



研究与开发

## 高速率广义空间码索引调制系统的性能分析

卞李娜, 张倩瑜, 吴佳燕

(浙江理工大学科技与艺术学院, 浙江 绍兴 312369)

**摘要:** 传统的码索引调制 (code index modulation, CIM) 系统仅通过扩频码和星座符号来承载信息, 能量效率和频谱效率都较低, 而附加相位作为一种独特的调制符号来承载信息, 具有低传输功耗的特点。为了充分利用多天线索引来提高频谱效率, 提出了基于低功耗设计的高速率广义空间码索引调制 (high-rate generalized space code index modulation, HR-GS-CIM) 系统。HR-GS-CIM 系统通过使用附加相位替代传统的调制符号, 并且通过遗传算法 (genetic algorithm, GA) 来优化设计附加相位, 展现了极高的能效优势和性能优势。同时, HR-GS-CIM 系统通过引入广义和空间索引的方法, 将附加相位、扩频码以及天线索引进行联合映射选择, 并采用低复杂度的联合映射选择算法, 极大地提高了系统频谱效率。此外, 分析了 HR-GS-CIM 系统的理论性能, 并且仿真验证了 HR-GS-CIM 系统的理论和仿真性能一致。最后, 与传统的 CIM 系统等对比, 验证了所提 HR-GS-CIM 系统具有显著的性能增益。

**关键词:** 码索引调制; 附加相位; 联合优化; 频谱效率

**中图分类号:** TN929.5

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2025011

## Performance analysis of high-rate generalized space code index modulation system

BIAN Lina, ZHANG Qianyu, WU Jiayan

Keyi College of Zhejiang Sci-Tech University, Shaoxing 312369, China

**Abstract:** Traditional code index modulation (CIM) systems only carry information through spreading codes and constellation symbols, with low energy efficiency and spectral efficiency. However, adding phase as a unique modulation symbol to carry information has the advantage of low transmission power consumption. To fully utilize the multi-antenna lead to improve spectral efficiency, a high-rate generalized space code index modulation (HR-GS-CIM) system with low-power design was proposed. The traditional modulation symbols were replaced with the additional phase by the HR-GS-CIM system, and the genetic algorithm (GA) was used to optimize the design of the additional phase, which could acquire high energy efficiency advantage and performance advantage. At the same time, the meth-

收稿日期: 2024-08-28; 修回日期: 2024-11-21

通信作者: 卞李娜, lina\_19982021@163.com

基金项目: 浙江理工大学科技与艺术学院科研项目 (No.KY2024033)

**Foundation Item:** Scientific Research Project of Keyi College of Zhejiang Sci-Tech University (No.KY2024033)



ods of generalized and spatial indexing were introduced to jointly map select the additional phase, spreading code, and antenna lead, and a low-complexity joint mapping selection algorithm was adopted to greatly improve the system's spectral efficiency. Furthermore, the theoretical performance of the HR-GS-CIM system was analyzed and the consistency between the theoretical and simulated performance was verified. Finally, compared with traditional CIM systems, the simulation results show that the proposed HR-GS-CIM system has significant performance gain.

**Key words:** code index modulation, additional phase, joint optimization, spectral efficiency

## 0 引言

由于连接到互联网的设备数量增加以及移动流量服务的数量每天都在不断增长,需要更有效的解决方案来改善当前的无线网络,提供具有更高频谱和更高能效(energy efficiency, EE)的移动性通信<sup>[1]</sup>。索引调制(index modulation, IM)技术因其改进的传输速率和误差性能在过去几年引起广泛关注<sup>[2-4]</sup>。索引调制根据空域、时域、频域、码域等细分为空间调制(spatial modulation, SM)<sup>[5-6]</sup>、空时移位键控(space time shift keying, STSK)、正交频分复用索引调制(orthogonal frequency division multiplexing-index modulation, OFDM-IM)<sup>[7-8]</sup>、码索引调制(code index modulation, CIM)<sup>[9-10]</sup>等。其中, CIM相较于其他索引调制系统,使用独有的扩频码索引来承载传输信息,具有更好的抗干扰性能。

目前, CIM一方面通过对自身进行优化,利用组合方式选择多个扩频码以及多个调制符号,如广义码索引调制(generalized code index modulation, GCIM)系统和广义正交码索引调制(generalized orthogonal code index modulation, GQCIM)系统<sup>[11]</sup>,其中GQCIM系统以一种新颖的方式克服了每次只激活一个调制符号的限制,同时利用调制符号的正交性,增加扩频码索引传输更多的信息位,提高了系统传输效率。另一方面,可以与多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)<sup>[12]</sup>、SM<sup>[13]</sup>、正交空间调制(quadrature spatial modulation, QSM)<sup>[14]</sup>、智能

反射表面(reconfigurable intelligent surface, RIS)等系统结合成二维系统以获得更高的频谱效率<sup>[15]</sup>,例如, RIS辅助CIM系统<sup>[16]</sup>通过反射元件来设计扩频码,可以通过增加反射元件个数来提高扩频码性能,以及文献<sup>[17]</sup>提出了一种结合循环移位键控和码索引调制的混合差分混沌移位键控方案,以提高数据速率和误码率性能。然而,传统CIM系统等仅能通过改变扩频码个数和星座符号阶数来提高系统频谱效率,但是传统的星座符号在提高调制阶数时,随着系统频谱效率的提高,也会导致系统功耗的上升;而扩频码个数的增加,意味着时域资源也在增加,这是扩频码的空间维度小于或等于扩频码的时间维度限制所引起的,因此,需要考虑一种低功耗和高频谱效率的索引调制方案,避免功耗和时域资源的浪费。

为此,本文提出了基于低功耗设计的高速率广义空间码索引调制(high-rate generalized space code index modulation, HR-GS-CIM)系统。HR-GS-CIM系统以一种新颖的方式克服了这种缺点,通过使用附加相位替代传统的调制符号,相比调制符号,附加相位始终保持传输能量为1,展现出极高的能效优势,并且由于扩频码多时隙以及实数编码的特点,每个时隙都可以与附加相位进行联合编码,极大地提高了系统频谱效率,同时本文通过遗传算法(genetic algorithm, GA)来优化设计附加相位,提高了系统性能优势。并且, HR-GS-CIM系统引入广义和空间索引的方法来提高系统频谱效率,因此,系统的信息索引分为扩频码索引、附加相位索引和天线索引3部

分。此外，本文通过将3部分的索引信息进行联合映射选择，并采用低复杂度的联合映射选择算法。因此，HR-GS-CIM系统在提高频谱效率的同时保证了系统的误码率性能。最后，本文还推导了HR-GS-CIM系统的平均成对差错概率。实验结果表明，所提HR-GS-CIM系统的仿真结果与理论性能分析一致。同时在相同传输效率下，HR-GS-CIM系统相较于CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统，具有更好的能效和性能增益优势。

