

doi:10.13756/j.gtxyj.2020.02.015

无线通信技术

# 低检测复杂度的空码索引调制方案

钟 涛<sup>1</sup>, 葛利嘉<sup>1,2</sup>, 姚玉坤<sup>1</sup>

(1. 重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆临菲电子科技有限公司, 重庆 400041)

**摘要:** 为了提高多输入多输出(MIMO)系统中索引调制方案的频谱效率, 文章将空间调制(SM)和码索引调制(CIM)相结合, 并利用并行传输的思想, 使每个时隙的传输信息比特由两个调制符号、两个天线索引和两个伪随机(PN)码索引进行传输。此外, 文章所提方案还利用天线选择技术和正交振幅调制符号的旋转对称特性, 分别提高了系统的误码率(BER)性能, 降低了接收机的检测复杂度。仿真结果表明, 文章所提方案的 BER 性能明显优于其他几种索引调制方案, 并且与最优的最大似然(ML)检测算法相比, 文章提出的低复杂度 ML 检测算法具有与其相同的 BER 性能。

**关键词:** 空间调制; 码索引调制; 天线选择; 低检测复杂度

**中图分类号:** TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2020)02-0073-06

## Space - Code Index Modulation Scheme with Low Detection Complexity

ZHONG Tao<sup>1</sup>, GE Li-jia<sup>1,2</sup>, YAO Yu-kun<sup>1</sup>

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. Chongqing Lynchpin Electronic Technology Co., Ltd., Chongqing 400041, China)

**Abstract:** In order to improve the spectral efficiency of the index modulation scheme in Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems, this paper combines Spatial Modulation (SM) with Code Index Modulation (CIM) and uses the idea of parallel transmission to convey the transmission information bits by two modulation symbols, two antenna indexes, and two Pseudo Noise (PN) code indexes in each time slot. In addition, the proposed scheme also uses the antenna selection technique and the rotational symmetry characteristics of the quadrature amplitude modulation symbols to improve the Bit Error Rate (BER) performance of the system and reduce the detection complexity of the receiver, respectively. The simulation results show that the BER performance of the proposed scheme is obviously better than other index modulation schemes, and the low complexity Maximum Likelihood (ML) detection algorithm proposed in this paper has the same BER performance compared with the optimal ML detection algorithm.

**Key words:** SM; CIM; antenna selection; low detection complexity

## 0 引 言

随着智能通信终端的飞速发展和移动数据流量的爆炸式增长, 目前在 4G 通信中广泛使用的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制技术已无法满足 5G 通信对高频谱效率和能量效率的要求<sup>[1]</sup>。而索引调制(Index Modulation, IM)作为一种具有更高频谱效率和能量效率的绿色通信调制技术, 在近几年来受到了学术界的广泛关注与研究, 已逐渐成为 5G 无线通信中非常具有前途的技术之一<sup>[2]</sup>。

IM 通过对索引资源激活状态的选择来实现比较大的分集增益, 从而实现对系统性能增益的提高, 其已被广泛应用于各种无线通信应用中, 如毫米波<sup>[3]</sup>和大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)<sup>[4]</sup>等。现有的 IM 技术按维度可以分为一维和二维 IM 技术。一维 IM 技术主要包括空域<sup>[5-6]</sup>、频域<sup>[7-8]</sup>和码域 IM<sup>[9-10]</sup>; 二维 IM 技术

则主要包括空频域<sup>[11-12]</sup>和空码域 IM<sup>[13-14]</sup>。

本文结合空间调制(Spatial Modulation, SM)和码索引调制(Code Index Modulation, CIM), 并利用正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)的调制符号特性, 提出了一种具有低检测复杂度的空码索引调制(Space-Code Index Modulation with Low Detection Complexity, SCIM-LDC)方案, 以提高空码域 IM 技术的频谱效率和误码率(Bit Error Rate, BER)性能。本文首先介绍了本方案的系统模型, 然后详细介绍了索引映射的过程和本方案采用的天线选择方法以及低检测复杂度的最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测算法, 最后介绍了信号解调过程和仿真结果, 并且进行了总结。

