

多模式选择的 OFDM 索引调制传输方案

郭漪, 朱煜晨, 王翊卿, 刘刚, 付少忠

(西安电子科技大学空天地一体化综合业务网全国重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 针对基于索引调制的正交频分复用 (OFDM-IM) 技术在索引信息受限于载波激活模式数量和单一信号星座模式的问题, 提出一种多模式选择的 OFDM 索引调制传输方案。该方案通过设计可区分的信号星座, 使得模式组内和模式组间相邻星座点之间的欧氏距离相等, 从而提升误码率。此外, 通过在多模式选择索引调制的索引信息中引入全子载波激活模式, 显著提升系统的频谱效率。同时, 由于所提方案的子载波激活模式与二进制数字相匹配, 系统能够采用低复杂度的对数似然比检测算法, 并保持良好的误码率性能。理论分析与仿真结果表明, 在加性白高斯噪声信道和瑞利衰落信道下, 相较于 OFDM-IM、OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案, 所提方案有效提升了频谱效率且保持了良好的误码率。

关键词: 多模式选择; 索引调制; 正交频分复用; 频谱效率; 误码率

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025001

Multi-mode selective OFDM index modulation transmission scheme

GUO Yi, ZHU Yuchen, WANG Yiqing, LIU Gang, FU Shaozhong

State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China

Abstract: In order to solve the problem that index information was limited by the number of subcarrier activation patterns and single signal constellation mode in orthogonal frequency division multiplexing with index modulation (OFDM-IM), a multi-mode selective OFDM index modulation transmission scheme was proposed. The proposed scheme achieved better bit error rate performance by designing distinguishable signal constellations so that the Euclidean distances between adjacent constellation points within and between pattern groups were equal. In addition, the spectral efficiency of the system was improved by introducing full subcarrier activation patterns into the index information of multi-mode selective index modulation. Meanwhile, due to the subcarrier activation mode of the proposed scheme matching binary digits, the system could adopt a low complexity log likelihood ratio detection algorithm and maintained good bit error rate performance. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed scheme effectively improves spectral efficiency and maintains good bit error rate performance compared with OFDM-IM, OFDM-SSIM and MMS-OFDM-IM transmission schemes in additive Gaussian white noise channel and Rayleigh fading channel.

Keywords: multi-mode selective, index modulation, orthogonal frequency division multiplexing, spectral efficiency, bit error ratio

收稿日期: 2024-05-31; 修回日期: 2024-08-07

通信作者: 朱煜晨, yuch_zhu@163.com

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划基金资助项目 (No.2024JC-YBMS-533); 国家自然科学基金资助项目 (No.62171354)

Foundation Items: The Natural Science Basic Research Program of Shaanxi Province (No.2024JC-YBMS-533), The National Natural Science Foundation of China (No.62171354)

0 引言

随着索引调制 (IM, index modulation) 技术的不断发展, 正交频分复用索引调制 (OFDM-IM, orthogonal frequency division multiplexing with index modulation) 系统通过在正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 系统中引入子载波索引来传输信息, 或利用多维度进行索引, 能够平衡系统性能和频谱效率 (SE, spectral efficiency), 并有效降低系统能量消耗^[1-8]。

近年来, 许多学者在提升 OFDM-IM 的 SE 和误码率 (BER, bit error ratio) 性能方面开展了大量工作。由于多模式信号星座在改善 OFDM-IM 系统的 SE 以及发射分集方面具有显著优势, 因此多模式信号星座在 IM 中的应用受到了广泛关注。文献[9]提出分块 IM 的 MM-OFDM-IM 方案, 该方案对 IM 块内的每个子载波采用相同的模式, 虽然能够通过调整 IM 块的大小提升误码率性能, 但会牺牲 SE。文献[10]提出的 DM-OFDM 方案不仅激活选定的子载波, 还激活空载波, 通过使用 2 种不同的星座调制模式区分原来的空载波和选定的子载波, 以牺牲能量效率为代价提升系统 SE。文献[11]提出的 ZTM-OFDM-IM 方案则在每个 OFDM 子块内采用多个不同的星座模式调制子载波, 进一步提升了 SE。文献[12]提出的 SuM-OFDM-IM 方案通过将星座模式选择信息引入索引信息中, 拓展了索引信息的维度。文献[10,12]均通过激活所有子载波来提高 SE, 但这些方法降低了能量效率并增加了峰均比。文献[13]提出了坐标交错的 MM-OFDM-IM 传输方案, 通过使用多个可区分的星座和完整的星座排列来传递信息, 在不损失 SE 的前提下实现了二阶分集增益。文献[14]提出 IMM-OFDM 方案, 其索引信息既包括星座调制模式选择组合, 又包括载波激活模式组合, 从而在提升 SE 的同时保留 IM 的有益特征, 该方案在 SE、误比特率和能源效率方面具有明显的优势。文献[15]提出一种复合多模正交频分复用与索引调制 (C-MM-OFDM-IM) 方案, 通过将索引扩展到能量域和星座域, 提高了 OFDM-IM 系统的 SE。在该方案中, 信息比特不仅被映射到子载波激活模式和调制符号, 还被映射到能量分配模式和星座激活模式。然而, 上述方案存在多种信号星座模式下子载波激活模式理论总数与二进制数不匹配的问题, 导致子载波激活模式 (SAP, sub-

carrier activation pattern) 丢失, 并且不适用于复杂度较低的对数似然比 (LLR, logarithmic likelihood ratio) 检测算法。

针对上述问题, 本文提出一种基于多模式选择的全子载波激活模式正交频分复用索引调制 (MMS-FSAP-OFDM-IM, multi-mode selective full subcarrier activation patterns OFDM index modulation) 传输方案。该方案采用多模式选择扩展索引信息维度, 设计了模式组间及模式组内相邻星座点欧氏距离相等的多模式信号星座映射方式, 从而实现更优的 BER 性能。此外, 通过重新组合索引覆盖所有子载波激活模式, 确保其数量与二进制数匹配, 使该方案适用于 LLR 检测。仿真结果表明, 该方案不仅有效提升了 SE, 还保持了良好的 BER 性能。

1 信号模型

1.1 发射信号模型

MMS-FSAP-OFDM-IM 方案的发射端信号模型如图 1 所示。首先, 输入信号经过比特分流器进行串并转换, 被分为 g 个子载波块。其次, 经过多模式 IM 方案映射, 生成对应的符号调制信息。然后, g 个子载波块经过 OFDM 复用, 形成长度为 N 的 OFDM 块 X_F 。最后, 该 OFDM 块经过快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform) 后, 添加长度为 L_{CP} 的循环前缀 (CP, cyclic prefix), 经过串并转换和数模转换后送入信道进行传输。