符号说明：粗体的大写代表矩阵，粗体的小写代表向量。 $(\cdot)$ 为点乘运算， $\|\cdot\|^2$ 为二范数的平方运算， $\otimes$ 为克罗内克积运算， $\det(\cdot)$ 表示矩阵的行列式， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整， $(\cdot)^H$ 表示共轭转置， $\min(\cdot)$ 表示计算数组或矩阵中的最小值。

## 1 HR-GS-CIM系统模型

### 1.1 系统模型

HR-GS-CIM系统模型如图1所示，由 $N_t$ 根发射天线、 $N_r=1$ 根接收天线组成。其中，在发射端具有 $L$ 个扩频码 $\mathbf{c}_l=[c_1, c_2, \dots, c_{\text{Len}}] \in \mathbb{C}^{1 \times \text{Len}} (l=1, \dots, L)$ ，以及 $Q$ 组附加相位 $\mathbf{p}_q (q=1, \dots, Q)$ ，Len为扩频码长度，附加相位具体设计以及优化算法如第1.2节所述。每根激活天线承载一组激活的扩频码和附加相位。

每个HR-GS-CIM码字所携带的比特位数为 $B = \left\lfloor \log_2 \left( \binom{N_t}{K} L^K Q^K \right) \right\rfloor$ ，其中， $K$ 为激活的天线数、扩频码数和附加相位组数。相较于传统的独立映射规则，联合映射规则增加了可参与比特映射的码字资源，因此， $N_t$ 、 $L$ 和 $Q$ 摆脱了必须为2的整数次幂限制，例如，当参数 $N_t=3$ 、 $L=3$ 、 $\text{Len}=4$ 、 $Q=13$ 、 $K=2$ 时，HR-GS-CIM系统的频谱效率为3 bit/s，相比传统独立映射方案可以获得0.75 bit/s的频谱效率增益。每一组 $B$ 位比特被映射为 $K$ 个联合映射传输索引组合，第 $k$ 个联合映射传输索引组合为 $(i_k, l_k, q_k)$ ，其中， $i_k \in \{1, \dots, N_t\}$ 为发射天线索引， $l_k \in \{1, \dots, L\}$ 为扩频码索引， $q_k \in \{1, \dots, Q\}$ 为附加相位索引。具体的联合映射规则以及码字选择算法如第1.3节所述。

因此，每个HR-GS-CIM码字的每根激活天线的发送符号可以表示为：

$$\mathbf{s}_k = \mathbf{s}_{(i_k, q_k)} = \mathbf{c}_{l_k} \cdot \mathbf{p}_{q_k} (k=1, \dots, K) \quad (1)$$

其中， $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{1 \times \text{Len}}$ ，HR-GS-CIM系统发送符号编码示例如图2所示。因此，HR-GS-CIM系统的发送符号可以表示为：

$$\mathbf{Z}_{(i_k, \cdot)} = \mathbf{s}_k (k=1, \dots, K) \quad (2)$$

其中， $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N_t \times \text{Len}}$ ， $\mathbf{Z}_{(i_k, \cdot)}$ 为发送符号 $\mathbf{Z}$ 的第 $k$ 根激活天线的符号。

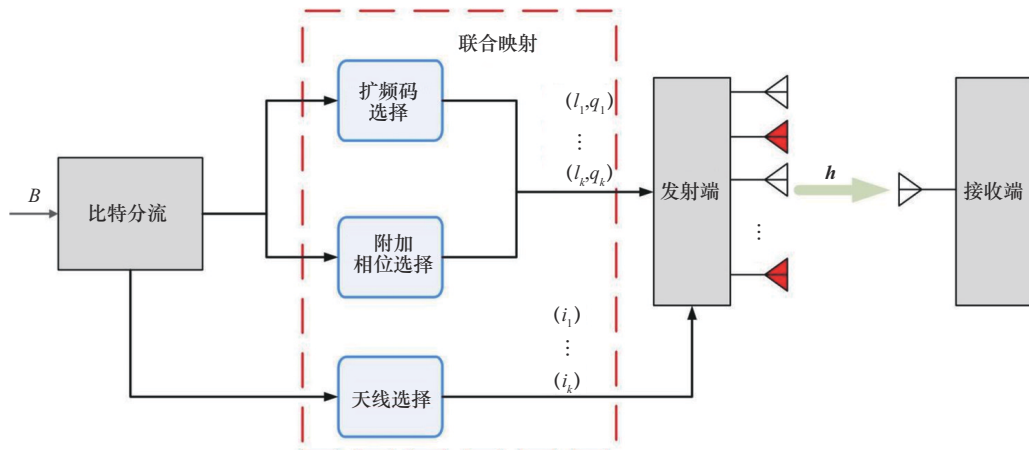


图1 HR-GS-CIM系统模型



图2给出了在参数  $N_t=3$ 、 $L=3$ 、 $\text{Len}=4$ 、 $Q=13$ 、 $K=2$  时，发送比特为 101110010110 时，HR-GS-CIM 系统发送符号编码示例。首先，通过发送比特进行码字映射，得到2组联合映射传输索引组合为  $(i_1, l_1, q_1) = (1, 2, 5)$  和  $(i_2, l_2, q_2) = (3, 3, 13)$ ，其中用于比特映射的码字由第1.3节的联合映射码字选择算法优化得到。随后，分别对第1根和第3根激活天线承载的联合映射码字组合，即附加相位和扩频码组合  $(p_5, c_2)$  和  $(p_{13}, c_3)$ ，进行点乘运算可以得到每根激活天线的发送符号  $s_1$  和  $s_2$ ，最后通过激活的天线来承载对应的附加相位和扩频码，可以得到 HR-GS-CIM 系统的发送符号  $Z$ 。

假设接收端的信道状态信息 (channel state information, CSI) 是完全已知的，并给定一组比特序列，在接收端的基带接收信号可以表示为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{Z} + \mathbf{n} \quad (3)$$

其中， $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times \text{Len}}$ ， $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times \text{Len}}$  表示加性高斯白噪声向量，每个元素遵循复高斯分布  $\text{CN}(0, N_0)$ ，

$N_0$  为噪声功率。 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  为发送端到接收端的信道向量，其每个元素均具有零均值和独立的单位方差，且服从复高斯分布  $\text{CN}(0, 1)$ 。

