

基于子载波补给索引调制的 OFDM 传输方案

郭漪, 王翊卿, 樊媛媛, 刘刚

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 针对基于索引调制的正交频分复用 (OFDM-IM) 技术存在子载波激活模式 (SAP) 不能匹配二进制数、影响系统性能的缺点, 提出了基于子载波补给索引调制的正交频分复用 (OFDM-SSIM) 传输方案。所提方案通过在 OFDM-IM 的索引信息中加入补给索引, 提高了系统的索引利用率, 提升了系统的频谱效率 (SE)。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, 使系统易于采用低复杂度对数似然比 (LLR) 检测, 并且保持良好的误码率 (BER) 性能。理论分析与仿真结果表明, 在加性白高斯噪声 (AWGN) 信道和瑞利衰落信道下, 相比传统 OFDM-IM 方案, 所提方案有效地提升了 SE 和 BER 性能。

关键词: 索引调制; 正交频分复用; 频谱效率; 对数似然比

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023030

OFDM transmission scheme with subcarrier supply index modulation

GUO Yi, WANG Yiqing, FAN Yuanyuan, LIU Gang

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

Abstract: To address the drawback that subcarrier activation pattern (SAP) of the orthogonal frequency division multiplexing with index modulation (OFDM-IM) cannot match the binary numbers which affects the system performance, the orthogonal frequency division multiplexing with subcarrier supply index modulation (OFDM-SSIM) transmission scheme was proposed. The index utilization of the system was improved and the spectral efficiency (SE) of the system was enhanced by adding the supply index. Also, as the subcarrier activation pattern of the proposed scheme match the binary numbers, low complexity log-likelihood ratio (LLR) detection was made easy to adopt and bit error rate (BER) performance was maintained good. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed scheme effectively improves the SE and BER performance over classical OFDM-IM scheme in additive white Gaussian noise (AWGN) channels and Rayleigh fading channels.

Keywords: index modulation, orthogonal frequency division multiplexing, spectral efficiency, log-likelihood ratio

0 引言

受空间调制 (SM, spatial modulation) 思想启发, 基于索引调制的正交频分复用 (OFDM-IM, orthogonal frequency division multiplexing with index modulation) 通过在正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 系统中增加子载波索引传输信息, 可以在系统性能和频谱效率

(SE, spectral efficiency) 之间实现折中, 降低了系统能量消耗^[1-5], 引起了人们极大关注。

近年来, 许多学者在提高 OFDM-IM 的 SE 和误码率 (BER, bit error rate) 性能方面做了大量工作。文献[6-8]提出的基于联合子块索引调制的正交频分复用 (OFDM-IM-JS) 技术通过将多个子块的索引组合成联合索引信息改进 OFDM-IM 的 SE。文献[9]提出的双模索引调制辅助正交频分

收稿日期: 2022-10-12; 修回日期: 2023-01-04

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62171354, No.61871387, No.61861041)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62171354, No.61871387, No.61861041)

复用 (DM-OFDM) 技术将每个 OFDM 子块中的子载波分为两组, 每组由一对可区分的映射器调制, 通过牺牲能量效率可提高 SE。文献[10]提出的基于索引调制的零填充三模正交频分复用 (ZTM-OFDM-IM) 技术将其子载波细分为若干个子块, 在每个子块内, 只有一部分子载波由 2 个可区分的星座调制, 其余保持空载, 从而降低能量消耗。文献[11]提出的基于多星座选择的双模索引调制辅助正交频分复用 (DM-OFDM-IM-MCC) 技术通过增加索引比特与符号比特的比率提高了 SE。由于 OFDM-IM 方案中子载波激活模式 (SAP, subcarrier activation pattern) 的理论总数与二进制数不匹配, 上述方案均存在 SAP 丢失问题, 从而导致 OFDM-IM 的 SE 受限, 并且低复杂度对数似然比 (LLR, log-likelihood ratio) 检测算法下的 BER 性能较差^[5]。针对这一问题, 文献[12]提出了低复杂度的基于索引调制的正交频分复用 (LC-OFDM-IM) 技术, 使用了所有可能的 SAP 来传送数据, 但它仅适用于高阶调制系统。

针对上述问题, 本文提出了一种基于子载波补给索引调制的正交频分复用 (OFDM-SSIM, orthogonal frequency division multiplexing with subcarrier supply index modulation) 传输方案。通过补给索引, 涵盖了所有理论上可能的 SAP, 而且与二进制数匹