## 1 系统模型

本方案采用的是  $N_t \times N_r$  的 MIMO 系统配置,  $N_t$  和  $N_r$  分别为发射天线数量和接收天线数量。此

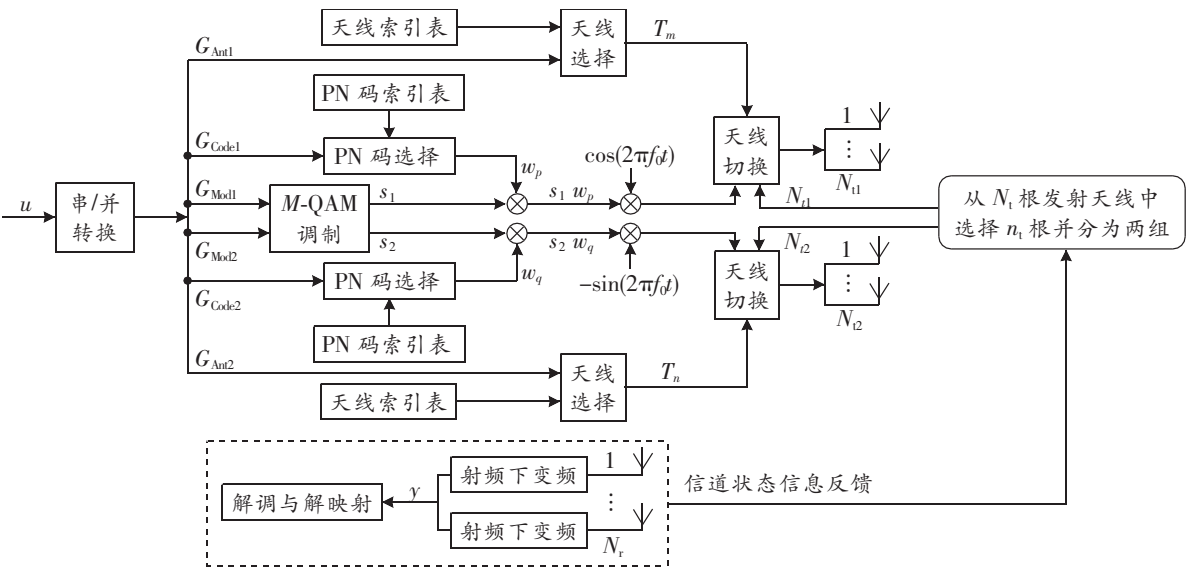
收稿日期: 2019-08-08

作者简介: 钟涛(1993—), 男, 重庆巴南人。硕士, 主要研究方向为二维空码索引调制技术。

通信作者: 钟涛, 硕士。E-mail: 736388541@qq.com

外,假设接收端已知完美的信道状态信息(Channel State Information,CSI),则接收端将根据 CSI 为发射端选择出性能较优的  $n_t$  根发射天线并通过反馈链路反馈给发射端,然后在发射端将  $n_t$  根发射天线

分为两组,其中,第 1 组的发射天线数量为  $N_{t1}$ ,第 2 组的发射天线数量为  $N_{t2}$ ,即  $n_t = N_{t1} + N_{t2}$ 。本方案的系统模型框图如图 1 所示。



注： $f_0$  为载波频率； $t$  为射频调制信号的自变量；M-QAM 为不同调制阶数的 QAM； $y$  为射频下变频后的接收信号。

图 1 系统模型

首先将传输信息比特  $u$  经串 / 并转换后分为天线映射部分  $G_{Ant1}$  和  $G_{Ant2}$ 、伪随机(Pseudo Noise, PN)码映射部分  $G_{Code1}$  和  $G_{Code2}$  以及调制部分  $G_{Mod1}$  和  $G_{Mod2}$ 。 $G_{Ant1}$  和  $G_{Ant2}$  分别为第 1 组和第 2 组天线资源所能映射的传输信息比特； $G_{Code1}$  和  $G_{Code2}$  分别为用于对第 1 个和第 2 个调制符号进行扩频的 PN 码资源所能映射的传输信息比特； $G_{Mod1}$  和  $G_{Mod2}$  分别为第 1 个和第 2 个调制符号所调制的传输信息比特。假设第 1 组天线资源数量为  $N_{t1}$ ,PN 码资源数量为  $N_{c1}$ ；第 2 组天线资源数量为  $N_{t2}$ ,PN 码资源数量为  $N_{c2}$ ,调制阶数均为  $M$ ,即  $G_{Ant1} = \log_2(N_{t1})$ ,  $G_{Ant2} = \log_2(N_{t2})$ ,  $G_{Code1} = \log_2(N_{c1})$ ,  $G_{Code2} = \log_2(N_{c2})$ ,  $G_{Mod1} = G_{Mod2} = \log_2(M)$ ,则每个时隙所能传输的信息比特位数为  $\log_2(N_{t1}) + \log_2(N_{t2}) + \log_2(N_{c1}) + \log_2(N_{c2}) + 2\log_2(M)$ 。因此,信息比特  $u$  的分割方式可表示为

