



研究与开发

差分混沌移位键控在水声通信中的应用

代红英¹, 陈梦蕾², 徐位凯³

- (1. 重庆工程学院, 重庆 400056;
2. 国家电网浙江省电力有限公司信息通信分公司, 浙江 杭州 310000;
3. 厦门大学信息与通信工程系, 福建 厦门 361005)

摘要: 水声信道作为目前已知最严酷、最复杂的无线通信信道之一, 具有强多途干扰、时—频率双扩展、高噪、带宽窄等特征。水声信道的时变特性, 使得估计与跟踪信道很困难, 因此, 研究无需信道估计与均衡的非相干稳健水声通信调制方法具有重要的意义。首先介绍了基于正交频分复用 (OFDM) 和扩频调制的水声调制技术的研究进展, 然后, 分析了差分混沌移位键控在水声信道下的可行性, 提出了两种基于 OFDM 的多载波差分混沌移位键控方案, 给出两个方案的调制解调器原理。在时—频双扩展信道和水声信道下, 对两个方案进行了性能仿真和分析。性能结果表明所提出的方案在水声信道下具有良好的稳健性。

关键词: 水声通信; 多载波差分混沌移位键控; 正交频分复用; 稳健性

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019217

Underwater acoustic communications based on differential chaos shift keying

DAI Hongying¹, CHEN Menglei², XU Weikai³

1. Chongqing Institute of Engineering, Chongqing 400056, China
2. Information and Communication Branch of State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 310000, China
3. Department of Information and Communication Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China

Abstract: As the most stringent and complicated channel, underwater acoustic (UWA) channels are featured by high multipath interference, time-frequency doubly spread, high noise, and narrow bandwidth. Due to time varying of underwater acoustic, it is difficult to trace and estimate channel state information (CSI). The underwater acoustic communication techniques based on orthogonal frequency division multiplex (OFDM) and spread spectrum were reviewed. Then, the characteristic of differential chaos shift keying (DCSK) was analyzed, and two multicarrier differential chaos shift keying modulations were proposed. Finally, over time-frequency doubly spread channel and underwater acoustic channel, the bit errors rate (BER) performances for two proposed schemes were presented and analyzed. Numerical results show that the proposed schemes own good robustness over underwater acoustic channels.

Key words: underwater acoustic communication, multicarrier differential chaos shift keying, orthogonal frequency division multiplex, robustness

收稿日期: 2019-06-28; 修回日期: 2019-08-27



1 引言

海洋占据 71% 的地球面积, 含有丰富的海洋资源, 具有巨大的经济及军事战略价值。随着人类海洋活动的日益增加, 海洋高新技术的研究已成为新科技革命的重要领域之一^[1]。海上石油开采、海底地形勘测、地震海啸监测、水下机器人遥感、蛙人语音通信等海洋活动对水下信息通信提出了重大需求。数据、语音、图像的水下传输对通信的可靠性以及传输速率都提出了巨大的挑战。另一方面, 随着社会对水下通信的需求逐渐增加, 水下通信的科研与商业价值愈加凸显, 使水下通信成为近年来极为活跃与发展迅速的领域之一^[2]。随着水下通信技术的成熟, 在未来的 5G 或者 6G 通信系统中^[3-6], 水下通信网络将成为未来移动通信系统必不可少的组成部分。因此, 开展水下无线通信相关的技术研究不仅具有重要的理论价值, 而且还具有现实的必要性。

研究表明, 水下信号能量的衰减与载波频率的平方成正比, 因此无线电波无法在水下进行远距离传播, 即使低频段电磁波也只能穿透 100 m 左右的海水。要实现水下中/远距离信号传输, 声波是目前唯一的信号载体, 水声通信也由此成为水下通信与组网的首选方式^[7-8]。海面、海底对声波的反射散射, 水中介质不均造成的折射, 导致接收机不仅收到声波的直射分量, 还收到了大量不同时延不同强度的折射、反射、散射分量, 由此产生了严重的多途现象, 当最大时延相对于符号周期不可忽略时, 即发生频率选择性衰落; 水体的流动、海平面的随机起伏使多普勒频偏现象不可避免, 由此产生了信道的时变性。因此具有强多途干扰、长传输时延、大随机起伏、高噪等特性的水声信道是严重的时-频双扩展信道, 也是目前已知的最复杂、最严酷的无线信道之一^[9]。

水声通信主要面临四大问题。第一, 时延扩展大。由于海平面反射, 海底表面起伏产生漫射

以及海水介质不均产生折射等原因, 严重的符号间干扰 (ISI) 可以达到上百个传输符号长度。第二, 可用传输带宽窄。由于信号在海水中信号衰减与频率的平方成正比, 传播衰减较小的可用频段只有几十 kHz, 因此水声通信的数据传输率也较低。第三, 多普勒频偏严重。由于水下声速在 1500 m/s 左右, 海面波浪的随机起伏, 收、发端的小幅移动, 都会造成水声信道的时变, 从而影响信号的传输。第四, 接收信噪比低。由于较高的海洋环境噪声以及信号在传播过程中的衰减, 信号接收端的信噪比较低, 影响水下通信质量。因此寻找合适的调制技术克服水声信道对传输信号的影响, 实现可靠、稳健、高速的通信是研究者共同追求的目标。

与地面通信技术发展趋势相同, 水声通信经历了模拟到数字、单载波到多载波、单输入输出 (single input single output, SISO) 到多输入输出 (multiple input multiple output, MIMO) 的发展历程。数字通信技术主要包括振幅键控 (amplitude shift keying, ASK)、相移键控 (phase shift keying, PSK)、频移键控 (frequency shift keying, FSK)。ASK 技术性能易受噪声的影响, 在水声信道中并不被广泛采用。FSK 调制技术被认为是一种适用于水声信道的调制方式。非相干的多进制 FSK 调制技术具有良好的抗干扰抗多径能力, 且接收端不需要相位同步易解调, 在水声信道被广泛运用^[10]。1989 年, Catipovic 等人^[11]设计的 MFSK 调制水声系统在浅海传输距离水平方向 3 km, 工作带宽 10 kHz, 误码率 (bit error rate, BER) 可达 10^{-3} 量级。1998 年, 美国 WHOI 与 Datasonics 公司采用 MFSK 调制方式设计了水声数据遥感系统^[12], 在传输距离 4 km、输入信噪比 10~12 dB 的情况下, BER 可达 10^{-3} ~ 10^{-2} 。然而 FSK 有一个明显缺点, 其频带利用率极低, 对于带宽受限的水声信道有很大的制约。近期, 正交频分复用 (OFDM) 的高频谱效率的特性, 使得其在高速

水声通信中受到广泛的关注,而扩展频谱通信具有强的抗干扰能力同样在水声通信中获得了青睐。

本文首先简要综述了扩频与正交频分复用(OFDM)的水声通信研究进展情况,然后分析了差分混沌移位键控(DCSK)应用于水声信道的优缺点,最后提出了两个基于差分混沌移位键控调制的水声通信系统方案,并在水声信道下研究了所提方案的误比特率性能。

2 正交频分复用(OFDM)水声通信技术

OFDM 技术由于其较高的频谱效率以及良好的抗 ISI 能力,在 20 世纪 90 年代,逐步被研究者们引入水声通信领域。1994 年,Coatelan 和 Glavieux 提出了多载波水声通信系统^[13],该系统的每一条子载波采用的是 FSK 调制,采用非相干解调,实际上是 MFSK 系统。隔年,该团队将(133/171)卷积编码以及交织器加入多载波系统^[14],以降低传输系统误码率。在时变水声信道下,OFDM 技术最主要面对的问题是严重的多普勒扩展导致的 OFDM 子载波之间的正交性破坏,从而产生 ICI 问题。参考文献[15]提出利用多项式抑制编码(polynomial cancellation coding, PCC)从载波频偏角度来抑制子载波间干扰(inter carrier interference, ICI)。然而时变信道的信道响应是不断变化的,每次频偏都不同,因此 PCC 的适用性非常有限。参考文献[16]提出利用 $2 \times \text{ID}$ 最小均方误差(minimum mean squared error, MMSE)来完成信道估计与均衡。参考文献[17]提出一种线性 MMSE 估计器用于时变信道,该系统用两项泰勒级数展开来线性近似时域信道变化。然而 MMSE 均衡算法对于信道响应矩阵求逆的算法复杂度较高,其复杂度为 $O(K^3)$, K 为子载波个数。对于子载波数较大的系统,硬件实现难度较大。为了降低 OFDM 系统的 ICI 均衡复杂度,参考文献[18]提出一种复杂度较低的两级均衡器,该方案首先

利用线性预处理将干扰符号压缩到子载波间隔中,其次利用迭代 MMSE 来估计频域符号,其本质将信道响应矩阵简化为带状对角矩阵。参考文献[19]利用基扩展模型对时变信道进行降维后再进行 ICI 均衡,以此降低计算复杂度。该类方法主要以增加接收端信号处理复杂度为代价来降低 ICI 的影响。参考文献[20]利用子载波之间的结构特点通过冗余传输的方法消除 ICI。与此同时,系统的传输效率却降低了。

