

## 一种低复杂度的超高阶码索引调制方法

刘芳<sup>\*①</sup> 冯永新<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(沈阳理工大学信息科学与工程学院 沈阳 110159)

<sup>②</sup>(沈阳理工大学研究生院 沈阳 110159)

**摘要:** 为了应对直接序列扩频(DSSS)中信息传输率低的局限,出现了多进制扩频及索引调制等技术,由于此系列技术中附加信息都是通过伪码变换来映射的,因此调制阶数越大,复杂度也越大,而当系统所承受的复杂度受限时,调制阶数也就无法提升。为解决高阶信息传输率受限问题,该文提出一种低复杂度的超高阶码索引调制(UHO-CIM)方法,通过2维信息的分组来进行多码集索引,从而降低通道数量,进而通过3维信息的分组来进行循环移位索引,从而在不增加通道情况下大幅度地提高传输率,而且利用移位通道和非移位通道关系,去除环境影响。该方法不仅可以有效传输多维信息,而且与现有方法比较,复杂度大大降低,综合性能具有明显优势;此外,现有方法很难达到高阶及超高阶的信息传输,而提出的方法可实现调制阶数大于15的超高阶信息传输,从而为高效扩频通信应用提供可借鉴技术。

**关键词:** 直接序列扩频; 索引调制; 超高阶; 调制阶数

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)07-1922-08

DOI: [10.11999/JEIT200318](https://doi.org/10.11999/JEIT200318)

## An Ultrahigh Order Code Index Modulation Method with Low Complexity

LIU Fang<sup>①</sup> FENG Yongxin<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Information Science and Engineering, Shenyang Ligong University, Shenyang 110159, China)

<sup>②</sup>(Graduate School, Shenyang Ligong University, Shenyang 110159, China)

**Abstract:** In order to solve the limitation of low information transmission rate in Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), some techniques such as multi-band spread spectrum and index modulation appear. Because the additional information in this series of technologies is mapped by pseudo code transformation, the larger the modulation order is, the greater the complexity will be, and when the complexity of the system is limited, the modulation order will not be improved. In order to overcome the limitation of high-order information transmission rate, an UltraHigh Order Code Index Modulation (UHO-CIM) method with low complexity is proposed. The multi code set index is carried out by two-dimensional information grouping, so as to reduce the number of channels, and then the cyclic shift index is carried out by three-dimensional information grouping, so as to improve greatly the transmission rate without increasing the channels. Moreover, the relationship between shift channel and non-shift channel is used to remove the environmental impact. This method can not only effectively transmit multi-dimensional information, but also reduce greatly the complexity compared with the existing methods, and has obvious advantages in comprehensive performance. In addition, the existing methods are difficult to achieve high-order and ultra-high-order information transmission, while the proposed method can achieve ultra-high-order information transmission with modulation order greater than 15, which provides reference technology for the efficient spread spectrum communication applications.

**Key words:** Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS); Index modulation; Ultrahigh order; Modulation order

收稿日期: 2020-04-28; 改回日期: 2020-12-09; 网络出版: 2020-12-23

\*通信作者: 刘芳 zhqing1019@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61501309, 61971291), 辽宁省自然科学基金(2020-MS-215)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61501309, 61971291), The Natural Science Foundation of Liaoning Province (2020-MS-215)

## 1 引言

直接序列扩频<sup>[1,2]</sup>具有抗多径、抗干扰、适应高动态环境<sup>[3]</sup>等优势,然而其优势都是以展宽信号频谱为代价的,从而引发了带宽利用率低以及信息传输率受限等问题。因此,应对高信息传输应用需求的提高,出现了多进制扩频(软扩频)<sup>[4,5]</sup>以及MBOK技术<sup>[6-8]</sup>,其伪码都是由多个正交码集组成,每个码字映射若干比特信息,由于这部分信息是通过映射传输,并没有调制传输,所以信息传输率和频带利用率有所提高。基于多进制扩频,又出现了并行组合扩频<sup>[9,10]</sup>,其将信息比特分割为两部分,一部分映射为一个码组,另一部分映射为码组中每个伪码的相位信息,此类方法也可提升信息传输率。进一步,随着更高信息速率要求的提高,又出现了索引调制<sup>[11,12]</sup>技术,其将部分信息比特映射为特定的索引,并索引控制调制信息,此索引部分信息不会耗费额外的能量,从而提升系统的传输率和能量效率。正是由于索引调制所具备在频谱效率和能量效率方面的独特优势,其已经受到越来越多的关注。目前的索引调制技术主要分为3类,即空间索引调制、子载波索引调制<sup>[13]</sup>和码索引调制<sup>[14,15]</sup>。直扩通信中有效的索引调制为码索引调制,其是将原本用来扩展频谱的伪码序列作为一种索引资源,即发射端的信息比特首先分割为两个部分,一部分信息比特通过调制符号进行传输,另一部分信息比特通过映射为伪码索引(编号)进行传输。基于码索引调制技术,又相继出现了码索引调制的扩展性研究<sup>[16]</sup>,以及索引调制-差分混沌键控方案<sup>[17,18]</sup>。后续又出现了非正交码索引调制方法<sup>[19]</sup>、广义空码联合的索引调制方法<sup>[20]</sup>,第1种方法是将信息比特分割为伪码映射块和调制信息块,并分别映射为伪码索引和调制符号,调制符号的实部与虚部再选择相同的激活伪码进行扩频;第2种方法是将索引的维度从1维增加到2维,增加2维信息的传输比特,此类方法可以提升系统误比特率性能、降低能量消耗,然而受复杂度问题的限制,信息传输率很难有大幅度提升。

可见,目前多进制扩频和索引调制的系列技术都是在传统(1维信息)基础上,附加传输映射信息,映射信息传输率与1维信息传输率的比值,即调制阶数决定了系统性能的提高。虽然目前方法可以改善信息传输率,但由于映射信息都是通过伪码的变换来映射的,因此调制阶数越大,伪码资源也越大,相关通道也就越多,造成的系统复杂度也就越大。当系统所承受的复杂度受限时,调制阶数也就无法提升,目前方法的调制阶数通常不超过5,