$u = [G_{Mod1}; G_{Mod2}; G_{Ant1}; G_{Ant2}; G_{Code1}; G_{Code2}]$ 。(1) 接着把  $G_{Mod1}$  和  $G_{Mod2}$  调制成调制符号  $s_1$  和  $s_2$ ,并根据  $G_{Ant1}$  和  $G_{Ant2}$  查找相应的天线索引表来选出各自对应的发射天线  $T_m$  和  $T_n$ ,以及根据  $G_{Code1}$  和  $G_{Code2}$  查找相应的 PN 码索引表来选出各自对应的 PN 码  $w_p$  和  $w_q$ ,注意,这里的  $w_p$  和  $w_q$  不能是相同的且必须是相互正交的。然后使用选出的 PN 码  $w_p$  和  $w_q$  对调制符号  $s_1$  和  $s_2$  进行扩频,接着再将扩频信号经

过射频调制后送往天线切换模块。最后通过选出的发射天线  $T_m$  和  $T_n$  来发送信号。

2 索引映射过程

假设系统配置为  $(N_t = 6, N_r = 4, n_t = 4, N_{t1} = 2, N_{t2} = 2, N_{c1} = 4, N_{c2} = 5, k = 2, M = 8)$ ,其中, $k$  为从第 2 组的  $N_{c2}$  个 PN 码中选择的 PN 码的个数,从而可以得到第 1 组的 PN 码索引表如表 1 所示。

表 1 第 1 组的 PN 码索引表

| PN 码映射块 ( $G_{Code1}$ ) | PN 码索引值 ( $p$ ) |
|-------------------------|-----------------|
| 00                      | 1               |
| 01                      | 2               |
| 10                      | 3               |
| 11                      | 4               |

为了进一步提高传输信息比特,本方案采用组合扩频序列对第 2 个调制符号进行扩频。从第 2 组的 5 个扩频码中任意选择两个相加,从而得到 10 个组合扩频序列,即  $C_5^2 = 10$ 。由于采用的扩频码是相互正交的 Walsh 码,所以任意 1 个组合扩频序列仍与第 1 组中的任意 1 个扩频码相互正交。需要特别指出的是,第 1 组中的 4 个扩频码和第 2 组中的 5 个扩频码必须是不相同的。这里,选择其中 8 个组合扩频序列对第 2 个调制符号进行扩频,从而得到第 2 组的 PN 码索引表如表 2 所示。

表 2 第 2 组的 PN 码索引表

| PN 码映射块 ( $G_{Code2}$ ) | PN 码索引值 ( $q$ ) |
|-------------------------|-----------------|
| 000                     | 1               |
| 001                     | 2               |
| 010                     | 3               |
| 011                     | 4               |
| 100                     | 5               |
| 101                     | 6               |
| 110                     | 7               |
| 111                     | 8               |

由两组发射天线数量可得到天线索引表如表 3 所示。

表 3 天线索引表

| 天线映射块 ( $G_{Ant1}, G_{Ant2}$ ) | 天线索引值 ( $m, n$ ) |
|--------------------------------|------------------|
| 0                              | 1                |
| 1                              | 2                |

这里采用的是 8QAM, 可得如图 2 所示的调制符号星座图。

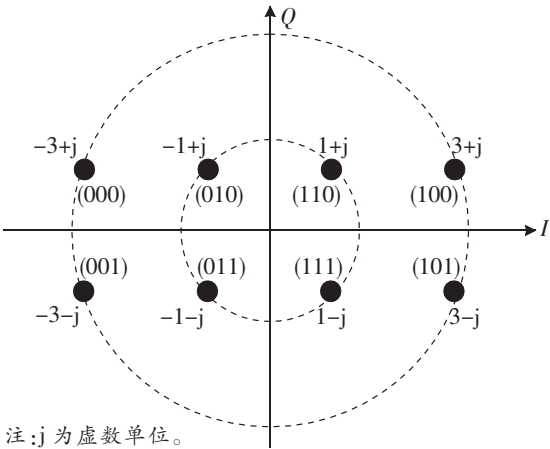


图 2 8QAM 星座图

假设本方案一个传输时隙的信息比特流  $u = 1011101011100$ , 则由式(1)及相应的 PN 码索引表、天线索引表和星座图可得映射关系如表 4 所示。

表 4 映射关系表

| $G_{Mod1}$ | $G_{Mod2}$ | $G_{Ant1}$ | $G_{Ant2}$ | $G_{Code1}$ | $G_{Code2}$ |
|------------|------------|------------|------------|-------------|-------------|
| $3-j$      | $1+j$      | $T_2$      | $T_1$      | $w_4$       | $w_5$       |