配。因此, 该方案不仅增加了子块传输的索引信息, 提高了 SE, 还保持了良好的 BER 性能。

1 OFDM-SSIM 信号模型

1.1 发射端和接收端的信号模型

图 1 给出了 OFDM-SSIM 的发射端和接收端的信号模型。在发射端, 输入比特由比特分流器拆分为 G 个子块, 每个子块由 p bit 组成。每组 p bit 被映射到一个长度为 n 的 OFDM 子块, 其中 $n = \frac{N}{G}$, N 是 OFDM 子载波的数量。每个子块的 p bit 进一步可细分为 p_1 bit 和 p_2 bit。输入序列的前 p_1 bit 由补给索引调制, 确定从 n 个可用子载波中选择的 k 个激活子载波。其中, $\mathbf{i} = \{i_1, i_2, \dots, i_k\}$ ($i_\beta = 1, 2, \dots, n, \beta = 1, 2, \dots, k$) 表示选择的子载波。输入序列的后 p_2 bit 经过 M 元映射器进行调制, 输出的调制符号向量用 $\mathbf{s} = \{s_1, s_2, \dots, s_k\}$ 表示。然后, 信号通过 OFDM 复用将 \mathbf{s} 上的星座点符号加载到 \mathbf{i} 所对应的激活子载波上, 创建所有子块, 并形成长度为 N 的 OFDM 块 \mathbf{X}_F 。接下来, 信号进行与传统 OFDM 信号相同的处理步骤, 对 OFDM 块中的数据进行快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform)。在 IFFT 的输出端, 添加长度为 L_{CP} 的循环前缀 (CP, cyclic prefix),

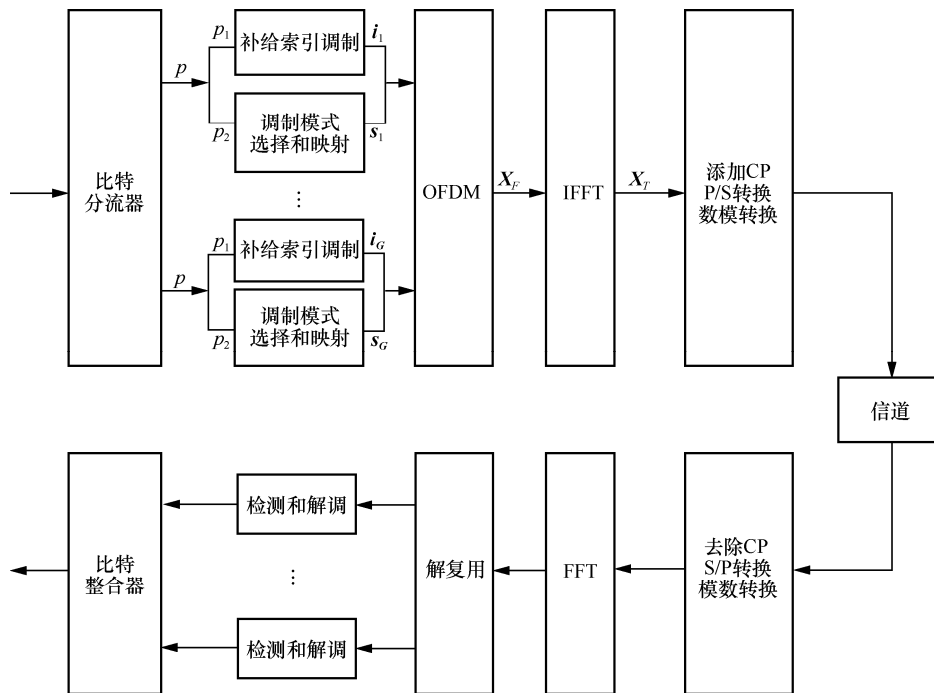


图 1 OFDM-SSIM 的发射端和接收端的信号模型

然后经过并串 (P/S, parallel-serial) 转换和数模转换后送入信道。

在接收端, 信号首先经过模数转换和串并 (S/P, serial-parallel) 转换去除 CP。然后进行快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 和解复用, 以便以子块的形式进行检测和解调。对非零子载波进行解调后, 将 G 个 OFDM 子块合并, 输出信息流。