在发射端信号模型中, 输入子载波数量为 N , 经过比特分流器后拆分为 g 个子载波块, 每个子载波块的长度为 n , 其中 $n = \frac{N}{g}$ 。每个子载波块传输 $p = (p_1 + p_2 + p_3)$ bit 信息, 包括 p_1 bit 星座模式索引信息、 p_2 bit 子载波激活模式索引信息和 p_3 bit 调制符号信息。其中, p_1 bit 星座模式索引信息用于确定星座调制模式, 在 m 种星座调制模式组合 $\{u_1, u_2, \dots, u_m\}$ 中选择一种组合, 组合数为 $C_m^1 = m$, 从而有 $p_1 = \lceil \log_2(C_m^1) \rceil = \lceil \log_2 m \rceil$ 。 p_2 bit 子载波激活模式索引信息用于确定每个子载波块中的子载波激活模式, 在 n 个可用子载波中选择 k 个子载波进行激活, 子载波激活模式向量用 $\mathbf{v} = \{v_1, v_2, \dots, v_k\}$ 表示, $v_\beta = 1, 2, \dots, n$, $\beta = 1, 2, \dots, k$, $p_2 = \lceil \log_2(C_n^k) \rceil$ 。 p_3 bit 调制符号信息根据选择的星座模式进行 M 阶符号

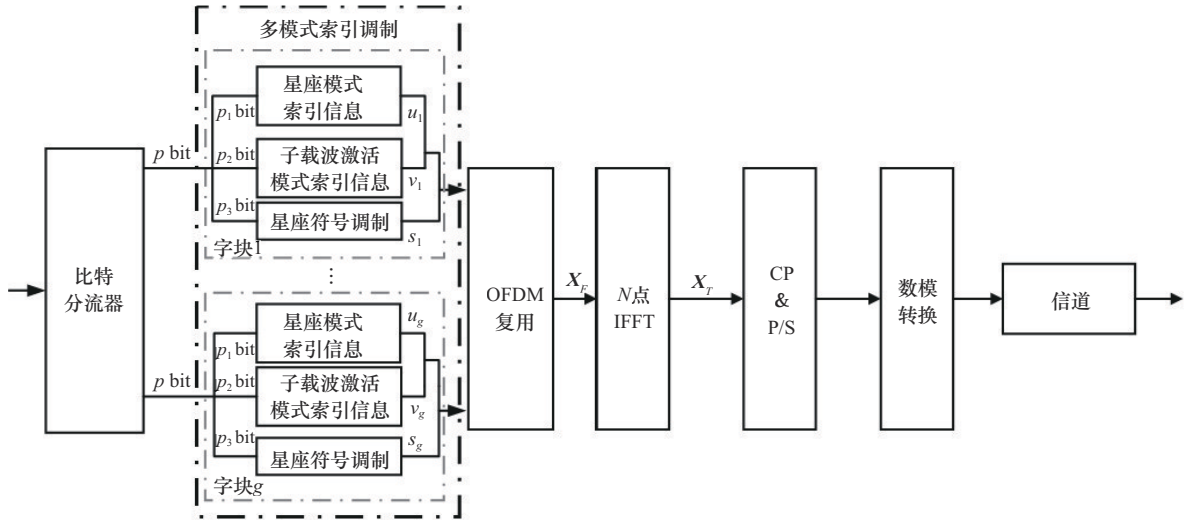


图1 MMS-FSAP-OFDM-IM方案的发射端信号模型

调制，并将调制符号加载到相应的激活子载波上，用向量 $\mathbf{s} = \{s_1, s_2, \dots, s_k\}$ 表示， $p_3 = klbM$ 。

1.2 接收信号模型

MMS-FSAP-OFDM-IM 方案的接收端信号模型如图 2 所示，接收机首先接收信号并进行模数转换；其次对信号进行去除 CP 操作，并进行串并转换；然后对串并转换后的信息流进行 N 点快速傅里叶变换和 OFDM 解复用；最后解复用后的信息组在接收端以 g 个子载波块的形式进行检测和解调，经过比特整流器处理后输出。

2 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案及信号检测

2.1 IM 方案

MMS-FSAP-OFDM-IM 索引调制和符号调制原理如图 3 所示，以单个子载波块为例， p bit 信息可分为 p_1 bit 星座模式索引信息、 p_2 bit 子载波激活模式索引信息和 p_3 bit 符号信息。首先，根据 p_1 bit 信息从 m 个星座符号调制模式组合中选择星座模式组合 $\mathbf{u}_\alpha = (M_{O_\alpha}, M_{S_\alpha})$ 进行星座映射， $\alpha = 1, 2, \dots, m$ ， $M_{O_\alpha} \in \{M_1, M_3, \dots, M_{2m-1}\}$ ， $M_{S_\alpha} \in \{M_2, M_4, \dots, M_{2m}\}$ ，

其中 M_{O_α} 表示全组合索引对应的星座映射方式， M_{S_α} 表示再组合索引对应的星座映射方式。然后，根据 p_2 bit 索引信息判断子载波激活模式，子载波激活模式分为全组合子载波激活模式 \mathbf{v}_{O_α} 和再组合子载波激活模式 \mathbf{v}_{S_α} ，再组合子载波激活模式是全组合子载波激活模式的一个子集，即 $\mathbf{v}_{S_\alpha} \subseteq \mathbf{v}_{O_\alpha}$ 。如果载波激活模式索引信息对应的十进制数 $B_2 \geq C_n^k$ ，则选择再组合载波激活模式 \mathbf{v}_{S_α} 进行信息传输，此时选择对应的再组合星座选择模式 M_{S_α} ，并使用相应的星座映射方式；否则，选择全组合载波激活模式 \mathbf{v}_{O_α} 和全组合星座选择模式 M_{O_α} 进行信息传输。最后， p_3 bit 符号信息根据所选择的星座映射模式 M_{S_α} 或 M_{O_α} 进行信息调制，并将其加载到载波激活模式 \mathbf{v} 所对应的子载波上，完成信息传输。

以 $p = 8, p_1 = 1, p_2 = 4, p_3 = 3, n = 5, k = 3, m = 2$ 的二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 调制 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案为例，为保证误码率最低，本文设计了如图 4 所示的星座映射方式。其中，灰色圆形和灰色星形分别表示星座索引比特为 1 时，全组合索引星座点和再组合索引星座点；黑色圆形和黑色星形分别表示星座索引比特为 0 时，全组合索引星座点和再组合索引星座

