

# 非正交-码索引调制方法

葛利嘉<sup>①</sup> 江治林<sup>\*①</sup> 冯胜<sup>①</sup> 杨勤<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室 重庆 400065)

<sup>②</sup>(陆军工程大学通信士官学校应急通信重庆市重点实验室 重庆 400035)

**摘要:** 针对码索引调制(Code Index Modulation, CIM)相对于直接序列扩频在提升频谱利用率时,造成误比特率性能明显下降的问题,该文提出非正交-码索引调制(Non-orthogonal-Code Index Modulation, N-CIM)。发射端信息比特分割为伪随机(Pseudo Noise, PN)码映射块和调制信息块,并分别映射为PN码的索引和调制符号,调制符号的实部与虚部再选择相同的激活的PN码进行扩频。仿真与分析结果表明,在相同频谱效率时,N-CIM的误比特率性能比CIM在加性高斯白噪声信道中当误比特率为 $10^{-5}$ 时具备约2~3 dB的优势,在瑞利衰落信道中当误比特率为 $10^{-2}$ 时具备约2 dB的优势。

**关键词:** 直接序列扩频; 非正交; 码索引调制; 误比特率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)10-2331-06

DOI: 10.11999/JEIT180023

## Non-orthogonal-code Index Modulation

GE Lijia<sup>①</sup> JIANG Zhilin<sup>①</sup> FENG Sheng<sup>①</sup> YANG Qin<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communication Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

<sup>②</sup>(Chongqing Key Laboratory of Emergency Communication, Communication NCO Academy of Army Engineering University, Chongqing 400035, China)

**Abstract:** To deal with the problem that the bit error rate reduces obviously when the Code Index Modulation (CIM) is used to improve spectrum utilization, a novel Non-orthogonal-Code Index Modulation (N-CIM) is proposed. The bit stream of the transmitter is divided into mapping block of Pseudo Noise (PN) code and informational block of modulation, which are mapped into the index of the PN code and modulation symbol respectively. The real part and imaginary part of the modulation symbol are spread by selecting the identical activate PN code. Simulation and analysis results show that N-CIM outperforms CIM by about 2~3 dB in additive white Gaussian noise channel when the bit error rate is  $10^{-5}$ , and N-CIM outperforms CIM by about 2 dB in Rayleigh fading channel when the bit error rate is  $10^{-2}$  at the same spectral efficiency.

**Key words:** Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS); Non-orthogonal; Code Index Modulation (CIM); Bit Error Rate (BER)

## 1 引言

直接序列扩频技术<sup>[1,2]</sup>(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)因具备良好的抗干扰、抗多径性能、隐蔽性好、易于实现码分多址(CDMA)、直扩

通信速率高等诸多优点,而在个人通信网、无线局域网、卫星通信、第3代移动通信以及军事通信等领域得到广泛应用。然而DSSS通常会占用较大的频带宽度,且频谱利用率比较低。索引调制<sup>[3-5]</sup>在信息传输过程中,将部分信息比特映射为特定的索引(值),附加在调制信号中隐性传输,因此传输这部分信息不会耗费额外的能量,从而提升系统的传输速率和能量效率。

多进制扩频<sup>[6-8]</sup>在发射端传输的信息比特只有映射比特没有调制比特,映射比特直接映射为一个激活的PN码进行信息的传输。多进制扩频相对于DSSS有效提升系统的频谱利用率,但是随着频谱

收稿日期: 2018-01-28; 改回日期: 2018-06-05; 网络出版: 2018-07-30

\*通信作者: 江治林 995489312@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61271251); 重庆市社会事业与民生保障科技创新专项项目(cstc2017shmsA40002)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61271251), The Social Cause and People's Livelihood Protection Science and Technology Innovation Special Project of Chongqing (cstc2017shmsA40002)

利用率的提升,需要的PN码数量迅速增加。并行组合扩频<sup>[9-12]</sup>则是对多进制扩频的改进,发射端信息比特分割为两部分,一部分映射为一个激活的PN码组,另一部分映射为该PN码组中每个PN码的相位信息(同相或反相),再将PN码组中各个PN码叠加后进行信息的传输。在相同频谱效率时,并行组合扩频相对于多进制扩频一定程度上减少了PN码的使用个数。

