

可获得发射分集的正交空频索引调制算法

聂高阳, 王磊, 李灿霖

(西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

摘要: 针对正交空频索引调制(QSFIM)算法不能获得发射分集缺陷,提出了一种用于多输入多输出-正交频分复用系统中可获得发射分集的正交空频索引调制(TDA-QSFIM)算法。该算法首先将两个调制符号通过哈达玛矩阵和旋转矩阵关联起来构造对角码,然后通过两次独立地选择空频资源块中的索引号,将对角码的同相和正交分量分别放在空频码的不同位置得到每个资源块上的发送信号码字。根据空频编码的秩准则,由于该算法在每个资源块上的码字设计使得发射分集阶数为 2,因此该传输算法得到了更好的误比特率性能。仿真结果表明:在独立瑞利信道下,频谱效率为 $1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 、误比特率为 10^{-5} 时,TDA-QSFIM 算法比 QSFIM 算法具有大约 3.5 dB 的性能增益;在相关瑞利信道下,当误比特率为 10^{-3} 时,TDA-QSFIM 算法比 QSFIM 算法有大约 5 dB 的性能增益。

关键词: 多输入多输出;正交频分复用;对角码;发射分集

中图分类号: TN951 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202104015 **文章编号:** 0253-987X(2021)04-0135-10



A Quadrature Space-Frequency Index Modulation Algorithm
for Achieving Transmission Diversity

NIE Gaoyang, WANG Lei, LI Canlin

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

Abstract: A new quadrature space-frequency index modulation (TDA-QSFIM) scheme which can obtain transmission diversity in MIMO System is proposed to solve the shortcoming that the quadrature space-frequency index modulation (QSFIM) algorithm cannot achieve transmission diversity. Firstly, two modulated symbols are related through a Hadamard matrix and a rotation matrix to construct a diagonal code, and then the transmitted signal codeword on each resource block is obtained by independently selecting the index number in the space-frequency resource block (RB) twice and placing the in-phase and quadrature components of the diagonal code in different positions of the space-frequency code, respectively. According to the rank criterion of space-frequency coding, the proposed transmission algorithm obtains better bit error rate performance because the codeword design of the algorithm on each resource block makes the transmission diversity order of 2. Simulation results show that when the spectral efficiency is $1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ and BER is 10^{-5} , the TDA-QSFIM algorithm has a performance gain of about 3.5 dB compared with the QSFIM algorithm under independent Rayleigh channel, and when BER is 10^{-3} the TDA-QSFIM algorithm has a performance gain of about 5 dB over the

QSFIM algorithm under the relative Rayleigh channel.

Keywords: multiple-input multiple-output; orthogonal frequency division multiplexing; diagonal code; transmission diversity

多输入多输出(MIMO)技术是提高无线通信网络的系统容量和可靠性的关键技术之一,由于它在发送端和接收端都使用多根天线,在收发之间构成多个信道的天线系统,因而极大地提升了信道容量。MIMO系统具有极高的频谱效率,在对现有频谱资源充分利用的基础上通过利用空间资源来获取可靠性与有效性两方面增益,但是其代价却是增加了发送端与接收端的处理复杂度。MIMO系统在一定程度上可以利用传播过程中的多径分量来抵抗多径衰落,但是对于频率选择性衰落,MIMO系统依然是无能为力的。解决MIMO系统中的频率选择性衰落的有效途径是利用正交频分复用(OFDM)技术。

对于MIMO-OFDM的研究已经有很多^[1-5],但是OFDM的子载波正交性在高速移动环境下会遭到破坏从而导致载波间干扰(ICI),针对此问题,文献[6]提出了正交频分复用索引调制(OFDM-IM)技术,其中每个OFDM块只有部分子载波被激活用来传输信息从而减轻ICI,但是由于未被激活的空闲子载波数量受输入信息比特的影响,因此与OFDM相比,OFDM-IM以降低频谱效率为代价来增强误比特率性能,理论分析也表明OFDM-IM可以在误比特率性能和频谱效率上实现一定的折扣^[7-10]。为了获得频率分集,文献[11]通过集成子载波级的块交织器来改善OFDM-IM的传统结构,提出了带交错子载波的OFDM-IM(OFDM-ISIM),这种结构能够增加接收符号之间的欧氏距离从而实现性能改进。OFDM-IM虽作为最初的原理提出具有意义,但实用性差,多模正交频分复用索引调制(MM-OFDM-IM)能够克服这一缺点^[12-13],在该类算法中,子载波被分成多组,对应于多个索引子集。多组子载波通过多种不同的星座模式进行调制,并且可以通过多个索引子集之一来确定通过索引调制传送的信息比特,这样就对所有子载波进行了调制,从而提高了OFDM-IM的频谱效率。

基于IM和MIMO-OFDM的优点,文献[14-15]通过将MIMO-OFDM和上述OFDM-IM相结合而提出的MIMO-OFDM-IM是一种高性能多天线多载波传输技术。在该算法中,每个发送天线都发送独立的OFDM-IM块以提高数据速率,与传统MIMO-OFDM相比,MIMO-OFDM-IM具有更好

的误比特率性能和更低的天线/子载波间干扰。

但是,MIMO-OFDM-IM仅仅在频域进行了索引调制,而文献[16-17]将IM的思想推广到频域联合空间域中,提出了广义空频IM(GSFIM)算法,该算法在空域的天线和频域的子载波的索引中都对信息比特进行了编码,通过利用空间域中的索引,可以将GSFIM视为MIMO-OFDM-IM的扩展。随后,鉴于信号星座具有同相和正交分量,文献[18]对MIMO-OFDM的资源块(RB)中的空频单元的索引号进行两次独立地激活,分别用于发送信号的同相和正交分量,从而提出了正交SFIM(QSFIM)算法,文献中证明了该算法可以在不增加能量消耗成本的情况下提高数据速率,从而进一步提高MIMO-OFDM的能量效率。但是,上述文献仅在空间域和频率域使用了索引调制技术,其实在时间域和信道域也可以采用索引调制技术,文献[19]对这些内容进行了总结概括。

然而,上述算法并不能获得发射分集,从而不能有效抵抗信道衰落带来的不利影响,因此文献[20-21]针对一些空间域上的IM算法不能获得发射分集的情况提出了一些解决方案。

