



广义正交码索引调制系统的性能分析

卞李娜¹, 冯会真¹, 金小萍¹, 楼维中², 瞿崇晓²

(1. 中国计量大学信息工程学院, 浙江省电磁波信息技术与计量检测重点实验室, 浙江 杭州 310018;
2. 中国电子科技集团公司第五十二研究所, 浙江 杭州 310018)

摘要: 为了提高码索引调制 (code index modulation, CIM) 系统的传输效率, 提出了一种具有更低复杂度的单输入单输出 (single input single output, SISO) 的广义正交码索引调制 (generalized orthogonal code index modulation, GQCIM) 系统。CIM 系统使用扩频码和星座符号传输信息, 但只能激活两个扩频码索引和一个调制符号。而 GQCIM 系统以一种新颖的方式克服了只激活一个调制符号的限制, 同时充分利用了调制符号的正交性, 增加扩频码索引以传输更多的额外信息位, 提高了系统的传输效率。此外, 分析了 GQCIM 系统的理论性能, 推导了误码率性能的上界。通过蒙特卡罗仿真验证了 GQCIM 系统的性能, 对比发现 GQCIM 系统的理论和仿真性能一致。而且在相同的传输效率下, 结果显示 GQCIM 系统的性能优于同样具有正交性的调制系统, 如广义码索引调制 (generalized code index modulation, GCIM) 系统、CIM 系统、码索引调制-正交空间调制 (code index modulation aided quadrature spatial modulation, CIM-QSM) 系统、码索引调制-正交空间调制 (code index modulation aided spatial modulation, CIM-SM) 系统、脉冲索引调制 (pulse index modulation, PIM) 系统。

关键词: 广义正交码索引调制; 码索引调制; 平均成对错误概率; 传输效率

中图分类号: TN929

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022166

Performance analysis of generalized orthogonal code index modulation system

BIAN Lina¹, FENG Huizhen¹, JIN Xiaoping¹, LOU Weizhong², QU Chongxiao²

1. Key Laboratory of Electromagnetic Wave Information Technology and Metrology of Zhejiang Province, College of Information Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China
2. The 52nd Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hangzhou 310018, China

Abstract: In order to improve the transmission efficiency of the code index modulation (CIM) system, a generalized orthogonal code index modulation (GQCIM) system with lower complexity was proposed, which was a single input single output (SISO) system. CIM system used spreading codes and constellation symbols to transmit information,

收稿日期: 2022-03-02; 修回日期: 2022-07-14

通信作者: 冯会真, 03a0303051@cjl.edu.cn

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY17F010012); 浙江省教育厅科研资助项目 (No.Y201840047); 国家级大学生创新创业训练计划项目 (No.202110356016); 未来网络科研基金项目 (No.FNSRFP-2021-YB-11)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Zhejiang Province (No.LY17F010012), The Research Funding Project of Zhejiang Provincial Department of Education (No.Y201840047), The National College Student Innovation and Entrepreneurship Training Program Project (No.202110356016), Future Network Scientific Research Fund Project (No.FNSRFP-2021-YB-11)

but only activated two spreading code indexes and one modulation symbol. GQCIM system overcame the limitation of only activating one modulation symbol at a time in a novel way, at the same time, made full use of the orthogonality of modulation symbols, increased the spreading code index to transmit more additional information bits, and improved the transmission efficiency of the system. In addition, the theoretical performance of GQCIM system was analyzed and derived the upper bound of bit error rate performance. Then the performance of GQCIM was verified by Monte Carlo simulation, and the theoretical and simulation performance of GQCIM system was found to be consistent. And under the same transmission efficiency, the results show that the performance of GQCIM system is better than the same orthogonal modulation system, such as generalized code index modulation (GCIM) system, CIM system, code index modulation aided quadrature spatial modulation (CIM-QSM) system, code index modulation aided spatial modulation (CIM-SM) system, pulse index modulation (PIM) system.

Key words: generalized orthogonal code index modulation, code index modulation, average pairwise error probability, transmission rate

0 引言

在 6G 中,移动数据服务的爆发式增长与智能设备的广泛普及对频谱效率和能量效率提出了更高的要求^[1]。新兴的物理层调制技术——索引调制(index modulation, IM)^[2-4],是一种具有高频谱效率和高能量效率的数字调制技术,利用资源的索引传递额外的信息位,能够达到 6G 对高吞吐量和低能量消耗的需求,使得人们对它的兴趣与日俱增^[5-8]。传统索引调制主要分为空域、频域、时域、码域 4 种^[9],对应的激活资源分别为天线、子载波、时隙和扩频码^[10]。其中,码域中提出的是码索引调制(code index modulation, CIM)系统^[11-12],该方案使用扩频码与星座符号一起映射数据,与传统的直接序列扩频(direct sequence spread spectrum, DSSS)系统^[13]相比,可以在不增加系统复杂度的同时,实现更高的数据速率和更低的能量消耗。而且, CIM 系统还可以与多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)、空间调制(spatial modulation, SM)^[14]、正交空间调制(quadrature spatial modulation, QSM)^[15]、广义空间调制(generalized spatial modulation, GSM)^[16]和正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)^[17]等系统结合成二维系统以获得更高的吞吐量^[18]。但是 CIM 系统存