码索引调制(Code Index Modulation, CIM)<sup>[13-15]</sup>在DSSS的基础上增加了PN码索引,发射端信息比特分割为映射比特和调制比特,并分别映射为PN码索引和调制符号,调制符号的实部和虚部再分别选择各自激活的PN码进行扩频。在相同频谱效率时,CIM相对于多进制扩频和并行组合扩频明显减少PN码的使用个数。另外,CIM相对于DSSS在每个传输时隙增加了映射比特,因而提升了系统的频谱利用率和能量效率,但是误比特率(Bit Error Rate, BER)性能却出现较明显的下降<sup>[13]</sup>。

本文提出非正交-码索引调制(Non-orthogonal Code Index Modulation, N-CIM)。需要说明的是,该方法中使用的PN码仍是相互正交的扩频码。N-CIM相对于码索引调制的不同之处为:在发射端,调制符号的实部与虚部在选择PN码时并不是分别选择各自的PN码,而是实部与虚部在一个传输时隙内均选择相同的激活的PN码进行扩频;在接收端,同相支路与正交支路的PN码相关检测并不是分开检测而是合并在一起进行,因而相对于码索引调制可以有效提升PN码相关检测的正确率,提升系统的误比特率性能,并且简化整个调制和解调系统的结构。在相同频谱效率时,通过仿真验证本方案在高斯信道与平坦瑞利衰落信道中的误比特率性能并与码索引调制方案进行对比。

## 2 系统模型

### 2.1 发射机模型

非正交码索引调制发射机模型如图1所示。发射端采用 $M$ 进制相移键控( $M$ -ary Phase Shift Keying, MPSK)调制。

在一个传输时隙内同相和正交支路均使用相同的PN码进行扩频。发射端PN码索引表中的PN码个数为 $N_c$ ,即 $\mathbf{w} = \{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_{N_c}\}$ ,其中 $\mathbf{w}_j = [w_{j,1}, w_{j,2}, \dots, w_{j,L}]^T$ 表示第 $j$ 个PN码, $L$ 代表PN码的码长,码片长度为 $T_c$ 。则该方案每个传输时隙可以发送的比特数为 $C = n + m$ ,式中 $n$ 表示PN码映射比特部分的比特数目,满足 $n = \log_2(N_c)$ 。 $m$ 表示调制部分的比特数目,且满足 $m = \log_2(M)$ , $M$ 表示基带调制采用的进制数。因而第 $i$ 个传输时隙可

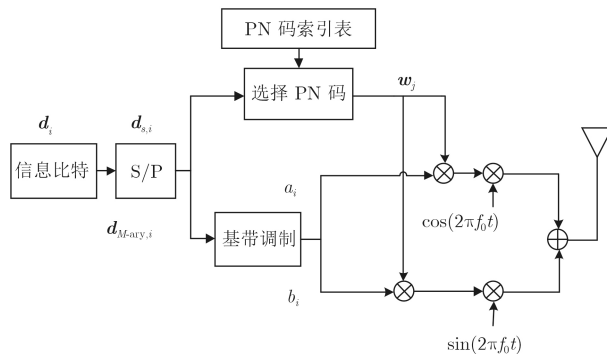


图1 N-CIM发射机模型

以传输的数据块 $\mathbf{d}_i$ 的分割方式如式(1):

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_i &= [d_{1,i}, d_{2,i}, \dots, d_{C,i}] \\ &= [\mathbf{d}_{s,i}, \mathbf{d}_{M\text{-ary},i}] \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{d}_{s,i}$ 表示PN码映射块且长度为 $n$ , $\mathbf{d}_{M\text{-ary},i}$ 表示调制部分信息块且长度为 $m$ 。调制部分的信息块通过基带调制成为调制符号 $x$ ,如式(2)所示。