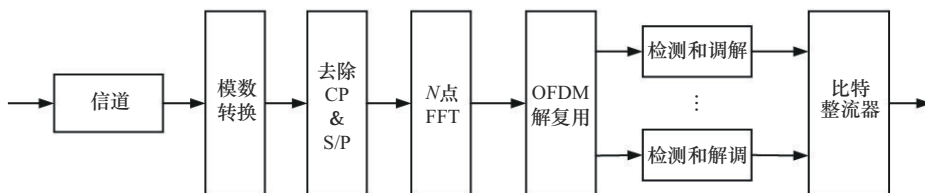


图2 MMS-FSAP-OFDM-IM方案的接收端信号模型

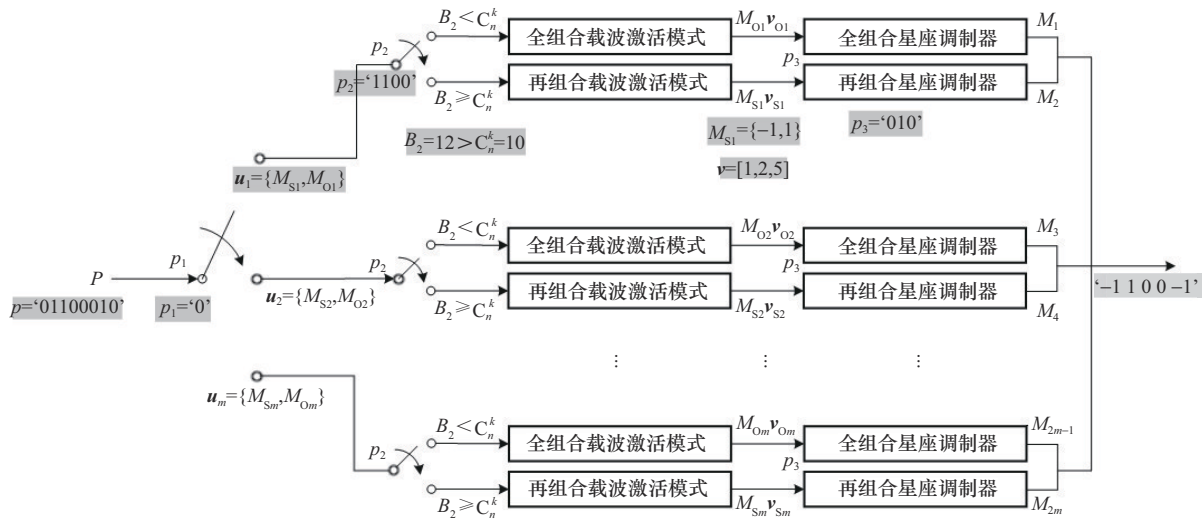


图3 MMS-FSAP-OFDM-IM 索引调制和符号调制原理

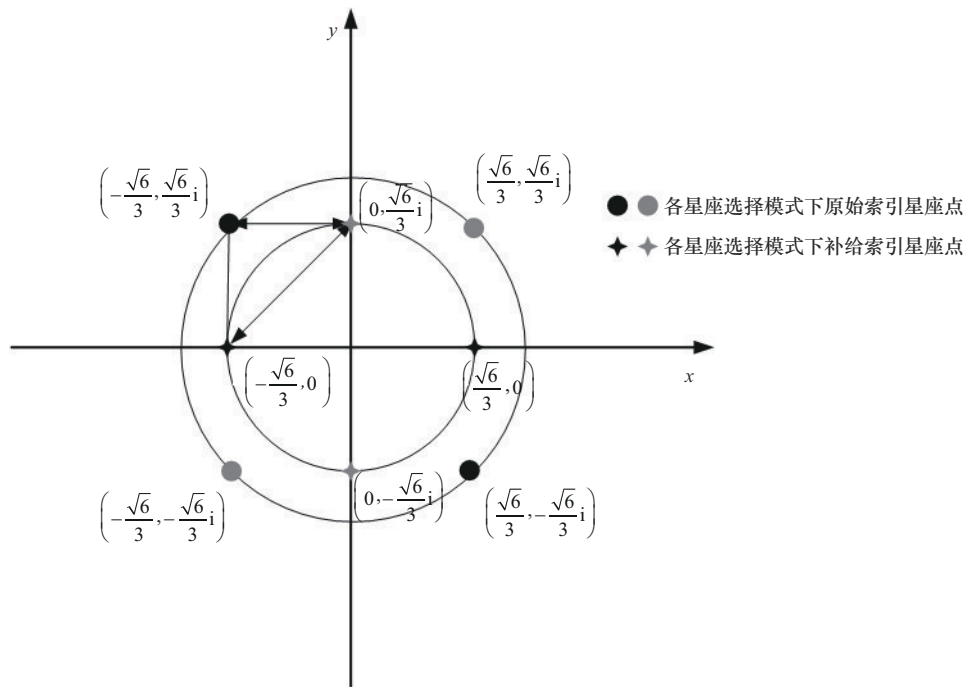


图4 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案星座映射方式

点。该星座映射方式确保各星座选择模式下，相邻星座点之间的距离相等，星座模式索引信息及子载波激活模式索引信息如表 1 所示，星座模式索引信息为 $p_1 = \lceil \log_2(C_2^1) \rceil = 1$ bit，子载波激活模式索引信息为 $p_2 = \lceil \log_2(C_5^3) \rceil = 4$ bit，星座符号调制信息为 $p_3 = \log_2 M = 3$ bit。设星座选择模式分别为 $M_{O1} = M_1 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}(-1+i), \frac{\sqrt{6}}{3}(1-i) \right\}$ ， $M_{S1} = M_2 =$

$\left\{ -\frac{\sqrt{6}}{3}, \frac{\sqrt{6}}{3} \right\}$ ， $M_{O2} = M_3 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}(-1-i), \frac{\sqrt{6}}{3}(1+i) \right\}$ 和 $M_{S2} = M_4 = \left\{ -\frac{\sqrt{6}}{3}i, \frac{\sqrt{6}}{3}i \right\}$ 。如图 3 中阴影部分所示，当输入信息比特为 ‘01100010’ 时，根据第 1 位星座模式索引信息比特 ‘0’，确定 M_1 为全组合索引星座符号调制模式， M_2 为再组合索引星座符号调制模式，再根据第 2~5 位子载波激活模式索引信息比特 ‘1100’，确定此时为再组合索引模式，即

选择星座符号调制模式 M_2 , 子载波激活模式 $\nu = [1,2,5]$, 则在 5 个子载波中激活第 1 个、第 2 个及第 5 个子载波进行符号信息传输, 再由第 6~8 位信息比特确定最终的输出为 ‘-1 1 0 0 -1’。

表 1 $n = 5, k = 3, m = 2$ 时 MMS-FSAP-OFDM-IM 调制信息映射

星座模式索引信息	星座符号调制模式	载波激活模式索引信息	载波激活模式	
0	$M_1 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}(-1+i), \frac{\sqrt{6}}{3}(1-i) \right\}$	0000	[1,2,3]	
0		0001	[1,2,4]	
0		0010	[1,2,5]	
0		0011	[1,3,4]	
0		0100	[1,3,5]	
0		0101	[1,4,5]	
0		0110	[2,3,4]	
0		0111	[2,3,5]	
0		1000	[2,4,5]	
0		1001	[3,4,5]	
0	$M_2 = \left\{ -\frac{\sqrt{6}}{3}, \frac{\sqrt{6}}{3} \right\}$	1010	[1,2,3]	
0		1011	[1,2,4]	
0		1100	[1,2,5]	
0		1101	[1,3,4]	
0		1110	[1,3,5]	
0		1111	[1,4,5]	
1		$M_3 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}(-1-i), \frac{\sqrt{6}}{3}(1+i) \right\}$	0000	[1,2,3]
1			0001	[1,2,4]
1	0010		[1,2,5]	
1	0011		[1,3,4]	
1	0100		[1,3,5]	
1	0101		[1,4,5]	
1	0110		[2,3,4]	
1	0111		[2,3,5]	
1	1000		[2,4,5]	
1	1001		[3,4,5]	
1	$M_4 = \left\{ -\frac{\sqrt{6}}{3}i, \frac{\sqrt{6}}{3}i \right\}$	1010	[1,2,3]	
1		1011	[1,2,4]	
1		1100	[1,2,5]	
1		1101	[1,3,4]	
1		1110	[1,3,5]	
1		1111	[1,4,5]	