在每次只激活一个调制符号的问题,传输效率受到限制。同时, CIM 系统未能充分利用扩频码的激活组合方式,使得传输效率无法进一步提高。

为此,本文提出了一种新的方法来提高 CIM 系统的传输效率,即广义正交码索引调制(generalized orthogonal code index modulation, GQCIM)系统。广义码索引调制(generalized code index modulation, GCIM)系统通过组合的方式选择多个扩频码以及多个调制符号。在扩频码数量相同的情况下, GCIM 系统相比 CIM 系统可以实现更高的传输效率。而 GQCIM 系统在 GCIM 系统基础上将调制符号展开为同相和正交两部分,利用扩频码对其同相和正交两部分分别进行扩频,又进一步提高了 CIM 系统和 GCIM 系统的传输速率。GQCIM 系统是一个单输入单输出(single input single output, SISO)系统且接收端采用先解扩后解调的方式,系统检测复杂度低,而且该系统每组比特中只有一小部分的比特通过信道进行物理传输,剩余部分比特都映射到扩频码中,使其功耗更低。因此,较传统的 CIM 系统, GQCIM 系统具有功耗低、复杂度低、传输效率高的优势,有利于其在物联网系统中使用。本文还推导了 GQCIM 系统的平均成对差错概率,实验结果表明所提出 GQCIM 系统的仿真结果与理论性能分析一致。同时在相同的传输效率下, GQCIM 系统的



误码性能优于 GCIM 系统、CIM 系统、码索引调制-正交空间调制 (code index modulation aided quadrature spatial modulation, CIM-QSM) 系统、码索引调制-正交空间调制 (code index modulation aided spatial modulation, CIM-SM) 系统、脉冲索引调制 (pulse index modulation, PIM) 系统^[19]。

1 GQCIM 系统模型

1.1 发射端

本文设计了一个 GQCIM 系统, GQCIM 系统模型发射端如图 1 所示。该系统是单输入单输出系统, 由 $N_t=1$ 根发射天线、 $N_r=1$ 根接收天线、 L 个扩频码、多进制正交幅度调制 (multiple quadrature amplitude modulation, M-QAM) 调制符号组成。在该系统的发射端, 发送维数为 $1 \times b_{\text{GQCIM}}$ 的位序列 p 。 b_{GQCIM} 可以被细分为 3 个比特块: $b_1 = \lfloor \lg \binom{L}{K} \rfloor$ 、 $b_2 = K \lg(M)$ 、 $b_3 = \lfloor \lg \binom{L}{K} \rfloor$ 使得 $b_{\text{GQCIM}} = b_1 + b_2 + b_3 = \lfloor \lg \binom{L}{K} \rfloor + K \lg(M) + \lfloor \lg \binom{L}{K} \rfloor$, b_1 和 b_3 数值是一致的, 但物理意义不一样, 其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, b_1 和 b_3 分别是确定从 L 个扩频

码 $c_1 \cdots c_L$ 中激活 K 个扩频码, 分别为 $c_{i_{\text{SI}}^1} \cdots c_{i_{\text{SI}}^K}$ 和 $c_{i_{\text{SO}}^1} \cdots c_{i_{\text{SO}}^K}$, $i_{\text{SI}}^1 \cdots i_{\text{SI}}^K \in \{1, \cdots, L\}$ 为同相部分扩频所选择的 K 个扩频码索引, $i_{\text{SO}}^1 \cdots i_{\text{SO}}^K \in \{1, \cdots, L\}$ 为正交部分扩频所选择的 K 个扩频码索引, $K \in \{1, \cdots, L\}$ 。

扩频码使用 Hadamard 码, 其中的元素由 ± 1 组成, L 为扩频码个数。 $L=4$, $K=1, 2, 3$ 参考查找表见表 1, 它将索引位映射到 $K=\{1, 2, 3\}$ 和 $L=4$ 的传输扩频码。以 $L=4$ 、 $K=2$ 为例, 根据 $b_1 = \lfloor \lg \binom{4}{2} \rfloor$

可知需要 2 bit, 比特映射需要在 4 个扩频码 $\{c_{i_1}, c_{i_2}, c_{i_3}, c_{i_4}\}$ 中激活 2 个扩频。同相和正交部分的扩频码激活方式见表 1。 b_2 也可以拆成 K 个子块, $b_{2,k}$ 用来选择一个 M-QAM 调制符号 x_{m_k} , 其中, m_k 为调制符号的索引, $k \in \{1 \cdots K\}$ 。 M-QAM 调制符号的一般形式为 $x_{m_k} = x_{m_k}^{\text{SI}} + jx_{m_k}^{\text{SO}}$ 。第 k 个调制符号实部与第一次选择的扩频码 $c_{i_{\text{SI}}^k}$ 相乘得到 $x_{m_k}^{\text{SI}} c_{i_{\text{SI}}^k}$, 第 k 个调制符号虚部与第二次选择的扩频码 $c_{i_{\text{SO}}^k}$ 相乘得到 $x_{m_k}^{\text{SO}} c_{i_{\text{SO}}^k}$ 。扩频之后的调制符号组合起来可以得到 $x_{m_k}^{\text{SI}} c_{i_{\text{SI}}^k} + jx_{m_k}^{\text{SO}} c_{i_{\text{SO}}^k}$, 再将 K 个扩频码和调制符号的乘积 $x_{m_k}^{\text{SI}} c_{i_{\text{SI}}^k} + jx_{m_k}^{\text{SO}} c_{i_{\text{SO}}^k}$ 进行求和得到发射

