

正交混沌星座调制多载波扩频水声通信*

吴 何^{1,2,3} 马 璐^{1,2,3,4†} 刘淞佐^{1,2,3,4} 乔 钢^{1,2,3,4}

(1 哈尔滨工程大学 水声技术全国重点实验室 哈尔滨 150001)

(2 工业和信息化部 海洋信息获取与安全工信部重点实验室(哈尔滨工程大学) 哈尔滨 150001)

(3 哈尔滨工程大学 水声工程学院 哈尔滨 150001)

(4 哈尔滨工程大学 三亚南海创新发展基地 三亚 572024)

2024 年 6 月 14 日收到

2024 年 8 月 16 日定稿

摘要 针对多载波水声通信的信息安全和被调制识别的风险,提出了基于正交混沌星座调制的多载波扩频水声通信方法。在发射端,结合双通道 M 元扩频调制和多载波调制,设计了一种具有二维混沌特征的星座符号以携带信息,实现了物理层加密;为克服深海大时延扩展,在接收端采用基于门限降噪被动时间反转处理的 M 元解扩方法,并提出了基于多尺度自动峰值检测的软门限降噪被动时反改进方法。由 k 均值聚类、统计分析、相空间重构方法进行了安全性分析,并基于实测深海信道仿真了系统的误码率性能。结果表明,所提方法在保证可靠性的前提下,能有效增强多载波水声通信的保密性。在声道轴深度进行了深海试验验证,实现通信速率为 150 bit/s,通信距离 150 km,误码率小于 1.16×10^{-4} 的安全可靠通信。

关键词 混沌扩频,水声通信,物理层安全,被动时间反转

PACS: 43.30, 43.60

DOI: 10.12395/0371-0025.2024173

CSTR: 32049.14.11-2065.2024173

Multicarrier spread spectrum underwater acoustic communication based on orthogonal chaotic constellation modulation

WU He^{1,2,3} MA Lu^{1,2,3,4†} LIU Songzuo^{1,2,3,4} QIAO Gang^{1,2,3,4}

(1 National Key Laboratory of Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University Harbin 150001)

(2 Key Laboratory of Marine Information Acquisition and Security (Harbin Engineering University),
Ministry of Industry and Information Technology Harbin 150001)

(3 College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University Harbin 150001)

(4 Sanya Nanhai Innovation and Development Base of Harbin Engineering University Sanya 572024)

Received Jun. 14, 2024

Revised Aug. 16, 2024

Abstract The multicarrier underwater acoustic (UWA) communication faces the risk of modulation recognition and information security. This paper proposes a multicarrier spread spectrum UWA communication method based on orthogonal chaotic constellation modulation. By combining two channel M -ary spread spectrum modulation and multicarrier modulation, two-dimensional chaotic constellation symbols are designed to modulate the transmitted bits, which enhances the physical layer security. The receiver adopts an M -ary despreading method based on threshold denoising passive time reversal for large delay spread of deep sea UWA channel. Then, a passive time reversal improvement method is proposed based on the automatic multiscale based peak detection (AMPD) soft threshold denoising. The k -means clustering, statistical analysis and phase space reconstruction are used to analyze the communication security, and the bit error rate (BER) simulation on the deep sea UWA channel is performed. The simulation results show that on the premise of ensuring the reliability, the proposed method can effectively enhance the security of the multicarrier UWA communication system. In addition, the deep-sea experiment verification at the depth of the acoustic axis is tested. The

* 国家重点研发计划项目(2023YFC3010800)、国家自然科学基金项目(62271161)、山东省重点研发计划项目(2022CXGC020409)和深圳市科技计划项目(JSGG20220831103800001)资助

† 通讯作者: 马璐, malu@hrbeu.edu.cn

proposed method achieves secure and reliable UWA communication with the communication distance of 150 km and the communication rate of 150 bit/s and the BER less than 1.16×10^{-4} .

Keywords Chaos spread spectrum, Underwater acoustic communication, Physical layer security, Passive time reversal

引言

水声通信技术是海洋领域中的核心技术^[1],然而利用声波进行通信的水声通信具有开放性,存在被第三方监测或信息截获的潜在风险。在涉及高敏感数据传输的应用场景中,通信的安全性是极其重要的^[2]。在过往的研究中,关于多载波水声通信的研究主要集中于接收端的相关接收处理技术,以提高速率或可靠性为目的^[3-5]。伴随着水声通信的发展和应用,水声通信的安全性也逐渐成为不可忽视的一部分。在设计水声通信系统时,不仅要考虑速率、可靠性,也需要考虑安全性。通信信号的安全风险按等级分类,可分为信号特征提取风险、调制识别风险、信息泄露风险^[6]。

对非合作方而言,水声信道天然的大时延扩展使得接收信号是多个路径到达的叠加,这给参数估计和调制识别带来了挑战。但随着非合作信号检测和识别技术不断发展,目前已有多种信道下的参数估计^[7-10]和调制识别^[11-13]系列方法。补零后缀(ZP)多载波信号的参数估计比循环前缀(CP)多载波信号更困难,但也存在相应的技术手段^[10]。信号特征被提取后,非合作方将进行调制识别以获取更多信息。多载波类内的调制识别方法主要有最大似然方法^[11]、基于高阶统计量的方法^[12]、聚类方法^[13]等。在对抗场景下,非合作方通过参数估计获取多载波信号的特征,之后非法地恢复多载波信号的频域星座图进行调制识别,进而引发信息泄露。传统多载波通信系统的安全性受到严重威胁。

混沌扩频序列具有非二进制的特征和非周期性的行为,在安全和隐蔽通信方面有广泛的应用前景^[14]。混沌扩频通信以混沌序列代替伪随机扩频码,有效地解决了伪随机扩频码具有周期性特征的局限性^[15-16]。但量化后的混沌序列仍具有二值性,在多载波扩频通信系统中,其传输的频域星座图与伪随机扩频码并无本质区别。为在传输的星座图上实现物理层的加密,在文献^[17]中提出了一种混沌调相序列,调相序列是未经量化的复数值序列,具有恒包络特性,克服了量化混沌序列具有二值性的缺点。混沌调相序列也被应用到正交多载波水声通信系统^[18]。混沌调相可视为一种对星座点进行混沌相位

旋转的加密方法。为对星座点进行更复杂的加密,文献^[19]中提出了一种由密钥控制的相位旋转加幅度变换的加密方法。文献^[20]利用拉丁阵置乱星座点位置,得到了更复杂的幅相变换星座图。文献^[21]则进一步对星座点进行三维旋转加密。基于密钥加密的方法^[19-21]可获得更复杂的传输星座图,但密钥控制的加密方法需要密钥交互和协商。另一方面,在发射端加密和在接收端解密的加密方法需要对信道的准确补偿,而水声信道复杂的多径结构提高了这一类方法的实施难度。

针对多载波水声通信的信息安全和被调制识别的风险,本文提出了一种基于正交混沌星座调制的多载波扩频水声通信方法。在发射端,信息比特经双通道 M 元扩频调制到两组混沌序列上,两组混沌序列分别作为实部和虚部,正交组合为具有二维混沌特征的正交混沌星座调制星座符号以实现物理层加密。为克服深海大时延扩展,接收端采用基于门限降噪被动时间反转处理的 M 元解扩方法。该方法通过被动时反进行时域均衡,并由门限降噪的方法降低噪声对被动时反处理的影响。针对缺乏先验信息时门限设置不准确的问题,本文提出了基于多尺度自动峰值检测 (Automatic multiscale based peak detection, AMPD) 的软门限计算方法,对采用的被动时反方法进行了改进。本文通过 k 均值聚类方法、统计分析方法、相空间重构方法对正交混沌调制星座符号的安全性进行了分析,并基于实测深海信道对门限降噪被动时间反转处理方法的性能进行了仿真验证及各类调制方法的误码率性能对比。结果表明,所提方法的保密性比混沌量化、混沌调相^[17,18]、密钥加密^[19]星座符号更高;同等速率下所提方法的误码率性能与混沌量化方法接近,优于密钥加密^[19]方法,在 M 元扩频参数相同时优于混沌调相^[17,18]方法。在声道轴深度进行了深海试验验证,实现通信速率为 150 bit/s,通信距离 50, 100, 150 km,误码率小于 1.16×10^{-4} 的安全可靠通信。