2.2 LLR 信号检测算法

在 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案中, 通过再组合 IM 方式覆盖所有载波激活情况, 其 SAP 与二进制数相匹配, 从而避免非法索引情况。本文方案采用复杂度较低的 LLR 检测算法, 并在此基础上进行改进。

检测过程分为 2 个阶段: 1) 先计算单个子载波在全组合星座模式组和再组合星座模式组下对应的零与非零情况的后验概率值, 再将这些检测值分两组进行记录, 并对每组检测值进行排序, 选择每组中检测值较大的前 k 个子载波, 并记录其位置; 2) 比较两组检测值中较大的前 k 个子载波的检测值之和, 选择检测值之和较大的一组。这组检测值对应的子载波激活位置将用于查表, 进而获得子载波激活模式和星座选择模式的信息, 最终完成解调。以单个子载波块为例, 假设可用子载波数为 n , 激活子载波数为 k , MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案检测算法如算法 1 所示。

算法 1 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案检测算法

输入 星座模式为 0 时全组合星座映射组 modref1 , 星座模式为 0 时再组合星座映射组 modref2 , 星座模式为 1 时全组合星座映射组 modref3 , 星座模式为 1 时再组合星座映射组 modref4

输出 星座选择模式比特和子载波激活模式索引比特

```

for  $\beta$  from 1 to  $n$  do
    计算  $\lambda_{g,0(1)}(\beta), \lambda_{g,0(2)}(\beta), \lambda_{g,S(1)}(\beta), \lambda_{g,S(2)}(\beta)$ 
end for
按升序对  $\lambda_{g,0(1)}(\beta)$  的索引进行排序得到 CC1
选择 CC1 的最后  $n-k+1$  到  $n$  个索引得到 AcIndex1
按相同方式得到 CC2, AcIndex2, CC3, AcIndex3, CC4, AcIndex4
if sum of the values of  $\lambda_{g,0(1)}(\beta)$  at AcIndex1(1, ...,  $k$ ) < sum of the values of  $\lambda_{g,0(2)}(\beta)$  at AcIndex2(1, ...,  $k$ ) then
    lamda5 =  $\lambda_{g,0(2)}(\beta)$ 
    AcIndex5 = AcIndex2
    Modeindex1 = 1; %星座索引映射比特
    refl = modref3
else

```

```

lamda5 =  $\lambda_{g,O(1)}(\beta)$ 
AcIndex5 = AcIndex1
Modeindex1 = 0; %星座索引映射比特
ref1 = modref1
end if
if sum of the values of  $\lambda_{g,S(1)}(\beta)$  at AcIndex3(1, ...,
k) < sum of the values of  $\lambda_{g,S(2)}(\beta)$  at AcIndex4
(1, ..., k) then
    lamda6 =  $\lambda_{g,S(2)}(\beta)$ 
    AcIndex6 = AcIndex4
    Modeindex2 = 1; %星座索引比特
    ref2 = modref4
else
    lamda6 =  $\lambda_{g,S(1)}(\beta)$ 
    AcIndex6 = AcIndex3
    Modeindex2 = 0; %星座索引比特
    ref2 = modref2
end if
if AcIndex6 == 再组合子载波激活模式 and sum
of the values of lamda5 at AcIndex5(1, ..., k) <
sum of the values of lamda6 at AcIndex6(1, ..., k)
then
    基于 ref2 进行信号检测
    星座选择模式比特 = Modeindex2
else
    基于 ref1 进行信号检测
    星座选择模式比特 = Modeindex1
end if
if AcIndex6 == 再组合子载波激活模式 and sum
of the values of lamda5 at AcIndex5(1, ..., k) < sum
of the values of lamda6 at AcIndex6(1, ..., k) then
    得到再组合对应的子载波激活模式索引
    比特
else
    得到全组合对应的子载波激活模式索引比特
end if
算法 1 中后验概率值  $\lambda_{g,O(q)}(\beta)$  和  $\lambda_{g,S(q)}(\beta)$  根据
式(1)[16]进行计算。

```

$$\lambda(\beta) = \ln \left[\frac{\sum_{j=1}^M P(X_\beta = S_j | y_g(\beta))}{P(X_\beta = 0 | y_g(\beta))} \right] =$$

$$\ln(k) - \ln(n-k) + \frac{|y_g(\beta)|^2}{N_{0,F}^2} +$$

$$\ln \left(\sum_{j=1}^M \exp \left(-\frac{1}{N_{0,F}^2} |y_g(\beta) - h_g(\beta) s_j|^2 \right) \right) \quad (1)$$

其中, $y_g(\beta)$ 表示第 g ($g = 1, 2, \dots, G$) 个子载波块中第 β ($\beta = 1, 2, \dots, n$) 个子载波在接收机处的符号, X_β 表示各子载波上调制的符号。

在分析每个子载波块在 LLR 检测过程中所涉及的复数乘法次数时, 假设每个子块中子载波数为 n , 激活子载波数为 k , 调制阶数为 M 。在初始计算 $\lambda(\beta)$ 阶段, 需要计算子块中所有子载波和所有可能的调制方式的检测值, 共需要 $4nM$ 次复数乘法。在信号检测阶段, 如果检测出的 SAP 对应的调制方式只有一种, 则仅需要对确定的激活子载波进行解调, 此时复数乘法次数为 kM ; 如果检测出的 SAP 对应的调制方式有 2 种, 此时所需要的复数乘法次数为 $2kM$, 则该阶段的平均复杂度为 $kM(1 - \frac{2(2^{\lceil \log_2 C_n^k \rceil} - C_n^k)}{2^{\lceil \log_2 C_n^k \rceil}}) + 2kM \frac{2(2^{\lceil \log_2 C_n^k \rceil} - C_n^k)}{2^{\lceil \log_2 C_n^k \rceil}}$ 。

3 性能分析

3.1 误码率性能分析

本节将分析和评估 MMS-FSAP-OFDM-IM 方案的平均比特误差概率 (ABEP, average bit error probability)。首先, 频域的信道系数和时域的信道系数具有傅里叶变换对的关系。为了简化分析, 且不失通用性, 本文选择第一个子载波块进行分析, 并为频域中的输入输出关系引入矩阵表示

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{y} = [y_F(1) \cdots y_F(n)]^T$, $\mathbf{h} = [h_F(1) \cdots h_F(n)]^T$, $\mathbf{w} = [w_F(1) \cdots w_F(n)]^T$, \mathbf{X} 是一个 $n \times n$ 的矩阵, 它的主对角线元素为 $x(1), \dots, x(n)$, 其余部分为 0。如果发送向量 \mathbf{X} 被错误地检测为 $\hat{\mathbf{X}}$, 则接收端在星座选择模式、激活子载波模式和星座符号解调时会产生错误。式(2)中模型的已知条件成对错误概率^[17]表达式为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{h}) = Q \left(\sqrt{\frac{d^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) \quad (3)$$