3 扩频水声通信技术

扩频技术利用伪随机序列对传输信号进行扩频调制,接收端利用伪随机序列良好的自相关性对传送信号进行解扩,其具备抗干扰、抗多径、隐蔽性好等优点。与此同时,由于扩频技术可以获得扩频增益,其可以在低信噪比环境下工作。因此,扩频技术被认为是一种有效的水声通信技术,我国“蛟龙号”载人潜艇就使用了该技术。扩频通信在水声通信中主要面临两大问题,首先信号传输效率较低,其次对多普勒扩展较为敏感。针对数据传输率低的问题,参考文献[21]提出了循环移位键控(cyclic shift keying, CSK)的扩频通信方式,利用扩频序列的循环位移特性对信息序列进行映射编码,成倍提供扩频系统的数据传输效率。但对于时变信道,多普勒扩展导致的载波相位跳变将会造成 CSK 系统的扩频增益严重下降。参考文献[22]提出了 M 元直接序列扩频方式,根据输入的信息比特进行二进制转换,转换后的数字从 M 个扩频序列中选出符合映射的扩频序列进行传输,该方案可以提高 $\lg M$ 倍的传输效率。参考文献[23]提出将 CSK 技术与 M 元直接扩频技术及多载波技术进行结合,进一步提高系统的数据传输率。针对信道时变问题,研究者们考虑了自适应均衡器,参考文献[24]提出了假设反馈均衡算法,对假设切普(chip)序列进行 chip 速率更新代替实际判断反馈,实现对时变信道的跟踪与



补偿。但该方案中的假设反馈均衡器是非中心化的，对 ISI 问题并没有进行研究。参考文献[25]将 RAKE 接收机运用于直接扩频系统用于多径信号延时合并。但是在低信噪比环境下，RAKE 接收机难以达到预期的效果。

基于 OFDM 技术与扩频技术本身具有的优势，将扩频技术与 OFDM 技术结合运用于时变水声信道亦不失为一种好办法^[26-27]。多载波直接序列扩频 (multi-carrier direct sequence spread spectrum, MC-DSSS) 技术最早是由 Kondo 与 Milstein 于 1996 年在参考文献[28]提出的，其基本设计方法是将经过 PN 码扩频后的信息码片并行加载到相互正交的子载波上，在接收端通过每个子载波的自相关器以及最大比合并 (maximal ratio combining, MRC) 进行解调。参考文献[29]提出了短扩频的 MC-DSSS 系统用于水声信道，该系统接收端利用自适应均衡器与载波相位估计器进行解调，仿真结果显示，特别是大时延扩展信道下，多载波扩频系统要比单载波扩频系统具有明显优势。

4 混沌水声通信技术

混沌扩频序列具有的类随机性以及初始敏感性，使其广泛运用于扩频通信中。参考文献[30]研究表明，基于混沌序列的扩频通信系统性能要优于基于 GOLD 码序列扩频系统。研究者们也将混沌扩频系统应用于时变水声信道，参考文献[31]将量化后的混沌序列作为扩频序列运用于水声通信系统，研究混沌扩频系统在浅海水声信道中的性能。但该方案接收端采用相干解调，由于混沌序列的初始敏感性，在现实中获得与发送端一样的混沌序列是较为困难的。为了克服伪随机序列周期性和二值性的不足，保证更好的保密性，参考文献[32]直接采用非量化的混沌序列作为扩频序列，研究了多通道混沌调相扩频系统在水声通信中的可行性。由于混沌信号对初值异常敏感，

在实际中很难保证发射机和接收机能够获得相同的混沌序列。对于不需要混沌同步的差分混沌移位键控，参考文献[33-34]研究了差分混沌移位键控在水声传输环境下的性能表现。参考文献[35]将多载波技术与差分混沌移位键控进行结合，该方案在时-频双扩展信道下展现出良好的性能，该方案采用了非相干解调，不需要载波同步、信道估计，系统实现复杂度低，但系统数据传输率较低。为了克服参考文献[35]中的系统频率效率不高、缺乏灵活性的问题，参考文献[36]提出了另一种多比特并行传输的多载波差分混沌调制键控系统。该系统将多个 CS-DCSK 信号并行调制到不同子载波上，即一个差分混沌移位键控符号的码片仅占据一个子载波，由此增加系统灵活性。其在双扩展信道以及水声信道环境中展现出良好的性能。

4.1 差分混沌移位键控水声通信技术

已有研究表明，DCSK 在多径衰落信道下具有良好的性能表现，且由于采用非相干接收，在接收端不需要载波同步、信道估计与信道均衡，其具有简单的发送/接收机结构。然而在大时延扩展的水声信道下，直接采用 DCSK 并不能有效地对抗时延扩展带来的 ISI。因此，结合码复用的 DCSK 调制^[37]，基于 OFDM 的多载波原理，提出了两种多载波码复用差分混沌移位键控调制方案，它们在水声信道下均表现出优良的性能。

4.1.1 多载波码复用差分混沌移位键控方案 1: MC-CS-DCSK-I

MC-CS-DCSK-I 系统发射端的原理如图 1 所示，该系统首先将输入的信息比特 $b \in \{0,1\}$ 通过 BPSK 调制为调制信息 $a \in \{-1,+1\}$ 。同时，混沌信号发生器通过 Logistic 映射 $c_{i+1} = 1 - 2c_i^2, i \in N^+$ 生成长度为 β 的混沌码片 $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_\beta]$ 。Walsh 码矩阵发生器生成一个 $P \times P$ 的 Walsh 码矩阵 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1^T \ \mathbf{w}_2^T \ \dots \ \mathbf{w}_P^T]$ ，其中， $\mathbf{w}_i = [w_{i,1} \ w_{i,2} \ \dots \ w_{i,P}]$, $1 \leq i \leq P$ 。该矩阵由

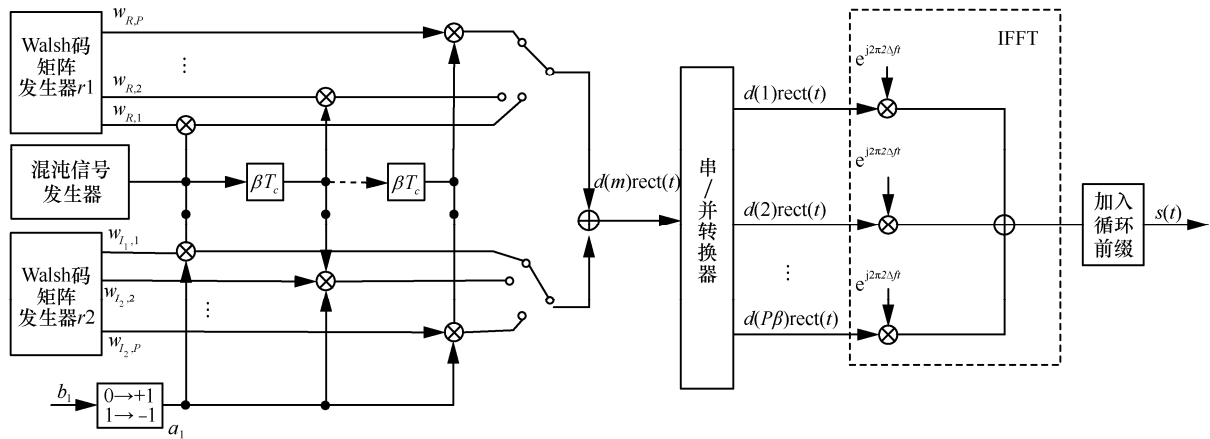


图1 MC-CS-DCSK-I发射端原理

Hadamard 构造方式生成，矩阵中不同行之间保证相互正交，不同列之间保证相互正交，满足

$$\mathbf{w}_n \times \mathbf{w}_m^T = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ P, & m = n \end{cases}$$

接着从 Walsh 码矩阵中选取两行相互正交的 Walsh 码 $\mathbf{w}_R = [w_{R,1} \ w_{R,2} \ \dots \ w_{R,P}]$, $R \in [1, P/2]$, $\mathbf{w}_I = [w_{I,1} \ w_{I,2} \ \dots \ w_{I,P}]$, $I \in [P/2, P]$ 分别与 β 长度的混沌序列 $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_\beta]$ 进行调制。

其中，混沌序列 \mathbf{c} 分别与 \mathbf{w}_R 中的每一个元素相乘由此构成长度为 $P\beta$ 的扩频码片作为参考信号，混沌序列 \mathbf{c} 与调制信息 a 以及 \mathbf{w}_I 中的每一个元素相乘，由此构成的长度为 $P\beta$ 的扩频信号作为信息承载信号。然后将参考信号与信息承载信号对应码片相加，由此构成的信息符号 $\mathbf{d} = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_{P\beta}]$ ，实现参考信号与信息承载信号在时-频域重叠，但在码域正交的特性。之后，将信息码片 d 进行串行变换，调制到各个相互正交的子载波上，信号结构如图2所示，可表示为式(1)：

$$s(t) = \sum_{m=1}^{P\beta} [d_m \text{rect}(t) e^{j2\pi m \Delta f t}] \quad (1)$$

其中， d_m 可表示为：

$$d_m = \mathbf{w}_R \otimes \mathbf{c} + a \mathbf{w}_I \otimes \mathbf{c}, m = 1, 2, \dots, P\beta \quad (2)$$