1.2 补给索引调制和符号映射

在 OFDM-SSIM 的补给索引调制和符号映射过程中, p bit 信息分为索引信息 p_1 bit 和符号信息 p_2 bit。 p_1 bit 信息进行补给索引调制, p_2 bit 信息执行符号映射。由于添加了补给索引, 可以得到 $p_1 = \lceil \text{lb}C_n^k \rceil$, 其中, $\lceil \cdot \rceil$ 是向上取整。将 p_1 bit 序列表示的二进制数设为 B 。如图 2 所示, 如果 $B < C_n^k$, 前 p_1 bit 由原始索引映射器调制得到向量 i , 而后 p_2 bit 由映射器 M_1 调制得到向量 s ; 如果 $B \geq C_n^k$, 前 p_1 bit 由补给索引映射器调制得到向量 i , 而后 p_2 bit 由映射器 M_2 调制得到向量 s 。假设 M_1 和 M_2 调制阶数相同, 并尽量选择 2 个星座图的星座点之间平均距离大的映射。因此符号信息比特 $p_2 = k \text{lb}M$, 其中, M 是 M_1 和 M_2 的调制阶数。

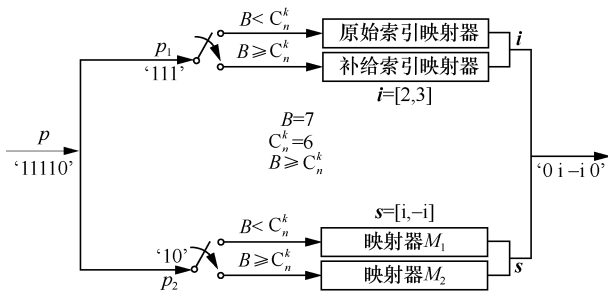


图 2 OFDM-SSIM 的补给索引调制和符号映射

以采用 BPSK 调制且 $n=4, k=2$ 的 OFDM-SSIM 方案为例。表 1 给出了 p_1 bit 索引信息流对应的 SAP 和索引模式以及 p_2 bit 符号信息流对应的映射模式。对于每个子块, $p_1 = \lceil \text{lb}C(4,2) \rceil = 3$ 和 $p_2 = 2 \text{lb}2 = 2$, 同时 M_1 和 M_2 分别设置为 $\{-1,1\}$ 和 $\{-i,i\}$ 。如图 2 所示, 当输入信息比特为 '11110' 时, 前三位为索引信息比特 '111', 即 $B=7$, 对应补给索引模式向量 $i=[2,3]$ 。最后两位是信息比特 '10', 通过 M_2 模式调制为 $s=[i,-i]$, 因此经过补给索引选择、调制方式选择和映射后, 输出为 '0 i -i 0'。

表 1 $n=4, k=2$ 的 OFDM-SSIM 映射信息

索引模式	映射模式	索引信息	SAP
原始索引	$M_1 = \{-1,1\}$	000	[1,2]
		001	[2,3]
		010	[3,4]
		011	[1,4]
		100	[1,3]
		101	[2,4]
补给索引	$M_2 = \{-i,i\}$	110	[1,2]
		111	[2,3]

1.3 两级 LLR 检测

由于本文方案中激活载波数目固定, 并且系统 SAP 全为合法 SAP, 因此在接收端可以采用低复杂度 LLR 检测算法。

以子块为单位, 计算各载波对应的对数似然比^[5]为

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

其中, $y_g(\beta)$ 是第 $g(g=1,2,\dots,G)$ 个子块中第 β ($\beta=1,2,\dots,n$) 个子载波在接收机处的符号, $N_{0,F}^2$ 是系统信道的噪声方差。选择 $\lambda(\beta)$ 值最大的 k 个子载波作为子块的激活子载波。为了避免出现 OFDM-IM 中 SAP 检测错误的问题, 本文提出两级 LLR 检测算法, 流程如图 3 所示。