1 正交混沌星座调制多载波扩频通信方法

1.1 混沌扩频序列的生成

混沌序列具有非周期性且对初值敏感,初值的

微小差异就会得到完全不相关的混沌序列。常见混沌映射方式有 Logistic 映射、Tent 映射、Quadratic 映射及 Chebyshev 映射等。对于一维离散混沌系统来说, 其具有形式简单、产生混沌序列时间短等优点。本文以 Quadratic 混沌序列为例。当初始值和参数设定适当时, Quadratic 序列表现出复杂的非线性动态行为, 可以用于加密、随机数生成等应用。Quadratic 序列的递归计算公式为

$$q_{sc}(n+1) = a - b \cdot q_{sc}^2(n), \quad (1)$$

其中, 序列值 $q_{sc}(n) \in (-2/b, 2/b)$ 区间内波动, 参数 a 和 b 满足 $3/4 \leq ab \leq 2$ 。为获得在取值范围内的满射, 本文仿真中设置参数 $a = 0.5$, $b = 4$ 。在一般的混沌扩频通信系统中, 常使用量化的混沌二值序列作为扩频序列, 而本文为了提高通信的保密性采用不经量化的原始混沌序列。图 1 给出了原始混沌序列 (Logistic 序列, Tent 序列, Quadratic 序列) 和量化的 Quadratic 序列的自相关和互相关结果, 序列长为 1023。从图 1 中可见, 三组混沌序列的自相关峰值大小顺序为 Quadratic 序列 > Logistic 序列 > Tent 序列, 互相关结果相近, 量化前后 Quadratic 序列的自相关峰值差别不大。后续内容中本文采用三种映射中自相关峰值最大、抗噪声能力最强的 Quadratic 序列作

为实施例。

图 2 给出了混沌序列和 m 序列的自相关结果, 包括序列长为 1023 和 64 的情况。从图 2 中可见, m 序列的自相关峰比 Quadratic 序列更尖锐, 在序列较短时 Quadratic 序列的自相关结果较差。虽然原始混沌序列的自相关结果比 m 序列更差, 但混沌序列的数量更大, 有利于 M 元扩频的实施。

1.2 基于正交混沌星座的多载波 M 元扩频调制

首先进行正交混沌星座调制。待调制的比特被平均分为两组, 分别调制到混沌星座符号的实部和虚部。比特流在进行调制前, 也可以对每组比特序列分别进行信道编码。混沌序列组包含 M 个长为 N 的混沌序列, 其中 M 是 M 元扩频的参数, 每个扩频序列能够承载 $\log_2 M$ 个比特信息。正交混沌星座调制的流程如图 3 所示。

在两组比特流中, 按顺序各取 $\log_2 M$ 个信息比特, 将 $\log_2 M$ 个信息比特转为十进制数, 并以该十进制数为索引在混沌序列组中取得对应的混沌序列 $c(n)$ 和 $u(n)$ 。再将取得的两个混沌序列进行正交组合, 得到 N 个混沌星座符号为

$$S_{\text{chaos}}(n) = c(n) + j \cdot u(n), \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (2)$$

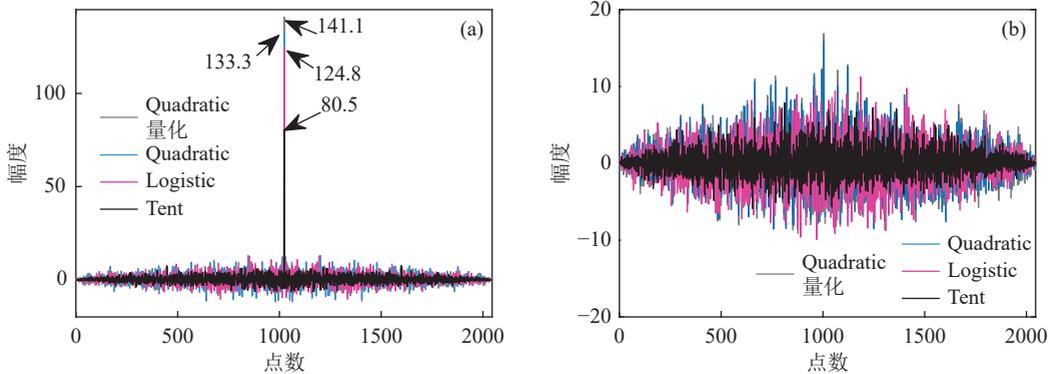


图 1 混沌序列的自相关和互相关结果 (a) 自相关; (b) 互相关

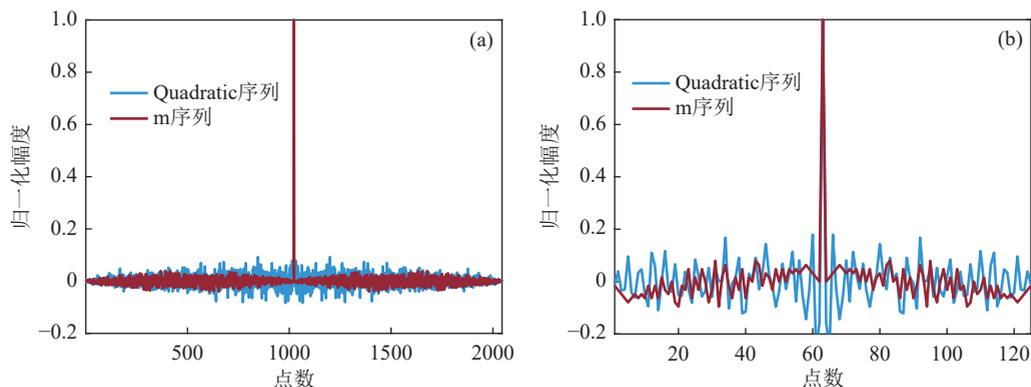


图 2 混沌序列与 m 序列的自相关结果对比 (a) 序列长 1023; (b) 序列长 63

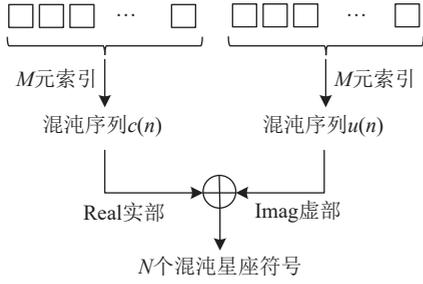


图3 正交混沌星座调制流程

其中, $S_{\text{chaos}}(n)$ 表示正交组合得到的混沌星座符号, 其实部和虚部都是混沌的。一个多载波数据块由 I 组混沌星座符号组成, 每组 N 个。经正交混沌星座调制共获得 IN 个混沌星座符号, 并将这些符号交织地放在 K ($K = IN$) 个子载波上。交织的目的是将扩频序列分散, 避免在某一个连续的频段遭遇深度衰落, 并打乱混沌序列的顺序以增强保密性。

交织方案如图4所示, 取 I 个序列中第1个混沌星座符号组成新的序列, 再取第2个符号获得第2个新序列, 循环直至执行完毕。共得到 N 个长为 I 的新序列, 将它们按顺序首尾衔接组合得到 K 个星座符号 \tilde{S}_k 可表示为

$$\tilde{S}_k = [\tilde{S}[1], \tilde{S}[2], \tilde{S}[3] \cdots \tilde{S}[k]]^T, k = 1, 2, \cdots, K, \quad (3)$$

其中, \tilde{S}_k 上波浪线表示频域。

定义第 k 个子载波上传输的星座符号为 $\tilde{S}[k]$, F_K 是 $K \times K$ 的快速傅里叶逆变换矩阵, 且 $F_K = F_K^H = F_K^{-1}$ 。其中, F_K^H 表示共轭转置。设 $F_{zp} = [F_K | O]^H$ 是 $(v+K) \times K$ 的矩阵, 其中 O 是 $K \times v$ 的零矩阵, 基带信号为 $s_{zp} = F_{zp} \tilde{S}_k$ 。 f_c 是载波中心频率, B 是工作带宽, T_d 是符号周期, T_{zp} 是补零后缀长度。基带信号经过 D/A 变换及上变频之后, 发射信号 $\hat{x}(t)$ 可表示为

$$\hat{x}(t) = \begin{cases} \text{Re} \left\{ \sum_{k=-K/2}^{K/2-1} \tilde{S}[k] e^{j2\pi(f_c + \frac{k}{T_d})t} g(t) \right\}, & t \in [0, T_d], \\ 0, & t \in (T_d, T_d + T_{zp}], \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\hat{x}(t)$ 表示通带信号。 $g(t)$ 是一个矩形窗脉冲成型函数, 可表示为

$$g(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T_d + T_{zp}], \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