在这种背景下,本文提出了一种适用于MIMO-OFDM系统中的可获得发射分集(TDA)的正交空频索引调制算法,简称TDA-QSFIM算法。该算法一次发送两个调制符号,然后通过哈达玛矩阵和旋转矩阵将这两个符号关联起来构造对角码,并扩展为同相和正交分量,再由RB中不同的空频单元调制后进行发送,从而在每个RB上进行了有效的码字设计,获得了二阶发射分集,因此TDA-QSFIM算法的性能好于现有的QSFIM算法。仿真实验进一步验证了理论分析的正确性和本文所提TDA-QSFIM算法的性能优势。

1 系统模型与TDA-QSFIM算法

考虑一个具有 N_t 个发射天线和 N_r 个接收天线的MIMO-OFDM系统,每对收发天线间的信道为频率选择性瑞利衰落信道。假设OFDM子载波的数量为 N 。将 N 个子载波的总数划分为 n_g 个子块,每个子块具有 n 个子载波,即 $n_g = N/n$ 。具有 N_t 个发射天线的每个子块上的 n 个子载波形成一

个RB,其中包含 nN_t 个空频资源单元。以下将通过在每个RB上设计编码的方法使得正交IM传输获得发射分集。

1.1 本文所提 TDA-QSFIM 算法

本文提出的 TDA-QSFIM 算法的发射机框图如图1所示。对于每个RB,一次发送两个调制符号,首先,一组携带 $r(r=r_1+r_2+r_3)$ 个比特信息的数据流 m 进入发射机并被分为3部分,即 $m=[m_1^T \ m_2^T \ m_3^T]^T$ 。携带 $r_1=2\text{lb}M$ 个比特信息的数据流 m_1 通过 M 元正交幅度调制(QAM)或相移键控(PSK)调制将比特信息映射为两个调制符号 $x_{b,1}$ 和 $x_{b,2}$,并假定每个调制符号具有单位平均功率 E_s 。携带 $r_2=\text{lb}(n/2)$ 和 $r_3=\text{lb}(n/2)$ 个比特信息的数据流 m_2 和 m_3 分别用来选定两个调制符号经关联旋转后所得符号的同相分量和正交分量所构成的对角码在RB中的位置以得到同相分量对角空频码和正交分量对角空频码。最后,将同相和正交分量对角空频码作复数相加就可以得到每个RB上发送的编码矩阵,且每个RB上独立地执行上述的编码操作。本文中考虑发射天线数 $N_t=2$ 的情况。

以下以第 b 个RB上的编码为例来说明编码矩阵的具体构造方法。

当 $N_t=2$ 时,每个RB的维数是 $n \times 2$ 维。考虑第 b 个RB上的信息比特块,为了获取发射分集,首先使用下列式子对两个调制符号 $x_{b,1}$ 和 $x_{b,2}$ 进行关联

$$s_b = \begin{bmatrix} s_{b,1} \\ s_{b,2} \end{bmatrix} = \bar{D}R \begin{bmatrix} x_{b,1} \\ x_{b,2} \end{bmatrix} = \bar{D}R x_b \quad (1)$$

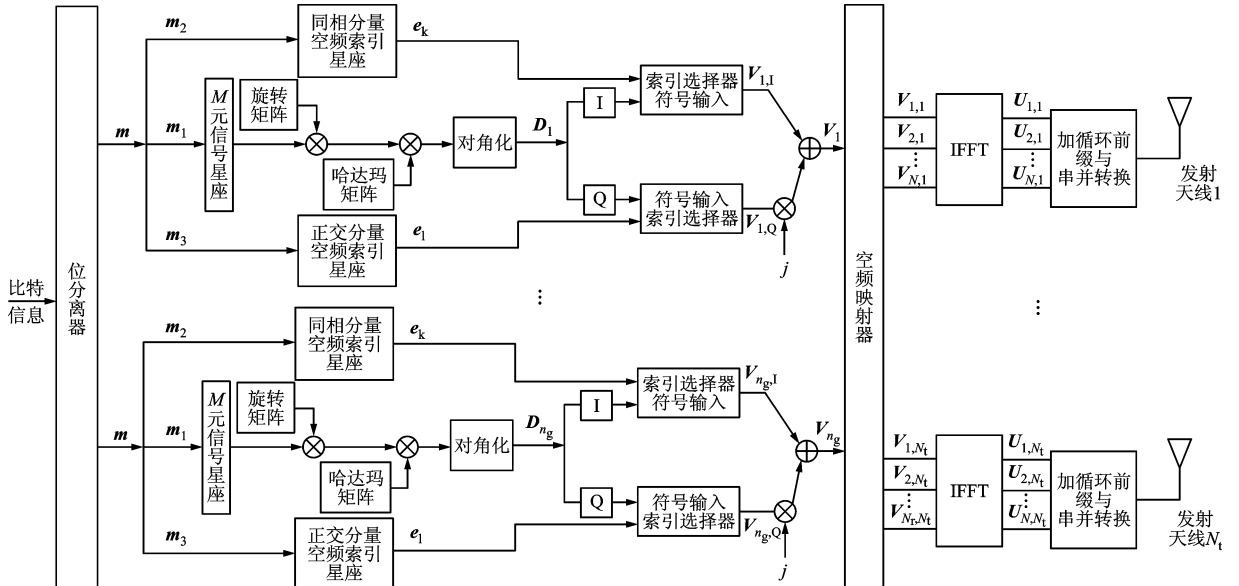


图1 TDA-QSFIM 发射机框图

Fig. 1 The transmitter architecture of TDA-QSFIM

式中: $\bar{D} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 为哈达玛矩阵; $R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix}$ 为旋转矩阵; $s_{b,1} = x_{b,1} + e^{j\theta} x_{b,2}$, $s_{b,2} = x_{b,1} - e^{j\theta} x_{b,2}$, 其中 $\theta = [0, \pi/2]$ 为待优化的旋转角以获得最大编码增益,这将在第3节中论述。如果不将调制符号进行关联或者不考虑旋转角,则来自不同编码矩阵的重叠列会将发射分集阶数减小为1^[22]。然后,利用两个已经关联的符号 $s_{b,1}, s_{b,2}$ 形成对角码,以满足二阶分集的要求,即对角码

$$D_b = \begin{bmatrix} s_{b,1} & 0 \\ 0 & s_{b,2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