其中， $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_\beta]$ 表示长度为 β 的混沌

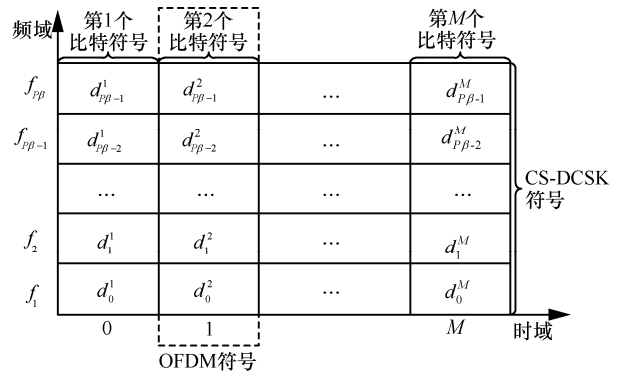


图2 MC-CS-DCSK-I发射信号结构

序列， $a \in \{-1, +1\}$ 表示调制信息， $\mathbf{w}_R = [w_{R,1} \ w_{R,2} \ \dots \ w_{R,P}]$ 与 $\mathbf{w}_I = [w_{I,1} \ w_{I,2} \ \dots \ w_{I,P}]$ 表示长度为 P 的相互正交的 Walsh 码序列， \otimes 表示克罗内克 (Kronecker) 运算符。 $\Delta f = 1 / (P\beta T_c)$ 表示子载波之间的频率间隔， $\text{rect}(t)$ 表示矩形函数，其表达式为：

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, P\beta T_c] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

其中， $T_s = P\beta T_c$ 表示一个 OFDM 符号周期， T_c 表示符号码片周期。参考信号与信息承载信号的正交性，通过式(4)证明。

$$\Delta = \sum_{p=1}^P w_{R,p} \sum_{m=1}^{\beta} c_m \cdot a \sum_{p=1}^P w_{I,p} \sum_{m=1}^{\beta} c_m = a \sum_{p=1}^P w_{R,p} w_{I,p} \left(\sum_{m=1}^{\beta} c_m \right)^2 = a \frac{E_b}{2P} \sum_{p=1}^P w_{R,p} w_{I,p} = 0 \quad (4)$$



其中, Δ 表示内积符号, $E_b = 2P \sum_{m=1}^{\beta} c_m^2$ 表示 $2P\beta$ 个混沌码片能量, 同时也表示为传输比特信号能量, $E_b / 2P = \sum_{m=1}^{\beta} c_m^2$ 表示 β 个混沌码片能量, $\sum_{p=1}^P w_{R,p} w_{I,p} = 0$ 。

最后将加载到子载波后的信号进行并串转化, 加入循环前缀, 送入信道。

信号经历的信道为时-频双扩展信道。信道的冲激响应函数为:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l(t) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (5)$$

其中, L 表示多径数, $A_l(t)$ 表示第 l 径信道系数, $\tau_l(t) = \tau_{l0} - a_l t$ 表述第 l 径时延。

MC-CS-DCSK-I 系统的接收机工作原理如图 3 所示。接收端收到的信号 $r(t)$ 首先进行时间间隔为 T_c 的采样, 将模拟信号 $r(t)$ 转化为离散数字信号 r_n 。收到的第 m ($m \in [1, P\beta]$) 个离散数字信号 r_m 可表示为:

$$r_m = \sum_{i=0}^{L-1} h_i^{(m)} s((n-i))_{P\beta} + \eta_m \quad (6)$$

其中, $((\bullet))_{P\beta}$ 表示以 $P\beta$ 为周期进行循环移位, η_m 表示均值为 0、方差为 N_0 的复高斯噪声。 L 表示时-频双扩展信道中的多径数, $h_i^{(m)}$ 表示传输第 m 个码片持续时间 $t \in [(m-1)T_c, mT_c]$ 内的第 i 个抽头系数。这里假设信道在 $(m-1)T_c \leq t \leq mT_c$ 时间内信道冲激响应保持不变。

接着将经过采样后的离散信号移除循环前缀, 利用串/并变换器, 将串行信号变成并行信号, 然后将并行信号送入长度为 $P\beta$ 的 FFT 变换器中, 将信号从子载波中解调出来。第 k 个子载波上的信号 R_k 可表示为:

$$R_k = S_k H_{k,k} + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq k}^{P\beta} H_{k,i} S_i}_{ICI} + N_k \quad (7)$$

其中, $N_k = \sum_{i=1}^{P\beta} \eta_i e^{-j2\pi i k / (P\beta)}$, $1 \leq k \leq P\beta$ 表示复高斯白噪声的频域表达式, $S_k = 1 / \sqrt{P\beta} \sum_{i=1}^{P\beta} s_i e^{-j2\pi i k / (P\beta)}$ 表示第 k 个子载波上传输的信号。 $H_{k,i}$ 表示时-频双扩展信道的频域冲激响应, 其式为:

$$H_{k,i} = \frac{1}{P\beta} \sum_{n=0}^{L-1} F_n(i) e^{-\frac{j2\pi n(k-i)}{P\beta}}, 1 \leq k, i \leq P\beta \quad (8)$$

其中, F_n 为时变信道第 n 个抽头系数的频域值, 其计算式为:

$$F_n(k) = \sum_{u=1}^{P\beta} h_n^{(u)} e^{-j2\pi u k / (P\beta)}, 0 \leq n \leq L-1, 1 \leq k \leq P\beta \quad (9)$$

从式 (7) 可以看出, 经过傅里叶变换后的信道频域响应矩阵 $\mathbf{H}_{P\beta \times P\beta}$ 不再是对角矩阵, 这是因为在时变信道中, 多普勒频移会造成多载波信号子载波间干扰 (ICI)。

接着, 将经过傅里叶变化后的信号 $\mathbf{R} = [R_1 \ R_2 \ \dots \ R_{P\beta}]$ 分别与参考信号的 Walsh 码序列 $\mathbf{w}_R = [w_{R,1} \ w_{R,2} \ \dots \ w_{R,P}]$ 以及信息承载

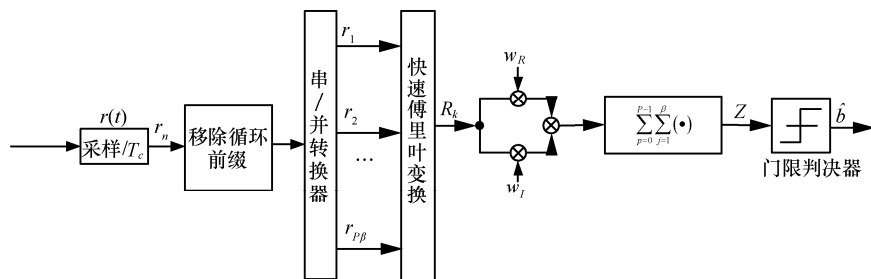


图 3 MC-CS-DCSK-I 接收端原理

信号的 Walsh 码序列 $\mathbf{w}_l = [w_{l,1} \ w_{l,2} \ \dots \ w_{l,P}]$ 相乘, 相乘后的两路信号再次相乘, 最后将相乘后的对应码片累加, 得到输出判决量 Z , 其计算式为:

$$Z = \text{Re} \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \left(w_{R,p+1} w_{I,p+1} \sum_{j=1}^{\beta} R_{p\beta+j} R_{p\beta+j}^* \right) \right\} \quad (10)$$

其中, $\text{Re}\{x\}$ 表示对变量 x 取实部, $(x)^*$ 表示对变量 x 取共轭。

最后, 利用门限判决器对传输信息进行估计, 获得估计比特 \hat{b} , 其判决门限值为 0。

$$\hat{b} = \text{sign}(Z) \quad (11)$$

其中, $\text{sign}(x)$ 为符号函数。

4.1.2 多载波码复用差分混沌移位键控 2: MC-CS-DCSK-II

MC-CS-DCSK-II 系统的发送端原理如图 4 所示。在该系统中, 首先将 N 个并行的比特流 $\mathbf{b} = [b^1 \ b^2 \ \dots \ b^N]$ 放入 N 个 CS-DCSK 调制器中进行调制, 在 CS-DCSK 中, 每个信息比特 b^i 将被混沌序列扩频成长度为 $P\beta$ 的信息符号流。由此, 获得 N 个并行的长度为 $P\beta$ 的 CS-DCSK 符号。之后, 每一列并行的 N 个码片通过交织器进行循环移位以此提高相邻码片之间的独立性。接着将经过交织器循环移位后的信息码片调制到相互正交的子载波上, 最后经过并串变化, 加入循环前缀, 送入信道。

其中, CS-DCSK 调制器首先由混沌信号生成

器生成 β 个码片 $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_\beta]$, 其中, 混沌码片的映射方式为 Logistic 映射, 即 $c_{i+1} = 1 - 2c_i^2, i \in N^+$ 。Walsh 码矩阵生成一个 $P \times P$ 的 Walsh 码矩阵 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1^T \ \mathbf{w}_2^T \ \dots \ \mathbf{w}_P^T]$, 其中, $\mathbf{w}_i = [w_{i,1} \ w_{i,2} \ \dots \ w_{i,P}], 1 \leq i \leq P$ 。参考信号由 β 长的混沌码片与 $\mathbf{w}_R = [w_{R,1} \ w_{R,2} \ \dots \ w_{R,P}]$, $R \in [1, P/2]$ 中每一个元素进行相乘得到长度为 $P\beta$ 的混沌码片。信息承载信号是由 β 长的混沌码片与 $\mathbf{w}_I = [w_{I,1} \ w_{I,2} \ \dots \ w_{I,P}], I \in [P/2, P]$ 中每一个元素以及与调制信息 $a_i \in \{-1, +1\}$ 相乘, 由此构成 $P\beta$ 长的信息承载信号。最后将参考信号与信息承载信号在时域上叠加, 由此得到 CS-DCSK 符号 $\mathbf{d} = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_{P\beta}]$, 第 l 个 CS-DCSK 符号可表示为:

$$\mathbf{d}^l = \mathbf{w}_R \otimes \mathbf{c} + a_l \mathbf{w}_I \otimes \mathbf{c} \quad (12)$$