$$x = a_i + j b_i \quad (2)$$

$a_i$ 和 $b_i$ 分别表示调制符号的实部和虚部。

于是系统发射端的调制符号经过扩频和载波调制后的信号 $y(t)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{i=1}^B \sum_{k=1}^L \{ a_i w_{j,i,k} p(t - (iL + k)T_c) \cos(2\pi f_0 t) \\ &\quad + b_i w_{j,i,k} p(t - (iL + k)T_c) \sin(2\pi f_0 t) \} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $w_{j,i,k}$ 代表由 $\mathbf{d}_{s,i}$ 映射的激活的PN码中第 $k$ 个码片, $j$ 代表PN码的索引值。另外, $B$ 代表传输时隙的个数, $L$ 为PN码的码长, $f_0$ 为载波频率, $p(t)$ 为矩形脉冲成型函数,码片长度为 $T_c$ 。

### 2.2 PN码映射方式

方案中每一个传输时隙的PN码映射块均需要查找索引表选择激活的PN码进行扩频。假设方案使用的PN码个数 $N_c = 8$ ,此时可以映射的信息比特个数为 $n = \log_2(N_c) = 3$ 。依据排列组合规律,PN码索引表如表1所示。

表1 PN码索引表

PN码映射块( $\mathbf{d}_{s,i}$ )	PN码索引(编号)
000	$\mathbf{w}_1$
001	$\mathbf{w}_2$
010	$\mathbf{w}_3$
011	$\mathbf{w}_4$
100	$\mathbf{w}_5$
101	$\mathbf{w}_6$
110	$\mathbf{w}_7$
111	$\mathbf{w}_8$

### 2.3 接收机模型

N-CIM方案接收机见模型图2。由于无线信道的随机性，在发射端信号到达接收端的过程中，可能会受到衰落的影响。因而接收端信号可以表示为

$$r(t) = h(t) * y(t) + n(t) \quad (4)$$

其中， $h(t)$ 代表信道系数， $*$ 表示卷积， $n(t)$ 代表均值为0，方差为 $n_0$ 的加性高斯白噪声。假设信号受到平坦型瑞利衰落的影响，且在接收端已知理想的信道状态信息。

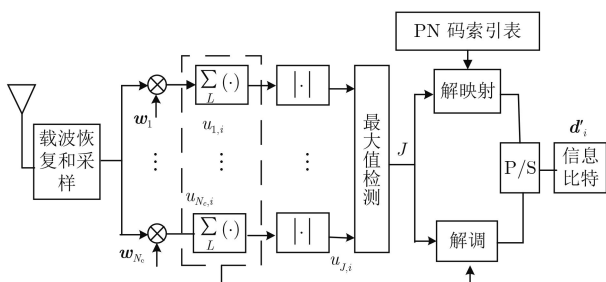


图2 N-CIM接收机模型

接收端信号经过理想的载波恢复后的基带信号可以表示为

$$u(t) = \sum_{i=1}^B \sum_{k=1}^L h_i(t)(a_i + jb_i)w_{j,i,k} \cdot p(t - (iL + k)T_c) + n(t) \quad (5)$$

基带信号 $u(t)$ 经过信道补偿后，进行PN码相关检测。第1步为 $u(t)$ 并行与 $N_c$ 个支路的PN码进行相关运算，并在一个信号周期 $T = LT_c$ 内求和。因而在第 $i$ 个时隙中的第 $j'$ 个支路的输出可以表示为

$$u_{j',i} = \sum_{k=1}^L \{ |h_i|^2 (a_i + jb_i)w_{j,i,k}w_{j',i,k} + h_i w_{j',i,k}n_{j',i} \} \quad (6)$$

式(6)可以进一步表示为

$$u_{j',i} = \begin{cases} \pm |h_i|^2 (a_i + jb_i)E_s + v_{j',i}, & j = j' \\ v_{j',i}, & j \neq j' \end{cases} \quad (7)$$

其中， $E_s = \sum_{k=1}^L w_{j,k}^2$ 代表在一个扩频码周期内PN码的能量。 $v_{j',i} = \sum_{k=1}^L (h_i w_{j',i,k}n_{j',i})$ 代表相关噪声， $h_i$ 表示第 $i$ 个传输时隙的信道系数。