1.3 基于门限降噪被动时反处理的 M 元解扩

假设水声信道在一帧信号的传输中不随时间变化, α 是多普勒扩展因子, β_l 是第 l 个路径的幅度, τ_l 是第 l 个路径的时延, $\hat{w}(t)$ 是背景噪声。在水声多径信道下, 接收的通带信号 $\hat{y}(t)$ 可表示为

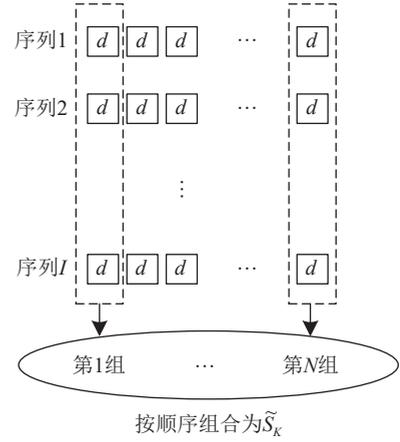


图4 子载波交织示意图

$$\hat{y}(t) = h(t, \tau) * \hat{x}(t) + \hat{w}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l \hat{x}(t - (\tau_l - \alpha t)) + \hat{w}(t). \quad (6)$$

经过下变频和重采样多普勒补偿后, 基带接收信号 $y(t)$ 可表示为^[22]

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l^c \sum_{k=-K/2}^{K/2-1} \tilde{S}[k] e^{j2\pi \frac{k}{T_d} t} e^{-j2\pi \frac{k}{T_d} \tau_l} g(t - \tau_l) + w(t), \quad (7)$$

其中, $\beta_l^c = \beta_l e^{-j2\pi f_c \tau_l}$, $w(t)$ 是基带的噪声。设信道中最大路径的时延为 τ_m , 幅度为 β_m 。以最大路径为时延 0 点, 即将式 (7) 中 τ_l 替换为 $\tau_l - \tau_m$, 式 (7) 改写为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l^c \sum_{k=-K/2}^{K/2-1} \tilde{S}[k] e^{j2\pi \frac{k}{T_d} t} e^{-j2\pi \frac{k}{T_d} (\tau_l - \tau_m)} g(t - \tau_l + \tau_m) + w(t) \\ &= \underbrace{\beta_m \sum_{k=-K/2-1}^{K/2} [k] e^{j2\pi \frac{k}{T_d} t} g(t)}_{\text{期望信号}} + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{L-1} \beta_l e^{-j2\pi f_c (\tau_l - \tau_m)} \\ &\quad \sum_{k=-K/2}^{K/2-1} \tilde{S}[k] e^{j2\pi \frac{k}{T_d} (t - \tau_l + \tau_m)} g(t - \tau_l + \tau_m) + w(t). \end{aligned} \quad (8)$$

经过去 ZP 和傅里叶变换后, 以 B 为采样率对基带信号进行采样, K 个子载波频点上的采样值可表示为

$$\tilde{Y}_K = \beta_m \tilde{S}_K + \tilde{\eta}_K + \tilde{w}_K, \quad (9)$$

其中, \tilde{w}_K 是噪声项, 其他路径带来的干扰定义为干扰项 $\tilde{\eta}_K$, $\tilde{\eta}_K$ 是除最大路径外其他路径分量的求和, 可表示为

$$\tilde{\eta}_K = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{L-1} \beta_l e^{-j2\pi f_c (\tau_l - \tau_m)} \tilde{S}_K^l, \quad (10)$$

其中, $\tilde{S}_K^l = [\cdots \tilde{S}[k] G_l[k] e^{-j2\pi \frac{k}{T_d} (\tau_l - \tau_m)} \cdots]$, $G_l[k]$ 表示窗函数的影响。

由于时延差 $\tau_l - \tau_m$ 的存在使得各路径分量不会

同相叠加, 因此干扰项的大小主要由幅度系数 β_i 决定, 几个典型的强路径簇带来的干扰将会比分布平均的小路径带来的干扰更大。深海水声信道具有大时延扩展, 信道结构呈簇稀疏分布, 时延扩展可能会超过多载波块的保护间隔对解扩造成严重的影响。虽然窗函数会限制时延差较大的路径分量对当前块的干扰, 但无法避免路径分量对其他多载波块的影响。为克服深海信道对解扩的影响, 在接收端采用被动时反处理方法, 并由软硬门限降噪的方法提升了被动时反在低信噪比下的性能。处理流程如图 5 所示。

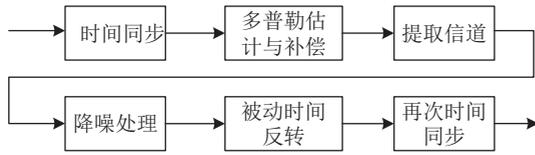


图 5 被动时间反转及降噪处理流程

首先进行时间同步到最强路径处, 之后由前导信号进行多普勒估计并对接收信号进行多普勒补偿; 再由前导信号进行匹配滤波提取信道, 对提取的信道进行降噪处理; 之后进行被动时间反转得到经过被动时反的接收信号; 再次进行时间同步, 同步到被动时反信道的最强路径处; 之后由接收机进行傅里叶变换和解扩等操作。

$\hat{z}(t)$ 是发射的前导信号, $\hat{x}(t)$ 是发射的通信信号, $\hat{z}_r(t)$ 和 $\hat{x}_r(t)$ 是接收端经过多普勒补偿后的前导信号和通信信号, $h(t)$ 是信道冲激响应函数, $*$ 代表卷积运算, $(\cdot)^*$ 表示共轭运算。第 3 步中提取的信道 $h'(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} h'(t) &= \hat{z}_r(t) * \hat{z}^*(-t) = [\hat{z}(t) * h(t) + \hat{w}_z(t)] * \hat{z}^*(-t) \\ &= h(t) * [\hat{z}(t) * \hat{z}^*(-t)] + \hat{w}_z(t) * \hat{z}^*(-t). \end{aligned} \quad (11)$$

接收信号 $\hat{x}_r(t)$ 与 $h^*(-t)$ 卷积进行被动时间反转, 可表示为

$$\begin{aligned} \hat{y}_0(t) &= \hat{x}_r(t) * h^*(-t) \\ &= \hat{x}(t) * [h(t) * h^*(-t)] + \hat{w}_x(t) * h^*(-t) \\ &= \hat{x}(t) * [h(t) * h^*(-t)] * [\hat{z}(t) * \hat{z}^*(-t)] + \hat{w}_0(t), \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 携带噪声的等效信道可表示为

$$h_{eq}(t) = h(t) * h^*(-t). \quad (13)$$

设 $\hat{w}_x(t)$ 是 $\hat{x}(t)$ 上叠加的噪声, $\hat{w}_z(t)$ 是 $\hat{z}(t)$ 上叠加的噪声。将 $\hat{w}_z(t)$ 从 $h_{eq}(t)$ 中分离后, 被动时反信道由信道冲激响应与前导信号组成, 可表示为

$$h_{ptr}(t) = h(t) * h^*(-t) * \hat{z}(t) * \hat{z}^*(-t). \quad (14)$$

式 (12) 中噪声项 $\hat{w}_0(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} \hat{w}_0(t) &= \hat{x}(t) * h(t) * \hat{w}_z^*(-t) * \hat{z}(t) + h^*(-t) * \hat{w}_x(-t) * \\ &\quad \hat{z}(t) * \hat{z}^*(-t) + \hat{w}_x(t) * \hat{w}_z^*(-t) * \hat{z}(t). \end{aligned} \quad (15)$$