假设接收端的 CSI 是完全已知的，采取最大似然检测方法，遍历所有可能性。HR-GS-CIM 系统的 ML 检测器可以表示为：

$$(\hat{i}_k, \hat{l}_k, \hat{q}_k) = \arg \min_{i_k, l_k, q_k} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}\mathbf{Z}'\|^2 \quad (4)$$

其中，

$$\mathbf{Z}'_{(l_k, :)} = \mathbf{s}_{(l_k, q_k)} = \mathbf{c}_{l_k} \cdot \mathbf{p}_{q_k} \quad (k=1, \dots, K) \quad (5)$$

接收端解调出  $K$  组索引组合  $(\hat{i}_k, \hat{l}_k, \hat{q}_k)$  后，通过逆映射来计算解调比特流。最后，与原始比特流对比计算可以得到该系统的误码率性能。

### 1.2 基于GA的附加相位设计与优化

附加相位设计原理以及扩频码与附加相位相乘示例如图3所示，每个附加相位由1个比特调制，同时为了增加附加相位的优化空间，提高附加相位的性能增益，每个附加相位携带一个相位旋转角度，并且为了充分利用扩频码的时隙资

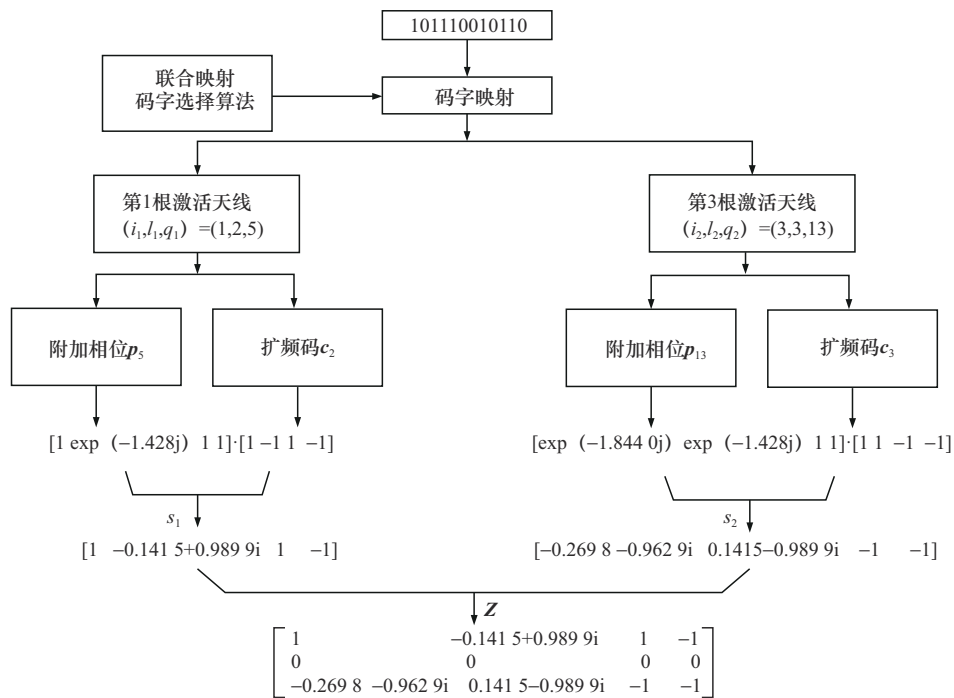


图2 HR-GS-CIM 系统发送符号编码示例

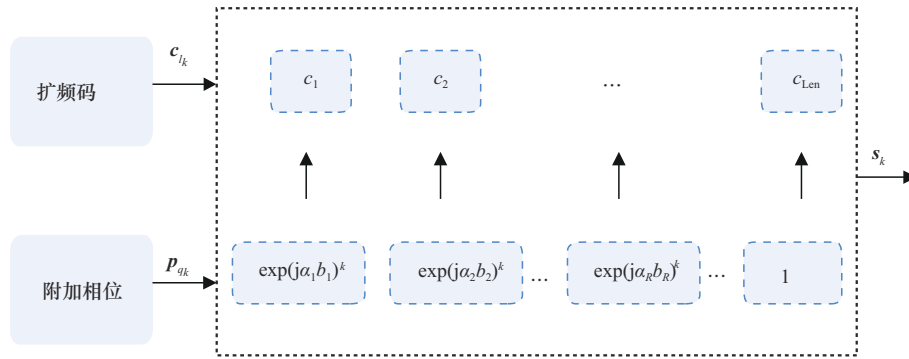


图3 附加相位设计原理以及扩频码与附加相位相乘示例

源，扩频码每个时隙下的元素都可以承载一个附加相位。因此附加相位可以表示为：

$$P_q = \begin{cases} [\exp(j\alpha_1 b_1), \dots, \exp(j\alpha_2 b_r), \dots, \exp(j\alpha_R b_R)] \in \mathbb{C}^{1 \times Len} & (R = Len) \\ [\exp(j\alpha_1 b_1), \exp(j\alpha_2 b_2), \dots, \exp(j\alpha_r b_r), \dots, \exp(j\alpha_R b_R), 1, \dots, 1] \in \mathbb{C}^{1 \times Len} & (R < Len) \end{cases} \quad (6)$$

其中， $\alpha_r \in [-\pi, \pi] (r=1, \dots, R)$  为通过 GA 优化得到的相位旋转角度， $b_r \in \{0, 1\} (r=1, \dots, R)$  为每个附加相位的调制比特， $R$  为附加相位的个数，且  $R \leq Len$ ， $Q \leq 2^R$ 。

从图 3 中可以看到，当  $R < Len$  时，在第  $k$  组扩频码  $c_{i_k}$  和附加相位  $p_{qk}$  中，每个扩频码元素和附加相位元素进行点乘运算，最终可以得到第  $k$  个发送符号。

为了得到具有更好误码率性能的附加相位，需要对每个附件相位的旋转角度进行优化，可采用文献[18]中的 GA 优化，并将相位旋转角度组合  $\mathbf{u} = [\alpha_1, \dots, \alpha_2, \dots, \alpha_R] \in \mathbb{C}^{1 \times R}$  作为种群个体，同时需考虑适应度值用于辅助相位旋转角度的优化。

HR-GS-CIM 系统的平均误码率 (average bit error rate, ABER) 的上界表达式为：

$$P_{HR-GS-CIM} \leq \frac{1}{B \times 2^B} \sum_{\mathbf{Z}} \sum_{\mathbf{Z}'} P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}') d(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}') \quad (7)$$

其中， $P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  为无条件成对差错概率 (pair-wise error probability, PEP)， $d(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  为相应 PEP 事件的比特错误数。可以通过  $Q$  函数导出基于信道条件  $\mathbf{h}$  下的 PEP：

$$P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}' | \mathbf{h}) = Q \left( \sqrt{\frac{\|\mathbf{h}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')\|^2}{2N_0}} \right) \quad (8)$$