并且令 $D_{b,I}$ 与 $D_{b,Q}$ 分别为 D_b 的同相和正交分量,即

$$D_{b,I} = \begin{bmatrix} s_{b,1}^I & 0 \\ 0 & s_{b,2}^I \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$D_{b,Q} = \begin{bmatrix} s_{b,1}^Q & 0 \\ 0 & s_{b,2}^Q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $s_{b,i} = s_{b,i}^I + js_{b,i}^Q$, $s_{b,i}^I$ 和 $s_{b,i}^Q$ 分别为 $s_{b,i}$ 的实部和虚部, $i=1,2$ 。再令 $e_{b,k}$ 为 $I_{n/2}$ 的第 k 列,其中 $I_{n/2}$ 表示 $\frac{n}{2} \times \frac{n}{2}$ 维单位阵,通过 $e_{b,k} \otimes D_{b,I}$ 和 $e_{b,l} \otimes D_{b,Q}$ 操作将同相和正交分量对角码放在RB的不同位置上得到 $V_{b,I}$ 和 $V_{b,Q}$,进而将 $V_{b,I}$ 和 $V_{b,Q}$ 作复数相加得到RB上的编码矩阵 V_b

$$V_b = V_{b,I} + jV_{b,Q} = e_{b,k} \otimes D_{b,I} + j(e_{b,l} \otimes D_{b,Q}) \quad (5)$$

式中: $k, l \in \{1, \dots, n/2\}$; $b \in \{1, \dots, n_g\}$; $\otimes$ 表示 Kronecker 积。

以 $n=4$ 为例,则 TDA-QSFIM 的星座集合中

会有如下4种矩阵结构

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} s_{b,1}^I & 0 \\ 0 & s_{b,2}^I \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} s_{b,1}^Q & 0 \\ 0 & s_{b,2}^Q \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} s_{b,1}^I & 0 \\ 0 & s_{b,2}^I \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ s_{b,1}^Q & 0 \\ 0 & s_{b,2}^Q \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{S}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ s_{b,1}^I & 0 \\ 0 & s_{b,2}^I \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} s_{b,1}^Q & 0 \\ 0 & s_{b,2}^Q \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ s_{b,1}^I & 0 \\ 0 & s_{b,2}^I \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ s_{b,1}^Q & 0 \\ 0 & s_{b,2}^Q \end{bmatrix} \quad (9)$$

若调制阶数 $M=4$, 则 $s_{b,1} = x_{b,1} + e^{j\theta} x_{b,2}$, $s_{b,2} = x_{b,1} - e^{j\theta} x_{b,2}$, 其中 $x_{b,1}, x_{b,2} \in \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} + j \frac{\sqrt{2}}{2}, -\frac{\sqrt{2}}{2} + j \frac{\sqrt{2}}{2}, -\frac{\sqrt{2}}{2} - j \frac{\sqrt{2}}{2}, \frac{\sqrt{2}}{2} - j \frac{\sqrt{2}}{2} \right\}$, 那么将会有 $4M^2 = 64$ 种编码矩阵。

构造出编码矩阵后, 以下再用一个具体例子来说明索引映射过程, 此时设输入信息比特为 [011011], ‘11’表示选取第4种矩阵结构, ‘01’表示 $x_{b,1} = -\frac{\sqrt{2}}{2} + j \frac{\sqrt{2}}{2}$, ‘10’表示 $x_{b,2} = \frac{\sqrt{2}}{2} - j \frac{\sqrt{2}}{2}$, 故有

$$s_{b,1} = -\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\theta + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin\theta + j \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\theta + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin\theta \right) \quad (10)$$

$$s_{b,2} = -\frac{\sqrt{2}}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\theta - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin\theta + j \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos\theta - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin\theta \right) \quad (11)$$

则最后所映射的编码矩阵为

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 + \cos\theta + \sin\theta & 0 \\ 0 & -1 - \cos\theta - \sin\theta \end{bmatrix} + j \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 - \cos\theta + \sin\theta & 0 \\ 0 & 1 + \cos\theta - \sin\theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

频域中所有 n_g 个 RB 上的传输符号可以由 $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1^T, \mathbf{V}_2^T, \dots, \mathbf{V}_{n_g}^T]^T$ 表示。经过逆快速傅里叶变换 (IFFT) 处理后, 时域 OFDM 块可以表示为

$$\mathbf{U} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{W}_N^H \mathbf{V} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{W}_N$ 是离散傅里叶变换 (DFT) 矩阵, 即 $[\mathbf{W}_N]_{u,v} = e^{-j2\pi uv/N}$, $\frac{1}{N} \mathbf{W}_N^H \mathbf{W}_N = \mathbf{I}_N$ 。将长度为 N_{CP} 的循环前缀 (CP) 附加到 OFDM 块的开头, 经过并串转换 (S/P) 后, 可获得时域 OFDM 信号。

1.2 系统模型

将信号 $\mathbf{U}$ 从两个发射天线上发送出去, 经过一些矩阵运算后, 系统的等效频域表示式^[18]为

$$\mathbf{y}_b = \sqrt{E_s} \mathbf{G}_b \mathbf{x}_b + \mathbf{w}_b \quad (14)$$

式中: $\mathbf{y}_b \in \mathbf{R}^{n_r}$ 和 $\mathbf{w}_b \in \mathbf{R}^{n_r}$ 分别是频域中第 b 个 RB 上的接收信号向量和噪声向量, $\mathbf{G}_b = \text{blkd}(\mathbf{G}_b(1), \dots, \mathbf{G}_b(n)) \in \mathbf{R}^{n_r \times n_r}$ 是等价信道矩阵, $\text{blkd}(\cdot)$ 表示将多个分块矩阵依次按照对角位置排列, $\mathbf{G}_b(c) = \text{ivec}(\mathbf{g}_b(c), N_t, N_r)$, $\text{ivec}(\cdot)$ 表示将向量转化为 $N_t \times N_r$ 矩阵, $\mathbf{g}_b^T(c) \in \mathbf{R}^{1 \times N_t}$ 表示第 b 个 RB 中第 c 个子载波上的信道系数, 归一化发送向量 $\mathbf{x}_b$ 可以得到

$$\mathbf{x}_b = \frac{1}{\sqrt{E_s}} \text{vec}(\mathbf{V}_b^T) = [\mathbf{x}_b^T(1), \dots, \mathbf{x}_b^T(n)] \quad (15)$$

式中: $\mathbf{x}_b(c) \in \mathbf{R}^{N_t}$ 是第 b 个 RB 中第 c 个子载波上的传输向量。假定 $\mathbf{w}_b$ 的每个元素都是均值为零且方差为 N_0 的独立同分布 (i. i. d.) 的复高斯随机变量。频域表示式 (7) 还可以再次表示为

$$\mathbf{y}_b = \sqrt{E_s} \mathbf{X}_b \mathbf{g}_b + \mathbf{w}_b \quad (16)$$