然后进行PN码相关检测的第2步，即对比 $N_c$ 条支路输出值的绝对值，并找出最大值，表达式为

$$J = \arg \max_j \{ |u_{j',i}| \}, \quad j' \in \{1, 2, \dots, N_c\} \quad (8)$$

其中， $J$ 表示PN码相关检测得到的PN码的索引。将索引值对应的输出值 $u_{J,i}$ 进一步解扩得出调制符

号的实部 $a'_i$ 和虚部 $b'_i$ ，再经过解调得到调制部分的信息比特 $d'_{M-\text{ary},i}$ 。然后 $J$ 通过反向查找PN码索引表，得到PN码映射块的信息比特 $d'_{s,i}$ 。最后通过并串转换得到信息比特 $d'_i$ 。

### 3 仿真与分析

本节将采用蒙特卡罗仿真验证N-CIM方案的性能，再与CIM方案进行对比。PN码为 $L=64$ 位的Walsh码。仿真中采用等效基带方法，且信道模型有两种：分别为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道和平坦型瑞利衰落(Rayleigh fading)信道。衰落信道的多普勒频移为160 Hz，平均信道增益为0 dB。数据长度为 $10^5$ ，仿真次数为10次。信噪比为 $E_b/N_0$ ，且 $E_b = E_s/m$ 表示传输符号中每个调制比特的信号能量。每个仿真图的主要参数从左至右依次代表方案名称、基带调制阶数、使用PN码的个数、仿真时的信道模型。

图3表示方案N-CIM与CIM在频谱效率为4 bit/(s·Hz)时的误比特率性能对比。曲线①和曲线②的参数配置中除仿真信道不同外，其他均相同，曲线③和曲线④与之同理。曲线①和曲线③的仿真信道均为AWGN信道，当信噪比为0 dB时，N-CIM与CIM误比特率性能几乎相等，随着信噪比的增加，两者的误比特率性能差距逐渐加大。当误比特率为 $10^{-5}$ 时，N-CIM比CIM性能优越约2 dB。曲线②和曲线④的仿真信道均为瑞利信道，同样当信噪比为0 dB时，N-CIM与CIM误比特率性能几乎相等，随着信噪比的增加，两者的误比特率性能差距逐渐加大。当误比特率为 $10^{-2}$ 时，N-CIM比CIM性能优越约2 dB。

图4是在图3的基础上将两个方案的调制阶数均从4PSK增加至8PSK，即此时N-CIM与CIM的频谱效率均为5 bit/(s·Hz)。曲线①和曲线③的仿真信

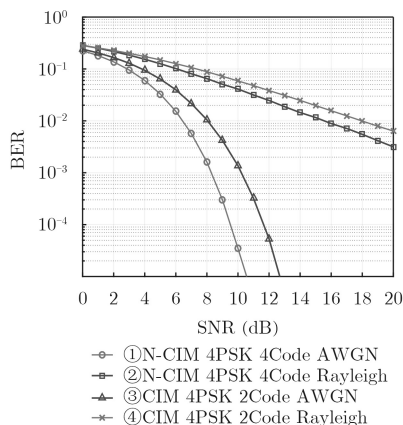


图3 频谱效率为4 bit/(s·Hz)时，N-CIM与CIM误比特率性能对比

道均为AWGN信道,当信噪比为0 dB时,N-CIM与CIM误比特率性能几乎相等,随着信噪比的增加,两者的误比特率性能差距逐渐加大。当误比特率为 $10^{-5}$ 时,N-CIM比CIM性能优越约3 dB。曲线②和曲线④的仿真信道均为瑞利信道,同样当信噪比为0 dB时,N-CIM与CIM误比特率性能几乎相等,随着信噪比的增加,两者的误比特率性能差距逐渐加大。当误比特率为 $10^{-2}$ 时,N-CIM比CIM性能优越约2 dB。