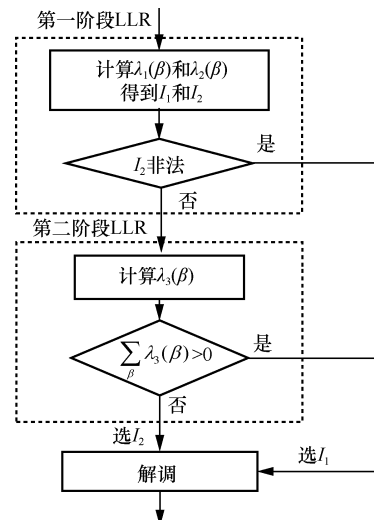


图 3 OFDM-SSIM 的 LLR 检测算法流程

1) 第一阶段

每个子块内的每个子载波是非空事件还是空事件的后验概率分别为

$$\lambda_1(\beta) = \ln \left(\frac{\sum_{j=1}^{M_1} P(X_\beta = S_{1,i} | y_g(\beta))}{P(X_\beta = 0 | y_g(\beta))} \right) \quad (2)$$

$$\lambda_2(\beta) = \ln \left(\frac{\sum_{j=1}^{M_2} P(X_\beta = S_{2,i} | y_g(\beta))}{P(X_\beta = 0 | y_g(\beta))} \right) \quad (3)$$

其中, $X_\beta (\beta=1,2,\dots,n)$ 是在每个子块中的 n 个子载波上调制的符号, $S_{1,i}$ 和 $S_{2,j}$ 是 M_1 和 M_2 的第 i 个和第 j 个元素。这意味着 $\lambda_1(\beta)$ 或 $\lambda_2(\beta)$ 值越大, 它们对应的子载波符号越有可能被 M_1 或 M_2 调制。对于每个子块, 原始索引集 I_1 和补给索引集 I_2 分别由前 k 个最大的 $\lambda_1(\beta)$ 或 $\lambda_2(\beta)$ 对应子载波的位置信息决定。

为了避免采用 LLR 检测时出现类似于在 OFDM-IM 方案中的错误, 这里判断 I_2 集合是否为非法索引集合。以表 1 所示的情况为例, 如果 I_2 为 [1,2] 或 [2,3], 则认为该集合合法; 如果 I_2 是其他集合, 则认为该集合非法。如果该阶段检测到 I_2 为非法位置索引, 则直接解调 I_1 对应的子载波符号; 否则, I_1 和 I_2 被联合输入第二阶段的 LLR 检测。

2) 第二阶段

子载波被 M_1 或 M_2 调制的后验概率为

$$\lambda_3(\beta) = \ln \left(\frac{\sum_{i=1}^{M_1} P(X_\beta = S_{1,i} | y_g(\beta))}{\sum_{j=1}^{M_2} P(X_\beta = S_{2,j} | y_g(\beta))} \right) \quad (4)$$

根据贝叶斯公式, 式(4)可以进一步表示为

$$\lambda_3(\beta) = \ln \left(\sum_{i=1}^{M_1} \exp \left(-\frac{1}{N_{0,F}^2} |y_g(\beta) - h_g(\beta)s_i|^2 \right) \right) - \ln \left(\sum_{j=1}^{M_2} \exp \left(-\frac{1}{N_{0,F}^2} |y_g(\beta) - h_g(\beta)s_j|^2 \right) \right) \quad (5)$$

如果每个子块的 $\lambda_3(\beta)$ 值之和大于 0, 则将 SAP

检测为 I_1 , 并根据 M_1 解调相应的子载波符号; 反之, 则将 SAP 检测为 I_2 , 并根据 M_2 解调相应的子载波符号。

下面比较本文方案与 ZTM-OFDM-IM 方案每个子块检测中涉及的复数乘法运算次数。令 n 为每个 OFDM 子块中的子载波数, M 为调制阶数。由式(1)可以看出, LLR 检测第一阶段中, 2 种方案都需要对每个子块中所有子载波的所有可能的调制方式进行计算, 因此复杂度相同, 即需要 $2nM$ 次复数乘法。LLR 检测第二阶段中, 对于 ZTM-OFDM-IM 方案, 每个激活子载波有 2 种可能的调制方式, 因此复杂度为 $2kM$; 对于 OFDM-SSIM 方案, 存在 2 种情况, 若第一阶段检测出的 SAP 相对应的只有一种调制方式, 则直接对确定的激活子载波进行解调, 此时复杂度为 kM ; 若第一阶段检测出的 SAP 相对应的有 2 种可能的调制方式, 复杂度为 $2kM$ (与 ZTM-OFDM-IM 方案相同), 故 OFDM-SSIM 方案第二阶段的平均复杂度为

$$kM \left(1 - \frac{2(2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - C_n^k)}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}} \right) + 2kM \frac{2(2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - C_n^k)}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}} = \frac{kM(3 \times 2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - 2C_n^k)}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}}, \quad \text{其中, } \left(1 - \frac{2(2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - C_n^k)}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}} \right) \text{ 和 } \frac{2(2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - C_n^k)}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}} \text{ 分别为 2 种情况出现的概率。}$$