极限时也很难达到10,为此目前的索引调制技术面临着高阶信息传输率提升无法突破的问题。

然而,随着通信需求和业务量的不断提升,直扩通信可能需要传输更多量级的指令,或者需要传输多级别、多应用的数据,因此,低复杂度的高阶索引调制方法研究尤为关键。为此,应对大数据量信息传输需求,为解决高阶信息传输率受限问题,本文提出一种低复杂度的超高阶码索引调制(UltraHigh Order Code Index Modulation, UHO-CIM)方法。

## 2 超高阶码索引调制

设传统直扩的信息 $D_1(n)$ 为1维信息,其速率为 $R_1$ ,UHO-CIM方法附加了2维信息 $D_2(n)$ 和3维信息 $D_3(n)$ ,其传输速率分别为 $R_2$ 和 $R_3$ 。利用 $R_2$ 与 $R_1$ 计算2维阶数 $k$ ,利用 $R_3$ 与 $R_1$ 计算3维阶数 $\mu$

$$k = \frac{R_2}{R_1} \quad (1)$$

$$\mu = \frac{R_3}{R_1} \quad (2)$$

以传统直扩的信息速率 $R_1$ 为基础,总调制阶数 $\lambda$ 为式(3),因此,总体的信息传输率阶数为 $1+\lambda$ ,总体的信息传输率 $R$ 为式(4)。

$$\lambda = k + \mu \quad (3)$$

$$R = (1 + \lambda) R_1 = R_1 + R_2 + R_3 \quad (4)$$

每个时隙可索引 $k$ 位的2维信息 $D_2(n)$ ,为了降低伪码资源,每个时隙的 $k$ 位2维信息又被分为3组,每组的信息位数为 $k_i$ , $i$ 为变量,且 $i \in [1 \ 3]$ 。

$$k_3 = \begin{cases} 1, & k \text{ 为奇数} \\ 2, & k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (5)$$

$$k_1 = k_2 = \frac{k - k_3}{2} \quad (6)$$

进而,在每个时隙内, $k$ 位的信息 $D_2(n)$ 顺序分组,第1组为前 $k_1$ 位信息;第2组为接续的 $k_2$ 位信息;第3组为最后的 $k_3$ 位信息,如式(7)

$$\left. \begin{aligned} D_2^1(n) &= D_2(1, 2, \dots, k_1) \\ D_2^2(n) &= D_2(k_1 + 1, k_1 + 2, \dots, k_1 + k_2) \\ D_2^3(n) &= D_2(k_1 + k_2 + 1, k) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

由于 $k$ 位信息 $D_2(n)$ 被分为3组,因此需要构造3个伪码集合 $\mathbf{C1}$ , $\mathbf{C2}$ 和 $\mathbf{C3}$ ,每个码集合由若干条相互正交的伪码构成,第 $i$ 个伪码集合中伪码的条数 $M_i$ 如式(8)所示,其中 $i \in [1 \ 3]$ 。

$$M_i = 2^{k_i} \quad (8)$$

从而集合 $\mathbf{C1}$ 中有 $M_1$ 条伪码 $C_{j_1}^1(n)$ , $j_1 \in [1 \ M_1]$ ;集合 $\mathbf{C2}$ 中有 $M_2$ 条伪码 $C_{j_2}^2(n)$ , $j_2 \in [1 \ M_2]$ ;集合 $\mathbf{C3}$ 中有 $M_3$ 条伪码 $C_{j_3}^3(n)$ , $j_3 \in [1 \ M_3]$ 。

进一步, 每个时隙中每组的 $k_i$ 位信息 $D_2^i(n)$ 进行进制转换处理, 如式(9)所示, 从而计算每一组索引的扩频伪码通道 $J_i$ , 其中 $\text{bin2dec}[\cdot]$ 为二进制转换十进制处理函数。

$$J_i = \text{bin2dec} [D_2^i(n)] \quad (9)$$

利用 $J_i$ 可以从对应的集合中选出伪码 $C_{J_i}^i(n)$ , 例如当 $i=1$ 时, 在集合**C1**中的 $M_1$ 条伪码 $C_{j_1}^1(n)$ 中选出 $j_1=J_1$ 通道的伪码 $C_{j_1}^1(n)$ , 因此, 每个时隙会从3个集合中索引出3条伪码, 进而得到3条扩频伪码 $C_{J_i}^i(n), i \in [1 \ 3]$ 。

在2维信息索引为伪码通道的基础上, 进行3维信息索引。结合式(2), 可得每个时隙可索引 $\mu$ 位的3维信息 $D_3(n)$ , 进而 $\mu$ 位 $D_3(n)$ 被分为2组, 每组的信息位数 $\mu_l$ 为

$$\mu_l = \begin{cases} \lfloor \frac{\mu}{2} \rfloor, l=1 \\ \mu - \mu_1, l=2 \end{cases} \quad (10)$$

当每个时隙3维信息 $D_3(n)$ 中的第 $l$ 组信息 $D_3^l(n)$ 为式(11), 其中 $l$ 为变量, 且 $l \in [1 \ 2]$ 。

$$\begin{aligned} D_3^1(n) &= D_3(1, 2, \dots, \mu_1) \\ D_3^2(n) &= D_3(\mu_1 + 1, \mu_1 + 2, \dots, \mu) \end{aligned} \quad (11)$$