其中, $d = \|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})\mathbf{h}\|_F^2 = \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{h}$, $\mathbf{A} = (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \cdot (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$, 可以近似得到 $Q(x)$ ^[18]为

$$Q(x) \cong \frac{1}{12} e^{-\frac{x^2}{2}} + \frac{1}{4} e^{-\frac{2x^2}{3}} \quad (4)$$

因此, MMS-FSAP-OFDM-IM 方案的无条件成对错误概率可以表示为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = E_h \left[\frac{1}{12} \exp(-q_1 d^2) + \frac{1}{4} \exp(-q_2 d^2) \right] \quad (5)$$

其中, $q_1 = \frac{1}{4N_{0,F}}$, $q_2 = \frac{1}{3N_{0,F}}$, 对所有子载波块均有效。MMS-FSAP-OFDM-IM 的 ABEP 可以表示为

$$P_b \approx \frac{1}{pn_x} \sum_{\mathbf{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}} P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) e(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \quad (6)$$

其中, $n_x = 2^p$ 表示发送向量 \mathbf{X} 有 n_x 种可能, $e(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 表示相应成对错误事件的比特错误数。

在 BPSK 调制下, 假设每个子载波块中子载波激活比率为 $\frac{k}{n} = \frac{1}{2}$, OFDM-IM、OFDM-SSIM^[16] 和 MMS-OFDM-IM^[14] 方案的接收端星座分布分别如图 5~图 7 所示, MMS-FSAP-OFDM-IM 方案的接收端星座分布如图 8 所示, 其中, 星座零点表示子载波处于未激活状态。

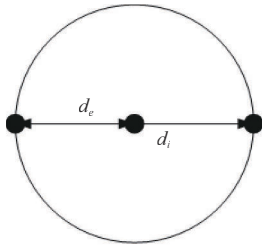


图 5 OFDM-IM 方案的接收端星座分布

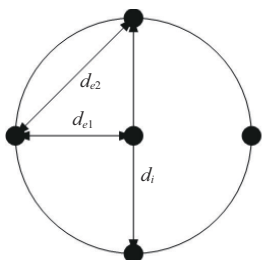


图 6 OFDM-SSIM 方案的接收端星座分布

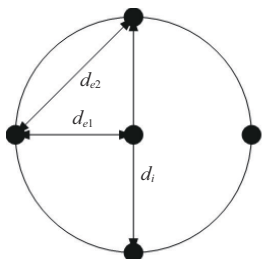


图 7 MMS-OFDM-IM 方案的接收端星座分布

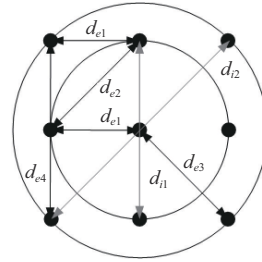


图 8 MMS-FSAP-OFDM-IM 方案的接收端星座分布

模式组内和模式组间共有 4 种错误情况, 第一种错误情况是在星座模式选择正确的情况下, 将全组合索引模式译为另一种全组合索引模式或将再组合索引模式译为另一种再组合索引模式, 即子载波激活模式检测错误, 将激活子载波错误检测为未激活状态。在该错误情况下, 发送向量与错误向量之间的最小距离表示为

$$d_{e1}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1 s_1|^2 + |h_2 s_2|^2 \quad (7)$$

$$d_{e3}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1 s_1|^2 + |h_2 s_2|^2 \quad (8)$$

其中, \mathbf{x} 是发送向量, \mathbf{x}' 是错误向量, h_1 和 h_2 是信道衰落系数。

第二种错误情况是在星座模式选择正确的情况下, 将全组合索引模式译为再组合索引模式或将再组合索引模式译为全组合索引模式。在该情况下, 发送向量与错误向量之间的最小距离表示为

$$d_{e1}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (9)$$

第三种错误情况是在星座模式选择错误的情况下, 将该星座模式选择下的索引模式译为在另一个星座模式选择下的索引模式。在该情况下, 发送向量与错误向量之间的最小距离表示为

$$d_{e2}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (10)$$

$$d_{e4}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (11)$$

第四种错误情况是在星座模式选择和子载波激活模式正确的情况下, 索引模式内产生信息符号译码错误。在该错误情况下, 发送向量与错误向量之间的最小距离表示为

$$d_{i1}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 \quad (12)$$

$$d_{i2}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}') \mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (13)$$

因此, 系统的误码率可以近似表示为

$$P_{b_MMS-FSAP-OFDM-IM} \approx \frac{1}{p2^p} \left[n_1 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e1}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b1} + n_2 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e1}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b2} + \right. \\ \left. n_3 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e3}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b3} + n_4 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e1}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b4} + n_5 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e2}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b5} + \right. \\ \left. n_6 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e4}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b6} + n_7 Q \left(\sqrt{\frac{d_{i1}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b7} + n_8 Q \left(\sqrt{\frac{d_{i2}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b8} \right] \quad (14)$$

其中, n_1 是星座映射索引信息比特为 0 时, 第一种错误情况出现的次数, p_{b1} 是该情况下的错误比特数; n_2 是星座映射索引信息比特为 0 时, 第二种错误情况出现的次数, p_{b2} 是该错误情况下的错误比特数; n_3 是星座映射索引信息比特为 1 时, 第一种错误情况出现的次数, p_{b3} 是该错误情况下的错误比特数; n_4 是星座映射索引信息比特为 1 时, 第二种错误情况出现的次数, p_{b4} 是该错误情况下的错误比特数; n_5 是采用全组合星座映射方式时, 第三种错误情况出现的次数, p_{b5} 是该错误情况下的错误比特数; n_6 是采用再组合星座映射方式时, 第三种错误情况出现的次数, p_{b6} 是该错误情况下的错误比特数; n_7 是星座映射信息比特为 0 时, 第四种错误情况出现的次数, p_{b7} 是该错误情况下的错误比特数; n_8 是星座映射信息比特为 1 时, 第四种错误情况出现的次数, p_{b8} 是该错误情况下的错误比特数。

在 OFDM-IM、OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案下, 根据接收端星座图的分布情况, 系统误码率^[8,14,16]分别近似表示为

$$P_{b_OFDM-IM} \approx \frac{1}{p2^p} \left[n_1 Q \left(\sqrt{\frac{d_c^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b1} + \right. \\ \left. n_2 Q \left(\sqrt{\frac{d_i^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b2} \right] \quad (15)$$

$$P_{b_OFDM-SSIM} \approx \frac{1}{p2^p} \left[n_1 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e1}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b1} + \right. \\ \left. n_2 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e2}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b2} + n_3 Q \left(\sqrt{\frac{d_i^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b3} \right] \quad (16)$$

$$P_{b_MMS-OFDM-IM} \approx \frac{1}{p2^p} \left[n_1 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e1}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b1} + \right. \\ \left. n_2 Q \left(\sqrt{\frac{d_{e2}^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b2} + n_3 Q \left(\sqrt{\frac{d_i^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) p_{b3} \right] \quad (17)$$