图5是在图3的基础保持两个方案的调制阶数不变,PN码的使用个数增加。N-CIM的PN码使用个数从4个增加至16个,CIM的PN码使用个数从2个增加至4个。因此两个方案中PN码映射部分的信息比特均比图3增加了2 bit,此时N-CIM与CIM的频谱效率均为6 bit/(s·Hz)。曲线①和曲线③的仿真信道均为AWGN信道,当信噪比为0 dB时,N-CIM与CIM误比特率性能几乎相等,随着信噪比的增加,两者的误比特率性能差距逐渐加大。当误比特率为 $10^{-5}$ 时,N-CIM比CIM性能优越约2 dB。曲线②和曲线④的仿真信道均为瑞利信道,同样当信噪比为0 dB时,N-CIM与CIM误比特率性能几乎相等,

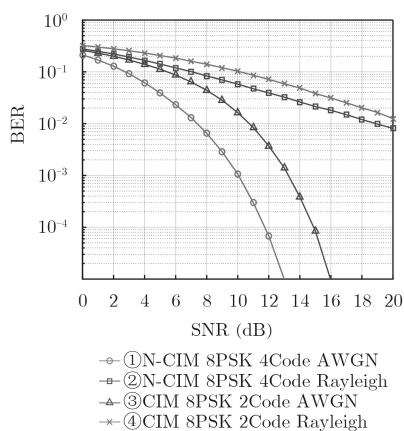


图4 频谱效率为5 bit/(s·Hz)时,N-CIM与CIM误比特率性能对比

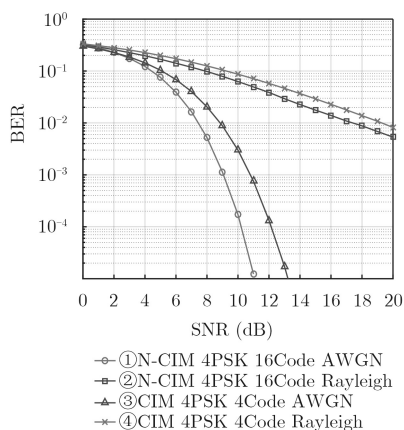


图5 频谱效率为6 bit/(s·Hz)时,N-CIM与CIM误比特率性能对比

随着信噪比的增加,两者的误比特率性能差距逐渐加大。当误比特率为 $10^{-2}$ 时,N-CIM比CIM性能优越约2 dB。

因此,在相同频谱效率时,N-CIM的误比特率性能比CIM具备明显的优势。在加性高斯白噪声信道中,当误比特率为 $10^{-5}$ 时具备约2~3 dB的优势,以及在瑞利衰落信道中,当误比特率为 $10^{-2}$ 时具备约2 dB的优势。这是因为N-CIM在接收端进行PN码相关检测时,同相支路与正交支路是合并在一起进行的,相对于CIM有效增加了PN码相关检测的正确率。

图6是N-CIM方案分别通过增加PN码映射块的信息比特数和增加调制部分的信息比特数达到相同频谱效率时,两种情况下的误比特率性能对比。图6的仿真信道为AWGN信道,曲线①的频谱效率为4 bit/(s·Hz),曲线②和曲线④的频谱效率均为5 bit/(s·Hz)。由曲线①、曲线②可得,当N-CIM使用的PN码个数从4个增加至8个时,即PN码映射块的信息比特从2 bit增至3 bit,N-CIM的误比特率性能有略微下降,且随着信噪比的增加,下降幅度逐渐减小。由曲线①和曲线④可得,当N-CIM的调制阶数从4PSK增至8PSK时,即调制部分的信息比特从2 bit增至3 bit,N-CIM的误比特率性能在信噪比为0 dB时,几乎没有差别,随着信噪比的增加,差距逐渐增大。当误比特率约为 $10^{-5}$ 时,两者相差了约2 dB。另外,由曲线③得,当N-CIM使用的PN码个数增至16个时,频谱效率为6 bit/(s·Hz),此时误比特率性能仍优于曲线④。

图7与图6中相同序号的曲线参数配置均相同,仅仿真信道由AWGN信道变为瑞利信道。由曲线①和曲线②可得,当N-CIM使用的PN码个数从4个增加至8个时,N-CIM的误比特率性能有略微下降,当误比特率为 $10^{-2}$ 时,N-CIM的误比特率性能下降