每个时隙中每组的 $\mu_l$ 位信息 $D_3^l(n)$ 进行进制转换处理, 从而计算第 $l$ 组的索引值 $f_l$

$$f_l = \text{bin2dec} [D_3^l(n)] \quad (12)$$

进而基于2维信息索引出的3条伪码 $C_{J_i}^i(n)$ , 利用 $l$ 替代 $C_{J_i}^i(n)$ 中的 $i$ , 并对第 $l$ 组对应的伪码 $C_{J_l}^l(n)$ 进行循环右移 $f_l$ 位得到 $F_{J_l}^l(n)$ , 由于 $l \in [1 \ 2]$ , 而 $i \in [1 \ 3]$ , 因此, 3条扩频伪码 $C_{J_i}^i(n)$ 中的第3条伪码 $C_{J_3}^3(n)$ 不进行循环移位处理。

$$F_{J_l}^l(n) = \text{shift} [C_{J_l}^l(n)]_{f_l} \quad (13)$$

其中,  $\text{shift}[\cdot]_{f_l}$ 为循环右移 $f_l$ 位的处理函数。

进一步, 将3条伪码进行叠加处理, 得到当前时隙的最终扩频伪码 $C(n)$

$$C(n) = F_{J_1}^1(n) + F_{J_2}^2(n) + C_{J_3}^3(n) \quad (14)$$

最后, 发射端利用 $C(n)$ 对当前时隙的1维信息 $D_1(n)$ 进行扩频处理, 得到发射信号 $S'(n)$ 。

$$\begin{aligned} B(n) &= D_1(n) C(n) \\ &= D_1(n) F_{J_1}^1(n) + D_1(n) F_{J_2}^2(n) \\ &\quad + D_1(n) C_{J_3}^3(n) \end{aligned} \quad (15)$$

$$S'(n) = D_1(n) C(n) \cos(2\pi\omega n + \theta) \quad (16)$$

在接收端, 首先对接收信号 $S'(n)$ 进行降频、滤波等前端处理, 处理后的信号记为 $S(n)$

$$S(n) \approx D_1(n) C(n) \quad (17)$$

利用参数 $k_i$ 可以选定伪码集合**C1**, **C2**和**C3**, 集合**C1**中有 $M_1$ 条伪码 $C_{j_1}^1(n), j_1 \in [1 \ M_1]$ ; 集合**C2**中有 $M_2$ 条伪码 $C_{j_2}^2(n), j_2 \in [1 \ M_2]$ ; 集合**C3**中有 $M_3$ 条伪码 $C_{j_3}^3(n), j_3 \in [1 \ M_3]$ 。

进而, 处理后的接收信号 $S(n)$ 与 $M_1$ 条伪码 $C_{j_1}^1(n)$ 、 $M_2$ 条伪码 $C_{j_2}^2(n)$ 、 $M_3$ 条伪码 $C_{j_3}^3(n)$ 进行并行相关运算, 从而得到 $M_1$ 组相关结果 $X_{j_1}^1(n)$ ,  $M_2$ 组相关结果 $X_{j_2}^2(n)$ ,  $M_3$ 组相关结果 $X_{j_3}^3(n)$

$$\left. \begin{aligned} X_{j_1}^1(n) &= S(n) * C_{j_1}^1(n) \\ X_{j_2}^2(n) &= S(n) * C_{j_2}^2(n) \\ X_{j_3}^3(n) &= S(n) * C_{j_3}^3(n) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

其中,  $*$ 为相关运算符号。

在相关结果 $X_{j_1}^1(n)$ 中进行最大峰均比计算, 即计算 $M_1$ 组 $X_{j_1}^1(n)$ 中每组最大峰值与平均峰值的比值 $P_{j_1}^1$ , 同理, 计算得到 $M_2$ 组相关结果 $X_{j_2}^2(n)$ 中 $M_2$ 个峰均比 $P_{j_2}^2$ ,  $M_3$ 组相关结果 $X_{j_3}^3(n)$ 中 $M_3$ 个峰均比 $P_{j_3}^3$ 。其中,  $\text{PRA}[\cdot]$ 为最大峰均比计算函数。

$$\left. \begin{aligned} P_{j_1}^1 &= \text{PRA} [X_{j_1}^1(n)] \\ P_{j_2}^2 &= \text{PRA} [X_{j_2}^2(n)] \\ P_{j_3}^3 &= \text{PRA} [X_{j_3}^3(n)] \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

利用 $M_1$ 个峰均比 $P_{j_1}^1$ 计算最大值通道 $H_1$ , 对 $M_2$ 个 $P_{j_2}^2$ 、 $M_3$ 个 $P_{j_3}^3$ 进行最大值通道运算, 得到 $H_2$ 和 $H_3$ 。其中 $\text{channel}[\cdot]$ 为最大值对应位置计算函数。

$$\left. \begin{aligned} H_1 &= \text{channel} [P_{j_1}^1] \\ H_2 &= \text{channel} [P_{j_2}^2] \\ H_3 &= \text{channel} [P_{j_3}^3] \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

利用 $H_1, H_2$ 和 $H_3$ 进行进制转换, 分别得到 $k_i$ 位的二进制信息 $E_2^i(n)$ , 其中,  $\text{dec2bin}[\cdot]$ 为十进制转换二进制函数。

$$\left. \begin{aligned} E_2^1(n) &= \text{dec2bin} [H_1] \\ E_2^2(n) &= \text{dec2bin} [H_2] \\ E_2^3(n) &= \text{dec2bin} [H_3] \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

因此,  $i$ 从1至3顺序地将 $E_2^i(n)$ 进行拼接得到解析的最终2维信息 $E_2(n)$

$$E_2(n) = \begin{cases} \{E_2^1(1), \dots, E_2^1(k_1), E_2^2(1), \dots, \\ E_2^2(k_2), E_2^3(1)\}, k \text{ 为奇数} \\ \{E_2^1(1), \dots, E_2^1(k_1), E_2^2(1), \dots, \\ E_2^2(k_2), E_2^3(1), E_2^3(k_3)\}, k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (22)$$

进一步, 利用 $H_1, H_2$ 和 $H_3$ , 从相关结果中选出 $X_{H_1}^1(n), X_{H_2}^2(n)$ 和 $X_{H_3}^3(n)$ , 并分别计算 $X_{H_1}^1(n), X_{H_2}^2(n)$ 和 $X_{H_3}^3(n)$ 中的最大峰值位置 $\rho_i$

$$\left. \begin{aligned} \rho_1 &= \text{channel} [X_{H_1}^1(n)] \\ \rho_2 &= \text{channel} [X_{H_2}^2(n)] \\ \rho_3 &= \text{channel} [X_{H_3}^3(n)] \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