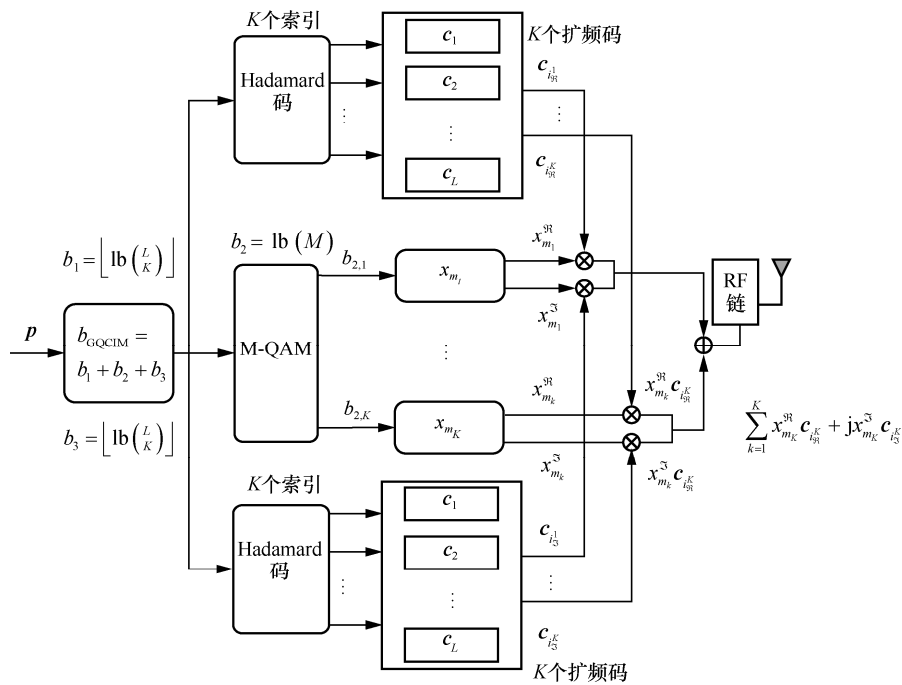


图1 GQCIM 系统模型发射端

信号 $\sum_{k=1}^K (x_{m_k}^{\Re} \mathbf{c}_{i_{\Re}^k} + j x_{m_k}^{\Im} \mathbf{c}_{i_{\Im}^k})$ 。

表 1 $L=4, K=1, 2, 3$ 参考查找表

比特	激活个数 ($K=1$)	激活个数 ($K=2$)	激活个数 ($K=3$)
{0,0}	$\{c_{i_1}\}$	$\{c_{i_1}, c_{i_2}\}$	$\{c_{i_1}, c_{i_2}, c_{i_3}\}$
{0,1}	$\{c_{i_2}\}$	$\{c_{i_1}, c_{i_3}\}$	$\{c_{i_1}, c_{i_2}, c_{i_4}\}$
{1,0}	$\{c_{i_3}\}$	$\{c_{i_1}, c_{i_4}\}$	$\{c_{i_1}, c_{i_3}, c_{i_4}\}$
{1,1}	$\{c_{i_4}\}$	$\{c_{i_2}, c_{i_3}\}$	$\{c_{i_2}, c_{i_3}, c_{i_4}\}$

发射信号通过一个服从复高斯分布（均值为 0、方差 $\sigma_h^2=1$ ）的瑞利衰落信道 $\mathbf{h} \in \mathbf{C}^{L \times 1}$ ，并经过一个服从复高斯分布（均值为 0、方差 $\sigma_n^2=N_0$ ）加性白高斯噪声（additive white Gaussian noise, AWGN） $\mathbf{n} \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}$ ，Len 为扩频码的长度。因此，信道输出端的接收基带信号由式（1）给出。

$$\mathbf{y} = \left(\sum_{k=1}^K h x_{m_k}^{\Re} \mathbf{c}_{i_{\Re}^k} + j \sum_{k=1}^K h x_{m_k}^{\Im} \mathbf{c}_{i_{\Im}^k} \right) + \mathbf{n} \quad (1)$$

也可将其拆分成同相（I）和正交（Q）两部分：

$$\mathbf{y}_I = \sum_{k=1}^K h x_{m_k}^{\Re} \mathbf{c}_{i_{\Re}^k} + \mathbf{n}_I \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_Q = \sum_{k=1}^K h x_{m_k}^{\Im} \mathbf{c}_{i_{\Im}^k} + \mathbf{n}_Q \quad (3)$$

其中，扩频码 $\mathbf{c}_{i_{\Re}^k} \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}, \mathbf{c}_{i_{\Im}^k} \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}$ ，接收基带信号 $\mathbf{y} \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}$ 。 $\mathbf{y}_I$ 和 $\mathbf{y}_Q$ 分别为 $\mathbf{y}$ 的 I 和 Q 分量， $\mathbf{y}_I \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}, \mathbf{y}_Q \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}$ ； $\mathbf{n}_I$ 和 $\mathbf{n}_Q$ 分别为 $\mathbf{n}$ 的 I 和 Q 分量， $\mathbf{n}_I \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}, \mathbf{n}_Q \in \mathbf{C}^{L \times \text{Len}}$ 。

1.2 接收端

（1）最大似然检测方法

GQCIM 系统的接收端采用最大似然（maximum likelihood, ML）检测方法遍历所有可能性。GQCIM 系统的 ML 检测器可以表示为：

$$\left[\hat{i}_{\Re}^1 \cdots \hat{i}_{\Re}^K, \hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K, \hat{i}_{\Im}^1 \cdots \hat{i}_{\Im}^K \right] = \arg \min_{\substack{\hat{i}_{\Re}^1 \cdots \hat{i}_{\Re}^K, \hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K, \hat{i}_{\Im}^1 \cdots \hat{i}_{\Im}^K}} \left\{ \left\| \mathbf{y} - \left(\sum_{k=1}^K h x_{m_k}^{\Re} \mathbf{c}_{i_{\Re}^k} + j \sum_{k=1}^K h x_{m_k}^{\Im} \mathbf{c}_{i_{\Im}^k} \right) \right\|^2 \right\} \quad (4)$$