式中: $\mathbf{X}_b = \text{blkd}(\mathbf{Z}_b(1), \dots, \mathbf{Z}_b(n)); \mathbf{Z}_b(c) = \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{x}_b(c)^T; \mathbf{g}_b = \text{vec}(\mathbf{G}_b^T)$ 。

1.3 最大似然检测

为了能在仿真结果中体现该算法的实际性能, 通常在接收端采用最优检测算法——最大似然检测 (ML)。具体而言, 在接收端, 需要针对每个 RB 检测出激活的空频索引号和所发送的两个调制符号。用 $\mathbf{x}_b^I, \mathbf{x}_b^Q$ 表示 $\mathbf{x}_b$ 的同相和正交分量, 即 $\mathbf{x}_b = \mathbf{x}_b^I + j\mathbf{x}_b^Q$, 此时, 可以通过搜索空频索引和 $\mathbf{x}_b^I, \mathbf{x}_b^Q$ 的所有 2^m 个可能组合来进行 ML 检测, 检测式如下

$$[\hat{\mathbf{x}}_b^I, \hat{\mathbf{x}}_b^Q] = \arg \min_{\mathbf{x}_b^I, \mathbf{x}_b^Q} \|\mathbf{y}_b - \sqrt{E_s} \mathbf{G}_b(\mathbf{x}_b^I + j\mathbf{x}_b^Q)\|^2 \quad (17)$$

由式 (17) 检测到的信号向量 $\hat{\mathbf{x}}_b^I, \hat{\mathbf{x}}_b^Q$ 可以逆映射出每个空频发送的两个符号和空频资源索引号, 从而得到对应的信息比特。

2 性能分析

本节对所提出的 TDA-QSFIM 算法的频谱效率、发射分集和旋转角优化问题进行讨论,并推导其误比特率性能的理论公式,最后比较不同算法的 ML 检测复杂度。

2.1 频谱效率

由 1.1 节可知,一个 RB 上能传输的比特数为 $m=2\text{lb}M+2\text{lb}(n/2)$, N 个子载波被分为 n_g 组,每组为 n 个子载波,CP 长度为 N_{CP} ,因此总的频谱效率 R 为

$$R = \frac{mn_g}{N + N_{\text{CP}}} \quad (18)$$

式中, R 的单位为 $\text{bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 。

2.2 发射分集

由于每个 RB 的分集和编码增益性能相同,因此不失一般性并且为了符号表达简洁,在本节中将省略式(5)、式(8)和式(9)中的下标。首先假设 TDA-QSFIM 编码矩阵为

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} a_{1,1} + jd_{1,1} & 0 \\ 0 & a_{2,2} + jd_{2,2} \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中:元素 $a_{i,i}$ 、 $d_{i,i}$ ($i=1,2$) 不为 0。

将式(5)中定义的 $n \times 2$ 维 TDA-QSFIM 编码矩阵表示为以下形式

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_2] \quad (20)$$

式中, $\mathbf{v}_i$ ($i=1,2$) 为 $\mathbf{V}$ 的第 i 列。按照 2.2 节中的运算, $n \times 2$ 维 TDA-QSFIM 编码矩阵可以等价表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{I}_{N_r} \otimes [\text{diag}(\mathbf{v}_1) \quad \text{diag}(\mathbf{v}_2)] \quad (21)$$

式中, $\text{diag}(\cdot)$ 表示将向量中的元素对角化。被错误检测的编码矩阵可以等价表示为

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{I}_{N_r} \otimes [\text{diag}(\hat{\mathbf{v}}_1) \quad \text{diag}(\hat{\mathbf{v}}_2)] \quad (22)$$

定义两者之间的误差矩阵

$$\mathbf{\Delta} = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}} = \mathbf{I}_{N_r} \otimes [\text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1) \quad \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2)] \quad (23)$$

式中, $\bar{\mathbf{v}}_i = \mathbf{v}_i - \hat{\mathbf{v}}_i$ ($i=1,2$), 则

$$\begin{aligned} \mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta} &= \mathbf{I}_{N_r} \otimes \left(\begin{bmatrix} \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1^H) \\ \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2^H) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1) & \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2) \end{bmatrix} \right) = \\ &= \mathbf{I}_{N_r} \otimes \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_1 & \mathbf{\Lambda}_2 \\ \mathbf{\Lambda}_2^H & \mathbf{\Lambda}_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $\mathbf{\Lambda}_i$ ($i=1,2,3$) 是 $n \times n$ 维对角矩阵,可以将其表

示为

$$\mathbf{\Lambda}_1 = \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1^H) \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1) = \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1^* \circ \bar{\mathbf{v}}_1) \quad (25)$$

$$\mathbf{\Lambda}_2 = \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1^H) \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2) = \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_1^* \circ \bar{\mathbf{v}}_2) \quad (26)$$

$$\mathbf{\Lambda}_3 = \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2^H) \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2) = \text{diag}(\bar{\mathbf{v}}_2^* \circ \bar{\mathbf{v}}_2) \quad (27)$$

其中 $\circ$ 表示向量的对应元素相乘,则

$$\text{rank}(\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}) \geq \text{rank} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_1 & \mathbf{\Lambda}_2 \\ \mathbf{\Lambda}_2^H & \mathbf{\Lambda}_3 \end{bmatrix} \right) \quad (28)$$

因此 $\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}$ 的秩取决于矩阵 $\begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_1 & \mathbf{\Lambda}_2 \\ \mathbf{\Lambda}_2^H & \mathbf{\Lambda}_3 \end{bmatrix}$ 的秩。接下来分 3 种情况讨论该矩阵的秩。

2.2.1 情况 1 对角空频码不同,但在 RB 上的位置相同,则被错误检测的编码矩阵为

$$\hat{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} \hat{a}_{1,1} + j\hat{d}_{1,1} & 0 \\ 0 & \hat{a}_{2,2} + j\hat{d}_{2,2} \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

式中,元素 $\hat{a}_{i,i}$ 、 $\hat{d}_{i,i}$ ($i=1,2$) 不为 0,且 $a_{i,i} \neq \hat{a}_{i,i}$ 、 $d_{i,i} \neq \hat{d}_{i,i}$,根据式(20)~(24)可得

$$\mathbf{\Lambda}_1 = \text{diag}([(a_{1,1} - \hat{a}_{1,1})^2 + (d_{1,1} - \hat{d}_{1,1})^2, 0, \dots, 0]) \quad (30)$$