考虑信号传输过程中，环境因素可能会引发峰值偏移，而且对于所有通道的偏移影响应相近似，并结合式(14)中第3组伪码不存在3维信息的索引偏移，因此，利用 $\rho_i$ 进行偏移差值计算，从而消除环境因素对峰值偏移的影响。

$$\left. \begin{aligned} \Delta\rho_1 &= \rho_1 - \rho_3 \\ \Delta\rho_2 &= \rho_2 - \rho_3 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

利用 $\Delta\rho_1$ 和 $\Delta\rho_2$ 进行进制转换得到解析的3维信息 $E_3^1(n)$ 和 $E_3^2(n)$

$$\left. \begin{aligned} E_3^1(n) &= \text{dec2bin} [\Delta\rho_1] \\ E_3^2(n) &= \text{dec2bin} [\Delta\rho_2] \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

因此， $l$ 从1至2依序将 $\mu_l$ 位的 $E_3^l(n)$ 进行拼接得到解析的最终3维信息 $E_3(n)$

$$E_3(n) = \{E_3^1(1), \dots, E_3^1(\mu_1), E_3^2(1), \dots, E_3^2(\mu_2)\} \quad (26)$$

在解析2维、3维信息基础上，进行1维信息解扩。利用 $H_1$ 、 $H_2$ 和 $H_3$ 将3个峰值通道对应的伪码 $C_{H_1}^1(n)$ 、 $C_{H_2}^2(n)$ 、 $C_{H_3}^3(n)$ 匹配出来，并对 $C_{H_1}^1(n)$ 进行循环左移 $\Delta\rho_1$ 位，对 $C_{H_2}^2(n)$ 进行循环左移 $\Delta\rho_2$ 位。

$$\left. \begin{aligned} F_{H_1}^1(n) &= \text{shift} [C_{H_1}^1(n)]_{-\Delta\rho_1} \\ F_{H_2}^2(n) &= \text{shift} [C_{H_2}^2(n)]_{-\Delta\rho_2} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

进而，利用 $F_{H_1}^1(n)$ 、 $F_{H_2}^2(n)$ 、 $C_{H_3}^3(n)$ 与处理后的接收信号 $S(n)$ 进行解扩处理，因为 $H_1 = J_1$ ，因此 $F_{J_1}^1(n)$ 与 $F_{H_1}^1(n)$ 存在相关性，为此，可以解扩 $D_1(n)$ ，其他通道同理可以解扩相应的 $D_1(n)$ 。

$$\begin{aligned} E_1^1(n) &= S(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\approx D_1(n) C(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\approx D_1(n) F_{J_1}^1(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\quad + D_1(n) F_{J_2}^2(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\quad + D_1(n) C_{J_3}^3(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\approx D_1(n) + D_1(n) F_{J_2}^2(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\quad + D_1(n) C_{J_3}^3(n) F_{H_1}^1(n) \\ &\approx D_1(n) + N' \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} E_1^2(n) &= S(n) F_{H_2}^2(n) \\ &\approx D_1(n) C(n) F_{H_2}^2(n) \\ &\approx D_1(n) F_{J_1}^1(n) F_{H_2}^2(n) \\ &\quad + D_1(n) F_{J_2}^2(n) F_{H_2}^2(n) \\ &\quad + D_1(n) C_{J_3}^3(n) F_{H_2}^2(n) \\ &\approx D_1(n) F_{J_1}^1(n) F_{H_2}^2(n) + D_1(n) \\ &\quad + D_1(n) C_{J_3}^3(n) F_{H_2}^2(n) \\ &\approx D_1(n) + N' \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} E_1^3(n) &= S(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\approx D_1(n) C(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\approx D_1(n) F_{J_1}^1(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\quad + D_1(n) F_{J_2}^2(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\quad + D_1(n) C_{J_3}^3(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\approx D_1(n) F_{J_1}^1(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\quad + D_1(n) F_{J_2}^2(n) C_{H_3}^3(n) \\ &\quad + D_1(n) \\ &\approx D_1(n) + N' \end{aligned} \quad (30)$$

最后，对3个通道解扩的1维信息 $D_1(n)$ ，进行平均及二值化处理，得到修正的1维信息 $E_1(n)$ ，其中， $[\cdot]_{\text{bin}}$ 为二值化处理函数。

$$E_1(n) = \left[ \frac{\sum_{i=1}^{\gamma} E_1^i(n)}{\gamma} \right]_{\text{bin}} \quad (31)$$

### 3 验证与分析

#### 3.1 适应性分析

由于信息传输至接收端后，判断传输成功的主要指标为峰均比判决，为此对3个码集 $\mathbf{C1}$ 、 $\mathbf{C2}$ 和 $\mathbf{C3}$ 中每个码集的最大峰均比 $P_{H_1}^1$ 、 $P_{H_2}^2$ 、 $P_{H_3}^3$ 进行测试，从而给出合理化的建议。实验基础参数为：扩频伪码速率10.23 MHz，1维信息速率1 kbit/s，积累时间1 ms。设UHO-CIM方法的2维调制阶数 $k=6$ 、3维调制阶数 $\mu=20$ ，峰均比结果如图1所示。

如图1可见， $P_{H_1}^1$ 、 $P_{H_2}^2$ 、 $P_{H_3}^3$ 都随着信噪比的增大而增大，在相同信噪比条件下三者间相差不明显，而且三者都可以在信噪比大于-17 dB条件下满足门限要求，并成功判决。进一步经统计分析表明，无论 $k$ 为奇数还是偶数， $\mu$ 取值大还是小，只要信噪比 $>-17$  dB，UHO-CIM方法都可以达到接收门限要求，并成功判决，因此，建议UHO-CIM方法的应用环境为 $\geq -17$  dB。