其中， $\|\cdot\|$ 表示弗罗贝尼斯范数。通过式（4），

$\hat{i}_{\Re}^1 \cdots \hat{i}_{\Re}^K, \hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K, \hat{i}_{\Im}^1 \cdots \hat{i}_{\Im}^K$ 索引都被解调出来。最后，索引值 $(\hat{i}_{\Re}^1 \cdots \hat{i}_{\Re}^K, \hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K, \hat{i}_{\Im}^1 \cdots \hat{i}_{\Im}^K)$ 借助解映射器可以得到接收机处的 $\hat{b}_{\text{GQCIM}}$ 。显然，最大似然检测器应该搜索所有可能的索引，以找到使最大似然度量最小化的索引，这使得 ML 检测的计算复杂性为 $O(C_L^K M C_L^K)$ ， C_L^K 为从 L 个扩频码挑选 K 个的组合数。

（2）匹配滤波检测方法

匹配滤波（matched filter, MF）检测方法的目的是充分利用扩频码的自相关性质。在 GQCIM 系统的接收端先进行解扩操作，根据每个分支可以得到同相和正交两部分所使用的扩频码索引 $\hat{i}_{\Re}^1 \cdots \hat{i}_{\Re}^K$ 和 $\hat{i}_{\Im}^1 \cdots \hat{i}_{\Im}^K$ 以及调制符号索引 $\hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K$ 。为了降低 GQCIM 系统的复杂度，调制符号索引 $\hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K$ 在检测到 Hadamard 码索引 $\hat{i}_{\Re}^1 \cdots \hat{i}_{\Re}^K$ 和 $\hat{i}_{\Im}^1 \cdots \hat{i}_{\Im}^K$ 之后才检测。解扩操作是接收基带信号 $\mathbf{y}$ 和 L 个扩频码相乘。因此，I 和 Q 分量的第 l 个 ($l \in \{1, \dots, L\}$) 相关器的解扩输出可以表示为：

$$\hat{y}_{I,l} = \mathbf{y}_I \mathbf{c}_l^T = \sum_{j=1}^{\text{Len}} y_{I,j} c_{l,j} = \sum_{j=1}^{\text{Len}} \left(\sum_{k=1}^L h x_{m_k}^{\Re} c_{i_{\Re}^k,j} + n_{I,j} \right) c_{l,j} = \begin{cases} h \sum_{k=1}^L x_{m_k}^{\Re} E_c + \tilde{n}_{I_l}, & \text{若 } l = \hat{i}_{\Re}^k \\ \tilde{n}_{I_l}, & \text{若 } l \neq \hat{i}_{\Re}^k \end{cases} \quad (5)$$

$$\hat{y}_{Q,l} = \mathbf{y}_Q \mathbf{c}_l^T = \sum_{j=1}^{\text{Len}} y_{Q,j} c_{l,j} = \sum_{j=1}^{\text{Len}} \left(\sum_{k=1}^L h x_{m_k}^{\Im} c_{i_{\Im}^k,j} + n_{Q,j} \right) c_{l,j} = \begin{cases} h \sum_{k=1}^L x_{m_k}^{\Im} E_c + \tilde{n}_{Q_l}, & \text{若 } l = \hat{i}_{\Im}^k \\ \tilde{n}_{Q_l}, & \text{若 } l \neq \hat{i}_{\Im}^k \end{cases} \quad (6)$$

其中， $(\cdot)^T$ 表示转置， $c_{l,j}$ 为扩频码 $\mathbf{c}_l$ 的第 j 个元素， $c_{i_{\Re}^k,j}$ 为扩频码 $\mathbf{c}_{i_{\Re}^k}$ 的第 j 个元素， $c_{i_{\Im}^k,j}$ 为扩频码 $\mathbf{c}_{i_{\Im}^k}$ 的第 j 个元素， $y_{I,j}$ 和 $y_{Q,j}$ 分别为 $\mathbf{y}_I$ 和 $\mathbf{y}_Q$ 的第 j 个元素， $n_{I,j}$ 和 $n_{Q,j}$ 分别为 $\mathbf{n}_I$ 和 $\mathbf{n}_Q$ 的第 j 个元素。

$E_c = \sum_{j=1}^{\text{Len}} c_{l,j}^2$ 为每个扩频码传输的能量，



$\tilde{n}_{I_j} = \sum_{j=1}^{\text{Len}} n_{I_j} c_{I,j}$ 和 $\tilde{n}_{Q_j} = \sum_{j=1}^{\text{Len}} n_{Q_j} c_{I,j}$ 分别为 I 和 Q 分量

加性白高斯噪声项乘以扩频码。

GQCIM 系统的接收端如图 2 所示, 接收基带信号需要经过 L 个相关器来执行解扩操作, 则在接收机处得到的向量集可以表示为:

$$\hat{y}_I = [\hat{y}_{I,1} \cdots \hat{y}_{I,l} \cdots \hat{y}_{I,L}] \quad (7)$$

$$\hat{y}_Q = [\hat{y}_{Q,1} \cdots \hat{y}_{Q,l} \cdots \hat{y}_{Q,L}] \quad (8)$$