因此 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_1) = 1$,同理 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_3) = 1$,但

$$\mathbf{\Lambda}_2 = \text{diag}([0, 0, \dots, 0]) \quad (31)$$

即 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_2) = \text{rank}(\mathbf{\Lambda}_2^H) = 0$,则

$$\text{rank} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_1 & \mathbf{\Lambda}_2 \\ \mathbf{\Lambda}_2^H & \mathbf{\Lambda}_3 \end{bmatrix} \right) = 2, \text{故 } \text{rank}(\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}) \geq 2.$$

2.2.2 情况 2 对角空频码相同,但在 RB 上的位置不同,则被错误检测的编码矩阵为

$$\hat{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ a_{1,1} + jd_{1,1} & 0 \\ 0 & a_{2,2} + jd_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

根据式(20)~(24)可得下式

$$\mathbf{\Lambda}_1 = \text{diag}([a_{1,1}^2 + d_{1,1}^2, 0, a_{1,1}^2 + d_{1,1}^2, 0, \dots, 0]) \quad (33)$$

因此 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_1) = 2$,同理 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_3) = 2$, $\mathbf{\Lambda}_2 = \text{diag}([0, 0, \dots, 0])$,即 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_2) = \text{rank}(\mathbf{\Lambda}_2^H) = 0$,则

$$\text{rank} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}_1 & \mathbf{\Lambda}_2 \\ \mathbf{\Lambda}_2^H & \mathbf{\Lambda}_3 \end{bmatrix} \right) = 4, \text{故 } \text{rank}(\mathbf{\Delta}^H \mathbf{\Delta}) \geq 4.$$

2.2.3 情况 3 对角空频码和在 RB 上的位置均不

同,则被错误检测的编码矩阵为

$$\hat{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \hat{a}_{1,1} + j\hat{d}_{1,1} & 0 \\ 0 & \hat{a}_{2,2} + j\hat{d}_{2,2} \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

由式(20)~(24)原理可得

$$\mathbf{A}_1 = \text{diag}([\hat{a}_{1,1}^2 + \hat{d}_{1,1}^2, 0, \hat{a}_{1,1}^2 + \hat{d}_{1,1}^2, 0, \dots, 0]) \quad (35)$$

因此 $\text{rank}(\mathbf{A}_1) = 2$, 同理可得 $\text{rank}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) \geq 4$.

由上述分析可知 $\text{rank}(\mathbf{A}^H \mathbf{A}) \geq 2$, 根据空频编码的秩准则, 该算法发射分集为2。

2.3 旋转角优化

本节对旋转角 θ 进行优化, 其目的是在确保发射分集阶数为2的同时最大化 TDA-QSFIM 的编码增益。

TDA-QSFIM 算法的误比特率性能由等效编码矩阵的编码增益 $G(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 决定^[22]

$$G(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \min_{\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}} \text{mindet}(\mathbf{A}) \quad (36)$$

为了使编码增益最大化, 需要对旋转角 θ 进行优化。需要注意的是由于复数星座图的对称性, θ 的取值范围为 $[0, \pi/2]$ 。用计算机穷举搜索来计算最大编码增益, 从而得出使编码增益最大化的最优旋转角

$$\theta^* = \arg \max_{\theta} G(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}), \theta \in [0, \pi/2] \quad (37)$$

针对不同的 QAM 调制阶数 M 和每子块子载波个数 n , 最优旋转角如表1所示。

表1 TDA-QSFIM 算法在 $N_t=2$ 时在不同的 QAM 调制阶数和每个 RB 的子载波个数下的最优旋转角

Table 1 The optimal rotation angle of the TDA-QSFIM algorithm at different QAM modulation orders and sub-carrier number per RB when $N_t=2$

n	最优旋转角 θ^*	
	$M=4$	$M=8$
4	$3\pi/16$	$\pi/8$
8	$\pi/8$	$3\pi/8$

2.4 多径瑞利衰落信道下的误比特率性能

TDA-QSFIM 算法在多径瑞利衰落信道下的误比特率(BER)表示式^[18]可以写为

$$\eta \leq \frac{1}{m_X n_X} \sum_X \sum_{\hat{X}} P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) n_H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \quad (38)$$

式中: $P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 表示成对错误概率, 即假设 $\mathbf{X}$ 和 $\hat{\mathbf{X}}$ 是两个可能的等价编码矩阵, 则 $\mathbf{X}$ 被解码为 $\hat{\mathbf{X}}$ 的概率; $n_H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 表示 $\mathbf{X}$ 和 $\hat{\mathbf{X}}$ 之间的汉明距离。并且 m_X 和 n_X 分别表示比特信息的个数和等价编码矩阵 $\mathbf{X}$ 的数量。

通过将式(16)扩展到所有 RB, 可以将系统的等效频域表示式写为

$$\mathbf{y}_F = \sqrt{E_s} \mathbf{X}_F \mathbf{g}_F + \mathbf{w}_F \quad (39)$$

式中: $\mathbf{y}_F = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_{n_g}^T]^T$; $\mathbf{X}_F = \text{blkd}(\mathbf{X}_1^T, \dots, \mathbf{X}_{n_g}^T)$; $\mathbf{g}_F = [\mathbf{g}_1^T, \dots, \mathbf{g}_{n_g}^T]^T$ 且 $\mathbf{g}_F$ 是一个均值为 $\mathbf{g}_F$ 、协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_F$ 的复高斯向量, 而 $\mathbf{Q}_F$ 是一个 Hermitian Block-Toeplitz 矩阵^[18]; $\mathbf{w}_F = [\mathbf{w}_1^T, \dots, \mathbf{w}_{n_g}^T]^T$ 。由于每个 RB 的 BER 性能相同, 因此不失一般性且为了表达简洁, 在本小节中省略式(14)和(16)符号中的下标。考虑到式(16), $\mathbf{g}$ 的均值由下式^[18]给出

$$\mathbf{g} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} (\mathbf{1}_n \otimes \mathbf{I}_{N_t N_r}) \text{vec}(\mathbf{H}^T(0)) \quad (40)$$

式中: $\mathbf{1}$ 为元素全为1的矩阵。协方差矩阵 $\mathbf{Q}$ 可以表示为

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{K+1} (\mathbf{W}_n \mathbf{\Omega} \mathbf{W}_n^H) \otimes (\mathbf{R}_r \otimes \mathbf{R}_t) \quad (41)$$

式中: $\mathbf{W}_n$ 是 $\mathbf{W}_N$ 的前 n 行的子矩阵; $\mathbf{\Omega}$ 是信道多个路径非视距成分功率组成的对角矩阵; $\mathbf{R}_t$ 是不同发射天线之间的相关系数矩阵; $\mathbf{R}_r$ 是不同接收天线之间的相关性系数矩阵。可以证明, 其他 RB 的协方差矩阵为 $n N_t N_r \times n N_t N_r$ 维子矩阵, 这些子矩阵以适当的起始位置沿 $\mathbf{Q}$ 的主对角线居中。