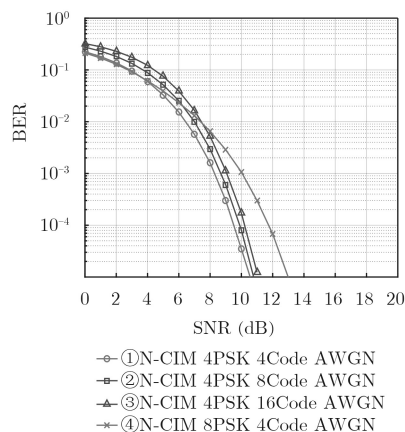


图6 不同参数配置时,N-CIM方案在高斯信道中的误比特率性能分析

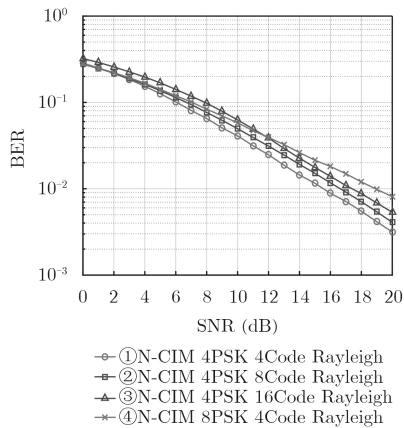


图7 不同参数配置时, N-CIM方案在平坦瑞利衰落信道中的误比特率性能分析

约1 dB。由曲线①和曲线④可得, 当N-CIM的调制阶数从4PSK增至8PSK时, N-CIM的误比特率性能在信噪比为0 dB时, 几乎没有差别, 随着信噪比的增加, 差距逐渐增大。当误比特率约为 $10^{-2}$ 时, 误比特率性能下降了约3 dB。另外, 由曲线③得, N-CIM使用的PN码个数增至16个时, 频谱效率为6 bit/(s·Hz), 此时误比特率性能仍优于曲线④。

因此, N-CIM通过增加PN码使用个数提升频谱效率比增加调制阶数时, 在信噪比较高的情况下, 误比特率性能更好。在AWGN信道中, 误比特率约为 $10^{-5}$ 时, 误比特率性能优越约2 dB。在瑞利信道中, 误比特率约为 $10^{-2}$ 时, 误比特率性能同样优越约2 dB。这是因为增加PN码使用个数时, 不会减小MPSK的调制符号间的欧式距离, 而增加调制阶数时, 会明显减小调制符号间的欧式距离<sup>[15]</sup>。

#### 4 结束语

本文针对码索引调制(CIM)误比特率性能较差的不足, 提出非正交码索引调制(N-CIM)。发射端信息比特分割为PN码映射块和调制信息块, 并分别映射为激活的PN码索引和调制符号, 调制符号的实部与虚部选择相同的PN码而不是选择各自的PN码进行扩频。在接收端调制符号的实部与虚部一起进行PN码相关检测, 有效提升了PN码检测的正确率。仿真分析结果表明, 在相同频谱效率时, N-CIM的误比特率性能比CIM在加性高斯白噪声信道中当误比特率为 $10^{-5}$ 时具备约2~3 dB的优势, 在瑞利衰落信道中当误比特率为 $10^{-2}$ 时具备约2 dB的优势。另外, 当N-CIM提升传输速率时, 增加映射比特数目相对于增加调制比特数目, 误比特率性能更好。由于本文在仿真过程中只考虑了较为理想的高斯信道和平坦瑞利衰落信道, 实际通信中往往