通过观察式 (7) 可知，HR-GS-CIM 系统的 BER 上界由  $d(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  和  $P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  决定，但是只有  $P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  会受联合映射选择的影响，而根据式 (8) 可以发现，由于  $Q$  函数的递减性质， $P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  会随着  $(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')$  的增大而减小。因此，可以通过最大化  $\|\mathbf{h}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')\|^2$  的值来提高系统的 BER 性能。令：

$$\Omega = \|\mathbf{h}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')\|^2 = \text{vec}(\mathbf{h}^H) (\Delta \otimes \mathbf{I}) \text{vec}(\mathbf{h}^H) \quad (9)$$

其中， $\Delta = (\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}')^H$ ， $\mathbf{I}$  为单位向量。观察式 (9) 可以发现， $\Omega$  的大小主要取决于  $\Delta$ ，因此，可以计算  $\Delta$  非零特征值的累积作为 GA 的适应度值：

$$v = \prod_{e=1}^r \lambda_e \quad (10)$$

其中， $r = \text{rank}(\Delta)$ ， $\lambda_e$  为  $\Delta$  第  $e$  个非零特征值。

因此，本文采用式 (10) 作为 GA 的适应度值，并采用选择、交叉和变异的操作对相位旋转角度进行优化。GA 优化流程如图 4 所示。

其中，本文采用遗传算法的参数配置主要为种群大小  $N_{\text{pop}}$ 、交叉概率  $p_c$ 、变异概率  $p_m$ 、迭代

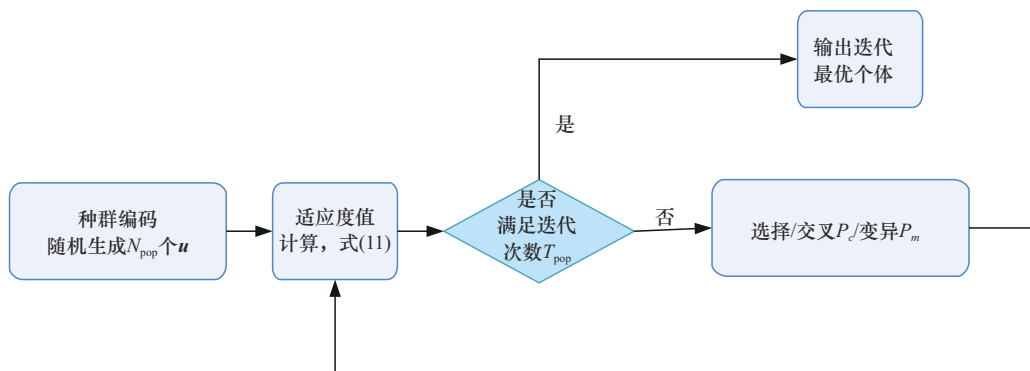


图4 GA优化流程

次数  $T_{pop}$ 。种群大小通常会根据个体大小设置为几十到几百，种群太小会导致个体间的差异性变小，极易陷入局部最优值，种群太大则会导致算法难以收敛，造成计算资源的浪费。本文遗传算法的个体大小由附加相位个数  $R$  决定，例如，当附加相位个数为4时，实验发现种群大小设置为40左右就可以满足算法的迭代优化需求。交叉概率和变异概率的大小通常决定着算法迭代的寻优能力，交叉概率通常设置为0.5~0.99，而变异概率通常设置为0.000 1~0.1，由于种群个体由连续的相位旋转角度组成，搜索空间较大，为了更快找到性能更好的个体，同时避免陷入局部最优值，需要较大的交叉概率和变异概率。迭代次数通常在种群大小  $N_{pop}$ 、交叉概率  $p_c$ 、变异概率  $p_m$

确定以后，观察算法的收敛示意图即可确定。最后，为了保证算法的迭代性能和复杂度可以根据附加相位的大小自适应调整，设计GA算法参数配置见表1。

表1 GA算法参数配置

| GA 变量     | 具体参数         |
|-----------|--------------|
| $N_{pop}$ | $10 \cdot R$ |
| $p_c$     | 0.95         |
| $p_m$     | 0.05         |
| $T_{pop}$ | $20 \cdot R$ |

### 1.3 联合映射码字选择算法

常规映射规则见表2，给出了当参数为  $N_t=3$ 、 $L=2$ 、 $Len=2$ 、 $Q=2$ 、 $K=2$  时，按索引顺序的常规映射规则表示。

表2 常规映射规则

| 输入比特  | 扩频码                   | 附加相位                  | 天线                    | 索引组合   |
|-------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|--|
| 00000 | $(l_1, l_2) = (1, 1)$ | $(q_1, q_2) = (1, 1)$ | $(i_1, i_2) = (1, 2)$ | $(i_1, l_1, q_1) = (1, 1, 1)$<br>$(i_2, l_2, q_2) = (2, 1, 1)$ |
| 00001 | $(l_1, l_2) = (1, 1)$ | $(q_1, q_2) = (1, 1)$ | $(i_1, i_2) = (1, 3)$ | $(i_1, l_1, q_1) = (1, 1, 1)$<br>$(i_2, l_2, q_2) = (3, 1, 1)$ |
| 00010 | $(l_1, l_2) = (1, 1)$ | $(q_1, q_2) = (1, 1)$ | $(i_1, i_2) = (2, 3)$ | $(i_1, l_1, q_1) = (2, 1, 1)$<br>$(i_2, l_2, q_2) = (3, 1, 1)$ |
| 00011 | $(l_1, l_2) = (1, 1)$ | $(q_1, q_2) = (2, 1)$ | $(i_1, i_2) = (2, 3)$ | $(i_1, l_1, q_1) = (2, 1, 2)$<br>$(i_2, l_2, q_2) = (3, 1, 1)$ |
| ⋮     | ⋮                     | ⋮                     | ⋮                     | ⋮  |
| 11111 | $(l_1, l_2) = (2, 1)$ | $(q_1, q_2) = (2, 1)$ | $(i_1, i_2) = (1, 3)$ | $(i_1, l_1, q_1) = (1, 2, 2)$<br>$(i_2, l_2, q_2) = (3, 1, 1)$ |

从表 2 中可以看到，在输入比特映射完所有索引组合后，仍有部分索引组合未参与映射，这是由于在 HR-GS-CIM 系统中，发送端共有  $2^B$  个可供选择的码字，而总码字个数为  $T = \binom{N_t}{K} L^K Q^K$ ，因此，为了继续增加系统的误码率性能，需要考虑如何从  $T$  个码字中选取  $2^B$  个码字以供发射端进行比特映射调制。