由于噪声 $\hat{w}_x(t)$ 和 $\hat{w}_z(t)$ 之间不相关, 式 (15) 中第 3 项很小; 式 (15) 中第 2 项包含 $\hat{z}(t) * \hat{z}^*(-t)$, 表征前导信号自相关的影响; 式 (15) 中第 1 项为前导信号携带的噪声 $\hat{w}_z(t)$ 引入的干扰^[23], 在低信噪比下是限制被动时反性能的主要因素, 可在提取信道的过程中对其进行抑制。

由门限判决的降噪方法对提取的信道 $h'(t)$ 进行降噪处理, 削去 $h'(t)$ 中的小路径以降低式 (11) 中由 $\hat{w}_z^*(-t)$ 带来的干扰, 从而减小 $\hat{w}_0(t)$ 。降噪操作如下:

$$h_{cut}(t) = \begin{cases} h'(t), & |h'(t)| > \Gamma_h, \\ 0, & |h'(t)| \leq \Gamma_h, \end{cases} \quad (16)$$

其中, $|\cdot|$ 表示取绝对值, 门限 Γ_h 分为硬门限和软门限两种设定手段。硬门限计算为 $\Gamma_h = \omega \max(|h'(t)|)$ 。其中, $\max(\cdot)$ 表示取最大值, ω 表示根据经验值选定的降噪因子。降噪因子 ω 根据信道结构设置, 在缺乏信道信息时存在设置不准确的问题。软门限由提出的基于 AMPD 的软门限计算方法计算, 由 $h'(t)$ 的波形得到一个自适应的软门限, 门限值随 $h'(t)$ 的变化波动且与 $h'(t)$ 中噪声相关, 适用于缺乏信道信息的情况。 ξ 表示峰值判决参数, n_{um} 表示起始分组数, $\min(\cdot)$ 表示取最小值, $E(\cdot)$ 表示数学期望。软门限计算方法的流程见表 1。

ξ 一般设为 0.3 左右, 表示将 m_{peak} 中小于 $\xi \max(m_{peak})$ 的峰值视为噪声带来的伪峰。随分组数 n_{um} 的增大, $\xi \max(m_{peak})$ 与 \bar{m}_{can}/ξ 的值逐渐逼近。

接收信号 $\hat{x}_r(t)$ 与降噪后的信道 $h_{cut}^*(-t)$ 卷积, 门限降噪被动时反后的接收信号可表示为

表 1 基于 AMPD 的软门限计算方法

输入: $h'(t)$, n_{um} , ξ
1. 计算 $h'_{norm}(t) = h'(t) / \max(h'(t))$ 。
2. 将 $h'_{norm}(t)$ 分为 n_{um} 组计算均值, 得到 \bar{m}_{can} 。
3. 由 AMPD 算法对 \bar{m}_{can} 进行峰值搜索, 得到峰值序列 m_{peak} ; 对 \bar{m}_{can} 中的非峰值项 m'_{can} 求取均值, 得到 $\bar{m}_{can} = E(m'_{can})$ 。
4. 在 m_{peak} 中排除小于 $\xi \max(m_{peak})$ 的峰值得到 m'_{peak} , 最小值为 $m_{in} = \min(m'_{peak})$ 。
5. 若 $m_{in} < \frac{\bar{m}_{can}}{\xi}$, 则 $n_{um} = n_{um} + 10$, 重复执行步骤 2-4。若 $m_{in} \geq \frac{\bar{m}_{can}}{\xi}$, 则 $\Gamma_h = \frac{\bar{m}_{can}}{\xi} \max(h'(t))$ 。
输出: Γ_h

$$\tilde{y}^{\text{pr}}(t) = h_{\text{pr}}(t) * \tilde{x}(t) + \tilde{w}^{\text{pr}}(t), \quad (17)$$

其中, $\tilde{y}^{\text{pr}}(t)$ 为门限降噪被动时反后的接收信号, $\tilde{w}^{\text{pr}}(t)$ 为门限降噪被动时反后的噪声。式 (9) 可改写为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k^{\text{pr}} = \beta_m^{\text{pr}} \tilde{\mathbf{S}}_k + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_k^{\text{pr}} + \tilde{\mathbf{w}}_k^{\text{pr}}, \quad (18)$$

其中, β_m^{pr} 是被动时反信道最强路径的幅度系数, $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_k^{\text{pr}}$ 和 $\tilde{\mathbf{w}}_k^{\text{pr}}$ 分别是被动时反降噪后的干扰和噪声。扩频系统由两组 (Re 路和 Im 路) 并行的相关器进行频域解扩, 每组共有 M 个相关器。 $c_q(n)$ 为 Re 路第 q 个相关器对应的扩频序列, $u_p(n)$ 为 Im 路第 p 个相关器对应的扩频序列。对于传输的 I 组混沌星座符号中第 i 组接收星座符号, 由 $\tilde{\mathbf{Y}}_k$ 中对应位置的实部和虚部分别计算检验统计量 $|\mu_i^q|$ 和 $|\mu_i^p|$, μ_i^q 和 μ_i^p 可表示为

$$\begin{aligned} \mu_i^q &= \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{pr}}(i + Nn)\}c_q(n) = \\ &\beta_m^{\text{pr}} \sum_{n=0}^{N-1} c_i(n)c_q(n) + \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}^{\text{pr}}(i + Nn)\}c_q(n) + \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{w}}^{\text{pr}}(i + Nn)\}c_q(n), \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \mu_i^p &= \sum_{n=0}^{N-1} \text{Im}\{\tilde{\mathbf{Y}}^{\text{pr}}(i + Nn)\}u_p(n) = \\ &\beta_m^{\text{pr}} \sum_{n=0}^{N-1} u_i(n)u_p(n) + \sum_{n=0}^{N-1} \text{Im}\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}^{\text{pr}}(i + Nn)\}u_p(n) + \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \text{Im}\{\tilde{\mathbf{w}}^{\text{pr}}(i + Nn)\}u_p(n). \end{aligned} \quad (20)$$

根据 $c_i(n) = c_q(n)$ 时 $|\mu_i^q|$ 最大, $u_i(n) = u_p(n)$ 时 $|\mu_i^p|$ 最大的准则进行解扩, 记录使 $|\mu_i^q|$ 和 $|\mu_i^p|$ 最大的相关器, 将相关器的序号 q 和 p 转换为二进制恢复传输的数据比特。

由于时间反转的时间压缩特性, 被动时反可将复杂的深海分簇信道转化为被动时反信道。被动时反信道的最强路径显著高于其他路径, 其他路径带来的多途干扰主要通过扩频增益和信道编码抵抗。本系统中 ZP 对多途干扰的抑制效果有限, 因此可以采用较短的 ZP。由于低信噪比下被动时反处理会带来额外的噪声干扰, 本文通过软硬门限降噪的手段使得系统能工作在更低信噪比下。所提方法适用于声道轴通信等大多数深海通信场景, 在近程水声通信、深海垂直通信等信道结构较为简单的场景下也可不进行时反直接进行解扩。

正交混沌星座调制与混沌调相对比, 两者的差

异在于混沌调相序列的功率恒定, 而混沌星座符号实部或虚部的功率存在波动且小于混沌调相序列的功率。在相同信噪比和参数下, 正交混沌星座调制的检验统计量更小, 对噪声的抵抗能力更差, 但速率为混沌调相的两倍。因此, 正交混沌星座调制可以通过使用更长的扩频序列, 以降低速率为代价获得更高的可靠性。

2 安全性分析

在开放通信环境中, 未授权的非合作方首先检测到信号存在, 随后通过技术手段获取通信信号。之后对通信信号进行参数估计, 得到有效数据长度、符号总长度、循环前缀长度、信噪比、带宽等。补零后缀多载波信号由于不存在循环特征, 信号的时域参数估计存在一定困难。因此, 本文基于补零后缀波形的设计能够一定程度上避免参数估计风险。为了给解调工作提供必需的参数和期望的有用信息, 非合作方在参数估计之后进行调制方式识别。由于正交频分复用和多载波频域扩频的信息均调制在频域的星座符号上, 已有的多载波调制识别技术大多基于频域星座图进行调制识别^[11-13]。