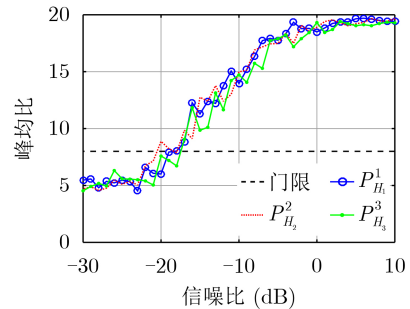


图1 峰均比结果

进一步, 设2维调制阶数 $k$ 为6, 3维调制阶数 $\mu$ 为20, 在3个码集C1, C2和C3中接收概率测试结果如图2所示。可见, UHO-CIM方法3个码集的接收概率都相差不明显, 而且可以获得较高的接收概率, 进而经统计分析, 在其他参数条件下可以得到相同结论。

### 3.2 误比特率分析

目前较为有效的方法为CIM和M-ary方法, 因此, 对UHO-CIM方法与CIM和M-ary方法进行误比特率对比分析。当总调制阶数 $\lambda$ 为5时的误比特率如图3所示。

可见, 随着信噪比的增大, 3种方法的误比特率都呈降低趋势, 即性能越来越好。对于1维信息误比特率而言, 由于UHO-CIM方法进行了修正处理, 其误比特率略低于M-ary和CIM方法, 表明UHO-CIM方法略改善了1维信息的误码性能。对于总体信息误比特率而言, 由于M-ary方法的信息传输速率能力较低, 而且复杂度较大, 进而换取了一定的误比特率, 因此M-ary方法的总体误比特率略低于UHO-CIM, CIM方法; 而UHO-CIM方法与CIM方法的总体误比特率较近似, 虽然略高于M-ary方法, 但也能满足较低的误比特率要求。

当总调制阶数 $\lambda$ 为10时, 误比特率结果如图4所

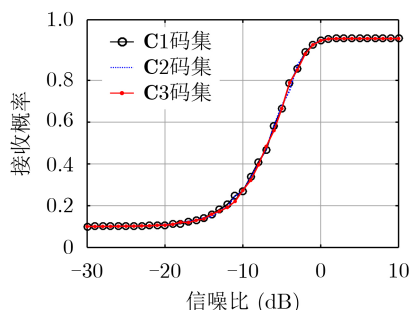


图2 接收概率结果

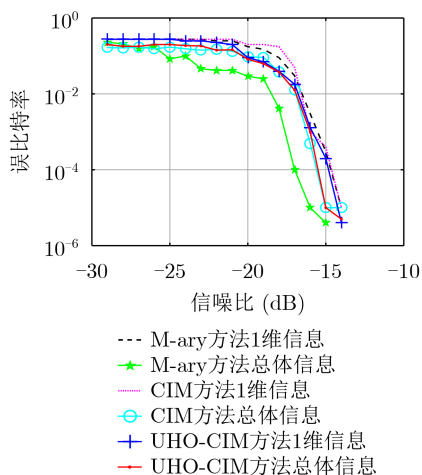


图3  $\lambda=5$ 时的误比特率对比结果

示, 可见, 随着总调制阶数 $\lambda$ 的增大, 3种方法的1维信息误比特率未出现明显差异, 仍然是UHO-CIM方法略低于M-ary和CIM方法。而对于总体误比特率而言, 随着调制阶数 $\lambda$ 的增大, 由于UHO-CIM方法中存在2维和3维处理机制, 因此其总体误比特率也略呈降低趋势, 而且逐渐略低于CIM方法, 接近M-ary方法。经统计测试表明, 当总调制阶数 $\lambda$ 较小时, UHO-CIM方法的1维误比特率最低, 性能最好, 总体误比特率略高于M-ary方法, 与CIM方法接近; 当总调制阶数 $\lambda > 10$ 时, UHO-CIM方法的1维误比特率仍最低, 性能最好, 而总体误比特率则有所改善, 略低于CIM方法, 与M-ary方法接近, 因此, UHO-CIM方法在高阶和超高阶的调制阶数时, 误比特率性能呈现明显优势。

### 3.3 复杂度及综合性能分析

由于相关处理通道数量是影响复杂度的决定性因素, 为此, 以相关处理通道数量来建立复杂度衡量指标。当系统所需要的总调制阶数 $\lambda$ 一定时, M-ary方法复杂度为式(32), CIM方法复杂度为式(33), 而UHO-CIM方法中结合式(3)可得到阶数 $k = \lambda - \mu$ , 进而结合式(5)和式(6)可以得到 $k_1, k_2$ 和 $k_3$ , 从而得到UHO-CIM方法复杂度为式(34)。

$$\xi_{\text{M-ary}} = 2^\lambda \quad (32)$$

$$\xi_{\text{CIM}} = 2^{(\lambda/2+1)} \quad (33)$$

$$\xi_{\text{UHO}} = 2^{k_1} + 2^{k_2} + 2^{k_3} \quad (34)$$

在不同的接收积累量情况下, 当总调制阶数 $\lambda$ 为低阶时, 3种方法的复杂度对比结果如图5所示, 可见, 随着总调制阶数 $\lambda$ 的增大, 3种方法的复杂度都呈现增大趋势, 而积累量对M-ary和CIM方法的复杂度未有明显影响; 相同 $\lambda$ 情况下, M-ary方法的复杂度最大, CIM方法优于M-ary, 而UHO-CIM方法复杂度最低, 则表明性能最优。当总调制阶数