基于第 1.2 节可知，可以通过最大化式 (10) 的值来提高系统的 BER 性能。因此，可以基于式 (10)，从  $T$  个码字中选取  $2^B$  个码字。

传统的采用遍历搜索方法，直接遍历  $\binom{2^B}{T}$  种组合，在系统参数较大时，相应的计算复杂度会较高，因此，需要考虑一种低复杂度的联合映射码字选择算法。本文基于所有码字之间的最小欧氏距离的统计次数，采用了一种低复杂度的码字选择算法<sup>[19]</sup>。首先遍历  $T$  个码字  $\mathbf{Z}^t (t=1, \dots, T)$  之间的所有适应度值  $\mathbf{v}$  以及对应的码字组合  $\mathbf{W}$ ，随后统计最小适应度值  $v_{\min}$  时对应的所有码字组合  $\mathbf{W}_{v=v_{\min}}$ ，接着统计码字组合  $\mathbf{W}_{v=v_{\min}}$  中所有码字出现的频率，并从小到大进行排序得到  $\mathbf{Z}_{\text{process}}^t (t=1, \dots, T)$ ，最后选择排序前  $2^B$  个出现频率最低的码字  $\mathbf{Z}_{\text{opt}}$  为 HR-GS-CIM 系统的联合映射码字组合，具体流程如算法 1 所示。

**算法 1** 联合映射码字选择算法

输入:  $c_l (l=1, \dots, L)$ ,  $p_q (q=1, \dots, Q)$ ,  $N_v$ ,  $K$ ,  $B$

输出:  $\mathbf{Z}_{\text{opt}}^m (m=1, \dots, 2^B)$

(1) 计算所有码字组合  $\mathbf{Z}^t (t=1, \dots, T)$

(2)  $d=0$

(3) for  $i=1:T$

(4) for  $j=i+1:T$

(5)  $d=d+1$

(6) 计算所有码字之间的适应度值  $\mathbf{v}_d =$

$$\|\mathbf{Z}^i - \mathbf{Z}^j\|^2$$

(7) 保存对应的码字组合  $\mathbf{W}_d = \{i, j\}$

(8) end

(9) end

(10) 找到所有码字之间的最小适应度值  $v_{\min} = \min(\mathbf{v})$

(11) 根据最小欧氏距离找到所有对应的码字组合  $\mathbf{W}_{v=v_{\min}}$

(12) 统计码字组合  $\mathbf{W}_{v=v_{\min}}$  中所有码字出现的频率，并从小到大进行排序得到  $\mathbf{Z}_{\text{process}}^t (t=1, \dots, T)$

(13) 选择排序前  $2^B$  个出现频率最低的码字  $\mathbf{Z}_{\text{opt}} = \mathbf{Z}_{\text{process}}^{1:2^B}$

## 2 性能分析

为了得到 HR-GS-CIM 系统的 ABER，可以通过  $Q$  函数对式 (8) 进行推导。考虑  $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp(-x^2/2\sin^2\theta) d\theta$ ，则式 (8) 对应的 PEP 可以写为：

$$P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}') = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int \exp\left(-\varepsilon \frac{\Omega}{4\sin^2\theta}\right) f(\Omega) d\theta \quad (11)$$

其中， $\varepsilon = 1/N_0$ ，随后，通过调用矩量母函数  $M(x) = \int \exp(\Omega x) f(\Omega) d\Omega$  对信道条件进行平均，式 (11) 可以改写为：

$$P(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}') = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M\left(-\frac{\varphi}{4\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (12)$$

其中，根据文献[20]，矩量母函数可以被表示为：

$$M(x) = \frac{\exp\left(x\bar{\mathbf{m}}^H \mathbf{D} (\mathbf{I} - x\mathbf{C}_m \mathbf{D})^{-1} \bar{\mathbf{m}}\right)}{\det(\mathbf{I} - x\mathbf{C}_m \mathbf{D})} \quad (13)$$

其中， $\mathbf{D} = \Delta \otimes \mathbf{I}$ ， $\bar{\mathbf{m}} = \mathbf{1}$  和  $\mathbf{C}_m = \mathbf{I}$  分别是高斯矢量  $\mathbf{m} = \text{vec}(\mathbf{h}^H)$  的均值向量和协方差矩阵，其中， $\mathbf{1}$  为全 1 列向量。因此，将式 (13) 代入式 (12) 中可以得到无条件 PEP 为：



$$P(\mathbf{Z}-\mathbf{Z}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\exp\left(-\bar{\mathbf{m}}^H \frac{\varepsilon}{4\sin^2\theta} \mathbf{D} \left( \mathbf{I} + \frac{\varepsilon}{4\sin^2\theta} \mathbf{C}_m \mathbf{D} \right)^{-1} \bar{\mathbf{m}}\right)}{\det\left(\mathbf{I} + \frac{\varepsilon}{4\sin^2\theta} \mathbf{C}_m \mathbf{D}\right)} d\theta \quad (14)$$

为了进一步得到系统的平均BER理论上界,考虑特征函数:

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2x^2}{3}\right) \quad (15)$$

最后,可以得到HR-GS-CIM系统的平均BER理论上界:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{Z}-\mathbf{Z}) &= \int \left( \frac{1}{12} \exp\left(-\varepsilon \frac{\Omega}{4}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\varepsilon \frac{\Omega}{3}\right) \right) f(\Omega) d(\Omega) \\ &= \frac{1}{12} M\left(-\varepsilon \frac{1}{4}\right) + \frac{1}{4} M\left(-\varepsilon \frac{1}{3}\right) \\ &= \frac{\exp\left(-\bar{\mathbf{m}}^H \frac{\varepsilon}{4} \mathbf{D} \left( \mathbf{I} + \frac{\varepsilon}{4} \mathbf{C}_m \mathbf{D} \right)^{-1} \bar{\mathbf{m}}\right)}{12 \det\left(\mathbf{I} + \frac{\varepsilon}{4} \mathbf{C}_m \mathbf{D}\right)} + \\ &\quad \frac{\exp\left(-\bar{\mathbf{m}}^H \frac{\varepsilon}{3} \mathbf{D} \left( \mathbf{I} + \frac{\varepsilon}{3} \mathbf{C}_m \mathbf{D} \right)^{-1} \bar{\mathbf{m}}\right)}{4 \det\left(\mathbf{I} + \frac{\varepsilon}{3} \mathbf{C}_m \mathbf{D}\right)} \end{aligned} \quad (16)$$