系统的条件成对错误概率(CPEP)可表示为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{g}) = Q\left(\sqrt{\frac{\delta E_s}{2N_0}}\right) \quad (42)$$

式中: $\delta = \|\Delta \mathbf{g}\|^2 = \mathbf{g}^H \mathbf{A} \mathbf{g}$; $\mathbf{A} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$ 。通过使用 Q 函数的积分形式 $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta$, 可将式(42)表示为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{g}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\delta E_s}{4N_0 \sin^2\theta}\right) d\theta \quad (43)$$

通过对信道系数的随机性进行积分, 可以将无条件成对错误概率(UPEP)表示为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} E_{\delta} \left\{ \exp\left(-\frac{\delta E_s}{4N_0 \sin^2\theta}\right) \right\} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \Phi_{\delta} \left(-\frac{\delta E_s}{4N_0 \sin^2\theta}\right) d\theta \quad (44)$$

式中, $\Phi_{\delta}(t) = E_{\delta} \{e^{t\delta}\}$ 是随机变量 δ 的矩生成函数(MGF)。给定一码字对 $(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$, 已知在瑞利衰落信

道上,由式(40)和式(41)可得, $\mathbf{g}$ 是一个均值向量为 $\mathbf{0}_{nN_tN_r \times 1}$ 、协方差矩阵为 $\mathbf{Q}$ 的复高斯向量,其中 $\mathbf{0}$ 为元素全为 0 的矩阵,则 δ 的 MGF 为

$$\Phi_{\delta}(t) = [\det(\mathbf{I}_{nN_tN_r} - t\mathbf{QA})]^{-1} = \prod_{i=1}^v (1 - t\lambda_i)^{-1} \quad (45)$$

式中, λ_i 是 $\mathbf{QA}$ 的特征值且 $v = \text{rank}(\mathbf{QA})$ 。因此, PEP 的上界可以表示为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i=1}^v \left(1 + \frac{E_s}{4N_0 \sin^2 \theta} \lambda_i\right)^{-1} d\theta \leq \frac{1}{2} \prod_{i=1}^v \left(1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i\right)^{-1} \quad (46)$$

式中使用不等式 $\sin^2 \theta \leq 1$ 来得到上界。对于高信噪比(SNR),可以将式(46)近似为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{E_s}{4N_0}\right)^{-v} \prod_{i=1}^v \frac{1}{\lambda_i} \quad (47)$$

此外,由于 Q 函数具有近似式

$$Q(x) = \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{x^2}{3}\right) \quad (48)$$

将式(48)代入式(42),可以将 PEP 的上界进一步写成

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \approx \frac{1}{12} \left[\det\left(\mathbf{I}_{nN_tN_r} - \frac{E_s}{4N_0} \mathbf{QA}\right)\right]^{-1} + \frac{1}{4} \left[\det\left(\mathbf{I}_{nN_tN_r} - \frac{E_s}{3N_0} \mathbf{QA}\right)\right]^{-1} = \frac{1}{12} \prod_{i=1}^v \left(1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i\right)^{-1} + \frac{1}{4} \prod_{i=1}^v \left(1 + \frac{E_s}{3N_0} \lambda_i\right)^{-1} \quad (49)$$

对于高信噪比,可以将式(49)再次近似为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \approx \left(\frac{4^v}{12} + \frac{3^v}{4}\right) \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-v} \prod_{i=1}^v \frac{1}{\lambda_i} \quad (50)$$

2.5 复杂度比较

本小节对 MIMO-OFDM-IM 算法、QSFIM 算法和本文提出的 TDA-QSFIM 算法做 ML 检测时的复杂度进行比较。

由 2.3 节可知,对于 TDA-QSFIM 算法的每个 RB, $\mathbf{x}_b^1, \mathbf{x}_b^Q$ 共有 $2^m = M^K (n/2)^{N_t}$ 个可能的组合,ML 检测就是在这 $M^K (n/2)^{N_t}$ 个可能的组合搜索出正确的组合,因此该算法的 ML 检测复杂度为 $O(2^m) = O(M^K (n/2)^{N_t}) \approx O(M^K n^{N_t})$,其中 M 为调制阶数, n 为每 RB 子载波数, K 为每 RB 激活子载波数,此处为 2, N_t 为发射天线数,按照此方法, MIMO-OFDM-IM 算法和 QSFIM 算法的 ML 检测复杂度分别为 $O((nM)^{KN_t})$ 和 $O((nN_tM)^K)$,3 种算法的 ML 检测复杂度对比如表 2 所示。由此可见,当 K

> 2 时,在 n 和 N_t 较大时,TDA-QSFIM 算法的检测复杂度由于其 $K = 2$ 而高于 MIMO-OFDM-IM 算法的检测复杂度但低于 QSFIM 算法的检测复杂度;当 $K \leq 2$ 时,在 n 和 N_t 大时,TDA-QSFIM 算法的检测复杂度均高于 MIMO-OFDM-IM 算法和 QSFIM 算法的检测复杂度。由于 TDA-QSFIM 算法的对角码的两个符号之间进行了关联并对角化,所以该编码结构本身不能支持快速译码算法。为此,一方面我们可以应用一些经典的低复杂度译码如球形译码等算法进行检测;另一方面,同 QSFIM 算法^[18]一样,可以对传统低复杂度译码算法进行一些改进。

表 2 3 种算法的 ML 检测复杂度对比

Table 2 The detection complexity of algorithm using ML	
算法	复杂度
MIMO-OFDM-IM	$O((nM)^{KN_t})$
QSFIM	$O((nN_tM)^K)$
TDA-QSFIM	$O(M^2 n^{N_t})$

3 实验仿真

为了验证本文所提 TDA-QSFIM 算法的误比特率性能,将其与 QSFIM 算法的性能进行比较。假设接收端具有理想的信道估计, $n_g = 32$, $N_t = 2$, $N_{cp} = 16$,多径数为 10。