存在多径瑞利衰落、多用户等复杂情况, 针对以上情况的N-CIM的误比特率性能分析以及解调算法的改进将是下一步研究的重点。

#### 参考文献

- [1] 田日才, 迟永钢. 扩频通信[M]. 第2版, 北京: 清华大学出版社, 2014: 1-5.  
TIAN Ricai and CHI Yonggang. Spread Spectrum Communication[M]. 2nd Ed., Beijing: Tsinghua University Press, 2014: 1-5.
- [2] 王玲. 基于Simulink的直接序列扩频通信系统抗干扰的仿真实现[J]. 中国传媒大学学报(自然科学版), 2015, 22(6): 21-27. doi: 10.16196/j.cnki.issn.1673-4793.2015.06.002.  
WANG Ling. Simulation of interference suppression of direct spread spectrum communication system based on simulink[J]. *Journal of Communication University of China Science and Technology*, 2015, 22(6): 21-27. doi: 10.16196/j.cnki.issn.1673-4793.2015.06.002.
- [3] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(7): 168-175. doi: 10.1109/MCOM.2016.7509396.
- [4] 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.
- [5] BASAR E. On multiple-input multiple-output OFDM with index modulation for next generation wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(15): 3868-3878. doi: 10.1109/TSP.2016.2551687.
- [6] 付江志, 郭黎利, 杨红乔. 基于复合序列的多进制正交扩频系统性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(4): 703-706.  
FU Jiangzhi, GUO Lili, and YANG Hongqiao. Performances of m-ary orthogonal code spread spectrum system based on composite sequences[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(4): 703-706.
- [7] 夏高峰, 罗宇, 金哲仕. 多进制直接序列扩频系统性能分析及仿真[J]. 航空电子技术, 2015, 46(2): 12-15. doi: 10.3969/j.issn.1006-141X.2015.02.06.  
XIA Gaofeng, LUO Yu, and JIN Zheshi. Performance analysis and simulation of m-ary direct sequence spread spectrum system[J]. *Avionics Technology*, 2015, 46(2): 12-15. doi: 10.3969/j.issn.1006-141X.2015.02.06.
- [8] 郭淑霞, 董文华, 张磊, 等. 混合混沌多进制扩频系统的蒙特卡罗分析[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(7): 760-764. doi: 10.15918/j.tbit1001-0645.2016.07.019.  
GUO Shuxia, DONG Wenhua, ZHANG Lei, et al. Monte carlo analysis of mixed chaotic m-ary direct sequence spread spectrum system[J]. *Transaction of Beijing Institute of Technology*, 2016, 36(7): 760-764. doi: 10.15918/j.tbit1001-0645.2016.07.019.

- [9] 郭黎利, 姜晓斐, 窦峥. 并行组合扩频超宽带通信系统建模与仿真[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2011, 32(4): 499–503. doi: [10.3969/j.issn.1006-7043.2011.04.018](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-7043.2011.04.018).  
GUO Lili, JIANG Xiaofei, and DOU Zheng. Modeling of a UWB communication system based on a parallel combinatory spread spectrum and its simulation analysis[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2011, 32(4): 499–503. doi: [10.3969/j.issn.1006-7043.2011.04.018](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-7043.2011.04.018).
- [10] 李北明, 王俊, 薛伟, 等. 基于循环映射算法的并行组合扩频通信[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(7): 1654–1659. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2016.07.27](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2016.07.27).  
LI Beiming, WANG Jun, XUE Wei, *et al.* Parallel combinatory spread spectrum communication system with cyclic mapping algorithm[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(7): 1654–1659. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2016.07.27](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2016.07.27).
- [11] LIU Mingduo, QU Zhaowei, and GUO Lili. Improved parallel combinatory spread spectrum communication system[C]. International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing, Chengdu, China, 2016: 277–280. doi: [10.1109/ICCWA-MTIP.2016.8079855](https://doi.org/10.1109/ICCWA-MTIP.2016.8079855).
- [12] QI Lin, GUO Lili, and JIANG Xiaofei. Performance studies of UWB communication system based on parallel combinatory spread spectrum[C]. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Beijing, China, 2009: 1–4. doi: [10.1109/WICOM.2009.5305792](https://doi.org/10.1109/WICOM.2009.5305792).
- [13] 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).
- [14] KADDOUM G and SOUJERI E. On the comparison between code index modulation and spatial modulation techniques[C]. 2015 IEEE 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).
- [15] 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).
- 葛利嘉: 男, 1957年生, 教授, 研究方向为高速无线传输与信号处理.
- 江治林: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为高速无线传输与索引调制.
- 冯 胜: 男, 1994年生, 硕士生, 研究方向为高速无线传输与信号处理.
- 杨 勤: 男, 1984年生, 讲师, 研究方向为高速无线传输与信号处理.