### 3 仿真结果

本节提供了HR-GS-CIM系统的理论分析与仿真BER性能对比,并且分别与其他CIM系统进行了功耗和BER性能对比,其次给出了附加相位和扩频码所带来的性能增益的仿真结果,以及GA优化附加相位旋转角度的性能增益。所有仿真结果都基于平坦瑞利衰落信道。系统参数设置使用 $(N_r, K, \text{Len}, L, Q, M, B)$ 表示,所有系统接收天线均为 $N_r=1$ , $M$ 为常规星座的调制阶数。

GA优化附加相位旋转角度迭代收敛示意图如图5所示,可以看到,在不同系统参数配置下,适应度值均可在 $20 \times R$ 次数内迭代收敛,并且随着迭代次数的增加,适应度值也在增加,提高了HR-GS-CIM系统码字间的欧氏距离,可以带来更好的BER性能增益。

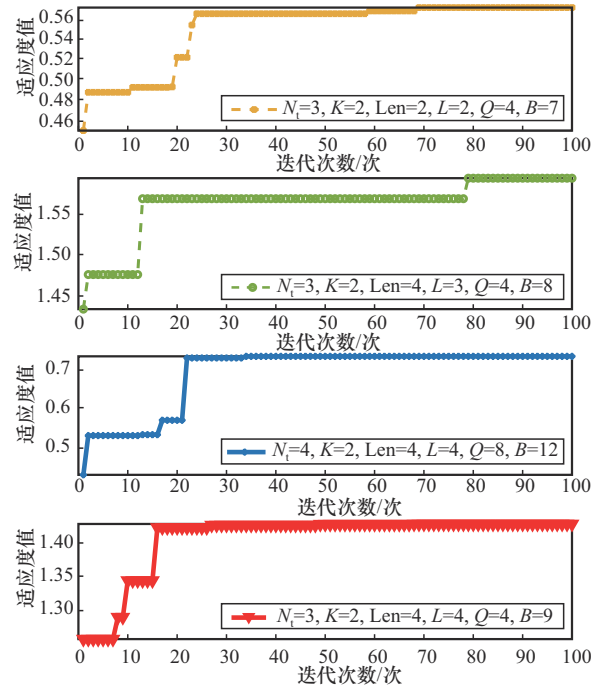


图5 GA优化附加相位旋转角度迭代收敛示意图

HR-GS-CIM系统仿真BER性能仿真结果与ABER性能分析对比如图6所示,可以看到,HR-GS-CIM系统在 $B=7,8,9$ 时,随着频谱效率的增加,BER性能逐渐增加约2~3 dB,当 $B=12$ 时,较 $B=9$ 时,HR-GS-CIM系统的性能损失仅约1 dB,而频谱效率增加了0.75 bit/s。最后,从图6中可以看到,在低信噪比时,由于ABER分析的是理论性能上界,理论性能与仿真性能曲线差距较大,而在高信噪比时,随着信噪比的增加,误码率逐渐变小,HR-GS-CIM系统的仿真结果与性能分析曲线趋势一致,验证了本文所提HR-GS-CIM系统的准确性。

HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和

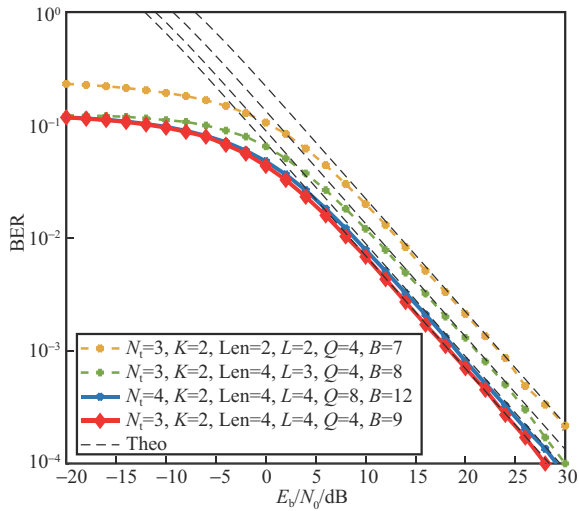


图6 HR-GS-CIM系统仿真BER性能仿真结果与ABER性能分析对比

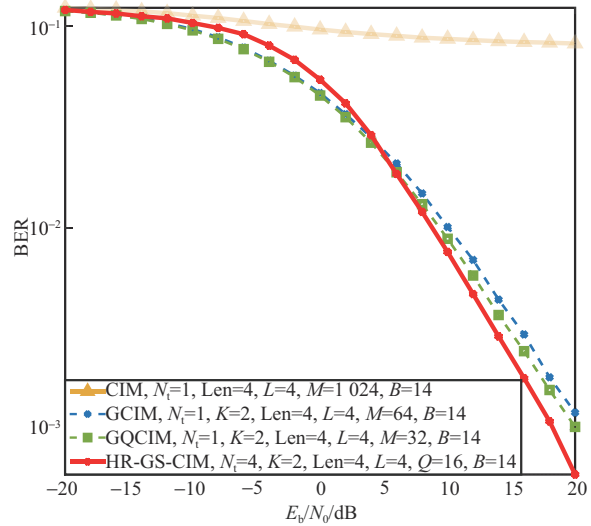


图7 HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统在相同频谱效率下仿真BER性能对比

GQCIM系统在相同频谱效率下仿真BER性能对比如图7所示。其中，HR-GS-CIM系统参数配置为(4, 2, 4, 4, 16, ~, 14)，CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统的参数配置分别为(1, ~, 4, 4, 1 024, ~, 14)、(1, 2, 4, 4, ~, 32, 14)和(1, 2, 4, 4, ~, 32, 14)，其中“~”表示该参数不存在。从图7中可以看到，在信噪比增大时，CIM系统的误码率性能下降不明显，这是因为CIM系统的扩频码数量限制，只能通过大量欧氏距离较低的星座符号来承载比特信息。在BER为 $10^{-3}$ 时，GCIM系统和GQCIM系统相较于HR-GS-CIM系统，有2~3 dB的性能损失。随着信噪比的增加，HR-GS-CIM系统的误码率曲线下降趋势更快，性能优势更加明显。这是由于HR-GS-CIM系统在每个扩频码时隙承载不同附加相位，增加了不同码字间的欧氏距离，并且通过广义天线索引，以及优化后的附件相位的性能增益和频谱效率优势带来的。

HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统在相同频谱效率下中断概率对比如图8所示。其中，系统参数配置与图7一致，从图8中可以看到，CIM系统由于采用高阶的星座符号，发送符号的欧氏距离过小，在信噪比