其中, $a_i \in \{-1, +1\}$ 由 $b_i \in \{0, 1\}$ 经过 BPSK 调制所得, \otimes 表示克罗内克运算符。

由此, 获得的 N 行并行的 CS-DCSK 信号表示为:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} d_1^1 & d_2^1 & \dots & d_{P\beta}^1 \\ d_1^2 & d_2^2 & \dots & d_{P\beta}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_1^N & d_2^N & \dots & d_{P\beta}^N \end{bmatrix} \quad (13)$$

令 $\mathbf{Y}_k = [d_k^1 \ d_k^2 \ \dots \ d_k^N]^T, 1 \leq k \leq P\beta$ 表示第 k 个 OFDM 符号, 由不同 CS-DCSK 信号的不同位置的码片构成。接着将矩阵 T 中的每一列,

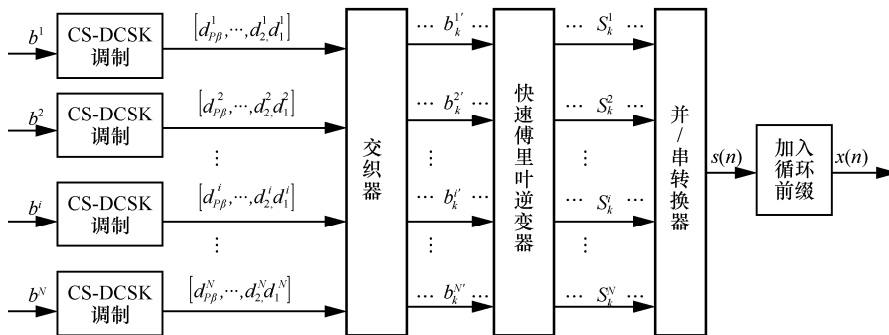


图 4 MC-CS-DCSK-II 系统发送端原理



即每一个 OFDM 符号送入交织器中进行循环位移, 即对 Y_k 进行循环位移, 循环位移 j 个位置用计算式可表示为:

$$Y_k^j = Q^j Y_k \quad (14)$$

其中, Q^j 表示为矩阵 Q 的 j 次幂, 矩阵 Q 被定义为:

$$Q := \begin{bmatrix} 0_{1 \times N-1} & 1 \\ I_{N-1} & 0_{(N-1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

I_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵。例如, $N=4$ 时, 矩阵 Q 可表示为:

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

当 $j=3$ 时, 矩阵 Q^j 可表示为:

$$Q^j = Q^3 = Q \cdot Q \cdot Q = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

最后, 经过交织器后的 $P\beta$ 个 OFDM 符号加载到子载波上, 信号构成如图 5 所示。 d_k^i 表示经过循环位移后的第 k 个 OFDM 符号 Y_k^j 向量上的第 i 个码片, 该码片将调制到第 i 个子载波上。第 k ($k \in [1, P\beta]$) 个 OFDM 符号发送信号为:

$$s(t) = \sum_{k=1}^{P\beta} \sum_{i=1}^N \{ d_k^i \cos[2\pi(f_c + i\Delta f) + \varphi_i] \text{rect}(t - kT_s) \} \quad (18)$$

其中, N 表示载波数量, f_c 表示载波频率, φ_i 表示第 i 个子载波的随机相位, $\Delta f = 1/T_s$ 表示载波间频率间隔, T_s 表示 OFDM 符号周期, $P\beta$ 表示 OFDM 个数, 即传输完整的 N 个 CS-DCSK 扩频信号需要的 OFDM 个数。

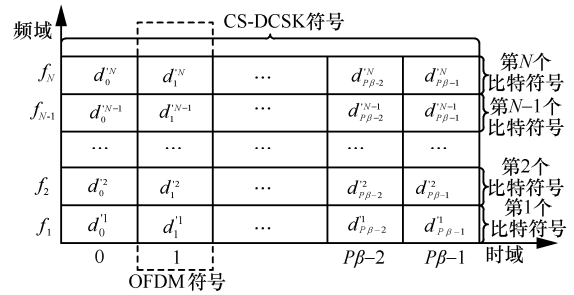


图 5 MC-CS-DCSK-II 发送信号结构

MC-CS-DCSK-II 系统的接收端工作原理如图 6 所示。在接收端, 接收到的信号 $y(t)$ 首先进行时间间隔为 T_c 的采样, 将模拟信号 $y(t)$ 转化为数字信号 y_n , 其中, $T_c = T_s/N$ 。接着移除循环前缀, 获得信号 r_n , 随后, 将 r_n 进行串行变换, r_k^i 表示第 $k, k \in [1, P\beta]$ 个 OFDM 上的第 $i, i \in [1, N]$ 个采样点, 其表达式为:

$$r_k^i = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,l}^k s_k((i-l))_N + \eta_{k,i} \quad (19)$$

其中, $((\bullet))_N$ 表示以 N 为周期进行循环位移, $\eta_{k,i}$ 表示均值为 0、方差为 N_0 的复高斯噪声。 L 表示时-频双扩展信道中的多径数, $h_{i,l}^k$ 表示传输第 k 个 OFDM 符号中第 i 个码片持续时间 $t \in [(i-1)T_c, iT_c]$ 内的第 l 个抽头系数。这里假设

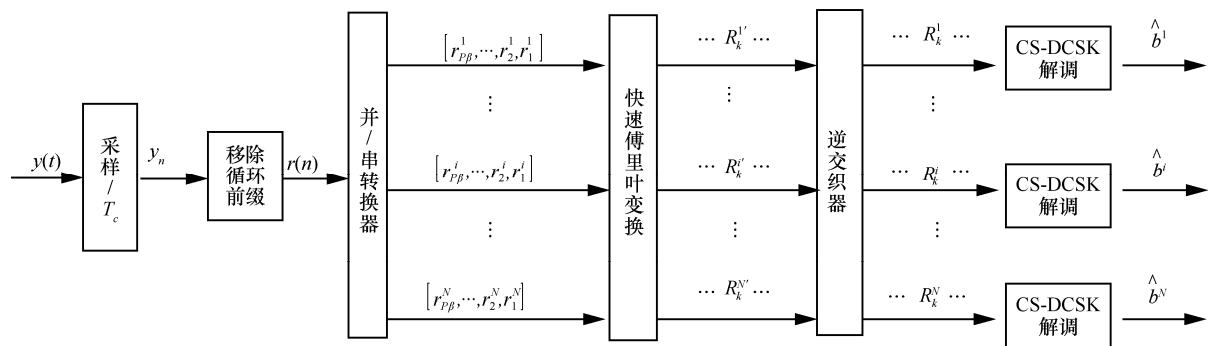


图 6 MC-CS-DCSK-II 系统接收端原理

信道在 $(i-1)T_c \leq t \leq iT_c$ 时间内信道冲激响应保持不变。

接下来将收到的第 k 个 OFDM 符号的 N 个并行码片进行 FFT 变换, 将信息码片从子载波中解调出来, R_k^i 表示第 k 个 OFDM 符号中第 i 个码片, 其计算式为:

$$R_k^i = S_{k,i} H_{i,i}^k + \underbrace{\sum_{j=1, j \neq i}^N H_{i,j}^k S_{k,j}}_{ICI} + N_{k,i}, 1 \leq k \leq P\beta, 1 \leq i \leq N \quad (20)$$

其中, $S_{k,i} = 1/\sqrt{N} \sum_{j=1}^N s_{k,j} e^{-j2\pi i j/N}$ 表示第 k 个 OFDM 符号中第 i 个子载波上的信号, $N_{k,i} = 1/\sqrt{N} \sum_{j=1}^N \eta_{k,i} e^{-j2\pi i j/N}$ 表示复高斯白噪声的频域表达。 $H_{i,j}^k$ 表示时-频双扩展信道的频域冲激响应, 其计算式为:

$$H_{i,j}^k = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=1}^N h_{n,l}^k e^{-\frac{j2\pi(jn+l(i-j))}{N}}, 1 \leq i, j \leq N, 1 \leq k \leq P\beta \quad (21)$$

然后将经过 FFT 解调后的信号送入解交织器中, 进行反向循环移位, 第 k 个 OFDM 符号 \mathbf{R}_k^i 经过解交织器后的表达式为:

$$\mathbf{R}_k = (\mathbf{Q}^j)^T (\mathbf{R}_k^i)^T, 1 \leq k \leq P\beta \quad (22)$$

其中, $\mathbf{R}_k^i = [R_k^1 \ R_k^2 \ \dots \ R_k^N]$ 。

将每次解交织后的信号存储于 $N \times P\beta$ 的矩阵存储器 \mathbf{G} 中的一列, 第 k 个解交织后的信号 $\mathbf{R}_k = [R_k^1 \ R_k^2 \ \dots \ R_k^N]$ 存储于矩阵 \mathbf{G} 的第 k 列。经过 $P\beta$ 次解交织后, 获得 $N \times P\beta$ 的信息矩阵, 即:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} R_1^1 & R_2^1 & \dots & R_{P\beta}^1 \\ R_1^2 & R_2^2 & \dots & R_{P\beta}^2 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ R_1^N & R_2^N & \dots & R_{P\beta}^N \end{bmatrix} \quad (23)$$