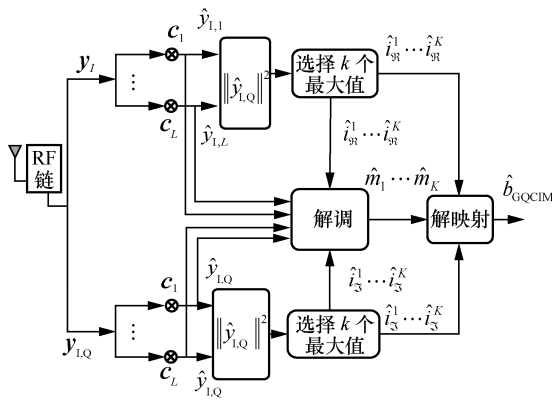


图 2 GQCIM 系统的接收端

根据扩频码的自相关性质可以获得解扩索引 $(\hat{i}_{I,1}^1 \cdots \hat{i}_{I,1}^K)$ 和 $(\hat{i}_{Q,1}^1 \cdots \hat{i}_{Q,1}^K)$, 找出 K 个较大值即可得对应的索引值, 可以表示为:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{I,1}^1 &= \arg \max \left\{ \|\hat{y}_{I,l}\|^2 \right\} \\ \hat{i}_{I,1}^2 &= \arg \max_{\hat{i}_{I,1}^1 \neq \hat{i}_{I,1}^2} \left\{ \|\hat{y}_{I,l}\|^2 \right\} \\ &\vdots \\ \hat{i}_{I,1}^K &= \arg \max_{\hat{i}_{I,1}^1 \neq \hat{i}_{I,1}^2 \neq \cdots \neq \hat{i}_{I,1}^{K-1}} \left\{ \|\hat{y}_{I,l}\|^2 \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_{Q,1}^1 &= \arg \max \left\{ \|\hat{y}_{Q,l}\|^2 \right\} \\ \hat{i}_{Q,1}^2 &= \arg \max_{\hat{i}_{Q,1}^1 \neq \hat{i}_{Q,1}^2} \left\{ \|\hat{y}_{Q,l}\|^2 \right\} \\ &\vdots \\ \hat{i}_{Q,1}^K &= \arg \max_{\hat{i}_{Q,1}^1 \neq \hat{i}_{Q,1}^2 \neq \cdots \neq \hat{i}_{Q,1}^{K-1}} \left\{ \|\hat{y}_{Q,l}\|^2 \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\arg \max \{\}$ 为最大值求解, $(l \in \{1, \cdots, L\})$ 。

根据式 (9) 和式 (10), 将获得的扩频码索引 $(\hat{i}_{I,1}^1 \cdots \hat{i}_{I,1}^K)$ 和 $(\hat{i}_{Q,1}^1 \cdots \hat{i}_{Q,1}^K)$ 反馈到解扩向量集中。其中只有与索引 $(\hat{i}_{I,1}^1 \cdots \hat{i}_{I,1}^K)$ 和 $(\hat{i}_{Q,1}^1 \cdots \hat{i}_{Q,1}^K)$ 相关联的解扩向量集 $\hat{y}_I$ 和 $\hat{y}_Q$ 作为解调器的输入。系统的解调使用最大似然检测算法遍历所有情况, 可以表示为:

$$[\hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K] = \arg \min_{m_1 \cdots m_K} \left\{ \left\| (\hat{y}_{I, \hat{i}_{I,1}^k} + j \hat{y}_{Q, \hat{i}_{Q,1}^k}) - E_c h x_{m_k} \right\|^2 \right\}, \quad k=1 \cdots K \quad (11)$$

将得到的扩频码索引 $(\hat{i}_{I,1}^1 \cdots \hat{i}_{I,1}^K)$ 、 $(\hat{i}_{Q,1}^1 \cdots \hat{i}_{Q,1}^K)$ 与调制符号索引 $(\hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K)$ 合并可以得到全部索引值 $(\hat{i}_{I,1}^1 \cdots \hat{i}_{I,1}^K, \hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K, \hat{i}_{Q,1}^1 \cdots \hat{i}_{Q,1}^K)$ 。最后, 解扩和解调的索引值 $(\hat{i}_{I,1}^1 \cdots \hat{i}_{I,1}^K, \hat{m}_1 \cdots \hat{m}_K, \hat{i}_{Q,1}^1 \cdots \hat{i}_{Q,1}^K)$ 借助解映射器可以得到接收机处的 $\hat{b}_{GQCIM}$ 。从上面的描述来看, 接收端的 MF 检测需要经过两个阶段, 第一阶段和第二阶段的复杂性分别为 $O(2C_L^K)$ 和 $O(M)$ 。考虑 MF 检测是分两个阶段进行检测, 可知 MF 检测器的总体计算复杂为 $O(2C_L^K + M)$ 。在 GQCIM 系统中, b_2 位直接通过调制符号传输, 而 $b_1 + b_3$ 位在扩频码的索引中携带。由于 $b_1 + b_3$ 是被携带在扩频码索引中, 因此 $b_1 + b_3$ 的传输能量不被系统消耗, 传输能量被节省。根据 GQCIM 系统, 每 b_{GQCIM} 的节能百分比 E_{sv}

可以表示为 $E_{sv} = \left(1 - \frac{b_2}{b_{GQCIM}} \right) E_b \%$, 其中 E_b 是平均

比特能量。例如, 与 CIM 系统、CIM-SM 系统、CIM-QSM 系统、PIM 系统和 GCIM 系统相比, 对于相同数量的传输比特 $b_{GQCIM}=16$, GQCIM 系统中 E_{sv} 的百分比分别计算为 42.86%、35.71%、28.57%、35.71% 和 35.71%。