以采用 BPSK 调制且 $n=4, k=2$ 为例, 在第一阶段中, 2 种方案 LLR 检测均需要 $2nM=16$ 次复数乘法。在第二阶段中, 对于 ZTM-OFDM-IM 方案, 每个激活子载波有 2 种可能的调制方式, 需要 $2kM=8$ 次复数乘法; 对于 OFDM-SSIM 方案, 需要的复数乘法运算次数为 $\frac{kM(3 \times 2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil} - 2C_n^k)}{2^{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil}} = \frac{2 \times 2 \times (3 \times 2^3 - 2 \times 6)}{2^3} = 6$, 显然本文方案复杂度较低。

2 性能分析

2.1 频谱效率

假设信息源是均匀分布的, 子块传输的总信息比特数与使用的子载波数之比表示系统的 SE^[13], 因此 OFDM-SSIM 的 SE 可以表示为

$$\eta_{\text{OFDM-SSIM}} = \frac{\lceil \text{lb}C_n^k \rceil + k\text{lb}M}{n+l} \quad (6)$$

其中, $\lceil \text{lb}C_n^k \rceil$ 是每个子块可以传输的索引信息比特, $k\text{lb}M$ 是每个子块可以传输的符号信息比特, n 是每个子块的子载波数, k 是激活的子载波数, M 是数字调制阶数, L_{CP} 是 CP 长度, l 是等分到每个子块的 CP 长度, 即 $l = \frac{L_{\text{CP}}}{G}$ 。显然, OFDM-SSIM

方案由于增加了可传输的索引信息, 提高了系统的频谱效率。

基于上述分析, 本文方案相比 OFDM-IM 在保证激活载波比例不变的情况下, 增加了传输的信息, 从而提高了 SE 和能量效率。表 2 给出了在激活子载波 4 选 2 的情况下, 采用 BPSK 调制的 OFDM-SSIM、OFDM-IM 和 ZTM-OFDM-IM 方案的 SE。从表 2 可以看出, 相比传统的 OFDM-IM, 本文方案在 SE 上有 25% 的提高。

表 2 3 种方案的 SE 比较

方案	SE/(bit·(s·Hz) ⁻¹)
OFDM-SSIM	1.25
OFDM-IM	1.00
ZTM-OFDM-IM	1.25

2.2 误码率

以 BPSK 调制方式为例, OFDM-IM 和 OFDM-SSIM 方案的星座分布分别如图 4 和图 5 所示。

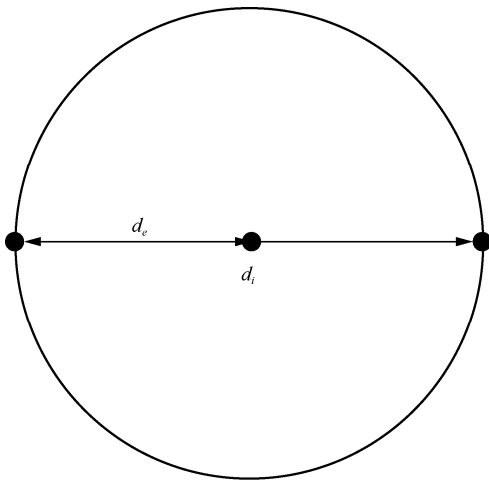


图 4 OFDM-IM 方案的星座分布

在 OFDM-SSIM 和 OFDM-IM 方案中, 由于有子载波静默, 在星座图中引入了零点。在图 5

中, 当子载波以 $\frac{1}{2}$ 的比率激活时, 即 $k = \frac{n}{2}$, 有一半的点落在零点附近。位于 -1 和 1 附近的点是所有具有原始索引模式的子块中激活子载波上的星座点, 数量是所有点的 $\frac{3}{8}$ 。位于 i 和 $-i$ 附近的点是所有具有补给索引模式的子块中激活子载波上的星座点, 数量是所有点的 $\frac{1}{8}$ 。