接着将矩阵 \mathbf{G} 的每一行送入每一个

CS-DCSK 解调器中, 第 i 行信号 $\mathbf{D}^i = [R_1^i \ R_2^i \ \dots \ R_{P\beta}^i]$, $1 \leq i \leq N$ 送入第 i 个 CS-DCSK 解调器进行解调。将输入信号分别与参考信号的 Walsh 码序列 $\mathbf{w}_R = [w_{R,1} \ w_{R,2} \ \dots \ w_{R,P}]$ 以及信息承载信号的 Walsh 码序列 $\mathbf{w}_I = [w_{I,1} \ w_{I,2} \ \dots \ w_{I,P}]$ 相乘, 相乘后的两路信号再次相乘, 接着将相乘后的对应码片累加, 得到输出判决量 Z^i , 其表达式为:

$$Z^i = \text{Re} \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} \left(w_{R,p+1} w_{I,p+1} \sum_{j=1}^{\beta} R_{p\beta+j}^i (R_{p\beta+j}^i)^* \right) \right\} \quad (24)$$

其中, $\text{Re}\{x\}$ 表示对变量 x 取实部, $(x)^*$ 表示对变量 x 取共轭。

最后, 利用门限判决器(11)即可恢复发送的比特。

4.2 仿真结果

4.2.1 时频双扩展衰落信道下的性能

本节给出 MC-CS-DCSK-I 和 MC-CS-DCSK-II 在时-频双扩展信道下的性能, 并与 CS-DCSK^[37] 和基于 OFDM 的多载波 DCSK^[38] 进行比较。在以下的仿真结果中, 相关的参数如下: L 为信道多径数, SF 为扩频因子, CP 为循环前缀的长度, f_{norm} 为归一化多普勒频移 (定义了多普勒频移与系统带宽的比值)。

图 7 展示了 MC-CS-DCSK-I 与 MC-DCSK 在不同多普勒频偏的频率平坦信道下的 BER 性能曲线, 图 7 中参数设置 $f_{\text{norm}}=0, 0.001, 0.01, 0.1, L=1, \text{SF}=64, \text{CP}=T_s/8$ 。此时, 子载波带宽为 15.6 Hz, OFDM 符号周期为 64 ms, 循环前缀长度为 8 ms, 多普勒频移分别为 $f_d=0, 1 \text{ Hz}, 10 \text{ Hz}, 100 \text{ Hz}$ 。从图 7 中可以看出, 在静态平坦信道下, 即 $f_{\text{norm}}=0, L=1$ 时, MC-CS-DCSK-I 系统与 MC-DCSK 基本一致, MC-CS-DCSK-I 稍优于 MC-DCSK。但随着归一化的多普勒频移 f_{norm} 增大, MC-CS-DCSK-I 的 BER 曲线斜率随着 f_{norm} 的增加而增加, 即 f_{norm} 越大, 曲线斜率越大, 系统性能越好。当 $f_{\text{norm}}=0.1$,



SNR=24 dB 时, MC-CS-DCSK-I 的 BER 曲线已达到 10^{-6} 级别, 显示出优越的性能。与之相反, MC-DCSK 性能随着 f_{norm} 增加而变差。在 $f_{\text{norm}} \geq 0.01$ 时, MC-DCSK 出现明显的“错误地板(error floor)”, 随着 SNR 增加, BER 曲线仅达到 10^{-1} 级别。由此可认为相比于 MC-DCSK, MC-CS-DCSK-I 在时变信道中具有更好的稳健性。

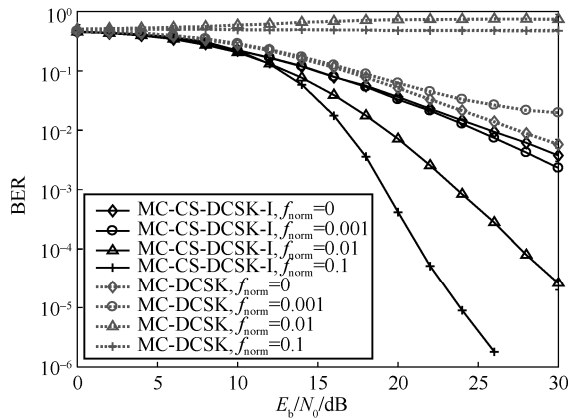


图7 不同多普勒频移下, MC-CS-DCSK-I 与 MC-DCSK 性能比较

图8展示了 MC-CS-DCSK-I、MC-DCSK 以及 CS-DCS 在时-频双扩展信道中的 BER 性能曲线, 图8中参数为 $f_{\text{norm}}=0.001、0.01、0.1, L=7, SF=64, CP=T_s/8$ 。从图8中可以看到, MC-CS-DCSK-I 性能优于 MC-DCSK 以及 CS-DCSK。对于 MC-DCSK, 在 f_{norm} 较小时, 即 $f_{\text{norm}}=0.001$ 时, 其性能曲线在 SNR=24 dB 时可达 10^{-6} 级别, 但是随着 f_{norm} 增加, 该系统出现明显的“错误地板”, 在 $f_{\text{norm}}=0.01、SNR=30$ dB 时, 系统 BER 曲线仅达 10^{-1} 级别。对于 CS-DCSK, 在 $L=7$ 的严重多径时延时变信道中, 出现了明显的 ISI 问题。但 CS-DCSK 抗信道时变能力要优于 MC-DCSK, 在 f_{norm} 从 0.01 增加到 0.1 时, BER 性能有所提高。对于 MC-CS-DCSK, 其性能明显优于前两个系统, 虽然在 $f_{\text{norm}}=0.1$ 系统性能略有下降, 但在 SNR=26 dB 时, 其 BER 曲线已达到 10^{-6} 级别, 展现良好的性能。由此可以认为 MC-CS-DCSK-I 在时-频双扩展信道中具有有良好的稳健性。

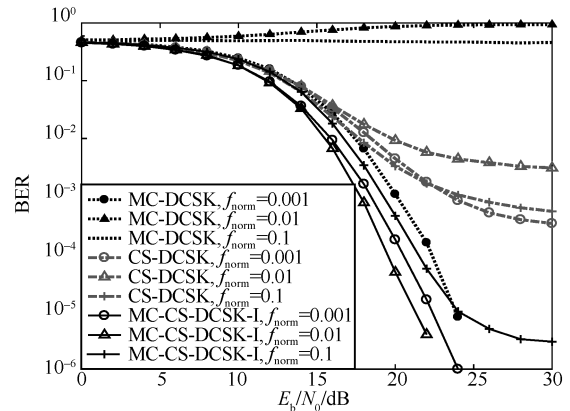


图8 双扩展信道下, MC-CS-DCSK-I、MC-DCSK、CS-DCSK 的 BER 性能比较

图9研究了在双扩展信道下, 循环前缀对 MC-CS-DCSK-I 的影响。其中参数设置为 $f_{\text{norm}}=0.01, SF=64, L=1、3、7, CP=0、T_s/8$ 。此时, 信道多普勒频移为 $f_d=10$ Hz, 信道最大时延分别为 0、4 ms、12 ms, OFDM 符号周期为 64 ms, 循环前缀分别为 0、8 ms。从图9中可以看到, 当 L 较小时, 如 $L=1、3$ 时, 加不加循环前缀对系统性能没有很大影响, 加循环前缀的曲线与不加循环前缀的曲线几乎重合, 尤其是平坦信道($L=1$)下, 不加循环前缀的系统 BER 曲线反而要稍优于加循环前缀的系统曲线。但当 L 较大时, 如 $L=7$ 时, 加循环前缀的曲线性能优于不加循环前缀的曲线。这是因为随着 L 的增大, 系统符号间干扰 (ISI) 增加, 加循环前缀有助于信号抵抗 ISI 提高系统性能。但是, 从图9中可以看到, 尽管在时延较大的时变信道中($L=7, f_{\text{norm}}=0.01$),

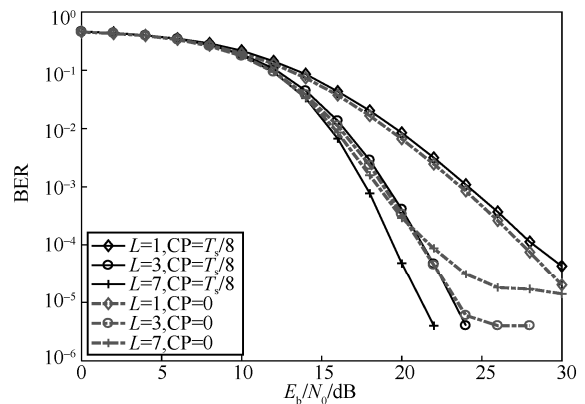


图9 双扩展信道下, 循环前缀对 MC-CS-DCSK-I 系统性能的影响

MC-CS-DCSK-I 系统在 CP=0 时, BER 曲线仍可展现出较好的性能, 当 SNR=26 dB 时, BER 可达到 10^{-5} 级别。这是 MC-CS-DCSK-I 所具备的另一个良好特性。在 BER 要求不是很严格的通信系统中, 可以牺牲部分传输性能, 不加循环前缀以提高系统频谱效率, 这是传输性能与频谱效率之间的一个权衡。