3 天线选择方法

假设系统在接收端拥有完美的 CSI, 则本方案将利用天线选择技术选择一个性能较优的发射天线子集, 然后通过反馈链路将其反馈给发射端, 保证在每个时隙发射端都能选择性能较优的天线来发送数据, 从而进一步提高系统的 BER 性能。如今, 使用天线选择技术选择天线的准则主要有欧氏距离准则和信道容量准则。其中, 基于欧氏距离准则的天线选择 (Euclidean Distance Antenna Selection,

EDAS) 算法能够更好地提高系统的性能, 但传统的 EDAS 算法具有较高的计算和搜索复杂度。这里计算复杂度指的是计算欧式距离所带来的复杂度, 搜索复杂度指的是比较欧式距离大小所带来的复杂度。

为了降低传统 EDAS 算法的计算和搜索复杂度, 针对 QAM 调制方式其星座图中调制符号具有的旋转对称特性, 本文将采用文献[15]中提出的基于旋转对称的 EDAS (Rotational Symmetry based-EDAS, RS-EDAS) 算法得到上三角矩阵  $\mathbf{D}$ , 然后再利用文献[16]中提出的递减的天线选择 (Incremental-Antenna Selection, D-AS) 算法寻找出一个对应的次优天线子集组合。虽然本文的天线选择方法不能找出最优的天线子集组合, 但在保证较低计算和搜索复杂度的同时, 使用本方法所选出的次优天线来发送信号也能够达到较好的系统性能。

4 低复杂度的 ML 检测算法

为了达到最好的系统性能, 文献[13]中的空码正交索引调制 (Space Code Orthogonal Index Modulation, SCOIM) 和文献[14]中的广义空码联合索引调制 (Generalized Space Code Joint Index Modulation, GSCJIM), 这两种方案都在接收端对解扩后的信号使用最优的 ML 检测算法来估计出发射天线索引值和调制符号, 其表达式为

$$[\hat{g}, \hat{s}_i] = \arg \min_{g \in N_t, s_i \in S} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_g s_i\|^2, \quad (2)$$

式中:  $\hat{g}$  为估计的发射天线索引值;  $\hat{s}_i$  为估计的调制符号;  $\mathbf{y}$  为接收信号;  $\mathbf{h}_g$  为信道增益矩阵  $\mathbf{H}$  中的第  $g$  个列向量;  $s_i$  为第  $i$  个调制符号;  $S$  为调制符号集合。

若以算法的实乘运算次数来定义该算法的计算复杂度, 则 ML 检测算法的计算复杂度为  $6N_t N_r M^{[17]}$ 。可以看出 ML 检测算法存在高计算复杂度的问题。于是, 本文通过改变式(2)并利用 QAM 调制符号的旋转对称特性来降低 ML 检测算法的计算复杂度, 改变后的表达式为

$$\begin{aligned} [\hat{g}, \hat{s}_i] = & \arg \min_{g \in N_t, s_i \in S} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_g s_i\|^2 = \\ & \arg \min_{g \in N_t, s_i \in S} \|(\mathbf{y}/s_i - \mathbf{h}_g) \cdot s_i\|^2 = \\ & \arg \min_{g \in N_t, s_i \in S} \|(\mathbf{y}/s_i - \mathbf{h}_g)\|^2 \cdot |s_i|^2. \end{aligned} \quad (3)$$

由于 QAM 调制符号在星座图上的旋转对称特性, 当调制阶数为  $M$  时, 具有  $M/4$  个旋转对称集, 且每个旋转对称集里的调制符号幅度相等<sup>[15]</sup>。因此, 在计算所有调制符号的幅值平方时, 同一个旋转对

称集中只需计算一个调制符号的幅值平方,总共则需计算  $M/4$  个调制符号的幅值平方,并且所有调制符号的幅值平方可以提前计算。所提出的低计算复杂度 ML 检测算法的具体步骤如下:

步骤 1: 初始化  $N_t$  和  $M$ , 并定义矩阵变量  $\mathbf{ML}$  和  $\mathbf{R}$ , 其中  $\mathbf{ML} = \text{zeros}(N_t, M)$ ,  $\mathbf{R} = \text{zeros}(M, 1)$ ,  $\text{zeros}()$  为定义零矩阵的函数;

步骤 2: 计算每个旋转对称集中任意一个调制符号的幅值平方, 即  $r_1 = |s_1|^2, \dots, r_{M/4} = |s_{M/4}|^2$ ;