2 性能分析

本节是 GQCIM 系统的理论推导部分, 该系统的平均比特错误概率 (average bit error probability, ABEP) 可以用如式 (12) 所示的渐近紧密联合边界计算。

$$P_{\text{GQCIM}} \leq \frac{1}{2^{(b_1+b_2+b_3)}} \sum_s \sum_{\hat{s}} \frac{P(s \rightarrow \hat{s}) d(s, \hat{s})}{(b_1 + b_2 + b_3)} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{s} = \sum_{k=1}^K (x_{m_k}^{\text{re}} \mathbf{c}_{i_{\text{re}}}^k + j x_{m_k}^{\text{im}} \mathbf{c}_{i_{\text{im}}}^k)$, $\hat{\mathbf{s}} = \sum_{k=1}^K (x_{\hat{m}_k}^{\text{re}} \mathbf{c}_{i_{\text{re}}}^k + j x_{\hat{m}_k}^{\text{im}} \mathbf{c}_{i_{\text{im}}}^k)$, $P(s \rightarrow \hat{s})$ 是无条件成对差错概率 (pairwise error probability, PEP), $d(s, \hat{s})$ 是与相应 PEP 事件相关联的比特错误数。

基于信道 h 条件下的成对差错概率 (conditional pair error probability, CPEP) $P(s \rightarrow \hat{s} | h)$ 可以使用 Q 函数表示。

$$P(s \rightarrow \hat{s} | h) = Q\left(\sqrt{\frac{W}{2\sigma_N^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{W}{2N_0}}\right) \quad (13)$$

其中, $W = \|\mathbf{h}(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\|^2 = \mathbf{h} \mathbf{A} \mathbf{h}^H$, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $\mathbf{A} = (\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})^H$ 。噪声分布服从复高斯分布, 其均值为 0、方差 $\sigma_N^2 = N_0$ 。

$$\text{由于 } Q \text{ 函数为 } Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sin^2 \theta}\right) d\theta,$$

因此, 对应的 CPEP 可以写为:

$$P(s \rightarrow \hat{s} | h) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{1}{N_0} \times \frac{W}{4\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (14)$$

然后调用矩量母函数 (moment generating function, MGF) 对 h 求平均值, 得到 PEP 结果如式 (15) 所示。

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_W \exp\left(-\frac{W}{4N_0 \sin^2 \theta}\right) f_W(W) dW d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_W\left(-\frac{1}{4\sin^2 \theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $M_W(x) = \frac{\exp(x \bar{\mathbf{z}}^H \mathbf{A} (1 - x \mathbf{A})^{-1} \bar{\mathbf{z}})}{\det(1 - x \mathbf{A})}$ [20], $\mathbf{z} = \mathbf{h}^H$,

$\bar{\mathbf{z}} = \overline{\mathbf{h}^H}$ 为 $\mathbf{z} = \mathbf{h}^H$ 对应的均值, $\det(\cdot)$ 表示矩阵的行列式。因此 GQCIM 系统的 PEP 为:

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\exp\left(-\bar{\mathbf{z}}^H \frac{1}{4\sin^2 \theta} \mathbf{A} \left(1 + \frac{1}{4\sin^2 \theta} \mathbf{A}\right)^{-1} \bar{\mathbf{z}}\right)}{\det\left(1 + \frac{1}{4\sin^2 \theta} \mathbf{A}\right)} d\theta \end{aligned} \quad (16)$$

利用 Mathematica、MATLAB 等进行数值积分的软件可以对式 (16) 中的上界数值积分进行求解。

3 仿真结果

本节通过蒙特卡罗仿真分析了所提出的 GQCIM 系统性能。

在 $b_{\text{GQCIM}} = 10 \text{ bit}$ 、 $\text{Len} = 16$ 、 $N_r = 1$ 的情况下, GQCIM 系统、GCIM 系统、PIM 系统、CIM-QSM 系统、CIM-SM 系统和 CIM 系统性能对比如图 3 所示。其中, GQCIM 系统、GCIM 系统、CIM-QSM 系统、CIM-SM 系统、CIM 系统都使用具有正交性的扩频码, PIM 系统使用具有正交性的脉冲。

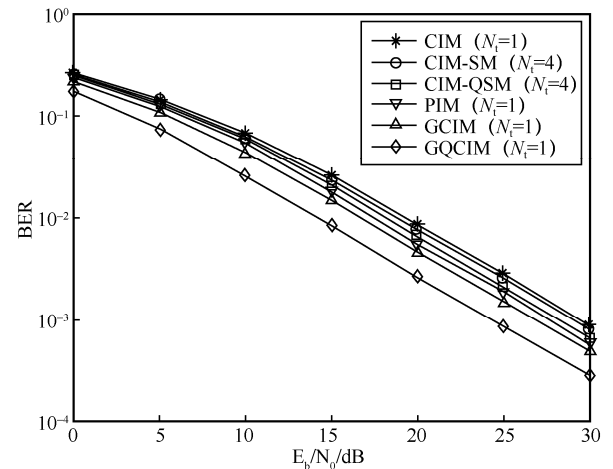


图 3 GQCIM 系统、GCIM 系统、PIM 系统、CIM-QSM 系统、CIM-SM 系统和 CIM 系统性能对比

从图 3 可以看出, 传输效率一定时, GQCIM 系统相比 GCIM 系统、PIM 系统、CIM-QSM 系



统、CIM-SM 系统和 CIM 系统具有更好的误码率性能。这是由于 GQCIM 系统充分利用了扩频码的激活组合模式和调制符号的正交性。由图 3 给出的误比特率 (bit error ratio, BER) 结果可知, 在 $\text{BER} = 10^{-3}$ 情况下, GQCIM 系统相比 GCIM 系统、PIM 系统、CIM-QSM 系统、CIM-SM 系统、CIM 系统可以获得的信噪比增益分别为 3 dB、4 dB、4 dB、5 dB、5 dB。