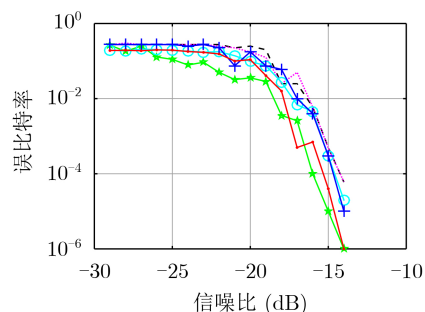


图4  $\lambda=10$ 时的误比特率对比结果

$\lambda$ 为高阶情况下，复杂度对比结果如图6所示，可见，当总调制阶数 $\lambda$ 为高阶时M-ary方法的复杂度巨大，虽然CIM方法复杂度明显较低，但是通过局部放大后的结果可见CIM方法还是远远高于UHO-CIM方法的复杂度，而且积累量越大则UHO-CIM复杂度越低，优势越明显。综上，经统计分析表明，M-ary方法和CIM方法的复杂度都与总调制阶数 $\lambda$ 存在直接关系，而UHO-CIM方法的复杂度受 $k_1, k_2$ 和 $k_3$ 影响，而 $k_1, k_2$ 和 $k_3$ 是通过 $\lambda, \mu$ 计算得到的，数值远远小于 $\lambda$ ，因此UHO-CIM方法的复杂度最低，而且积累量越大，则 $k_1, k_2$ 和 $k_3$ 越小，因此复杂度性能也就越好。

进一步，考虑索引调制类方法都是一方面获得了速率的提高，一方面付出了相关处理复杂度的代价，为此建立综合性能指标来衡量获得速率提高阶

数 $\lambda + 1$ 与付出复杂度 $\xi$ 的比值(Performance and Complexity Ratio, PCR)如式(35)所示，从而评价方法的总体性价比。PCR越大则综合性能越好，当PCR为1时为评判门限，此时表明获得优势与付出代价相等价，综合性能没有提升也没有降低。

$$PCR = \frac{\lambda + 1}{\xi} \quad (35)$$

在不同的积累量情况下，当总调制阶数 $\lambda$ 为低阶情况下，3种方法的综合性能PCR对比结果如图7所示，可见，随着总调制阶数 $\lambda$ 的增大，CIM方法和M-ary方法的PCR一直都呈现降低趋势，而且都小于1，综合性能较差；而随着总调制阶数 $\lambda$ 的增大，UHO-CIM方法则呈现增大趋势，而且远远大于1，综合性能非常优越。相同总调制阶数 $\lambda$ 时，M-ary方法的PCR最低，CIM方法优于M-ary方法，而UHO-CIM方法的PCR远远高于其他两种方法，综合性能最好，此仿真结果符合式(35)推导，由于UHO-CIM方法的复杂度远远低于CIM方法和M-ary方法，因此，综合性能PCR远远高于CIM方法和M-ary方法。

进一步，当总调制阶数 $\lambda$ 为高阶时，综合性能PCR对比结果如图8所示，可见，当总调制阶数 $\lambda$ 在高阶范围时，随着 $\lambda$ 的增大，CIM和M-ary方法的PCR一直都呈现降低趋势，而且远远小于1，综合性能较差。

而且，图8所示UHO-CIM方法在 $\lambda$ 为高阶时开始出现拐点，积累量越大则出现拐点的调制阶数越大，性能也越好，虽然UHO-CIM方法在 $\lambda$ 为超高阶范围时呈现降低趋势，但是其PCR仍然远远高于其他两种方法，而且也远远高于1，综合性能优势较明显。由此表明，UHO-CIM方法的综合性能PCR最高，而且积累量越大PCR性能越好，虽然

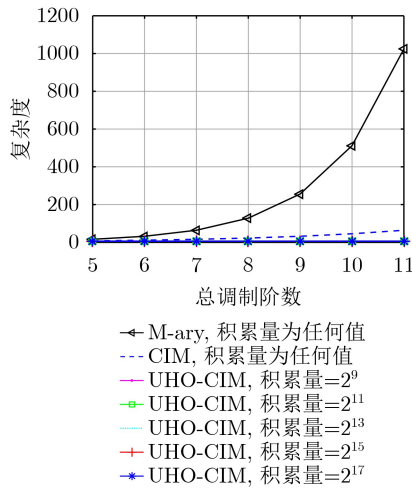


图5  $\lambda$ 为低阶时复杂度对比结果

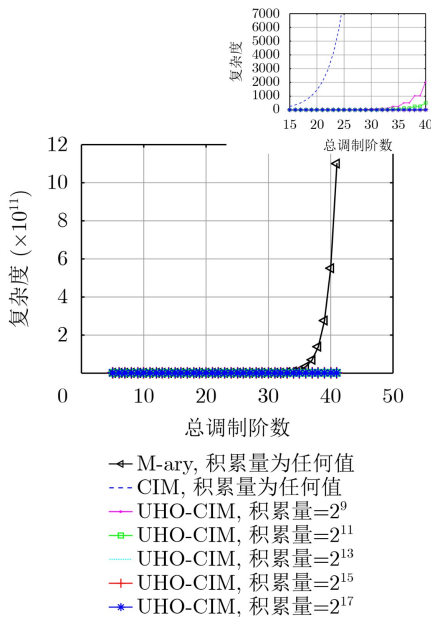


图6  $\lambda$ 为高阶时复杂度对比结果

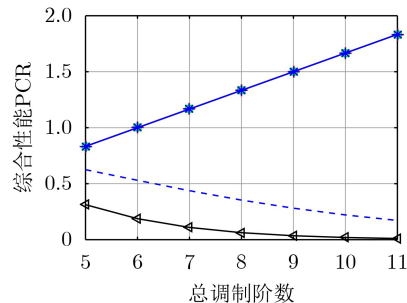


图7  $\lambda$ 为低阶时的PCR对比结果

$\lambda$ 在超高阶条件下, UHO-CIM方法的PCR呈降低趋势, 但仍然高于1, 也远优于其他方法, 综合性能较好。

最后, 考虑通信系统能承受的复杂度不可能无限大, 为此, 当系统承受复杂度受限时, 进行3种方法能达到的总调制阶数 $\lambda$ 性能分析, 对比结果如图9所示, 可见, 系统能接受的复杂度越大则3种方法能达到的总调制阶数 $\lambda$ 也越大, 信息传输率也就越大, 但是增大趋势较缓; 在相同复杂度情况下, UHO-CIM方法能达到的总调制阶数 $\lambda$ 最大, CIM方法次之, M-ary方法最低; 而且相关器积累量越大, UHO-CIM方法能达到的总调制阶数 $\lambda$ 也越大。因此, 在复杂度受限时, M-ary方法很难达到总调制阶数 $\lambda > 10$ , CIM方法很难达到总调制阶数 $\lambda > 15$ , 而UHO-CIM方法则可以实现超高阶的速率传输。