步骤 3: 根据  $r_1, \dots, r_{M/4}$  得到所有调制符号的幅值平方, 并保存在  $\mathbf{R}$  中;

步骤 4: 估计出发射天线索引值  $\hat{g}$  和调制符号下标值  $\hat{i}$ ;

for  $i = 1 : M$

$\mathbf{A} = \mathbf{y} / s_i = \mathbf{y} \cdot s_i^* / (s_i \cdot s_i^*) = \mathbf{y} \cdot s_i^* / |s_i|^2 = \mathbf{y} \cdot s_i^* / \mathbf{R}(i, 1)$

for  $g = 1 : N_t$

$$C_r = 1 - \frac{\left(\frac{1}{2} + N_{t1} + 6N_r + 2N_r N_{t1}\right)M + \left(\frac{1}{2} + N_{t2} + 6N_r + 2N_r N_{t2}\right)M}{6N_r N_{t1}M + 6N_r N_{t2}M} = 1 - \frac{M + n_t M + 12N_r M + 2N_r n_t M}{6N_r n_t M} = \frac{2}{3} - \frac{1}{6N_r n_t} - \frac{1}{6N_r} - \frac{2}{n_t} \quad (5)$$

由式(5)可知, 该算法所减少的计算复杂度占比将随着接收天线数量和选出的发射天线数量的增加而增大, 当接收天线数量和选出的发射天线数量很大时, 其所减少的计算复杂度占比将达到约 66%。

## 5 信号解调

本方案的接收机模型框图如图 3 所示。假设接收端具有理想的信道估计, 且信道增益矩阵  $\mathbf{H} \in$

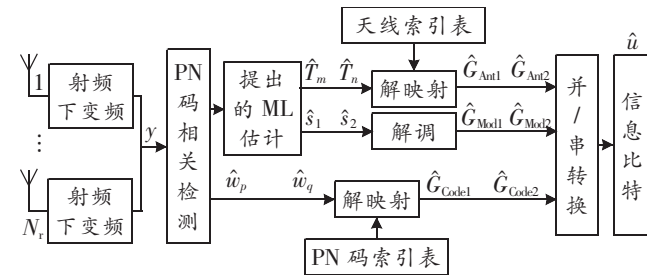


图 3 接收机模型框图

$\mathbf{C}^{N_r \times N_t}$  为一个服从独立分布的复高斯随机变量矩阵, 其均值为 0, 方差为  $\sigma^2$ , 而且它在每一个传输时隙内保持不变; 噪声  $\mathbf{n} \in \mathbf{C}^{N_r \times L}$  是复加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为  $N_0$ 。那么, 在接收端通过射频频下变频将宽带信号变频至中频后, 接收信号为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_m s_1 w_p + \mathbf{h}_n s_2 w_q + \mathbf{n}, \quad (6)$$

$\mathbf{ML}(g, i) = \text{sum}\{\|\mathbf{A} - \mathbf{h}_g\|^2 \cdot \mathbf{R}(i, 1)\} = \text{sum}(\|\mathbf{A} - \mathbf{h}_g\|^2) \cdot \mathbf{R}(i, 1)$   
end for  
end for

$[\hat{g}, \hat{i}] = \arg \min_{g, i} \mathbf{ML}(g, i);$

步骤 5: 根据  $\hat{i}$ , 得到估计的调制符号  $\hat{s}_i$ 。

步骤 2 中需  $M/2$  次实乘运算。步骤 4 中计算一次  $\mathbf{A} = \mathbf{y} \cdot s_i^* / \mathbf{R}(i, 1)$  则需要  $6N_r$  次实乘运算,  $s_i^*$  为对  $s_i$  取共轭, 而步骤 4 中计算一次  $\mathbf{ML}(g, i) = \text{sum}(\|\mathbf{A} - \mathbf{h}_g\|^2) \cdot \mathbf{R}(i, 1)$  则需要  $2N_r + 1$  次实乘运算, 因此, 提出的 ML 检测算法的总计算复杂度为

$$C_{\text{Proposed-ML}} = \left(\frac{1}{2} + N_t + 6N_r + 2N_r N_t\right)M \quad (4)$$

由于本文提出的方案需要在接收端进行两次解调, 所以与使用最优 ML 检测算法相比, 使用本文所提算法所减少的计算复杂度占比为

式中:  $\mathbf{h}_m$  为在第 1 组发射天线中索引到的第  $m$  根天线所对应的信道系数列向量;  $\mathbf{h}_n$  为在第 2 组发射天线中索引到的第  $n$  根天线所对应的信道系数列向量;  $w_p$  和  $w_q$  分别为对第 1 个和第 2 个调制符号进行扩频所采用的 PN 码 ( $p = 1, 2, \dots, N_{c1}; q = 1, 2, \dots, 2^{\lceil \log_2(C_{N_{c2}}^2) \rceil}$ )。