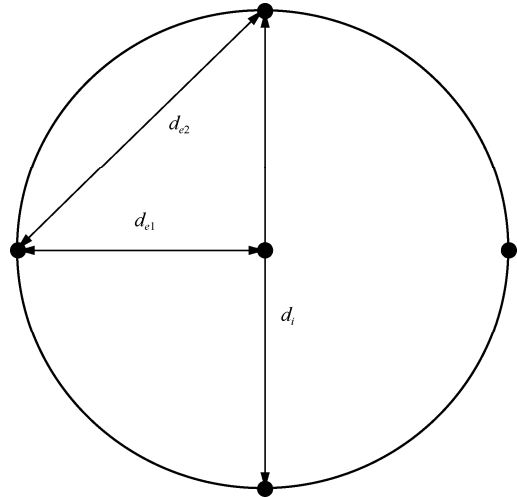


图 5 OFDM-SSIM 方案的星座分布

OFDM-SSIM 和 OFDM-IM 方案的 BER 为^[5]

$$P_b \approx \frac{1}{p2^p} \sum_x \sum_{x'} E_h \left[\frac{1}{12} \exp\left(-\frac{d^2}{4N_{0,F}^2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{d^2}{3N_{0,F}^2}\right) \right] e(x \rightarrow x') \quad (7)$$

其中, $e(x \rightarrow x')$ 表示发送端发送向量 x 在接收端被错译为 x' 的比特数, $d^2 = \|(x - x')\mathbf{h}\|_F^2 = \mathbf{h}^H A \mathbf{h}$, $A = (x - x')^H (x - x')$, \mathbf{h} 表示信道衰落系数。由式(7)可知, 系统 BER 性能由 x 与 x' 之间的距离决定^[4], 这一距离可以分为模式间距离与模式内距离, 共有 3 种错误情况, 如图 5 所示。第一种错误情况为将原索引模式错译为另一种原索引模式或将补给索引模式错译为另一种补给索引模式。这时, 发送向量和错译向量之间的最小距离可以表示为

$$d_{e1}^2 = \|(x - x')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1 s_1|^2 + |h_2 s_2|^2 \quad (8)$$

其中, h_1 和 h_2 表示发生错译的子载波对应的信道衰

落系数向量中对应的信道衰落系数。第二种错误情况为将原索引模式错译为补给索引模式或将补给索引模式错译为原索引模式。这时，发送向量和错译向量之间的最小距离可以表示为

$$d_{e2}^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (9)$$

第三种情况是索引正确，而模式内的符号错译。这种情况下两向量间距离最小，可以表示为

$$d_i^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 \quad (10)$$

从而系统误码率可以近似表示为

$$P_{b_OFDM-SSIM} \approx \frac{1}{p2^p} [n_1 f(d_{e1}^2) p_{b1} + n_2 f(d_{e2}^2) p_{b2} + n_3 f(d_i^2) p_{b3}] \quad (11)$$

其中， n_1 表示第一种错误情况的个数， p_{b1} 表示第一种情况错译的比特数； n_2 表示第二种错误情况的个数， p_{b2} 表示第二种情况错译的比特数； n_3 表示第三种错误情况的个数， p_{b3} 表示第三种情况错译的比特数； p 表示 OFDM-SSIM 各子块可以传输的信息比特； $f(x)$ 表示为

$$f(x) = \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{x}{4N_{0,F}^2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{x}{3N_{0,F}^2}\right) \quad (12)$$

本文方案和 OFDM-IM 相比增加了第二种错误出现的情况。在信源均匀分布的情况下，以表 1 中情况为例，补给索引模式出现的概率为 $\frac{1}{4}$ ，所以第二种错误出现次数相较于第一种和第三种错误出现次数较低，计算可得 $\frac{n_2}{n_1 + n_2 + n_3} < 0.1$ ，并且由于 OFDM-SSIM 方案增加了系统传输的信息比特 p ，当信噪比较小时，有

$$P_{b_OFDM-SSIM} \approx \frac{1}{p2^p} [n_1 f(d_{e1}^2) p_{b1} + n_2 f(d_{e2}^2) p_{b2} + n_3 f(d_i^2) p_{b3}] \approx P_{b_OFDM-IM} \quad (13)$$

此时，OFDM-SSIM 方案的误码率性能与

OFDM-IM 近似相同。当信噪比较大时，有

$$P_{b_OFDM-SSIM} \approx \frac{1}{p2^p} [n_1 f(d_{e1}^2) p_{b1} + n_2 f(d_{e2}^2) p_{b2} + n_3 f(d_i^2) p_{b3}] \approx \frac{1}{p2^p} [n_1 f(d_{e1}^2) p_{b1} + n_3 f(d_i^2) p_{b3}] \quad (14)$$