图 10 展示了 MC-CS-DCSK-II 与 MC-DSSSS 在双扩展信道下的 BER 性能曲线, 图中参数设置为 $N=64$, $SF=32$, $L=7$, $f_{norm}=0, 0.001, 0.005, 0.01$, $CP=T_s/8$ 。此时, 子载波带宽为 15.6 Hz, OFDM 符号周期为 64 ms, 循环前缀长度为 8 ms, 多径最大时延为 12 ms, 多普勒频移分别为 $f_d=0, 1 \text{ Hz}, 5 \text{ Hz}, 10 \text{ Hz}$, 分别占子载波带宽的 0、6.4%、32%、64%。从图 10 中可以看到, MC-CS-DCSK-II 系统性能明显优于 MC-DSSSS 系统。在 $f_{norm}=0$ 时, 信道为静态频率扩展信道, MC-CS-DCSK-II 相比于 MC-DSSSS 展现出更优的抗 ISI 能力, SNR=25 dB 时, MC-CS-DCSK-II 的 BER 达到了 10^{-7} 级别。MC-DSSSS 的 BER 虽然随着 f_{norm} 的增加而降低, 但是其最小 BER 仍远高于 MC-CS-DCSK-II。对于 MC-CS-DCSK-II, 在 $f_{norm}=0.005$ 时, 系统性能虽相比于 $f_{norm}=0.001$ 时有所下降, 但是在 SNR=23 dB 时, 系统性能仍可达到 10^{-5} 级别, 完全满足实际通信要求。不过当 $f_{norm}=0.01$ 时, 系统出现明显“错误地板”, BER 曲线仅到达 10^{-2} 级别。由此表明 MC-CS-DCSK-II 在一定多普勒效应范围内具有良好的性能。

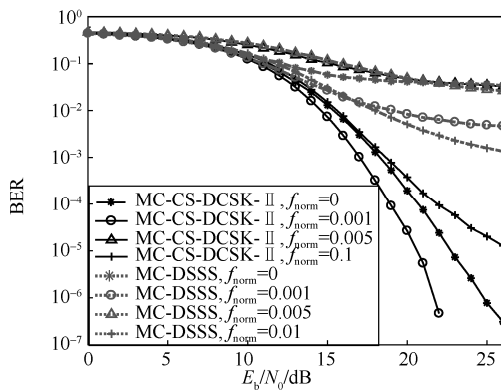


图 10 MC-CS-DCSK-II 系统与 MC-DSSSS 系统在双扩展信道下的 BER 性能比较

为寻找 MC-CS-DCSK 的多普勒效应适应范围, 图 11 展现了固定 E_b/N_0 情况下, 不同多普勒频移、不同多径时延下的 MC-CS-DCSK-I 和 MC-CS-DCSK-II 的 BER 性能曲线。图 10 参数: SNR=20 dB, SF=32, $CP=T_s/8$, $L=1, 3, 8$, 多径最大时延分别为 0、4 ms、14 ms、横坐标多普勒频移 (Doppler shift) 表示多普勒频移与子载波带宽的比值, 当 Doppler shift=200% 时, 表示多普勒频移为子载波带宽的两倍。首先, 从图 11 中看到, MC-CS-DCSK-I 与 MC-CS-DCSK-II 系都具有良好的抗 ISI 能力, 随着多径数 L 的增加, 性能都提高, 两个系统都具有频率分集增益。其次, 对于 MC-CS-DCSK-I, 随着多普勒频移增加, 系统的 BER 曲线一直保持在一个较好的水平上, 系统具有良好的抗时变性能。对于 MC-CS-DCSK-II, 在 Doppler shift > 50% 时, 系统出现明显“错误地板”, BER 曲线保持在 $10^{-2} \sim 10^{-1}$ 水平。然而在多普勒频移较小时, MC-CS-DCSK-II 系统则展现出优于 MC-CS-DCSK-I 的性能, 并且在多普勒频移=10%左右时, 展现出最优性能。因此, 可以认为 MC-CS-DCSK-II 在 Doppler shift 为 0~30%, 具有良好的抗时变性能。面对不同的时变信道, 可通过调整系统的子载波带宽, 使 MC-CS-DCSK-II 展现出最好的 BER 性能。

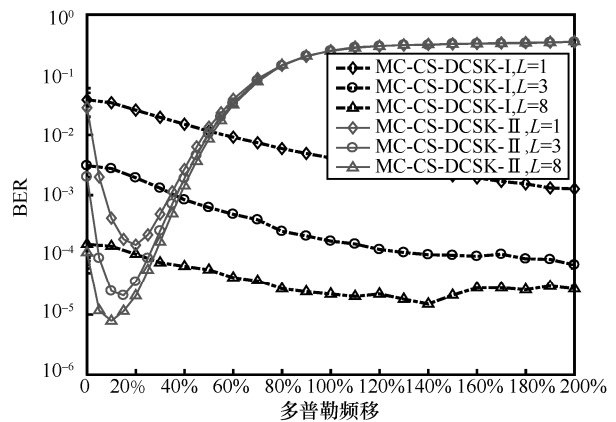


图 11 固定 SNR, MC-CS-DCSK-I 与 MC-CS-DCSK-II 在不同多普勒频移的双扩展信道下的 BER 性能



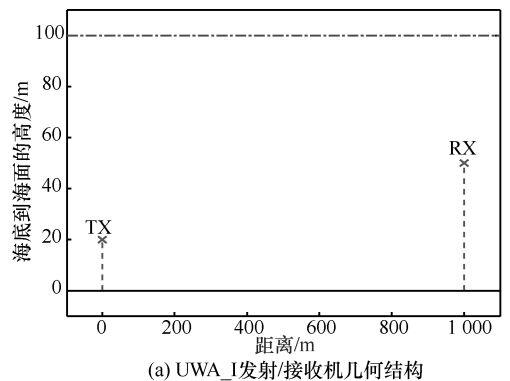
4.2.2 水声信道下的系统性能

本节基于 millitsa 水声信道模型^[39], 对两个系统在水声信道下的性能进行了仿真。选用两种水声信道场景, 其信道参数见表 1, 设定系统带宽等于信道带宽。两个水声信道的几何结构以及信道冲激响应的功率时延谱如图 12 和图 13 所示。从图中可以看出, 第一个水声信道 (UWA_I) 是一个大时延短距离水声信道, 第二个水声信道 (UWA_II) 为小时延中长距离水声信道。

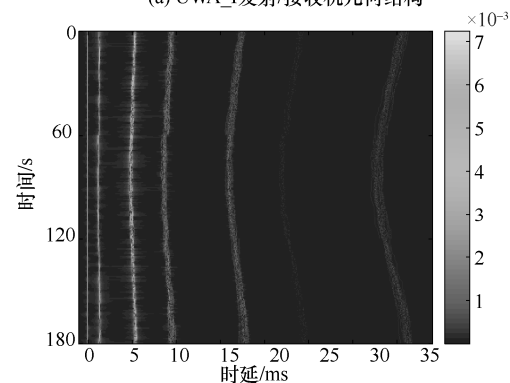
表 1 水声信道仿真参数

仿真参数	取值
发射端距离底部距离	20 m
接收端距离底部距离	50 m
水中的声速	1 500 m/s
海底的声速	1 200 m/s
仿真信道时间长度	180 s
时间分辨率	0.05 s
频率分辨率	25 Hz
发射端与接收端水平距离(UWA_I)	1 000 m
中心频率(UWA_I)	15 kHz
带宽(UWA_I)	10 kHz
发射端与接收端水平距离(UWA_II)	5 000 m
中心频率(UWA_II)	1.5 kHz
带宽(UWA_II)	400 Hz

图 14 展示了 MC_CS_DCSK_I 在两种不同水声信道下的 BER 性能, 并比较了在不同水声环境下循环前缀的对系统性能的影响。图 14(a)展示了 MC-CS-DCSK-I 在 UWA_I 信道下的 BER 性能, 其中参数设置为 $N=SF=128, 256, 512, 1\ 024$, $CP=0, T_s/8$ 。从图 14 中可以看到, 系统 BER 性能首先随着子载波数的增加而提升, 然后随着子载波数的增加而降低。这是因为当子载波数较小时, 随着子载波的增加, OFDM 符号周期变长, 系统抗符号间干扰能力增强, 由此性能提升。而当子载波较多时, 如 $N=512$, 此时子载波带宽为 19.5 Hz,