参见文献[18], 可以通过以下两个步骤得到解扩后的两个有用信号。首先通过文献[18]中的式(3)和(4)检测出第 1 个调制符号所使用的 PN 码索引值  $\hat{p}$ , 从而得到第 1 个调制符号所使用的 PN 码  $w_p$ 。同理, 可以得到第 2 个调制符号所使用的 PN 码  $w_q$ 。接着通过文献[18]中的式(5)分别得到解扩后的两个有用信号  $y_1$  和  $y_2$ 。 $y_1$  和  $y_2$  分别为通过 PN 码  $w_p$  和  $w_q$  所解扩出的有用信号。

然后用提出的低复杂度 ML 检测算法分别估计出两个调制符号  $\hat{s}_1$  和  $\hat{s}_2$  以及激活的两根发射天线索引值  $\hat{m}$  和  $\hat{n}$ 。最后将检测到的调制符号  $\hat{s}_1$  和  $\hat{s}_2$  通过解调恢复出调制信息比特  $\hat{G}_{\text{Mod1}}$  和  $\hat{G}_{\text{Mod2}}$ ; 通过将检测到的 PN 码索引值  $\hat{p}$  和  $\hat{q}$  以及检测到的天线索引值  $\hat{m}$  和  $\hat{n}$  分别进行解映射, 从而恢复出对应的 PN 码映射信息比特  $\hat{G}_{\text{Code1}}$  和  $\hat{G}_{\text{Code2}}$  以及天线映射信息比特  $\hat{G}_{\text{Ant1}}$  和  $\hat{G}_{\text{Ant2}}$ ; 接着再经过并/串转换恢复出

源信息比特  $\hat{u}$ 。

## 6 仿真结果

本节将对本文提出的方案与文献[13]和[14]中的方案以及 SM、正交空间调制(Orthogonal Spatial Modulation, QSM) 和广义空间调制(Generalized Spatial Modulation, GSM) 3 种经典索引调制方案进行仿真对比。此外,还将仿真对比本文所提方案在不同 PN 码索引资源数量下的 BER 性能,最后将对本文提出的低复杂度 ML 检测算法与最优的 ML 检测算法进行仿真对比。仿真采用相互独立的瑞利平坦衰落信道和码长为 32 的 Walsh 码序列,并且调制方式皆为 QAM,仿真点数为  $10^5$ 。

图 4 对比分析了本文所提 SCIM-LDC 方案与 SCOIM 和 GSCJIM 方案的 BER 性能。3 种方案的系统参数依次为  $(N_t, N_r, n_t, N_{t1}, N_{t2}, N_{c1}, N_{c2}, k, M)$ 、 $(N_t, N_r, N_c, M)$  和  $(N_t, N_r, n_t, N_c, M)$ 。如图中对比曲线①②③所示,当每个时隙的传输信息比特为 9 bits 时,与其他两种方案相比,SCIM-LDC 方案的 BER 性能具有相当明显的优势,不过 SCIM-LDC 方案要比 SCOIM 和 GSCJIM 方案分别多消耗 4 个 PN 码索引资源和两个 PN 码索引资源;而当每个时隙的传输信息比特为 10 bits 且  $BER = 10^{-4}$  时,相比 SCOIM 和 GSCJIM 方案,SCIM-LDC 方案分别提供了大约 5.5 和 8.0 dB 的 SNR 增益,不过此时 SCIM-LDC 方案要比其他两种方案多消耗 3 个 PN 码索引资源。

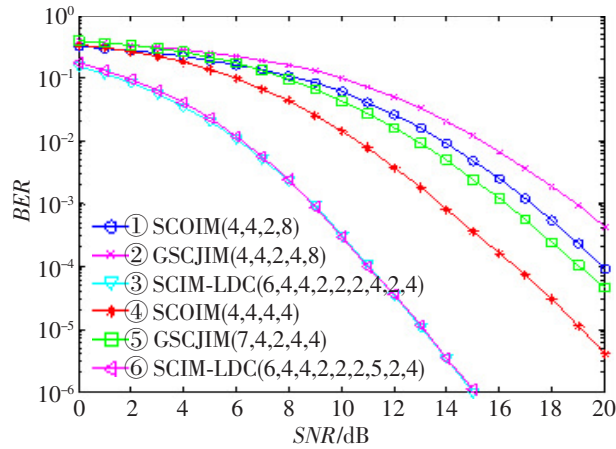


图 4 SCIM-LDC 与 SCOIM、GSCJIM 方案的 BER 性能对比图

图 5 仿真对比了 SCIM-LDC 方案与 3 种传统 IM 方案 SM、QSM 和 GSM 方案的 BER 性能。由图可知,当每个时隙的传输信息比特为 11 bits 时,SCIM-LDC 方案的 BER 性能明显优于其他 3 种调