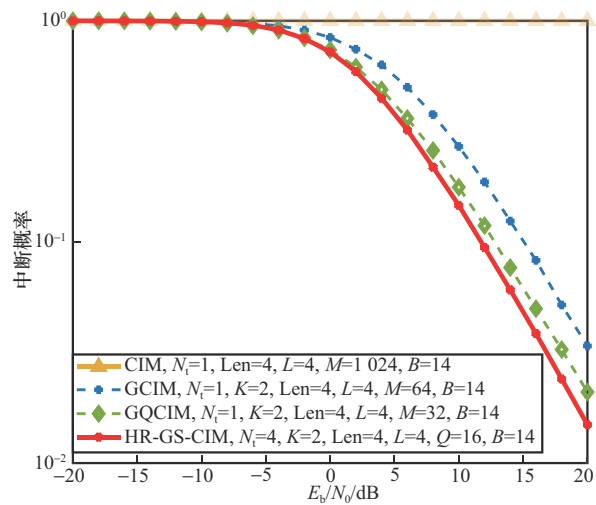


图8 HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统在相同频谱效率下中断概率对比

增加时，仍然有较高的中断概率。GCIM系统和GQCIM系统由于采用广义的概念，可以承载更多星座符号，在高信噪比时可以获得较好的中断概率。但是由于HR-GS-CIM系统一方面采用欧氏距离更大的附加相位，另一方面通过广义天线索引来承载比特信息，可以取得更好的中断概率，在信噪比为16 dB时，相较于GCIM系统和GQCIM系统，有着1~3 dB的性能优势。



HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统频谱效率对比如图9所示。其中, HR-GS-CIM系统配置为 $(4, 2, 4, L, Q, \sim, B)$ , CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统的参数配置分别为 $(1, \sim, 4, L, \sim, M, B)$ 、 $(1, 2, 4, L, \sim, M, B)$ 和 $(1, 2, 4, L, \sim, M, B)$ , HR-GS-CIM系统的频谱效率为 $\left\lfloor \log_2 \left( \binom{N_t}{K} L^K Q^K \right) \right\rfloor / \text{Len}$ , CIM系统的频谱效率为 $(\lfloor \log_2(M) \rfloor + 2 \cdot \lfloor \log_2(L) \rfloor) / \text{Len}$ , GCIM系统的频谱效率为 $\left( \left\lfloor \log_2 \left( \frac{L}{K} \right) \right\rfloor + K \cdot \lfloor \log_2(M) \rfloor \right) / \text{Len}$ , GQCIM系统的频谱效率为 $\left( 2 \cdot \left\lfloor \log_2 \left( \frac{L}{K} \right) \right\rfloor + K \cdot \lfloor \log_2(M) \rfloor \right) / \text{Len}$ 。

从图9中可以看到, 当 $L=4, Q/M=16$ 时, HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统的频谱效率分别为3.5 bit/s、3 bit/s、2.5 bit/s、2 bit/s; 当 $L=3, Q/M=13$ 时, HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统的频谱效率分别为3.25 bit/s、2 bit/s、1.75 bit/s、1.25 bit/s。在不同参数配置下, HR-GS-CIM系统始终可以保持较好的频谱效率优势, 这是由于HR-GS-CIM系统一方面采用了广义天线索引, 引入空间调制, 另一方面采用了联合映射码字索引, 提高了系统频谱效率。

HR-GS-CIM系统在不同附加相位组数下的仿真BER性能分析对比如图10所示, 同时, 对比分析了采用附加相位组数和传统调制符号的性能差异, 采用附加相位的系统参数配置为 $(4, 2, 4, 4, Q, \sim, B)$ , 采用传统调制符号的系统参数配置为 $(4, 2, 4, 4, \sim, M, B)$ 。从图10中可以看到, 在 $Q=2$ 和 $M=2$ , 以及系统BER为 $10^{-3}$ 时, 采用附加相位会比采用传统调制符号损失约1 dB的性能增益, 而随着附加相位组数 $Q=2, 4, 8, 16$ 的增加, 系统频谱效率从2 bit/s增加至3.5 bit/s, 采用附加相位方案几乎没有任何性能增益的损

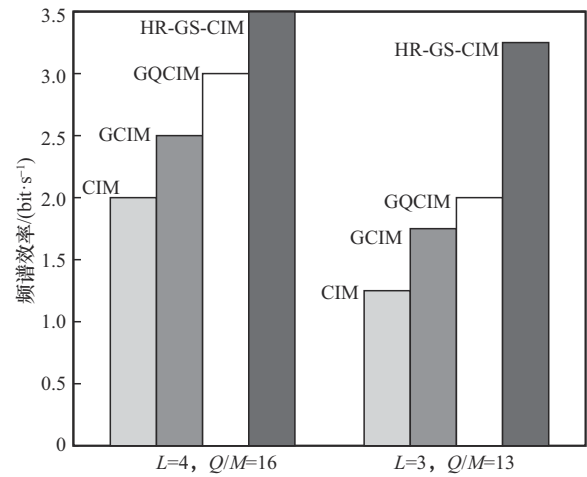


图9 HR-GS-CIM系统与CIM系统、GCIM系统和GQCIM系统频谱效率对比

失, 但在采用传统调制符号时, 随着调制阶数 $M=4, 8, 16$ 的增加, 性能损失逐渐变大。充分验证了本文提出的通过附加相位来代替传统星座符号的性能优势, 在提供频谱效率提高的同时, 不会带来任何性能损失, 并且在高频谱效率下, 性能优势更加明显。

HR-GS-CIM系统在 $L=2, 3, 4$ 下的仿真BER性能分析对比如图11所示, 同时, 对比分析了采用联合映射码字选择算法的性能增益, 其中未采用联合映射码字选择算法的会在所有码字中随机选择 $2^B$ 个码字进行比特承载, 其他系统参数配置为 $(4, 2, 4, L, 16, \sim, B)$ 。从图11中可以看到, 在扩频码个数 $L=2, 3, 4$ 时, 系统频谱效率从3 bit/s增加至3.5 bit/s, 扩频码个数从 $L=2$ 增加至 $L=3$ 时, 性能增益仅损失约2.5 dB, 当增加至 $L=4$ 时, 性能增益无任何损失。并且, 在采用联合映射码字选择算法时, 相较于随机选择的码字, 始终保持着最低1 dB的性能增益, 最大能达到约4 dB的性能增益。这是由于选择后的码字集提高了最小欧氏距离, 产生了较好的性能增益。