为验证正交混沌星座调制星座图的安全性, 与混沌量化星座图、混沌调相^[17]星座图、密钥加密^[19]星座图三类星座图进行对比。两组 (每组 8 个) 长为 64 的混沌序列作为实部和虚部组合为 512 个混沌星座符号, 绘制星座图如图 6(a) 所示, 在方形区域内较为随机的分布。若混沌序列事先经过混沌量化, 混沌量化星座图如图 6(b) 所示, 星座符号集中分布于 4 个位置。选取第 1 组混沌序列, 进行混沌调相处理, 绘制星座图如图 6(c) 所示, 混沌调相星座图呈现环状。由密钥从混沌序列组 (序列长为 512) 中选取混沌序列对混沌量化星座符号的幅度和相位进行变换, 绘制星座图如图 6(d) 所示, 在圆形区域内较为随机的分布。

在多进制相移键控 (MPSK) 和正交幅度调制 (QAM) 的调制识别中, 常使用 k 均值聚类方法辅助调制识别。采用 k 均值聚类方法对以上四组序列进行聚类处理, 聚类数为 4, 轮廓系数描述聚类结果的集中程度。聚类结果如图 7 所示, 轮廓系数: 混沌量化 > 混沌调相 > 正交混沌调制 > 密钥加密。混沌量化星座图与正交相移键控 (QPSK) 星座图一致, 容易被识别为 QPSK。而混沌调相星座图则呈现明显的环状特征, 容易被识别为 MPSK。

对正交混沌星座调制和密钥加密星座图的二维

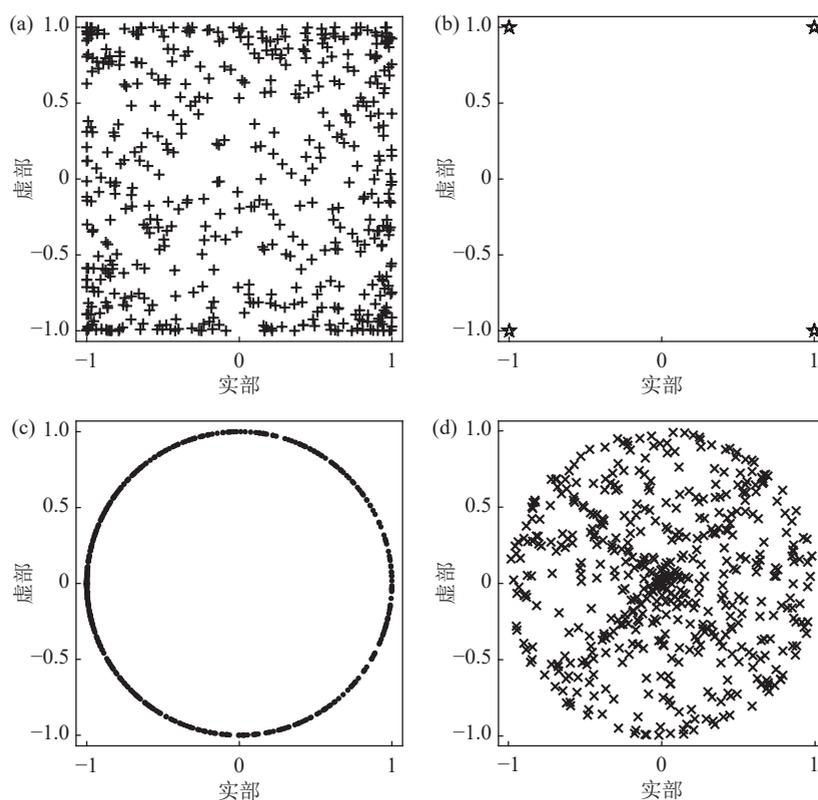


图 6 各类星座图 (a) 正交混沌星座调制星座图; (b) 混沌量化星座图; (c) 混沌调相星座图; (d) 密钥加密星座图

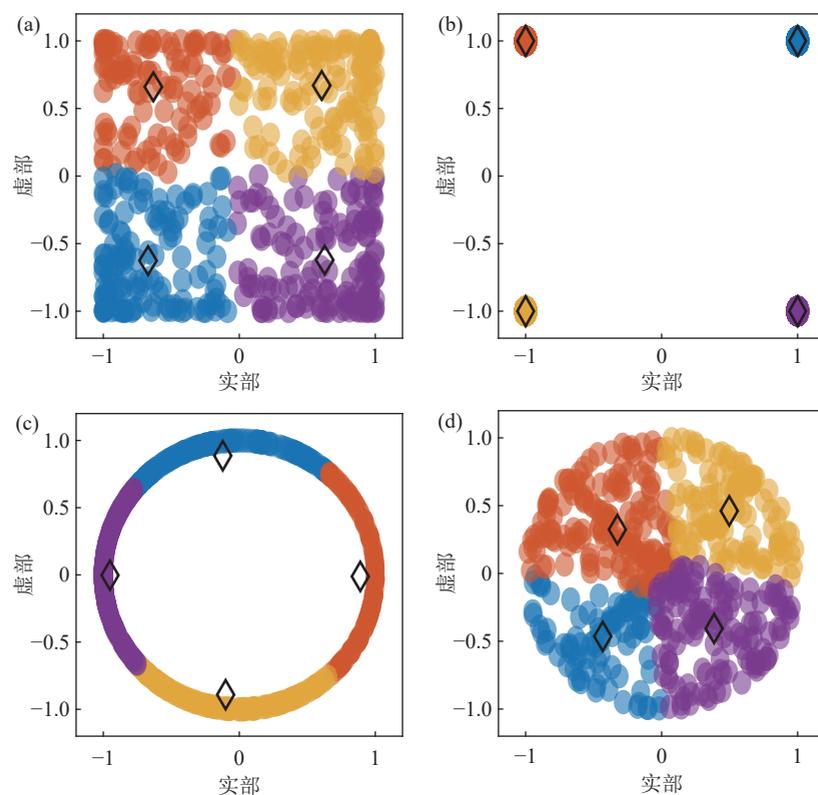


图 7 各类星座图 k 均值聚类结果 (a) 正交混沌星座调制星座图聚类 (聚类数 4, 轮廓系数 0.683); (b) 混沌量化星座图聚类 (聚类数 4, 轮廓系数 1); (c) 混沌调相星座图聚类 (聚类数 4, 轮廓系数 0.711); (d) 密钥加密星座图聚类 (聚类数 4, 轮廓系数 0.517)