制方案。相比其他 3 种方案,SCIM-LDC 方案消耗更少的发射天线索引资源且具有更低的调制阶数,不过它比其他 3 种方案多消耗了 9 个 PN 码索引资源,同时也增加了系统的设计难度。

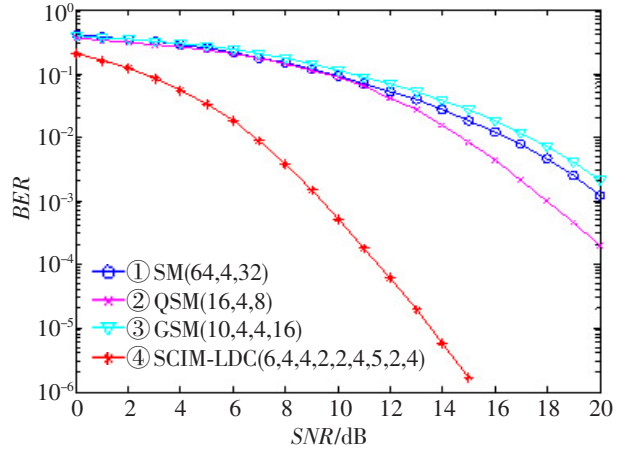


图 5 SCIM-LDC 与 SM、QSM 和 GSM 3 种方案的 BER 性能对比图

图 6 仿真对比了 SCIM-LDC 方案在不同 PN 码索引资源数量下的 BER 性能。由图可知,系统的 BER 性能会随着 PN 码索引资源数量的增加而下降。这是由于随着 PN 码索引资源数量的增加,在接收端进行 PN 码相关检测时的错误率也会有所提高,从而导致系统性能下降。因此,虽然相比 3 种传统 IM 方案 SM、QSM 和 GSM 方案,SCIM-LDC 方案通过增加 PN 码索引资源提高了系统性能,但该方案却不能通过大量地增加 PN 码索引资源的数量来提高频谱效率,仍然需要在频谱效率和系统性能之间作出权衡。

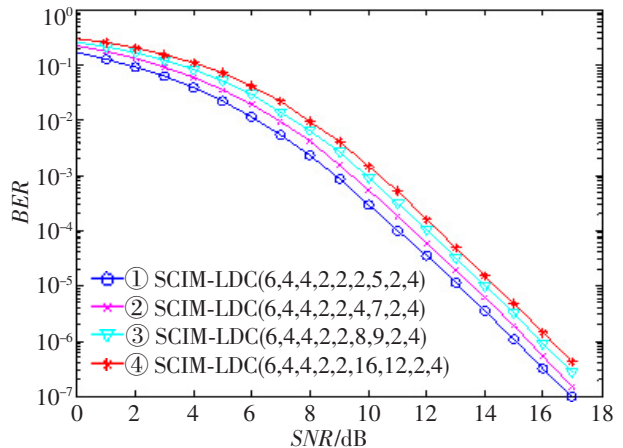


图 6 SCIM-LDC 方案在不同 PN 码索引资源数量下的 BER 性能对比图

图 7 仿真对比了使用本文提出的低复杂度 ML 检测算法的 SCIM-LDC 方案与使用最优的 ML 检测算法的 SCIM-ML 方案的 BER 性能。分别对比

曲线①②和③④可知,在相同的系统配置下,SCIM-LDC 方案达到了与 SCIM-ML 方案相同的 BER 性能。不过在接收端进行解调时,由式(5)可计算出 SCIM-LDC 方案所减少的计算复杂度占比分别约为 39% 和 30%。

