheme effectively suppresses both modal and array interference, thereby improving the communication performance of the UCCA-OAM system.

Highlights:

1. A UCCA-OAM communication system architecture is developed, which integrates orbital angular momentum (OAM) multiplexing from uniform circular arrays (UCA) with multiple-input multiple-output (MIMO) technology to establish a uniform concentric circular array OAM-based communication system.
2. This paper proposes and validates a dual-module interference cancellation scheme. Both modal interference from transceiver misalignment and inter-array interference in concentric configurations are targeted, and the scheme employs progressive block matrix inversion.
3. Experimental results confirm effective interference suppression and enhanced system performance.

Key words: orbital angular momentum (OAM); multiple-input multiple-output (MIMO) system; modal interference cancellation; array interference cancellation; block matrix inversion

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (No.62271265).
Received: 2024-12-17; **Revised:** 2025-08-13
***Corresponding author, E-mail:** lit@njupt.edu.cn.