与 OFDM-SSIM 传输方案相比, 本文方案增加了星座模式选择索引信息比特, 在误码分析中, 增加了第三种错误情况, 即星座模式选择索引信息比特错误。在信源均匀分布情况下, 再组合索引出现的概率为 $\frac{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - C_n^k}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}}$, 相较于另外 3 种错误情况,

第二种错误情况出现的次数相对较少。在 BPSK 调制方式下, MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的传输信息比特 p 更大。

在 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案中, 全组合索引星座点之间的欧氏距离更大, 而且出现的概率更高, 因此 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案能够保持较好的误码率性能。

3.2 SE 分析

假设信源是等概率均匀分布的, 子载波块传输的信息总比特数与使用的子载波之比表示系统的 SE, 则 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的 SE 表示为

$$\eta_{\text{MMS-FSAP-OFDM-IM}} = \frac{\lceil \text{lb}C_m^1 \rceil + \lceil \text{lb}C_n^k \rceil + k \text{lb}M}{n+l} \quad (18)$$

其中, $\lceil \text{lb}C_m^1 \rceil$ 是通过星座调制方式选择传输的索引信息比特数, $\lceil \text{lb}C_n^k \rceil$ 是通过载波激活模式选择传输的索引信息比特数, $k \text{lb}M$ 是每个子载波块可以传输的符号信息比特数, n 是每个子载波块的子载波数, k 是激活的子载波数, M 是符号调制阶数, C_n^k 是二项式系数, L_{CP} 是 CP 长度, l 是等分到每个子载波块的 CP 长度, 即 $l = \frac{L_{\text{CP}}}{g}$ 。

OFDM-IM、MMS-OFDM-IM 和 OFDM-SSIM 传输方案的 SE^[8,14,16]分别表示为

$$\eta_{\text{OFDM-IM}} = \frac{\lfloor \text{lb}C_n^k \rfloor + k\text{lb}M}{n+l} \quad (19)$$

$$\eta_{\text{MMS-OFDM-IM}} = \frac{\lfloor \text{lb}C_m^l \rfloor + \lfloor \text{lb}C_n^k \rfloor + k\text{lb}M}{n+l} \quad (20)$$

$$\eta_{\text{OFDM-SSIM}} = \frac{\lfloor \text{lb}C_n^k \rfloor + k\text{lb}M}{n+l} \quad (21)$$

由式(18)~式(21)可知, MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案相较于 OFDM-SSIM 传输方案增加了星座调制方式索引比特信息, 相较于 MMS-OFDM-IM 方案增加了子载波激活模式索引比特信息, 通过补偿方案(子载波激活模式全组合和再组合方式)补全子载波激活模式, 实现子载波激活模式数与二进制数相匹配, 提高了系统的 SE。

基于上述分析可得, 在保证激活子载波比例不变的情况下, 本文所提 MMS-FSAP-OFDM-IM 方案增加了传输的信息比特, 进而提高了系统的 SE。表 2 给出了在 5 个可用子载波中选择 3 个子载波激活传输时, 忽略每个子载波块中 CP 平均长度 l , 并且采用 BPSK 调制方式的 OFDM-IM、OFDM-SSIM、MMS-OFDM-IM 和 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的 SE 比较结果, 其中 MMS-FSAP-OFDM-IM 和 MMS-OFDM-IM 方案取 $m=2$ 。与传统的 OFDM-IM 传输方案相比, MMS-FSAP-OFDM-IM 方案在 SE 上提高了 33.3%; 与 OFDM-SSIM 传输方案和 MMS-OFDM-IM 传输方案相比, MMS-FSAP-OFDM-IM 方案在 SE 上提高了 14.3%。

表 2		SE 比较
方案	SE/(bit·(s·Hz) ⁻¹)	
OFDM-IM	1.2	
OFDM-SSIM	1.4	
MMS-OFDM-IM	1.4	
MMS-FSAP-OFDM-IM	1.6	

图 9 给出了采用 BPSK 调制时, MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的 SE。从图 9 可以看出, 当给定可用子载波数为 n 时, 本文方案的 SE 随着激活子载波数 k 的变化呈先升后降的趋势。当子载波激活比例较低时, 本文方案的 SE 低于传统的 OFDM 传输方案。

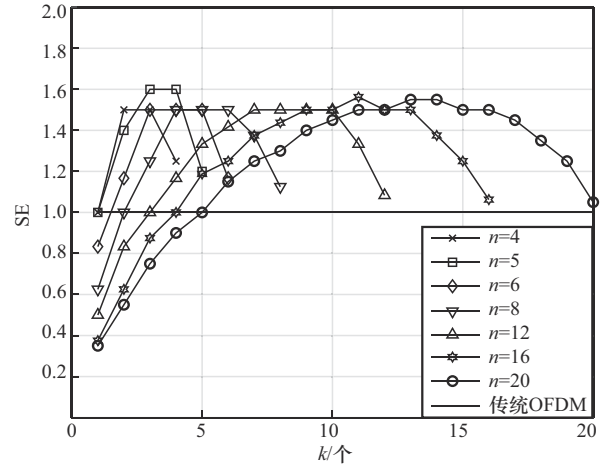


图 9 采用 BPSK 调制时方案的 SE

4 仿真分析

本节给出了在高斯白噪声 (WGN) 信道和瑞利 (Rayleigh) 衰落信道下, 本文提出的 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案与传统的 OFDM-IM、OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案的性能比较。

在仿真实验中, 瑞利衰落信道下的信道路径数为 5, 且各路径服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布。在吞吐量仿真和误码率性能仿真中, 采用 BPSK 调制 (即 $M=2$), 设置各子载波块中可用子载波数 $n=5$, 激活子载波数 $k=3$ 。MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案设置 $m=2$, 星座调制模式为 $M_{01} = M_1 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}(-1+i), \frac{\sqrt{6}}{3}(1-i) \right\}$, $M_{S1} = M_2 = \left\{ -\frac{\sqrt{6}}{3}, \frac{\sqrt{6}}{3} \right\}$, $M_{02} = M_3 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}(-1-i), \frac{\sqrt{6}}{3}(1+i) \right\}$ 和 $M_{S2} = M_4 = \left\{ \frac{\sqrt{6}}{3}i, -\frac{\sqrt{6}}{3}i \right\}$ 。OFDM-SSIM 传输方案的星座选择模式设置 $M_1 = \{-1, 1\}$, $M_2 = \{-i, i\}$ 。OFDM-IM 传输方案的星座映射方式设置 $M = \{-1, 1\}$ 。MMS-OFDM-IM 传输方案设置 $m=2$, 星座调制模式设置 $M_1 = \{-1, 1\}$, $M_2 = \{-i, i\}$ 。

图 10 给出了 WGN 信道和 Rayleigh 衰落信道下采用 BPSK 调制方式的 OFDM-IM、OFDM-SSIM、MMS-OFDM-IM 和 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的吞吐量曲线, 即单位频带上单位时间内正确传输的比特数。从图 10 可以看出, 在 $n=5, k=3, m=2$ 情况下, OFDM-IM、OFDM-SSIM、MMS-OFDM-IM 和 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的 BER 在信

噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 达到 15 dB 以上时趋于稳定, BER 分别达到 1.2、1.4、1.4 和 1.6 bit/(s·Hz), 吞吐量即理论可达 SE 得证, 与 3.2 节分析的理论值相符。MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案的 SE 比 OFDM-IM 传输方案的 SE 提高了 33.3%, 比 OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案的 SE 提高了 14.3%。

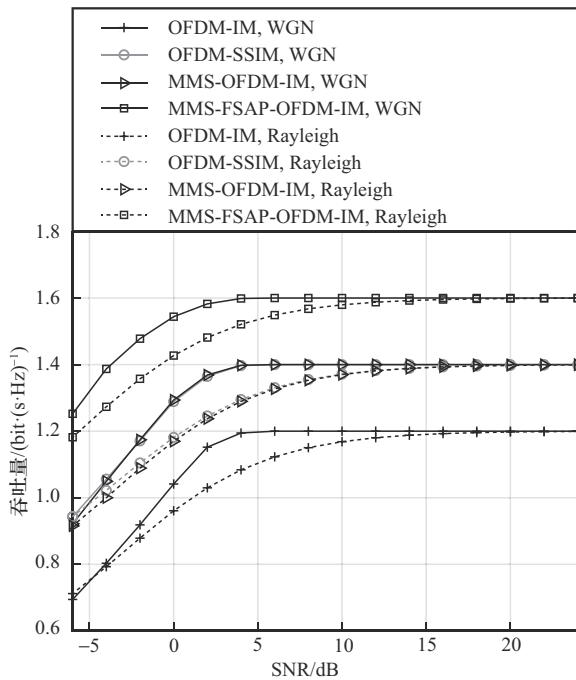


图 10 高斯白噪声信道和瑞利衰落信道下的吞吐量

图 11 给出了 MMS-FSAP-OFDM-IM、OFDM-IM、OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案分别在高斯白噪声信道和瑞利衰落信道下采用 BPSK 调制方式时的 BER 曲线。从图 11 可以看出, 在高斯白噪声信道和瑞利衰落信道下, 本文方案均保持着较好的误码性能。当误码率为 10^{-2} 时, 与 OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案相比, 无论在高斯白噪声信道还是在瑞利衰落信道下, 都有着较好的误码性能。与传统的 OFDM-IM 传输方案相比, 在高斯白噪声信道下, 本文方案的增益约为 0.9 dB; 在瑞利衰落信道下, 本文方案的增益约为 0.7 dB。

图 12 给出了瑞利衰落信道下各传输方案的 BER。在仿真实验中, 各子载波块中可用子载波数 $n=4$, 激活子载波数 $k=2$, OFDM-IM 传输方案采用 BPSK 调制 ($SE=1.0$ bit/(s·Hz)) 和 QPSK 调制 ($SE=1.5$ bit/(s·Hz)), OFDM-SSIM 传输方案采用 BPSK 调制 ($SE=1.25$ bit/(s·Hz)), MMS-OFDM-IM 传输方

案采用 BPSK 调制 ($SE=1.25$ bit/(s·Hz)), MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案采用 BPSK 调制 ($SE=1.5$ bit/(s·Hz))。在 SE 方面, OFDM-IM 传输方案采用 QPSK 调制与 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案采用 BPSK 调制时 SE 相同。在 BER 性能表现方面, 从图 12 可以看出, 当 $BER=10^{-3}$ 时, MMS-FSAP-OFDM-IM 相比 OFDM-IM 的增益约为 2.5 dB。当 OFDM-IM、OFDM-SSIM、MMS-OFDM-IM 和 MMS-FSAP-OFDM-IM 都采用 BPSK 调制方式时, MMS-FSAP-OFDM-IM 的 SE 和 BER 性能均较好, 在 $BER=10^{-3}$ 时, MMS-FSAP-OFDM-IM 相比 OFDM-SSIM 和 MMS-OFDM-IM 传输方案有着相当的误码率, 相比 OFDM-IM 传输方案的增益为 0.7 dB。

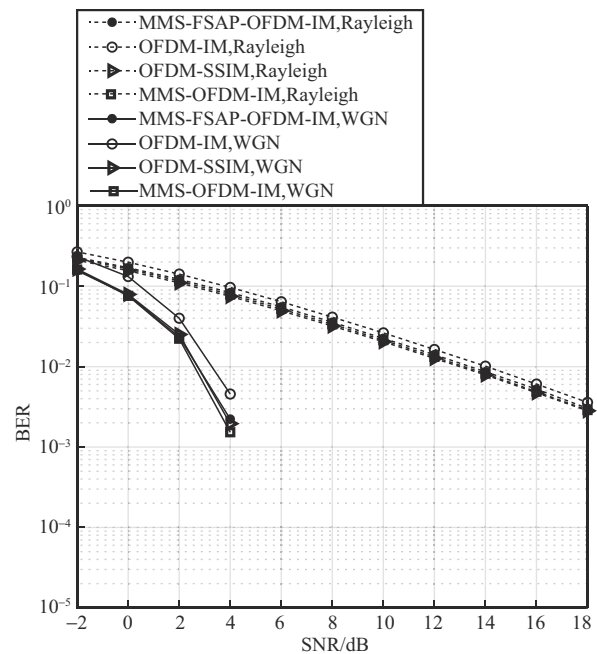


图 11 高斯白噪声信道和瑞利衰落信道下的 BER

图 13 给出了 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案在瑞利衰落信道下不同 n 和 k 取值时的系统吞吐量, 分别设置 $n=5, k=2$ 、 $n=4, k=2$ 和 $n=5, k=3$ 。从图 13 中可以看出, 3 种情况下系统吞吐量均在 SNR 约为 15 dB 时趋于稳定, 吞吐量分别达到 1.4 bit/(s·Hz)、1.5 bit/(s·Hz)、1.6 bit/(s·Hz)。

图 14 给出了 MMS-FSAP-OFDM-IM 传输方案在瑞利衰落信道下不同 n 和 k 取值时的系统 BER。在仿真实验中, 本文采用 BPSK 调制, 分别设置 $n=5, k=2$ 、 $n=4, k=2$ 和 $n=5, k=3$ 。从仿真结果可以看出, 当 $n=5, k=2$ 时, 本文方案的 BER 优于其他 2 种情况。