进而, 当复杂度受限时, 3种方法的综合性能PCR性能如图10所示, 可见, 相同复杂度情况下, M-ary方法的PCR最低, CIM方法略优于M-ary方

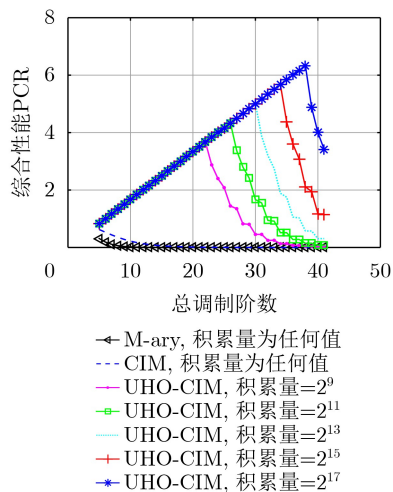


图8  $\lambda$ 为高阶时的PCR对比结果

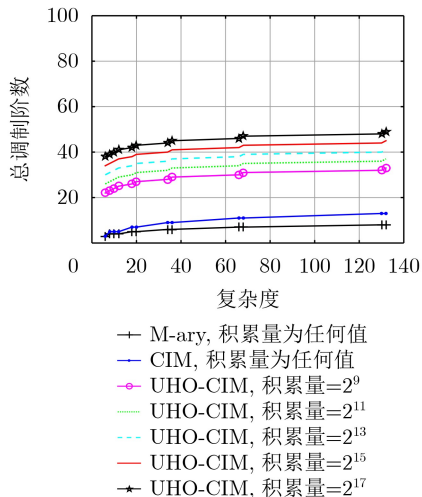


图9 复杂度受限时能达到的总调制阶数

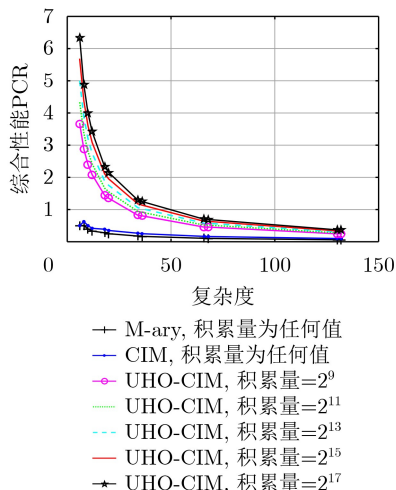


图10 复杂度受限时PCR性能

法, 而UHO-CIM方法远远高于其他两种方法, 综合性能最优, 而且相关器积累量越大, 综合性能优势越大。随着系统能接受的复杂度的增大, 3种方法PCR逐渐降低, 其中M-ary方法和CIM方法都远远小于1, 综合性能较差; 而UHO-CIM方法在复杂度 $< 40$ 时, PCR都能满足 $> 1$ , 综合性能开始出现劣势, 但是也远远高于其他两种方法。因此, 当复杂度受限时, M-ary, CIM方法的综合性能很低, 付出的代价远远超出了获得的速率提高, 应用价值很低; 而UHO-CIM方法综合性能较高, 获得的速率提高能够远超付出的代价, 应用价值较高。

### 4 结束语

为解决高阶信息传输率受限问题, 本文提出一种高性能的超高阶码索引调制(UHO-CIM)方法, 以相对低的复杂度来达到超高阶调制阶数的信息传输。UHO-CIM方法在不低于 $-17$  dB条件下都能够高效地实现信息传输; 与现有的M-ary和CIM方法相比较, UHO-CIM方法的误比特性能最好, 尤其在高阶和超高阶的调制阶数情况下, 误比特性能优势更为明显; 而且UHO-CIM方法的通道复杂度最低、综合性能最高, 相关器积累量越大通道复杂度及综合性能优势就越明显; 相对而言, M-ary方法很难达到总调制阶数 $> 10$ , CIM方法很难达到总调制阶数 $> 15$ , 而UHO-CIM方法则可以实现超高阶的速率传输。因此, 综合角度考虑, 本文所提UHO-CIM方法实现了高性能信息传输, 可以为高效扩频通信应用提供可借鉴技术。

### 参考文献

[1] POLUEKTOV A, PINOMAA A, ROMANENKO A, et al. Sensitivity analysis of a PLC-based DSSS anti-islanding