令 $N_r = 2$,每个 RB 的 $n = 4$, $R = 1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$,采用 8QAM 调制,旋转角为 $\pi/8$,图 2 给出了 TDA-QSFIM 算法和采用 4QAM 调制的 QSFIM 算法、MIMO-OFDM-IM 算法在独立同分布瑞利衰落信道上采用 ML 检测的性能曲线。图 3 给出了 $N_r = 2$,每个 RB 的 $n = 8$, $R = 2.22 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 时,采用 8QAM 调制,旋转角为 $3\pi/8$ 的 TDA-QSFIM 算法和采用 4QAM 调制的 QSFIM 算法在独立同分布瑞利衰落信道上采用 ML 检测的性能曲线。从图 2 和图 3 可以看出:TDA-QSFIM 算法由于能够获得二阶发射分集,因此比 QSFIM 算法具有更好的误比特率性能,而且在高信噪比时,也比 MIMO-OFDM-IM 算法具有更好的误比特率性能;当误比特率为 10^{-5} 时,TDA-QSFIM 算法比 QSFIM 算法具有大约 3.5 dB 的性能增益。此外,图 2 和图 3 中还给出了 TDA-QSFIM 算法的 BER 的理论曲线,可以看出,当信噪比为 10 dB 时,理论曲线和蒙特卡罗仿真曲线基本相符,因而验证了 BER 理论分析的正确性。

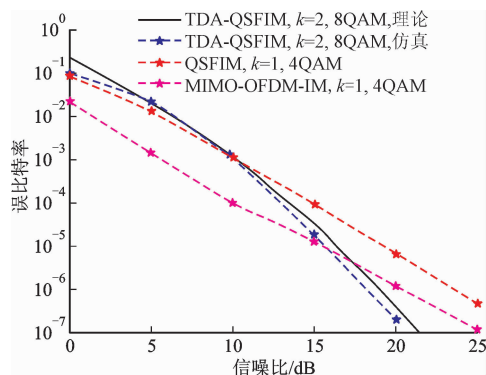


图2 $R=1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=2$, $n=4$ 时独立同分布瑞利衰落信道上3种算法的BER性能比较

Fig. 2 The BER performance comparison of TDA-QSFIM and QSFIM under the independent Rayleigh channel when $R=1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=2$, and $n=4$

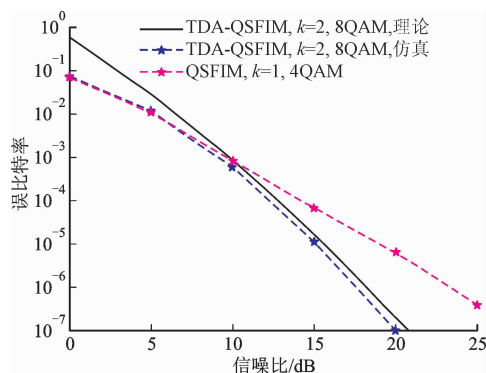


图3 $R=2.22 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=2$, $n=8$ 时独立同分布瑞利衰落信道上 TDA-QSFIM 与 QSFIM 算法的BER性能比较

Fig. 3 The BER performance comparison of TDA-QSFIM and QSFIM under the independent Rayleigh channel when $R=2.22 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=2$, and $n=8$

此外,本文还比较了在相关瑞利信道下不同算法的误比特率性能。这里,第 u 个天线和第 v 个天线之间的相关系数由 $[R_x]_{u,v} = J_0(2\pi d_x |u-v|)$ 给出,其中发射或者接收天线间距为 d_x (以波长为单位),其中 $x \in \{t, r\}$ 分别代表发射和接收天线, $J_0(\cdot)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数。在本文假设 $d_t = d_r = d$ 。

图4给出了 $N_r=1$, 每个RB的 $n=4$, $R=1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 时,采用8QAM调制,旋转角为 $\pi/8$ 的TDA-QSFIM算法和采用4QAM调制的QSFIM算法以及MIMO-OFDM-IM算法在 $d=0.3$ 的瑞利相关衰落信道上采用ML检测的性能曲线。图5给出了接收天线数为1,每个RB的 $N_r=1$, 每个RB

的 $n=8$, $R=2.22 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 时,采用8QAM调制,旋转角为 $3\pi/8$ 的TDA-QSFIM算法和采用4QAM调制的QSFIM算法在 $d=0.3$ 的相关瑞利衰落信道上经ML检测的性能曲线。从图4和图5中也可以看出在相关信道中,TDA-QSFIM算法由于可获得二阶发射分集依然比QSFIM算法具有更好的误比特率性能,而且在高信噪比时,也比MIMO-OFDM-IM算法具有更好的误比特率性能,当 $\text{BER}=10^{-3}$ 时,TDA-QSFIM算法比QSFIM算法具有大约5 dB的性能增益。

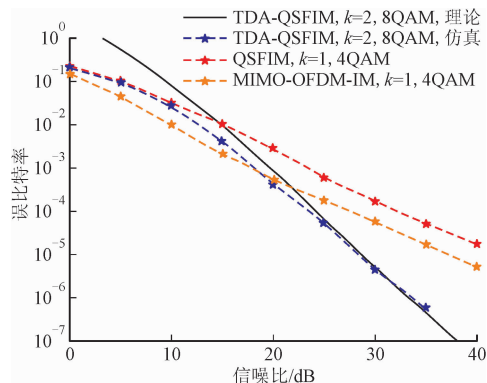


图4 $R=1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=1$, $n=4$ 时 $d=0.3$ 的相关瑞利衰落信道上3种算法的BER性能比较

Fig. 4 The BER performance comparison of TDA-QSFIM, QSFIM, and MIMO-OFDM-IM under the relevant Rayleigh channel of $d=0.3$ when $R=1.78 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=1$, and $n=4$

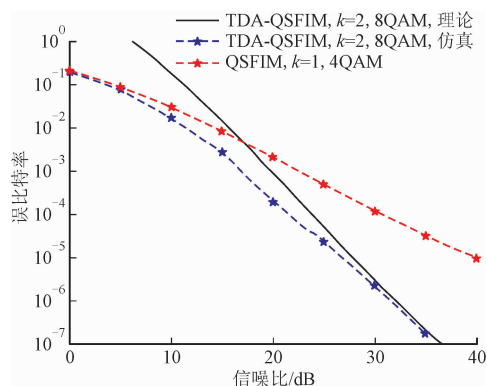


图5 $R=2.22 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=1$, $n=8$ 时 $d=0.3$ 的相关瑞利衰落信道上 TDA-QSFIM 与 QSFIM 算法的BER性能比较

Fig. 5 The BER performance comparison of TDA-QSFIM and QSFIM under the relevant Rayleigh channel of $d=0.3$ when $R=2.22 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$, $N_r=1$, and $n=8$