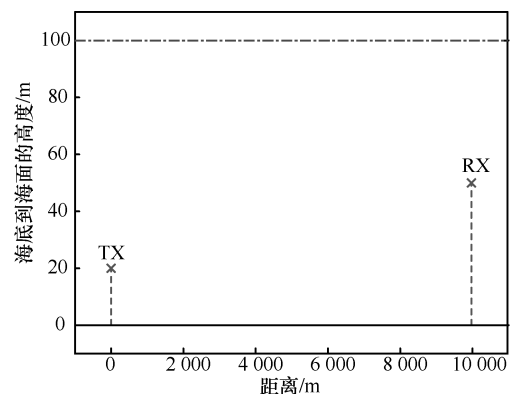


(a) UWA_I发射/接收机几何结构

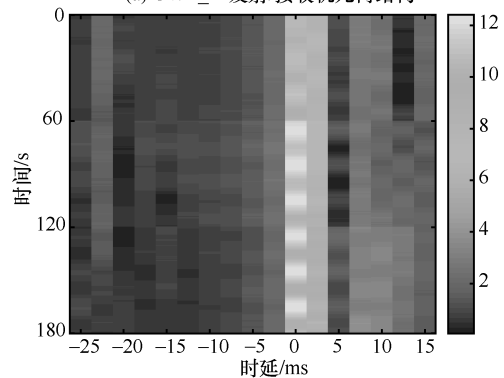


(b) UWA_I信道冲激响应功率时延谱

图 12 UWA_I 水声信道几何结构与冲激响应图



(a) UWA_II发射/接收机几何结构



(b) UWA_II信道冲激响应功率时延谱

图 13 UWA_II 水声信道几何结构与冲激响应图

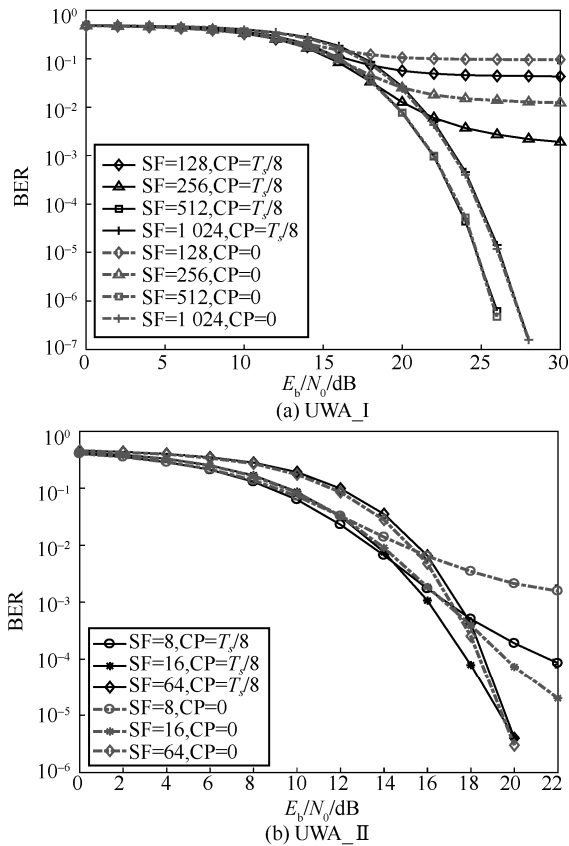


图 14 MC-CS-DCSK-I 在不同水声信道下的 BER 性能

而 UWA_I 信道的相干带宽在 28 Hz 左右, 此时, 系统已具备良好的抗 ISI 能力, 再增大子载波数, 反而导致接收端噪声的增加, 降低系统性能。此外, 从图中可以看到, 当 $N=512$ 时, 系统展现出优秀的 BER 性能, 当 $SNR=26$ dB 时, 系统 BER 曲线达到 10^{-7} 级别。因此对于 MC-CS-DCSK-I, 选取合适的子载波数有助于性能优化。从图 14 中还可以看到, 当子载波数较小的时候, 如 $N=128$ 、256, 加循环前缀的系统 BER 性能要优于不加循环前缀的系统。但当子载波数较大时, 如 $N=512$ 、1 024 时, 加不加循环前缀对系统 BER 性能基本没有影响, 因为此时系统已具备良好的抗 ISI 能力。

图 14 (b) 展现了 MC-CS-DCSK-I 在 UWA_II 水声信道中的 BER 性能, 其中参数设置为 $N=SF=8, 16, 64, CP=0, T_g/8$ 。相比于图 14 (a), 图 14 (b) 在子载波数较小的时候即可获得较好的 BER 性能, 这是由于 UWA_II 信道是时延较小的

水声信道, 即使子载波数较小时, ISI 的影响也不大。从图 14 (b) 中可以看到, 系统性能也呈现先随着子载波数的增加而提高, 然后随着子载波数的增加而降低, 因此选择一个合适的子载波数有助于提升系统性能。此外, 从图 14 (b) 中同样可以看到, 当子载波数较多时, 当 $N=64$ 时, 系统不加循环前缀的 BER 曲线与加循环前缀的 BER 曲线基本重合, 当 $N=16$ 时, 不加循环前缀的系统性能虽低于加循环前缀系统的性能, 但当 $SNR=22$ dB 时, 不加循环前缀的系统 BER 曲线仍可达 10^{-5} 级别, 展现出良好的性能。

图 15 展示了 UWA_I 水声信道下, MC-CS-DCSK-II 的 BER 性能曲线, 并与 MC-DSSS 系统进行了比较。图 15 中参数为 $N=128, 256, 512, SF=32, CP=T_g/8$ 。从图 15 中可以看出, MC-CS-DCSK-II 与 MC-DSSS 的 BER 曲线都随着子载波数的增大而降低, 这是由于随着子载波数的增大, OFDM 符号周期变长, 信号抗 ISI 能力增加, 系统性能提升。但同时从图 15 中可以看到, MC-CS-DCSK-II 优于 MC-DSSS, 在 $N=512$ 、 $SNR=22$ dB 时, 系统 BER 曲线可到达 10^{-6} 。

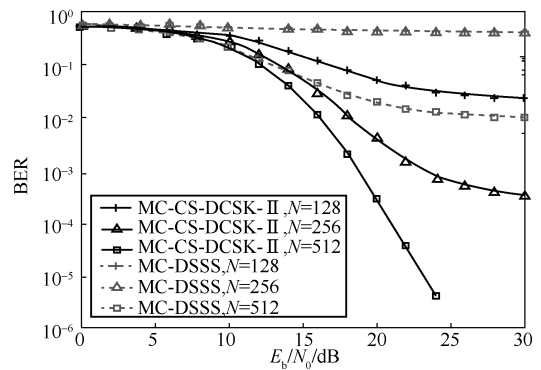


图 15 UWA_I 信道下, MC-CS-DCSK-II 与 MC-DSSS 的性能比较

图 16 讨论了在 UWA_I 信道下, 循环前缀对 MC-CS-DCSK-II 的影响, 图 16 中参数为 $N=128, 256, 512, SF=32, CP=T_g/8, 0$ 。从图 16 中可以看到, 加了循环前缀的系统 BER 性能优于没有加循环前缀的系统。但从图 15 中还可以看到, 当子



载波数比较大时,不加循环前缀的系统 BER 性能仍可达到一个较优的范围。如 $N=512$ 、 $\text{SNR}=22$ dB 时,不加循环前缀的系统的 BER 曲线可达到 10^{-5} 级别,展现出优秀的性能。因此,在某些传输场景的水声信道中,可以考虑不加循环前缀以提高系统传输效率与能量效率。

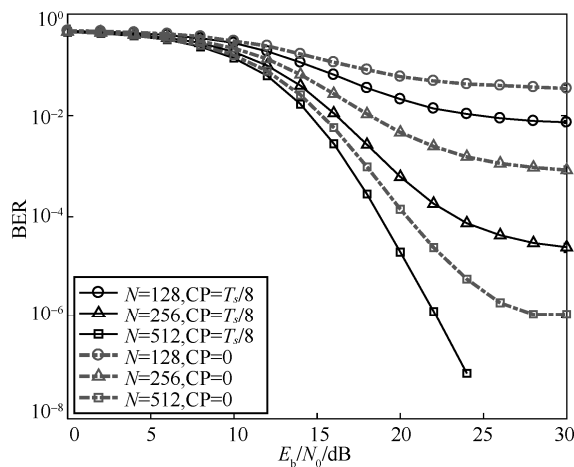


图 16 UWA_I 水声信道下,循环前缀对 MC-CS-DCSK-II 性能的影响

图 17 讨论了在 UWA_I 信道下,循环位移交织器对 MC-CS-DCSK-II 的影响。图 17 中参数为 $N=128$ 、 256 、 512 , $\text{SF}=32$, $\text{CP}=T_s/8$, $P=0$ 、 1 , 其中, $P=1$ 表示系统使用了循环位移交织器, $P=0$ 表示系统没有使用循环位移交织器。从图 16 中可以看到,使用了循环位移交织器的系统性能要远优于不使用交织器的系统。由此可认为循环位移交织器在水声信道中仍具备其优秀的特性,增强系统在水声信道中的稳健性。

5 结束语

本文首先对水声信道下的调制解调技术进行了回顾,重点介绍了正交频分复用、扩展频谱技术以及混沌调制技术在水声通信中的研究进展,然后引出非相干调制对于稳健水声通信的重要性。作为一种非相干接收的混沌调制技术,差分混沌移位键控在多径衰落信道下具有优良的表

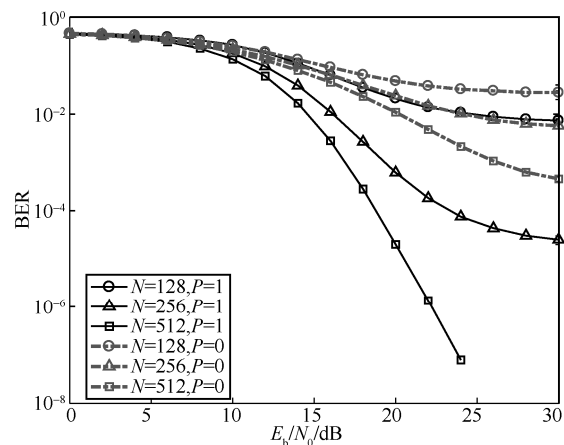


图 17 UWA_I 水声信道下,交织器对 MC-CS-DCSK-II 性能的影响

现。但在严重时-频双扩展的水声信道下,直接采用差分混沌移位键控,并不能很好地适应新的信道环境,为此,本文设计了两种基于多载波的码复用差分混沌移位键控调制方案,并在时-频双扩展信道和水声信道下对这两种调制进行研究,仿真结果证明所提出的两种方案具有良好的抗信道双扩展的性能,并且在水声信道下表现出优良的稳健性。

参考文献:

- [1] Committee on Guidance for NSF on National Ocean Science Research Priorities, Decadal Survey of Ocean Sciences, Ocean Studies Board, et al. Sea change: 2015-2025 decadal survey of ocean sciences [R]. The National Academies Press, 2015.
- [2] 徐文, 鄢社锋, 季飞, 等. 海洋信息获取、传输、处理及融合前沿研究评述[J]. 中国科学: 信息科学, 2016(46): 1053-1085.
XU W, YAN S F, JI F, et al. Overview of marine information acquisition, transmission, processing and fusion frontier research, SCIENTIA SINICA: Informationis, 2016 (46): 1053-1085.
- [3] 程日涛, 张海涛, 王乐. 5G 无线网部署策略[J]. 电信科学, 2018, 34(S1): 1-8.
CHENG R T, ZHANG H T, WANG L. Deployment strategy of 5G wireless network[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(S1): 1-8.
- [4] 王祖阳, 杨传祥, 张进, 等. 5G 无线网技术特征及部署应对策略分析[J]. 电信科学, 2018, 34(S1): 9-16.
WANG Z Y, YANG C X, ZHANG J, et al. Analysis on technology characteristics and deployment strategies of 5G wireless network[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(S1): 9-16.
- [5] 王庆扬, 谢沛荣, 熊尚坤, 等. 5G 关键技术与标准综述[J].