由于 OFDM-SSIM 方案传输的信息比特总数 p 大于 OFDM-IM 方案，因此当信噪比较大时，OFDM-SSIM 方案的 BER 性能优于 OFDM-IM 方案。

3 性能仿真

本节给出了 AWGN 信道和瑞利衰落信道下，本文提出的 OFDM-SSIM 与传统的 OFDM-IM 和 ZTM-OFDM-IM 的性能比较。

仿真中，信道路径数目为 8、各径之间相隔一个采样周期、衰落系数相互独立，且服从均值为 0、方差为 1 的复高斯分布。图 6 和图 7 中，OFDM-SSIM 和 ZTM-OFDM-IM 均采用 $M_1 = \{-1, 1\}$ 和 $M_2 = \{-i, i\}$ 的 BPSK 星座映射，OFDM-IM 采用 $M_1 = \{-1, 1\}$ 的星座映射；图 8 中，OFDM-SSIM 采用 $M_1 = \{-1, -i, 1, i\}$ 和 $M_2 = \left\{ -\left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2}i\right), \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \frac{\sqrt{2}}{2}i\right), \left(\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2}i\right), \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2}i\right) \right\}$ 的 QPSK 的星座映射，OFDM-IM 采用 $M_1 = \{-1, -i, 1, i\}$ 的 QPSK 的星座映射。

图 6 给出了 OFDM-SSIM、OFDM-IM 和 ZTM-OFDM-IM 在 AWGN 信道和瑞利衰落信道下的吞吐量^[13]，这里吞吐量定义为单位频带上每秒成功传输的比特数。从图 6 可以看出，3 种方案的吞吐量在信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 达到 18 dB 以上时趋于稳定，分别达到 1.25、1.00、1.25。这证明了此时的吞吐量即理论可达 SE，且 OFDM-SSIM 的 SE 比 OFDM-IM 的 SE 高 25%，这与前面的理论分析相吻合。

图 7 给出了 OFDM-SSIM、OFDM-IM 和 ZTM-OFDM-IM 在 AWGN 信道和瑞利衰落信道下的误码率性能曲线。从图 7 可以看出，无论在 AWGN 信道下还是瑞利衰落信道下，OFDM-SSIM

的性能均优于 OFDM-IM 和 ZTM-OFDM-IM。在 AWGN 信道下,当误码率为 10^{-2} 时,OFDM-SSIM 比 ZTM-OFDM-IM 有约 1 dB 的增益。进一步可以看出,在瑞利衰落信道下,OFDM-SSIM 的误码率性能优势随着信噪比的增加而降低。这是由于在 OFDM-IM 和 ZTM-OFDM-IM 的检测中,实际产生的 SAP 与理论上所有可能的 SAP 之间不匹配,导致错误随着信噪比的增加而减小。