GQCIM 系统和 GCIM 系统理论与仿真性能对比如图 4 所示。图 4 是在 $b_{\text{GCIM}} = b_{\text{GQCIM}} = 6 \text{ bit}$ 的情况下, 对 GCIM 系统和 GQCIM 系统进行比较。从图 4 可以看出, GCIM 系统和 GQCIM 系统的 ML 仿真和 MF 仿真性能曲线基本重合, 这是由于扩频码之间的正交性使得 MF 检测器的性能几乎与 ML 检测器相当。GQCIM 系统的理论和模拟仿真性能曲线趋势一致表明推导的 GQCIM 系统理论性能式是准确的。

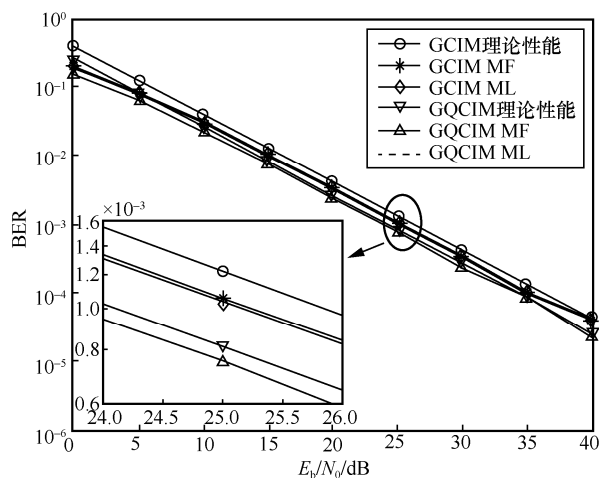


图 4 GQCIM 系统和 GCIM 系统理论与仿真性能对比

GQCIM 系统在 $M = 4, 6, 16, 32$ 情况下的性能对比如图 5 所示, 主要是为了研究 M 对 GQCIM 系统性能的影响。由图 5 可知, 在 $L = 5$ 、 $K = 2$ 的情况下, 调制符号阶数 M 越低 GQCIM 系统性能越好。GQCIM 系统的传输为 $b_{\text{GQCIM}} = \left\lfloor \text{lb}\left(\frac{L}{K}\right) \right\rfloor + K \text{lb}(M) + \left\lfloor \text{lb}\left(\frac{L}{K}\right) \right\rfloor$, 调制符号阶数 M 越高, 传输的信息位越多, 频谱效率也

越高, 性能也随之有一定下降。从图 5 可以看出, GQCIM 系统在 $M = 4$ 和 $M = 32$ 对比时, $M = 4$ 的性能具有接近 5 dB 的信噪比优势。

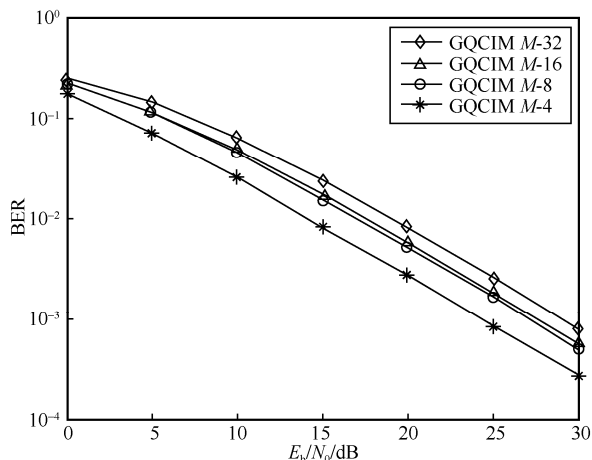


图 5 GQCIM 系统在 $M=4, 8, 16, 32$ 情况下的性能对比

不同 L 和 K 情况下 GQCIM 系统性能对比如图 6 所示, 在 $\text{Len} = 16$ 、 $M = 4$ 情况下, 比较了 $L=6, 7$ 和 $K=1, 2, 3, 6$ 种情况下 GQCIM 系统的性能。图 6 是为了研究激活的扩频码个数 K 对 GQCIM 系统性能的影响以及增加扩频码数目 L 与被激活扩频码数目 K 的相对大小对 GQCIM 系统性能的影响。由图 6 可知, 在扩频码 $\text{Len} = 6$ 的情况下, 激活的扩频码 K 的个数越少其性能越好。这是由于激活的扩频码个数越少, 选择的调制符号也会越少, 误比特率降低。图 6 结果显示, GQCIM 系统 $K = 1$ 和

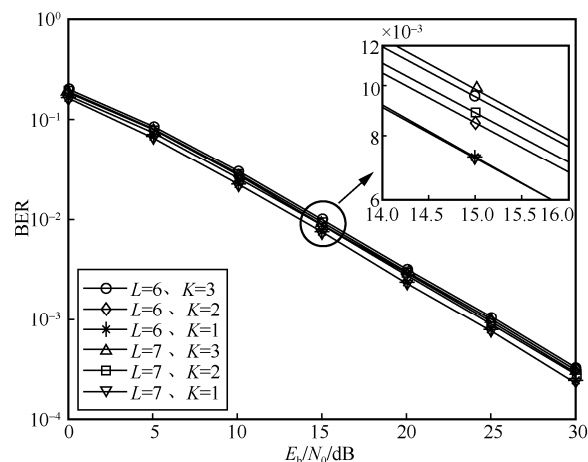


图 6 不同 L 和 K 情况下 GQCIM 系统性能对比

$K=3$ 对比时, $K=1$ 的性能具有接近 2 dB 的信噪比优势。同时, 当 K 保持一定时, L 的数目越小性能也随之越好。从图中可以看出, $L=6$ 、 $K=1$ 和 $L=7$ 、 $K=1$ 性能是一样的。这是由于扩频码的选择使得扩频码比特数一样。而且, 在频谱效率提高的情况下, 系统性能也不会急速下降, 如 $L=6$ 、 $K=2$ 和 $L=7$ 、 $K=2$ 。