- 电信科学, 2017, 33(11): 112-122.
- WANG Q Y, XIE P R, XIONG S K, et al. Key technology and standardization progress for 5G[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(11):112-122.
- [6] 李渝舟, 江涛, 曹洋, 等. 5G 绿色超密集无线异构网络: 理念、技术及挑战[J]. 电信科学, 2017, 33(6): 34-40.
- LI Y Z, JIANG T, CAO Y, et al. Green 5G ultra-dense wireless heterogeneous networks: guidelines, techniques, and challenges[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(6): 34-40.
- [7] STOJANOVIC M. Recent advances in high-speed underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal Oceanic Engineering, 1996, 21(2): 125-136.
- [8] CCHEN K, MA M, CHENG E, et al. A survey on mac protocols for underwater wireless sensor networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(3): 1433-1447.
- [9] STOJANOVIC M, PREISIG J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(1): 84-89.
- [10] HEARN P. Underwater acoustic telemetry[J]. IEEE Transaction on Communications Technology, 1966, 14(6): 839-843.
- [11] CATIPOVIC J, DEFFENBAUGH M, FREITAG L, et al. An acoustic telemetry system for deep ocean mooring data acquisition and control[C]//IEEE Process Oceans, Sep 18-21, 1989, Seattle, USA. Piscataway: IEEE Press, 1989: 887-892.
- [12] STOJANOVIC M, PROAKIS J G, RICE J A, et al. Spread spectrum underwater acoustic telemetry[C]// IEEE OCEANS' 98 Conference Process, Sep 28, 1998, Nice, France. Piscataway: IEEE Press, 1998: 650-654.
- [13] COATELAN S, GLAVIEUX A. Design and test of a multicarrier transmission system on the shallow water acoustic channel[C]//IEEE OCEANS'94 Conference Process, Sep 13-16, 1994, Brest, France. Piscataway: IEEE Press, 1994: 472-477.
- [14] COATELAN S, GLAVIEUX A. Design and test of a coding OFDM system on the shallow water acoustic channel[C]//IEEE OCEANS' 95 Conference Process, Oct 9-12, 1995, San Diego, USA. Piscataway: IEEE Press, 1995: 2065-2070.
- [15] ARMSTRONG J, GRANT P M, POVEY G. Polynomial cancellation coding of OFDM to reduce intercarrier interference due to Doppler spread[C]//IEEE Global Telecommunications Conference, Nov 8-12, 1998, Sydney, Australia. Piscataway: IEEE Press, 1998: 2771-2776.
- [16] KIM B C, LU I T. Parameter studies of OFDM underwater communications systems[C]//Process MTS/IEEE Oceans, Sep 11-14, 2000, Providence, USA. [S.l.: s.n], 2000: 1251-1255.
- [17] LINNARTZ J P M G, GOROKHOV A. New equalization approach for OFDM over dispersive and rapidly time varying channel[C]// IEEE International Symposium on Personal, Sep 18-21, 2000, London, UK. Piscataway: IEEE Press, 2000: 1375-1379.
- [18] SCHNITER P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [19] QU F, YANG L. Basis expansion model for underwater acoustic channels[C]// OCEANS 2008, Sep 15-18, 2008, Quebec City, Canada. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-7.
- [20] WEN M, CHENG X, YANG L, et al. Index modulated OFDM for underwater acoustic communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(5): 132-137.
- [21] HEC, ZHANG Q, HUANG J. Passive time reversal communication with cyclic shift keying over underwater acoustic channels[J]. Applied Acoustics, 2015(96): 132-138.
- [22] 殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 等. M 元混沌扩频多通道 Pattern 时延差编码水声通信[J]. 物理学报, 2007(10): 5915-5921.
- YIN J W, HUI J Y, WANG Y L, et al. M -ary chaotic spread spectrum Pattern time delay shift coding scheme for multichannel underwater acoustic communication[J]. Journal of Physics, 2007(10): 5915-5921.
- [23] 尹艳玲, 周锋, 乔钢, 等. 正交多载波 M 元循环移位键控扩频水声通信. 物理学报[J], 2013(23): 224302-223302.
- YIN Y L, ZHOU F, QIAO G, et al. Orthogonal multicarrier M -ary cycle shift keying spread spectrum underwater acoustic communication[J]. Journal of Physics, 2013(23): 224302-223302.
- [24] STOJANOVIC M, FREITAG L. Hypothesis-feedback equalization for direct sequence spread spectrum underwater communications[C]//CEANS 2000 MTS/IEEE Conference Exhibition, Sep 11-14, 2000, Providence, USA. Piscataway: IEEE Press, 2000: 123-129.
- [25] SOZER E M, PROAKIS J G, STOJANOVIC M, et al. Direct sequence spread spectrum based modem for underwater acoustic communication and channel measurements[C]//OCEANS 1999 MTS/IEEE Conference Exhibition, Sep 13-16, 1999, Seattle, USA. Piscataway: IEEE Press, 1999: 228-233.
- [26] ZHANG H J, LEHNERT J S. Performance of multicarrier DS/SSMA over fast Rayleigh fading channels with Doppler diversity[J]. IEEE Transaction on Communications, 2006, 54(2): 273-283.
- [27] KADOUS T A, SAYEED A M. An integrated framework for MC-CDMA reception in the presence of frequency offsets, phase noise, and fast fading[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(4): 1224-1235.
- [28] KONDO S, MILSTEIN L B. Performance of multicarrier DS CDMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(2): 238-246.
- [29] KONSTANTAKOS D P, ADAMS A E, SHARIF B S. Multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) technique for underwater acoustic communication networks using short spreading sequences[J]. IEEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, 2004, 151(4): 231-239.
- [30] KUTIAN A P, PUTHUSSERYPADY S, HTUT S M. Performance enhancement of DS/CDMA system using chaotic com-



- plex spreading sequence[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2005, 4(3): 984-989.
- [31] LEI L, XU F, XU Y, et al. A chaotic direct sequence spread spectrum communication system in shallow water[C]//Process 2011 International Conference on Control, Automation and Systems Engineering (CASE), July 30-31, 2011, Singapore. Piscataway: IEEE Press, 2011: 1-4.
- [32] 舒秀军, 王海斌, 汪俊, 等. 一种多通道混沌调相扩频方式及其在水声通信中的应用[J]. 声学学报, 2017 (2) :159-168
SHU X J, WANG H B, WANG J, et al. A method of multichannel chaotic phase modulation spread spectrum and its application in underwater acoustic communication[J]. ACTA ACUSTICA, 2017(2):159-168
- [33] BAI C, REN H P, LI J. A differential chaos-shift keying scheme based on hybrid system for underwater acoustic communication [C]//Process 2016 IEEE/OES China Ocean Acoustics (COA), Jan 9-11, 2016, Harbin, China. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [34] BAI C, REN H P, GREBOGI C, BAPTISTA M. Chaos-based underwater communication with arbitrary transducers and bandwidth [J]. Applied Sciences, 2018(3): 1-11.
- [35] CHEN M, XU W, WANG D, et al. Design of a multi-carrier different chaos shift keying communication system in doubly selective fading channels[C]//Process the 23rd Asia-Pacific Conference on Communication (APCC), Dec 11-13, 2017, Perth, Australia. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [36] CHEN M, XU W, WANG D, et al. A multi-carrier chaotic communication scheme for underwater acoustic communications [J]. IET Communications, 2019(14): 2097-2105.
- [37] XU W, WANG L, KOLUMBAN G. A novel differential chaos shift keying modulation scheme[J]. International Journal of Bifurcations and Chaos, 2011, 21(3): 799-814.
- [38] WANG S, ZHANG Z. Multicarrier chaotic communications in multipath fading channels without channel estimation[J]. Aip Advances, 2015, 5(1): 711-731.
- [39] QARABAQ P, STOJANOVIC M. Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channels[J]. IEEE Journal Oceanic Engineering, 2013, 38(4): 701-717.

[作者简介]



代红英 (1977-), 女, 重庆工程学院副教授, 主要研究方向为通信技术。



陈梦蕾 (1995-), 女, 国家电网浙江省电力有限公司信息通信分公司工程师, 主要研究方向为无线通信。



徐位凯 (1976-), 男, 博士, 厦门大学信息与通信工程系副教授, 主要研究方向为无线通信、水声通信。