- system in power distribution grids[J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2019, 113: 739–747. doi: [10.1016/j.ijepes.2019.06.022](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.06.022).
- [2] FENG Jining, YANG Xiaobo, and WANG Jun. Novel LFM jammer suppression algorithm for DSSS in FRFT domain[J]. *Journal of Beijing Institute of Technology*, 2019, 28(4): 783–789. doi: [10.15918/j.jbit1004-0579.18088](https://doi.org/10.15918/j.jbit1004-0579.18088).
- [3] 张天骐, 袁帅, 刘董华, 等. 高动态环境下高阶双二进制偏移载波信号的精确捕获[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(11): 2728–2735. doi: [10.11999/JEIT180087](https://doi.org/10.11999/JEIT180087).  
ZHANG Tianqi, YUAN Shuai, LIU Donghua, *et al.* Accurate acquisition of High order double binary offset carrier signals for high dynamic environment[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(11): 2728–2735. doi: [10.11999/JEIT180087](https://doi.org/10.11999/JEIT180087).
- [4] 王航, 郭静波, 王赞基. 混沌多进制直接序列扩频信号的盲解扩[J]. *清华大学学报: 自然科学版*, 2009, 49(1): 13–16.  
WANG Hang, GUO Jingbo, and WANG Zanji. Chaotic M-ary direct sequence spread spectrum signals blind despreading[J]. *Journal of Tsinghua University: Science and Technology*, 2009, 49(1): 13–16.
- [5] ZHOU Feng, LIU Bing, NIE Donghu, *et al.* M-ary cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communications based on virtual time-reversal mirror[J]. *Sensors*, 2019, 19(16): 3577. doi: [10.3390/s19163577](https://doi.org/10.3390/s19163577).
- [6] LIU Fang and JIA Shiyao. Decomposition-combination correlation decision mechanism for MBOK signals[J]. *Wireless Personal Communications*, 2020, 110(1): 207–221. doi: [10.1007/s11277-019-06721-3](https://doi.org/10.1007/s11277-019-06721-3).
- [7] 朱亮, 裴玉奎, 葛宁, 等. 超宽带信道下MBOK调制系统可达速率分析[J]. *清华大学学报: 自然科学版*, 2011, 51(3): 400–404.  
ZHU Liang, PEI Yukui, GE Ning, *et al.* Achievable rate analysis of MBOK modulation system over UWB channels[J]. *Journal of Tsinghua University: Natural and Technology*, 2011, 51(3): 400–404.
- [8] BAE J N, KIM J Y, KIM G, *et al.* Performance of TZCD-MBOK watermarking scheme in T-DMB systems[J]. *Multimedia Tools and Applications*, 2012, 57(2): 359–372. doi: [10.1007/s11042-011-0740-2](https://doi.org/10.1007/s11042-011-0740-2).
- [9] 齐琳, 郭黎利. 并行组合扩频非等概超宽带系统误码性能研究[J]. *系统工程与电子技术*, 2011, 33(3): 659–664. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2011.03.38](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2011.03.38).  
QI Lin and GUO Lili. BER performance study of non-equal probability UWB system based on parallel combinatory spread spectrum[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 33(3): 659–664. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2011.03.38](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2011.03.38).
- [10] 刘明夺, 郭黎利, 姜晓斐. 并行组合扩频系统中Gold序列代数和相关性及优选[J]. *北京邮电大学学报*, 2013, 36(4): 33–38. doi: [10.13190/jbupt.201304.31.liumd](https://doi.org/10.13190/jbupt.201304.31.liumd).  
LIU Mingduo, GUO Lili, and JIANG Xiaofei. Correlation of superposition Gold sequences and optimized sequences selection in parallel combinatory spread spectrum system[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2013, 36(4): 33–38. doi: [10.13190/jbupt.201304.31.liumd](https://doi.org/10.13190/jbupt.201304.31.liumd).
- [11] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(7): 168–175. doi: [10.1109/MCOM.2016.7509396](https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.7509396).
- [12] JAIN M, AGARWAL A, RAWAL D, *et al.* Adaptive bit and power allocation for dual mode index modulation based OFDM system[J]. *Physical Communication*, 2020, 40: 101093. doi: [10.1016/j.phycom.2020.101093](https://doi.org/10.1016/j.phycom.2020.101093).
- [13] DATTA T, ESHWARAIAH H S, and CHOCKALINGAM A. Generalized space-and-frequency index modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(7): 4911–4924. doi: [10.1109/TVT.2015.2451095](https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2451095).
- [14] KADDOUM G, AHMED M F A, and NIJSURE Y. Code index modulation: A high data rate and energy efficient communication system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(2): 175–178. doi: [10.1109/LCOMM.2014.2385054](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2014.2385054).
- [15] KADDOUM G and SOUJERI E. On the comparison between code-index modulation and spatial modulation techniques[C]. 2015 International Conference on Information and Communication Technology Research, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2015: 24–27. doi: [10.1109/ICTRC.2015.7156412](https://doi.org/10.1109/ICTRC.2015.7156412).
- [16] KADDOUM G, NIJSURE Y, and TRAN H. Generalized code index modulation technique for high-data-rate communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(9): 7000–7009. doi: [10.1109/TVT.2015.2498040](https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2498040).
- [17] XU Weikai, HUANG Tingting, and WANG Lin. Code-shifted differential chaos shift keying with code index modulation for high data rate transmission[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(10): 4285–4294. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2725261](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2725261).
- [18] TAN Yunsheng, XU Weikai, HUANG Tingting, *et al.* A multilevel code shifted differential chaos shift keying scheme with code index modulation[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2018, 65(11): 1743–1747. doi: [10.1109/TCSII.2017.2764916](https://doi.org/10.1109/TCSII.2017.2764916).
- [19] 葛利嘉, 江治林, 冯胜, 等. 非正交-码索引调制方法[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(10): 2331–2336. doi: [10.11999/JEIT180023](https://doi.org/10.11999/JEIT180023).  
GE Lijia, JIANG Zhilin, FENG Sheng, *et al.* Non-orthogonal-code index modulation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(10): 2331–2336. doi: [10.11999/JEIT180023](https://doi.org/10.11999/JEIT180023).
- [20] 冯胜, 杨勤, 郑鹤, 等. 广义空—码联合索引调制[J]. *计算机应用研究*, 2019, 36(7): 2112–2115. doi: [10.19734/j.issn.1001-3695.2018.01.0046](https://doi.org/10.19734/j.issn.1001-3695.2018.01.0046).  
FENG Sheng, YANG Qin, ZHENG He, *et al.* Generalized space code joint index modulation[J]. *Application Research of Computers*, 2019, 36(7): 2112–2115. doi: [10.19734/j.issn.1001-3695.2018.01.0046](https://doi.org/10.19734/j.issn.1001-3695.2018.01.0046).

刘芳:女,1979年生,教授,研究方向为无线通信、卫星导航。  
冯永新:女,1974年生,教授,研究方向为无线通信、电子对抗。

责任编辑:马秀强