最后, 联合映射码字选择算法与遍历搜索算法复杂度比较见表3。以参数配置

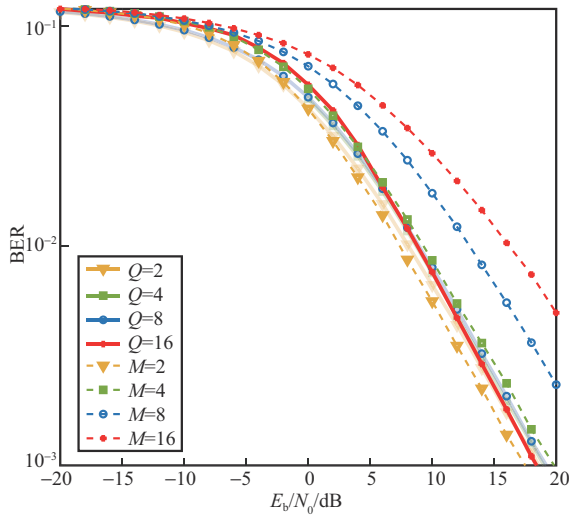


图 10 HR-GS-CIM 系统在不同附加相位组数下的仿真 BER 性能分析对比

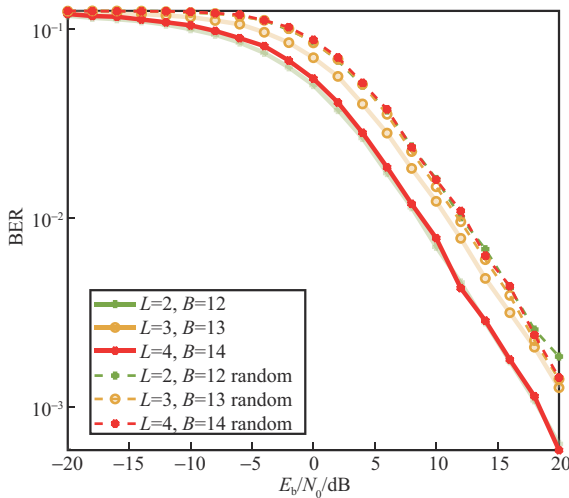


图 11 HR-GS-CIM 系统在 L=2、3、4 下的仿真 BER 性能分析对比

表 3 联合映射码字选择算法与遍历搜索算法复杂度比较

| 联合映射码字选择算法   | 遍历搜索   |
|--|--|
| $\frac{\left(\binom{N_t}{K} L^K Q^K\right)^2 - \binom{N_t}{K} L^K Q^K}{2}$ | $\left(\binom{N_t}{K} L^K Q^K\right)^2 - \binom{N_t}{K} L^K Q^K$   |
|  | $\binom{N_t}{K} L^K Q^K \left(\binom{N_t}{K} L^K Q^K\right)_{2^B}$ |

(4, 2, 2, 4, 2, ~, 6) 为例, 联合映射码字选择算法与遍历搜索算法的复杂度分别为  $4\ 560$  和  $2.708\ 8 \times 10^{29}$ , 随着系统参数配置的增大, 计算复杂度将进一步增大, 对遍历搜索算法的计算是一个巨

大的挑战。

#### 4 结束语

本文为了克服传统 CIM 系统调制方式的功耗局限性, 以及提高系统频谱效率, 提出了 HR-GS-CIM 系统。一方面, 在所提 HR-GS-CIM 系统中, 通过采用附加相位替代传统星座调制, 减小系统传输功耗, 并且采用 GA 对附加相位旋转角度进行优化, 提高了系统 BER 性能; 另一方面, 采用多根天线的广义空间索引调制, 将附加相位、扩频码以及天线索引进行联合映射选择, 并采用低复杂度的联合映射选择算法, 使得系统在提高频谱效率的同时保证了系统的误码率性能。最后, HR-GS-CIM 系统与 CIM 系统、GCIM 系统和 GQCIM 系统性能对比, 验证了所提 HR-GS-CIM 系统的性能优势。

#### 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] BASAR E, WEN M W, MESLEH R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks[J]. IEEE Access, 2017(5): 16693-16746.
- [3] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168-175.
- [4] 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.
- [5] ZHAN Y J, HUANG F C. Generalized spatial modulation with multi-index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(3): 585-588.
- [6] LI C L, WANG L, NIE G Y. Quadrature spatial modulation aided media-based modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(8): 1928-1932.
- [7] ABHIJITH N S, GIRIDHAR K. Index and constellation order lowering for OFDM with index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(5): 1129-1132.

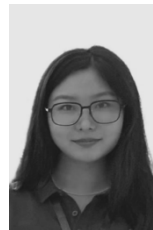


- [8] ZHENG K W, MA X L. Secure OFDM transmissions with coset-QAM[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(3): 824-828.
- [9] KADDOUM G, AHMED M F A, NIJSURE Y. Code index modulation: a high data rate and energy efficient communication system[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(2): 175-178.
- [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] 卞李娜, 冯会真, 金小萍, 等. 广义正交码索引调制系统的性能分析[J]. 电信科学, 2022, 38(8): 120-128.  
BIAN L N, FENG H Z, JIN X P, et al. Performance analysis of generalized orthogonal code index modulation system[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(8): 120-128.
- [12] ÇÖGEN F, AYDIN E, KABAOĞLU N, et al. A novel MIMO scheme based on code-index modulation and spatial modulation [C]//Proceedings of the 2018 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-4.
- [13] COGEN F, AYDIN E, KABAOĞLU 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.
- [14] 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.
- [15] OZDEN B A, COGEN F, AYDIN E, et al. A novel reconfigurable intelligent surface-supported code index modulation-based receive spatial modulation system[C]//Proceedings of the 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2024: 1-6.
- [16] JIN X P, BIAN L N, LI Z Q, et al. A novel RIS-aided code index modulation scheme with low-complexity detection[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(11): 14279-14288.
- [17] LIN Z X, XU W K, SUN H X, et al. A hybrid DCSK scheme combining cyclic shift keying and code index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(9): 2303-2307.
- [18] JIN X P, BIAN L N, HE Y C, et al. High-rate 3-D reflection space-time shift keying with indexed additional phases[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(3): 3526-3535.
- [19] JIN X P, LI X C, FENG Y, et al. Joint RIS grouping design assisted generalized quadrature reflection modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(4): 5447-5451.
- [20] TURIN G L. The characteristic function of Hermitian quadratic forms in complex normal variables[J]. Biometrika, 1960, 47(1/2): 199-201.

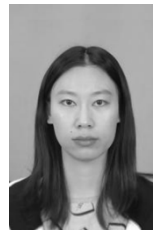
#### [作者简介]



卞李娜 (1998- ), 女, 现就职于浙江理工大学科技与艺术学院, 主要研究方向为索引调制技术和检测技术等。



张倩瑜 (1996- ), 女, 浙江理工大学科技与艺术学院讲师, 主要研究方向为自动控制技术及检测技术等。



吴佳燕 (1991- ), 女, 浙江理工大学科技与艺术学院研究员, 主要研究方向为机电一体化及PLC控制等。