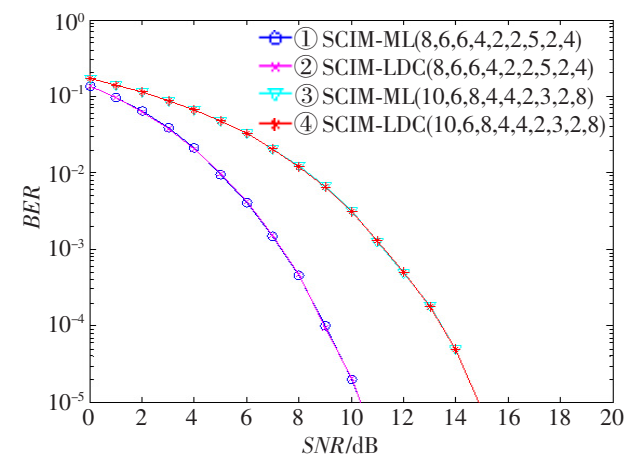


图 7 SCIM-LDC与SCIM-ML方案的 BER 性能对比

## 7 结束语

本文结合 SM 和 CIM 并利用 QAM 调制符号的旋转对称特性,提出了 SCIM-LDC 方案。

仿真实验表明,SCIM-LDC 方案的 BER 性能明显优于 SM、QSM、GSM、SCOIM 和 GSCJIM 方案,此外,SCIM-LDC 方案可以灵活地通过增加发射天线索引资源数量、PN 码索引资源数量和调制阶数来提高频谱效率,并且在高频谱效率下保证较好的 BER 性能。不过相比其他方案,由于 SCIM-LDC 方案采用了天线选择技术,从而增加了系统的设计复杂度。而且,本方案的 BER 性能也会随着 PN 码索引资源数量的增加而有所下降。仿真实验还表明,与采用最优的 ML 检测算法进行解调的 SCIM-ML 方案相比,SCIM-LDC 方案能够达到与之相同的 BER 性能。

## 参考文献:

[1] Zhang G, Leenheer M D, Morea A, et al. A Survey on OFDM-based Elastic Core Optical Networking[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2013, 15(1):65–87.

[2] Basar E. Index Modulation Techniques for 5G Wireless Networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168–175.

[3] Rahman T F, Habib A, Sacchi C, et al. Mm-Wave STSK-Aided Single Carrier Block Transmission for Broadband Networking[C]//2017 IEEE Symposium on Computers and Communications. Heraklion, Greece: IEEE, 2017: 8024579.

[4] Narasimhan T L, Raviteja P, Chockalingam A. Generalized Spatial Modulation in Large-Scale Multiuser MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3764–3779.

[5] Younis A, Serafimovski N, Mesleh R, et al. Generalized Spatial Modulation[C]// 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 2010: 1498–1502.

[6] Mesleh R, Ikki S, Aggoune H M. Quadrature Spatial Modulation [J]. IEEE Transactions Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2738–2742.

[7] Althunibat S, Mesleh R, Basar E. Differential Subcarrier Index Modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(8): 7429–7436.

[8] Inacio J C, Uchoa-Filho B F, Ruyet D L. Grouped Linear Constellation-Precoding for Subcarrier Index Modulation OFDM[C]// International Symposium on Wireless Communication Systems. Bologna, Italy: IEEE, 2017: 308–313.

[9] Kaddoum G, Ahmed M F A, Nijsure Y. Code Index Modulation: A High Data Rate and Energy Efficient Communication System [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(2): 175–178.

[10] Kaddoum G, Nijsure Y, Tran H. Generalized Code Index Modulation Technique for High Data Rate Communication Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(9): 7000–7009.

[11] Datta T, Eshwaraiah H S, Chockalingam A. Generalized Space and Frequency Index Modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(7): 4911–4924.

[12] Patcharamaneepakorn P, Wang C X, Fu Y, et al. Quadrature Space-Frequency Index Modulation for Energy-Efficient 5G Wireless Communication Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(7): 3050–3064.

[13] 江治林, 葛利嘉, 邢峰英, 等. 二维空码索引调制算法 [J]. 计算机应用, 2018(5): 1458–1462.

[14] 冯胜, 杨勤, 郑鹤, 等. 广义空一码联合索引调制 [J]. 计算机应用研究, 2018(7): 2112–2115.

[15] 门宏志, 刘文龙, 王楠, 等. 空间调制系统低复杂度的天线选择算法 [J]. 电子学报, 2016, 44(6): 1322–1327.

[16] Sun Z, Xiao Y, Yang P, et al. Transmit Antenna Selection Schemes for Spatial Modulation Systems: Search Complexity Reduction and Large-scale MIMO Applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9): 8010–8021.

[17] Rajashekar R, Hari K V S, Hanzo L. Reduced-Complexity ML Detection and Capacity-Optimized Training for Spatial Modulation Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(1): 112–125.

[18] Feng S, Zhong T, Ge L, et al. Space-Code Index Modulation for Wireless Communications[C]//2018 24th Asia-Pacific Conference on Communications. Ningbo, China: IEEE, 2018: 219–223.