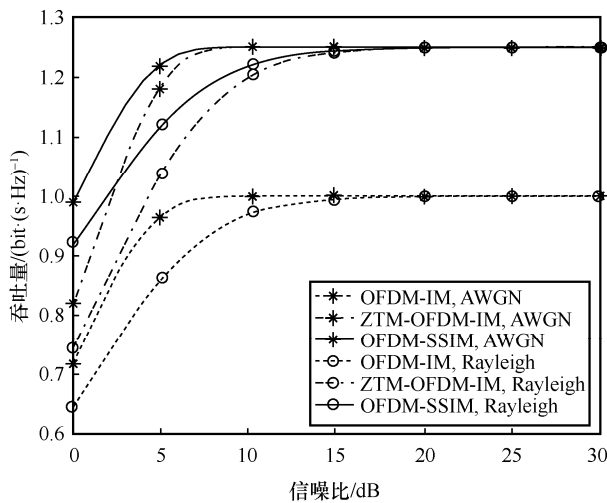


图 6 AWGN 信道和瑞利衰落信道下的吞吐量

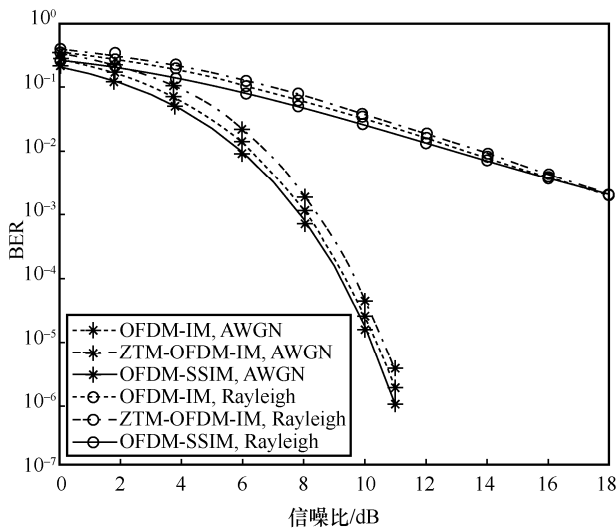


图 7 AWGN 信道和瑞利衰落信道下的 BER 性能

图 8 给出了 OFDM-SSIM 和 OFDM-IM 在瑞利衰落信道下分别采用 QPSK 和 BPSK 调制时的 BER 性能。从图 8 可以看出,当频谱效率为 1.25 bit/(s·Hz)、误码率为 10^{-2} 时,OFDM-SSIM 相比 OFDM-IM 有约 2 dB 的增益。

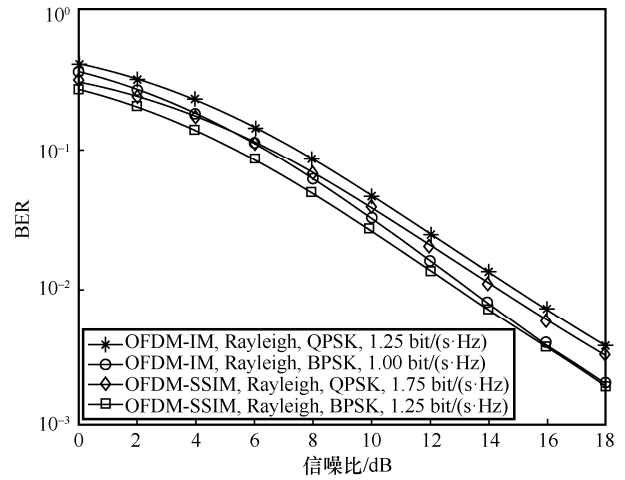


图 8 瑞利衰落信道下 OFDM-IM 和 OFDM-SSIM 在不同调制方式下的 BER 性能

4 结束语

本文提出了一种新的 OFDM-IM 传输方案,即 OFDM-SSIM。该方案通过提高索引利用率增加了每个子块传输的信息量,提高了系统 SE 性能。此外,由于本文方案的可用索引与所有可能的 SAP 相匹配,使接收端使用低复杂度 LLR 检测算法具有良好的 BER 性能。

参考文献:

- [1] DOGAN-TUSHA S, 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.
- [2] 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.
- [3] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168-175.
- [4] BASAR E, WEN M W, MESLEH R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks[J]. IEEE Access, 2017, 5: 16693-16746.
- [5] 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.
- [6] SHI Y X, GAO K, ZHU J, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with joint subblocks index modulation[J]. IEEE Access, 2019, 7: 23930-23939.
- [7] SHI Y X, LU X J, GAO K, et al. Subblock design aided OFDM with adaptive subblock lengths[C]//Proceedings of 2019 9th International Conference on Information Science and Technology (ICIST). Piscataway: IEEE Press, 2019: 188-192.
- [8] SHI Y X, LU X J, GAO K, et al. Subblocks set design aided orthogonal frequency division multiplexing with all index modulation[J]. IEEE Access, 2019, 7: 52659-52668.
- [9] MAO T Q, WANG Z C, WANG Q, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM[J]. IEEE Access, 2016, 4: 50-60.

- [10] 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.
- [11] GANDHARVA A K, AKSHAY K P, L RAMOJI J C, et al. Dual mode OFDM-IM with multiple choice of constellations[C]//Proceedings of 2020 5th IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [12] SIDDIQ A I. Low complexity OFDM-IM detector by encoding all possible subcarrier activation patterns[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(3): 446-449.
- [13] IRFAN M, AISSA S. On the spectral efficiency of orthogonal frequency-division multiplexing with index modulation[C]//Proceedings of 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [14] ABDULLAHI M, CAO A J, ZAFAR A, et al. A generalized bit error rate evaluation for index modulation based OFDM system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 70082-70094.



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、基于索引调制的 OFDM 技术等。



樊媛媛（1996-），女，河南焦作人，西安电子科技大学硕士生，主要研究方向为基于索引调制的 OFDM 技术。

[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 智能传输关键技术。



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技术。