混沌特征进行分析。由 100 帧调制不同比特数据的星座符号 (长为 512) 进行相位和模值的统计分析, 结

果见图 8。由于统计分布与混沌映射种类有关, 本文考虑了 Quadratic 映射、Logistic 映射、Tent 映射三种

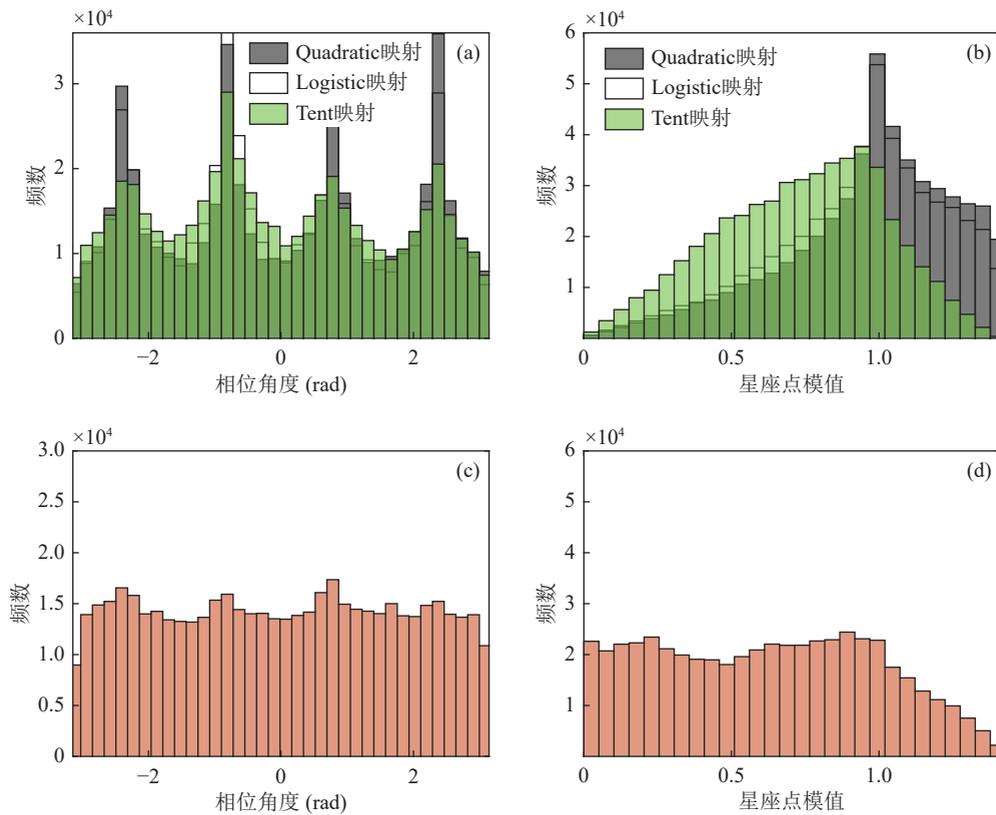


图8 星座符号统计分析结果 (a) 正交混沌星座调制相位分布; (b) 正交混沌星座调制模值分布; (c) 密钥加密相位分布; (d) 密钥加密模值分布

映射。正交混沌星座调制星座符号的相位分布在 $\pm 0.25\pi$ 和 $\pm 0.75\pi$ 附近的频数较大, Tent 映射相位分布的随机性在三种映射中最强。Quadratic 映射和 Logistic 映射的模值分布在 1 附近频数较大, Tent 映射的模值分布在 0.5~0.9 之间频数较大。Logistic 映射与 Quadratic 映射的模值分布相比, Logistic 映射在 1~1.4 之间样本数更小。密钥加密星座符号的相位和模值分布随机性较强, 相位和模值信息的规律性较差。由于正交混沌星座符号 (Quadratic 映射, Logistic 映射, Tent 映射) 和密钥加密星座符号的相位和模值分布特征与现有的 MPSK 和 QAM 调制方式的星座模板都不匹配, 非合作方难以通过重构星座图的方式进行调制识别。

混沌系统具有复杂的非线性行为, 一般而言是难以预测的。但伴随混沌动力学的发展, 混沌同步方法能够对两个系统的混沌状态进行完全重构。由于混沌模型的建立和预测是在相空间中进行的, 本文由相空间重构法分析混沌星座符号的保密性。考虑最坏的情况, 假设非合作方已经获取了准确的接收星座图, 并尝试对混沌系统进行混沌同步以破译传递的信息。非合作方可选取适当的参数获取混沌系统的伪相空间轨迹。对 4 类星座符号进行相空间

分析的参数选择为: 正交混沌调制星座符号和混沌量化星座符号, 任选实部或虚部进行分析; 混沌调相星座符号, 分析相位; 密钥加密星座符号, 分析星座点与原点的距离值。各类星座符号的伪相空间轨迹如图 9。混沌调相伪相空间轨迹有明显的 Quadratic 映射轨迹特征; 密钥加密方法由于利用 Quadratic 映射的混沌序列进行幅相变换, 也具有 Quadratic 映射轨迹特征; 混沌量化伪相空间轨迹则分布在固定的几个位置上, 具有明显特征; 而正交混沌星座调制伪相空间轨迹的分布散乱, 在以上四类星座符号中保密性最强。

综上所述, 正交混沌星座调制和密钥加密星座图的特征与 MPSK 和 QAM 等星座模板差异较大, 保密性优于混沌量化和混沌调相。密钥加密星座符号比正交混沌星座调制星座符号分布的随机性更强, 但其在相空间上的规律性也很明显。综合考虑被调制识别风险和混沌同步风险, 所提方法的保密性优于密钥加密方法。

3 误码率仿真结果与分析

基于实测深海信道对门限降噪被动时反处理的

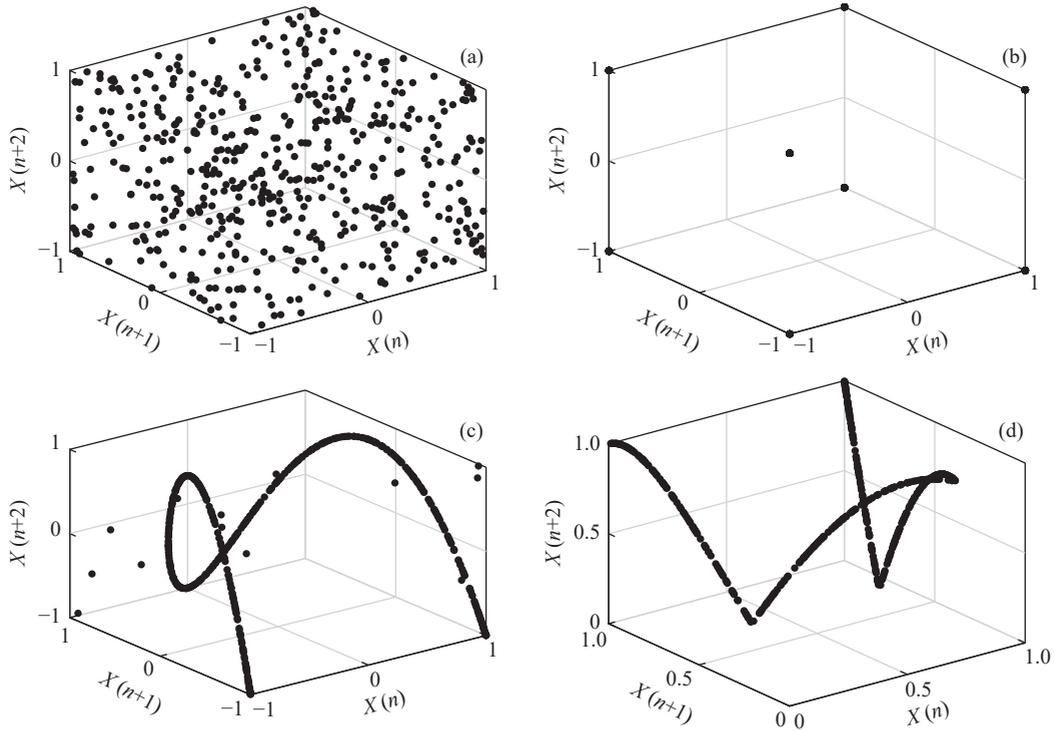


图9 伪相空间轨迹分析 (a) 正交混沌星座调制伪相空间轨迹; (b) 混沌量化伪相空间轨迹; (c) 混沌调相伪相空间轨迹; (d) 密钥加密伪相空间轨迹

性能进行仿真验证,并在深海信道下对各类调制方法的误码率性能进行对比分析。仿真系统发射信号帧结构见图10。前导信号和后导信号为线性调频信号(LFM),长度为80 ms。前导信号用于时间同步和被动时间反转,前导信号与后导信号构成双 LFM 信号用于多普勒估计。各信号之间的空白间隔为1.2 s。仿真多载波扩频通信系统的一些公共参数见表2。一帧数据符号中包含10个数据符号块,时长为3.2 s。单个符号块由多载波信号和补零后缀组成,且 $T_d : T_{zp} = 4 : 1$ 。

3.1 实测深海信道下门限降噪被动时反性能分析

本节仿真中扩频序列长度 N 为64,采用64元扩频,并采用码率 r_c 为1/2的LDPC信道编码,限幅参数是0.65。每个符号块上可调制的信息比特数 M_{sg} 计算为 $M_{sg} = K/N \times \log_2 M \times 2 \times r_c$,未编码时 r_c 为1。通信速率计算为 $R_b = M_{sg}/(T_d + T_{zp})$,未编码速率为

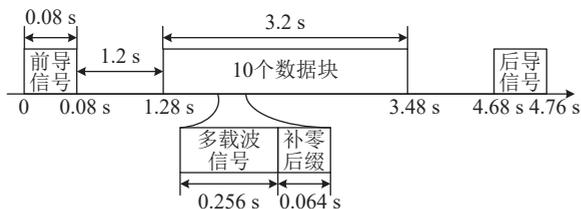


图10 仿真多载波扩频系统发射帧结构

300 bit/s, 1/2LDPC 编码后速率为150 bit/s。

仿真采用2023年夏季深海通信试验实测信道,包括:

- 1) 收发距离为44 km, 110 km, 150 km的深海声道轴信道,信道时延扩展约为0.2 s,具有明显的声道轴信道特征,反射声线先到达,反转声线簇后到达。
- 2) 浅发深收信道(350 m发送,960 m深度接收,距离13 km),信道时延扩展可达1.2 s,呈现典型的簇状信道,信道结构明显的分为4簇。
- 3) 浅发浅收信道(350 m发送,350 m接收,距离22 km),信道时延扩展可达1.2 s,信道结构较为稀疏。

图11中深海信道的时延扩展均超出保护间隔的长度0.064 s。若只取最强路径上的信号,其他路径必然会对解扩造成很大影响,需要一种能够收集

表2 仿真多载波扩频系统参数

参数	符号	取值
采样频率(kHz)	f_s	48
带宽(kHz)	B	2
中心频率(kHz)	f_c	3
子载波总数	K	512
符号周期(s)	T_d	0.256
补零后缀(s)	T_{zp}	0.064

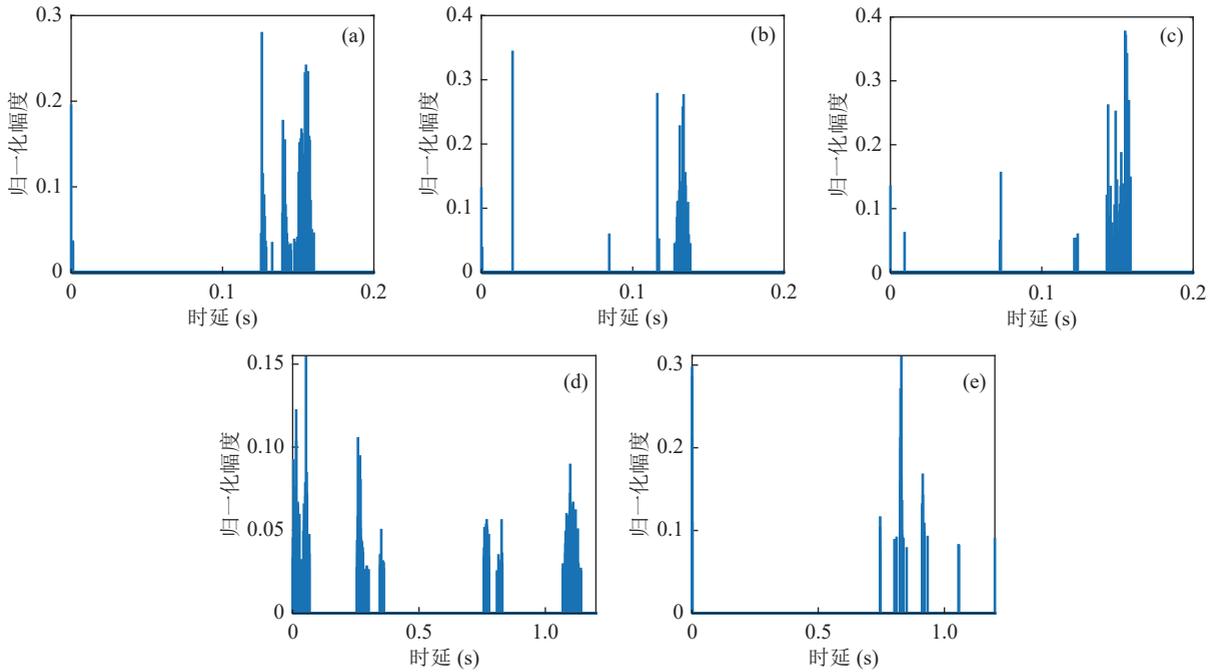


图 11 实测深海信道 (a) 声道轴 44 km; (b) 声道轴 110 km; (c) 声道轴 150 km; (d) 浅发深收信道 13 km; (e) 浅发浅收信道 22 km

多个路径的到达信号进行处理的接收机。理想情况下将所有路径收集起来得到一条集合整个信道能量的单径,称为理想的 Rake 接收。若能够准确无误的获取每条路径的时延和幅度信息,并进行时间反转处理,称为理想的虚拟时间反转。在 110 km 声道轴信道下,对比在不同信噪比 (SNR) 下理想的 Rake 接收与理想的虚拟时反的误码率 (BER) 性能如图 12 所示。由图 12 可见,理想的虚拟时间反转的误码率性能接近理想的 Rake 接收,译码后性能更为接近。

虽然理想的虚拟时反的误码率性能接近理想的 Rake 接收,但其假设条件十分苛刻难以满足,本文采用的方案是门限降噪的被动时间反转。对于图 11(b) 中 110 km 声道轴信道,理想的虚拟时反信道 $h(t) * h^*(-t)$ 见图 13(a)。采用被动时反时 $h(t) * h^*(-t)$ 中 $h^*(-t)$ 替换为带噪的信道估计 $\hat{h}^*(-t)$,对估计的信道进行降噪后 $\hat{h}^*(-t)$ 替换为 $\hat{h}_{\text{cut}}^*(-t)$ 。接收信噪比为 0 dB 时,等效信道 $h(t) * h^*(-t)$ 与 $h(t) * \hat{h}_{\text{cut}}^*(-t)$ 对比见图 13(b)。硬门限设为 0.2,软门限根据表 1 中方法计算为 0.158。从图 13 中可见,硬门限降噪后的等效信道更干净,更接近理想的虚拟时反信道。

硬门限降噪参数 ω 设为 0.2,软门限峰值判决参数 ξ 设为 0.3,在图 11(b) 中 110 km 声道轴信道下门限降噪被动时反的误码率性能见图 14。从图 14 中可见,对最强径直接解扩(无时反)的误码率曲线很高,依靠扩频增益和信道编码不足以应对深海大时

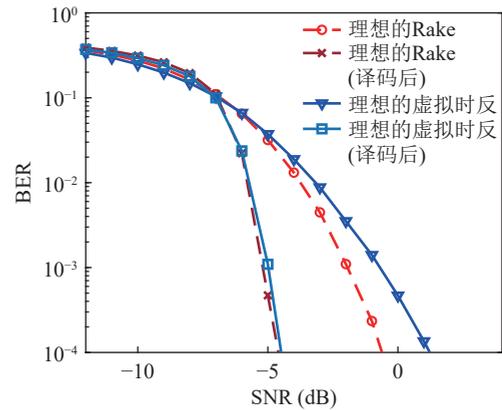


图 12 理想的 Rake 接收与理想的虚拟时反性能对比

延扩展信道。经被动时反后,未编码误码率和编码后误码率曲线分别在 3 dB 和 0 dB 达到 10^{-3} 。进一步经硬门限降噪后,被动时反误码率性能提升约 2 dB。软门限降噪性能则与信噪比有关,信噪比在 0 dB 以下时误码率性能比硬门限降噪更差,信噪比在 0 dB 以上时误码率性能与硬门限降噪的误码率性能接近。

接收机采用 ω 为 0.2 的硬门限降噪被动时反处理,系统在图 11 中 5 个不同的深海信道下的误码率结果见图 15。从图 15 中可见,所提方法的误码率性能与信道结构有关。浅发深收信道的时延扩展达 1.2 s 且信道结构复杂,误码率曲线比声道轴信道要高。浅发浅收信道比浅发深收信道的信道结构更稀疏,误码率曲线比浅发深收更低。通过以上仿真分析可知,深海信道的时延扩展越大、信道结构越复