为了比较发射分集对TDA-QSFIM算法的影响,图6给出了 $N_r=2$, 每个RB的 $n=4$, $R=1.78$

bit/(s · Hz⁻¹)时,在独立同分布瑞利衰落信道上采用8QAM调制,旋转角为 $\pi/8$ 的TDA-QSFIM算法和采用8QAM调制的OFDM-ISIM算法均采用ML检测的仿真性能曲线。由图可见,TDA-QSFIM算法在信噪比较大的情况下,其误比特率性能要远远好于OFDM-ISIM算法,当误比特率为 10^{-3} 时,TDA-QSFIM算法相比OFDM-ISIM算法就已经具有大约6 dB的性能增益,这是因为OFDM-ISIM仅仅增大了信号点之间的欧式距离,而其采用单根发射天线并未获得发射分集,而本文所提的TDA-QSFIM获得了二阶的发射分集算法。

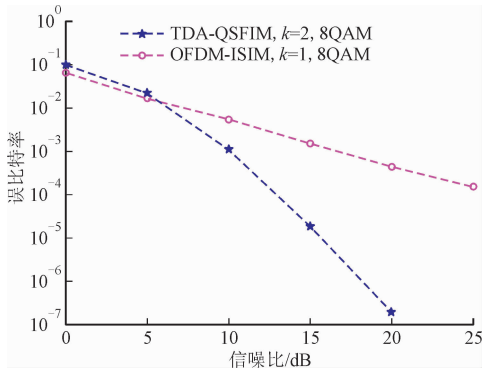


图6 $R=1.78$ bit/(s · Hz⁻¹)、 $N_r=2$ 、 $n=4$ 时TDA-QSFIM与OFDM-ISIM算法的BER性能比较

Fig. 6 The BER performance comparison of TDA-QSFIM and OFDM-ISIM when $R=1.78$ bit/(s · Hz⁻¹), $N_r=2$, and $n=4$

4 结 论

本文提出了一种能够获得发射分集的正交空频索引调制传输算法,简称为TDA-QSFIM算法。该算法将两个调制符号进行关联构造了对角空频码,并扩展为同相和正交分量后再经不同的空频索引调制后放在RB的不同位置上,最后将同相和正交部分合并后进行发送。由于本算法对每一个RB都进行了有效的码字设计,因此获得了二阶发射分集,进而获得比现有的QSFIM算法和MIMO-OFDM-IM算法更好的误比特率性能。仿真结果进一步验证了理论分析的正确性和本文所提出的TDA-QSFIM算法的性能优越性。

参考文献:

[1] JEON H G, SONG H K, SERPEDIN E. Walsh coded training signal aided time domain channel estimation for MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(9): 1430-1433.

[2] 薛玉洁, 周杰, 刘雪阳. 单载波与多载波 MIMO-OFDM 实现高频谱效率方案研究 [J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2019, 39(2): 55-62.
XUE Yujie, ZHOU Jie, LIU Xueyang. Research on single-carrier and multi-carrier MIMO-OFDM to realize high spectrum efficiency [J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2019, 39(2): 55-62.

[3] SHI Long, ZHANG Wei, XIA Xianggen. Space-frequency codes for MIMO-OFDM systems with partial interference cancellation group decoding [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(8): 3270-3280.

[4] GE Xiaohu, HUANG Xi, WANG Yuming, et al. Energy-efficiency optimization for MIMO-OFDM mobile multimedia communication systems with QoS constraints [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(5): 2127-2138.

[5] 杨若男, 楼顺天, 张伟涛. 非冗余块预编码 MIMO-OFDM 系统盲信道估计算法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2018, 45(4): 29-33.
YANG Ruonan, LOU Shuntian, ZHANG Weitao. Blind channel estimation algorithm for non-redundant block precoding MIMO-OFDM system [J]. Journal of Xidian University, 2018, 45(4): 29-33.

[6] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536-5549.

[7] KO Y. A tight upper bound on bit error rate of joint OFDM and multi-carrier index keying [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(10): 1763-1766.

[8] WEN Miaowen, CHENG Xiang, YANG Liuqing. Optimizing the energy efficiency of OFDM with index modulation [C]// 2014 IEEE International Conference on Communication Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 31-35.

[9] LI Wenfang, ZHAO Hui, ZHANG Cheng-cheng, et al. Generalized selecting sub-carrier modulation scheme in OFDM system [C]// 2014 IEEE International Conference on Communications Workshops. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 907-911.

[10] ISHIKAWA N, SUGIURA S, HANZO L. Subcarrier-index modulation aided OFDM: will it work? [J]. IEEE Access, 2016, 4: 2580-2593.

[11] XIAO Yue, WANG Shunshun, DAN Lilin, et al. OFDM with interleaved subcarrier-index modulation [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8):

- 1447-1450.
- [12] WEN Miaowen, BASAR E, LI Qiang, et al. Multiple mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(9): 3892-3906.
- [13] 庄陵, 刘胜珠, 王光宇, 等. 一种改进的多模索引调制 OFDM 方案 [J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2019, 47(6): 23-29.
ZHUANG Ling, LIU Shengzhu, WANG Guangyu, et al. An improved multi-mode OFDM-IM scheme [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2019, 47(6): 23-29.
- [14] BASAR E. Multiple-input multiple-output OFDM with index modulation [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(12): 2259-2263.
- [15] BASAR E. On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(15): 3868-3878.
- [16] DATTA T, ESHWARAIAH H S, CHOCK-ALINGAM A. Generalized space-and-frequency index modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(7): 4911-4924.
- [17] LU Siyao, EL H M, HANZO L. Two-dimensional index modulation for the large-scale multi-user MIMO uplink [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 7904-7918.
- [18] PATCHAR P, WANG Chenxiang, FU Yu, et al. Quadrature space-frequency index modulation for energy-efficient 5G wireless communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(7): 3050-3064.
- [19] MAO Tianqi, WANG Qi, WANG Zhaocheng, et al. Novel index modulation techniques: a survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019, 21(1): 315-348.
- [20] 曹鑫, 王磊, 邵彦彰. 采用 Alamouti 码构造的正交空间调制及低复杂度解码算法 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(6): 69-76.
CAO Xin, WANG Lei, SHAO Yanzhang. A decoding algorithm with quadrature spatial modulation and low-complexity using Alamouti code [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(6): 69-76.
- [21] 曹鑫, 王磊, 薛奕蕾. 采用二重天线激活矩阵的差分空间调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(10): 036-44.
CAO Xin, WANG Lei, XUE Yilei. Differential spatial modulation with twofold antennas selection [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(10): 36-44.
- [22] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Space-time block coded spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(3): 823-832.

(编辑 刘杨)