4 结束语

为了提高传输速率提出了 GQCIM 系统, 它是一种单输入单输出系统。该系统可通过组合的方式激活多个扩频码, 同时将调制符号展开为同相和正交两部分, 利用扩频码对其同相和正交两部分分别进行扩频, 进一步提高了 CIM 系统的传输速率。提出了一种基于匹配检测的低复杂度检测器, 并将其性能与 ML 检测器进行了比较。本文详细推导了该系统的理论性能分析式, 利用 Mathematica、MATLAB 等进行数值积分的软件证明仿真与理论图形相吻合。仿真结果表明, 在同样传输比特数和 $\text{BER}=10^{-3}$ 情况下, GQCIM 系统相比 GCIM 系统、PIM 系统、CIM-QSM 系统、CIM-SM 系统、CIM 系统可以获得的信噪比增益分别为 3 dB、4 dB、4 dB、5 dB、5 dB。目前主要研究的是一维索引调制和二维索引调制, 为了提高系统的传输速率, 未来可以将码索引调制扩展到三维联合索引调制。

参考文献:

- [1] SAAD M, PALICOT J, BADER F, et al. A novel index modulation dimension based on filter domain: filter shapes index modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(3): 1445-1461.
- [2] ABHIJITH N S, GIRIDHAR K. Index and constellation order lowering for OFDM with index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(5): 1129-1132.
- [3] ZHAN Y J, HUANG F C. Generalized spatial modulation with multi-index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(3): 585-588.
- [4] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168-175.
- [5] CHANG Y S, RUI D, ZHOU Y G, et al. Deep learning for ultra-reliable and low-latency communications in 6G networks[J]. IEEE Network, 2020, 34(5): 219-225.
- [6] KLAUS D, HENDRIK B. 6G vision and requirements: is there any need for beyond 5G?[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2018, 13(3): 72-80.
- [7] JOSE A D P, RONALD R, JOSE A L, et al. Survey of cellular mobile radio localization methods: from 1G to 5G[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(2): 1124-1148.
- [8] TONGYI H, WU Y, JUN W, et al. A survey on green 6G network: architecture and technologies[J]. IEEE Access, 2019(7): 175758-175768.
- [9] 金小萍, 刘家瑜, 蒋晨, 等. 基于改进遗传算法的 STSK 系统色散矩阵和 3D 星座的联合优化[J]. 电信科学, 2021, 37(9): 86-94.
- [10] JIN X P, LIU J Y, JIANG C, et al. Joint optimization of dispersion matrix and 3D constellation for STSK system based on improved genetic algorithm[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(9): 86-94.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] ZHAO T, YANG Z, ZHAO Y. Partial-code-aided scheme for narrowband interference suppression in direct-sequence spread spectrum systems[J]. IET Communications, 2010, 4(18): 2240.
- [15] COGEN F, AYDIN E, KABA OGLU N, et al. Generalized code index modulation and spatial modulation for high rate and energy-efficient MIMO systems on Rayleigh block-fading channel[J]. IEEE Systems Journal, 2021, 15(1): 538-545.
- [16] AYDIN E, COGEN F, BASAR E. Code-index modulation aided quadrature spatial modulation for high-rate MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(10): 10257-10261.
- [17] ZHANG K, HAN H, MIAO W W, et al. Generalized space-code index modulation for high rate and energy-efficient MIMO transmission[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(12): 12812-12820.
- [18] QIANG L, MIAO W W, ERTUGRUL B, et al. Index modulated OFDM spread spectrum[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(4): 2360-2374.
- [19] BIAN L, DA Y Q, XIAO P J. Performance analysis of CIM - STSK system. IET Communications, 2022, 16(1): 75-83.



- [19] ALDIRMAZ-COLAK S, AYDIN E, CELIK Y, et al. Pulse index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(7): 2309-2313.
- [20] TURIN G L. The characteristic function of Hermitian quadratic forms in complex normal variables[J]. Biometrika, 1960, 47(1): 199-201.

[作者简介]



卞李娜 (1998-), 女, 中国计量大学信息工程学院硕士生, 主要研究方向为码索引调制技术和检测技术等。



冯会真 (1973-), 女, 中国计量大学信息工程学院副教授, 主要研究方向为无线通信的调制检测技术。



金小萍 (1978-), 女, 博士, 中国计量学院信息工程学院副教授, 主要研究方向为 MIMO 系统与协作通信系统中检测技术、空间调制系统信号架构和检测技术等。



楼维中 (1983-), 男, 中国电子科技集团公司第五十二研究所高级工程师, 主要研究方向为射频信号高速采集回放、信号处理设计技术及高速大容量采集存储架构等。



瞿崇晓 (1985-), 男, 中国电子科技集团公司第五十二研究所高级工程师, 主要研究方向为宽带多信道信号智能采集、宽带信号智能检测、辐射源个体识别等。