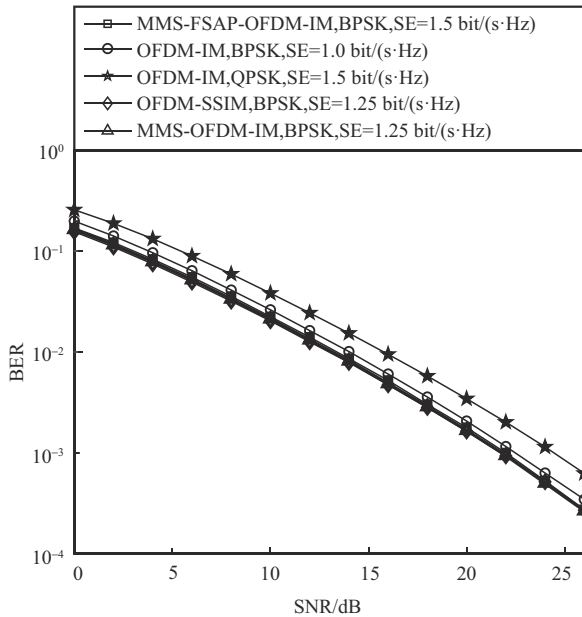


图 12 瑞利衰落信道下各传输方案的 BER

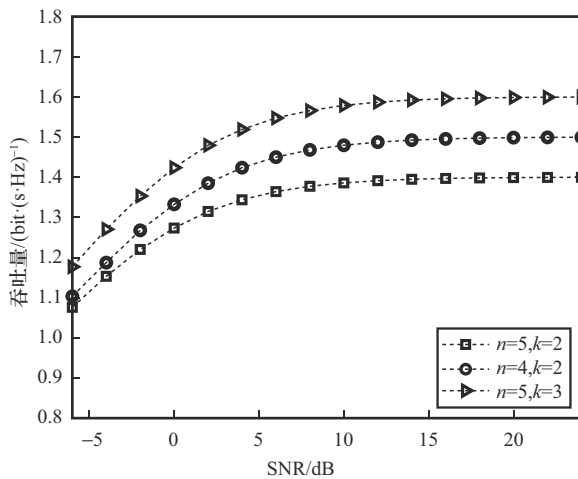


图 13 不同 n 和 k 取值时的系统吞吐量

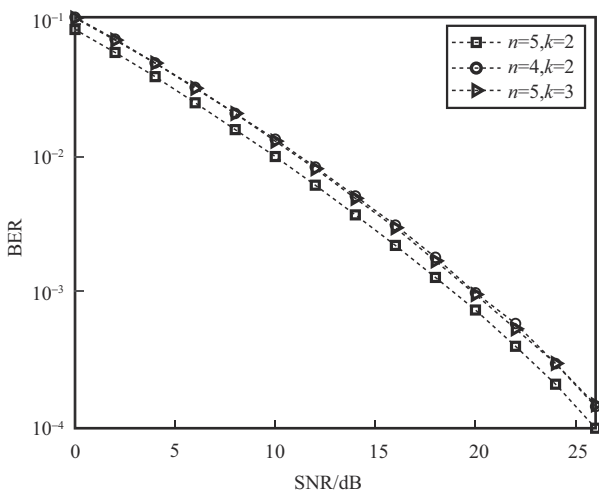


图 14 不同 n 和 k 取值时的系统 BER

5 结束语

本文提出一种 OFDM-IM 传输方案 MMS-FSAP-OFDM-IM, 该方案通过多星座模式选择增加了索引信息的传输维度, 同时通过补偿方案 (子载波激活模式全组合和再组合方式) 实现全子载波激活模式, 提高索引利用率, 增加每个子块传输的信息量, 从而提高系统的 SE。理论分析与仿真结果表明, 与传统传输方案相比, 本文方案不仅具有更高的 SE, 还具有良好的 BER 性能。

参考文献:

- [1] MAHMUD M T, RYU H G. Performance evaluation of OFDM hybrid number and index modulation for 6G mobile system[C]//Proceedings of the 2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 39-42.
- [2] MRKIC J, KOCAN E, PEJANOVIC-DJURISIC M. Index modulation techniques in OFDM relay systems for 5G wireless networks[C]//Proceedings of the 2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). Piscataway: IEEE Press, 2017: 208-211.
- [3] TUSHA S D, TUSHA A, BASAR E, et al. Multidimensional index modulation for 5G and beyond wireless networks[J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(2): 170-199.
- [4] LIU T H. A review on the 5G enhanced OFDM modulation technique[C]// Proceedings of the 2023 3rd Asia-Pacific Conference on Communications Technology and Computer Science (ACCTCS). Piscataway: IEEE Press, 2023: 677-683.
- [5] CHENG X, ZHANG M, WEN M W, et al. Index modulation for 5G: striving to do more with less[J]. IEEE Wireless Communications, 2018, 25(2): 126-132.
- [6] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168-175.
- [7] 高博, 陈琳, 严迎建. 基于 CNN-MGU 的侧信道攻击研究[J]. 信息安全, 2022, 22(8): 55-63.
- [8] GAO B, CHEN L, YAN Y J. Research on side channel attack based on CNN-MGU[J]. Netinfo Security, 2022, 22(8): 55-63.
- [9] BAŞAR E, AYGÖLÜ Ü, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536-5549.
- [10] CHO L, KUO Y M, HSU C Y, et al. Multiple-mode OFDM with block-wise index modulation[C]//Proceedings of the 2019 2nd International Conference on Communication Engineering and Technology (ICCET). Piscataway: IEEE Press, 2019: 43-47.
- [11] MAO T Q, WANG Z C, WANG Q, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM[J]. IEEE Access, 2016, 5: 50-60.
- [12] MAO T Q, WANG Q, QUAN J G, et al. Zero-padded orthogonal frequency division multiplexing with index modulation using multiple constellation alphabets[J]. IEEE Access, 2017, 5: 21168-21178.
- [13] DOGUKAN A T, BASAR E. Super-mode OFDM with index modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(11):

7353-7362.

- [13] LI Q, WEN M W, BASAR E, et al. Diversity enhancing multiple-mode OFDM with index modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(8): 3653-3666.
- [14] SENGUPTA I, DASGUPTA S, DAS B A. Index and mode modulated orthogonal frequency division multiplexing with enhanced spectral efficiency[J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2023, 34(4): e4735.
- [15] LI J, DANG S P, HUANG Y, et al. Composite multiple-mode orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(6): 3748-3761.
- [16] 郭漪, 王翊卿, 樊媛媛, 等. 基于子载波补给索引调制的 OFDM 传输方案[J]. 通信学报, 2023, 44(2): 104-111.
GUO Y, WANG Y Q, FAN Y Y, et al. OFDM transmission scheme with subcarrier supply index modulation[J]. Journal on Communications, 2023, 44(2): 104-111.
- [17] NAMBI S A, GIRIDHAR K. Lower order modulation aided BER reduction in OFDM with index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(8): 1596-1599.
- [18] CHIANI M, DARDARI D. Improved exponential bounds and approximation for the Q-function with application to average error probability computation[C]//Proceedings of the Global Telecommunications Conference 2002 (GLOBECOM'02). Piscataway: IEEE Press, 2002: 1399-1402.

[作者简介]



郭漪 (1977-), 女, 陕西榆林人, 博士, 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为 B5G/6G 智能传输。



朱煜晨 (2000-), 男, 浙江永康人, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为宽带无线传输、OFDM 索引调制。



王翊卿 (1997-), 男, 内蒙古乌兰察布人, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为宽带无线传输、OFDM 索引调制。



刘刚 (1977-), 男, 陕西三原人, 博士, 西安电子科技大学教授, 主要研究方向为宽带无线传输。



付少忠 (1975-), 男, 湖北钟祥人, 博士, 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为宽带无线传输。