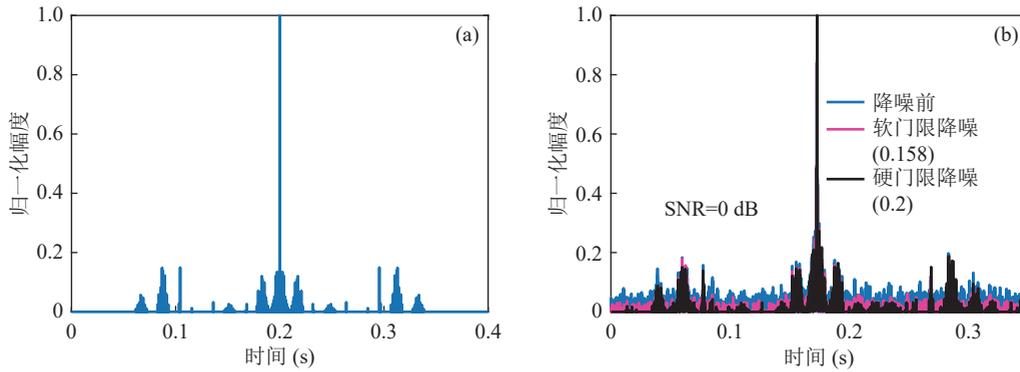


图 13 理想的虚拟时反与被动时反等效信道对比 (a) 理想的虚拟时反信道; (b) 降噪后等效信道对比

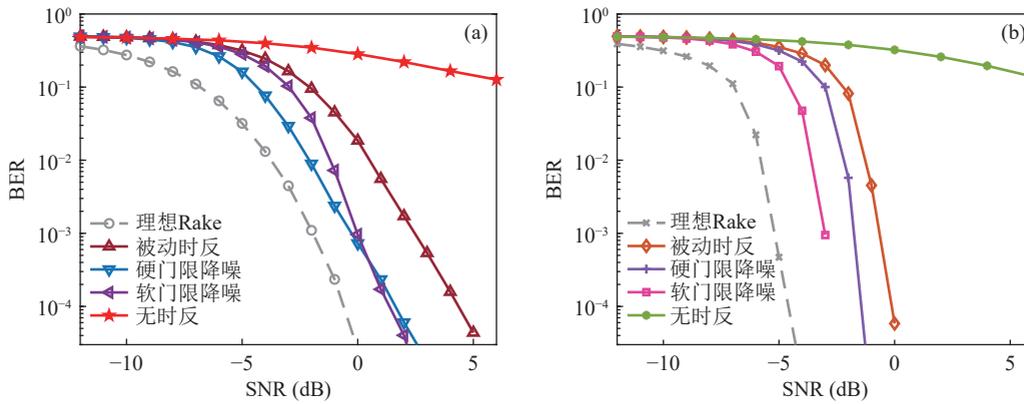


图 14 110 km 声道轴信道下各类处理方法误码率性能对比 (a) 未编码; (b) 1/2 LDPC

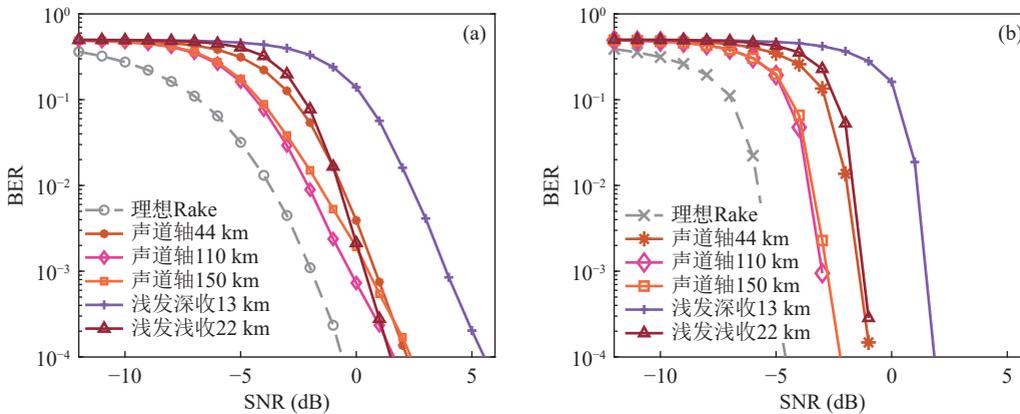


图 15 不同信道下门限降噪被动时反的误码率性能 (a) 未编码; (b) 1/2 LDPC

杂, 系统达到 10^{-3} 误码率的信噪比越大。

3.2 各类调制方法的误码率性能对比

对比 4 类调制方法的误码率性能, 包括: 正交混沌星座调制, 简称混沌调制; 混沌调相^[17,18]; 混沌量化; 密钥控制的幅度和相位加密^[19], 简称密钥加密。本节仿真中不考虑信道编码的影响, 混沌调制、混沌量化、密钥加密通信速率由 $R_b = K/N \times \log_2 M \times 2 / (T_d + T_{zp})$ 计算; 混沌调相通信速率由 $R_b = K/N \times \log_2 M / (T_d + T_{zp})$ 计算; 各类方法在不同扩频序列长度和 M 元扩频参数下的通信速率如下表 3 所示。

表 3 各类调制方法的通信速率

参数	扩频序列长度 N	M 元扩频参数 $\log_2 M$	通信速率 R_b (bit/s)
混沌调制64-6	64	6	300
混沌调制32-3	32	3	300
混沌调制32-6	32	6	600
混沌调相64-6	64	6	150
混沌调相32-3	32	3	150
混沌调相32-6	32	6	300
混沌量化64-6	64	6	300
密钥加密	64	6	300

接收端采用硬门限降噪被动时反处理的 M 元解扩方法, ω 为 0.2, 采用硬门限的原因是为了进行控制变量的对比。在 110 km 声道轴信道下, 4 类调制方法的误码率性能对比如图 16 所示。

误码率: 混沌调相 64-6 < 混沌调相 32-3 < 混沌量化 64-6 < 混沌调制 64-6 < 混沌调相 32-6 < 混沌调制 32-3 < 混沌调制 32-6 \ll 密钥加密。图 16 结果分析如下:

1) 混沌量化对误码率性能带来的提升约在 1 dB 左右, 以原始序列作为扩频序列并不会带来大的性能损失。

2) 相同参数下, 混沌调相误码率性能优于混沌调制。同等速率下且 M 元扩频参数相同时, 混沌调制误码率性能优于混沌调相。

3) 扩频码长度与误码率性能直接相关。混沌调制 32-6 误码率曲线在 6 dB 仍不能达到 10^{-3} , 说明所提方法需要一定的扩频增益来应对被动时反信道带来的块间干扰。

4) 密钥加密方法在深海信道下的误码率性能远差于其他调制方法。

综上所述, 同等速率下混沌调制的误码率性能混沌量化方法接近; 同等速率且 M 元扩频参数相同时, 误码率性能略优于混沌调相; 与密钥加密方法相比, 混沌调制具有显著的误码率优势。

4 海试试验结果与分析

为验证所提正交混沌星座调制多载波扩频通信系统在深海环境下的可靠性和安全性, 2023 年夏季在深海海域开展了定点水声通信试验。发射船将声源吊放至声道轴附近 1050 m 深度发射, 接收单元为潜标接收阵中深度为 1060 m 的一个自容式水听器。在 50/100/150 km 距离进行了三次定点试验, 每

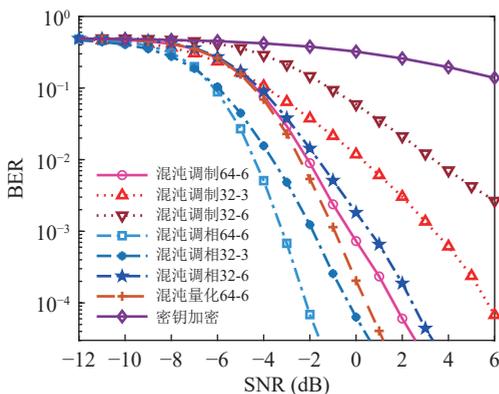


图 16 110 km 声道轴信道下各类调制方法的误码率性能对比

次试验发射 9 个数据包, 每个数据包可调制 960 bit 信息, 实验中多载波扩频信号的发射声源级约为 197.2 dB。具体实验场景如图 17 所示, 测量得到接收点附近的声速剖面如图 18 所示, 声道轴深度约在 1000 m 左右。

发射信号为频段 2~4 kHz 的多载波扩频信号, 试验发射信号参数见表 4。数据包由两帧数据信号和两个线性调频信号按图 19 中的顺序组合而成。线性调频信号作为前导信号, 长度为 80 ms, 用于时间同步和被动时间反转。第二帧的前导信号复用为第一帧的后导信号, 与第一个前导信号组成双 LFM 信

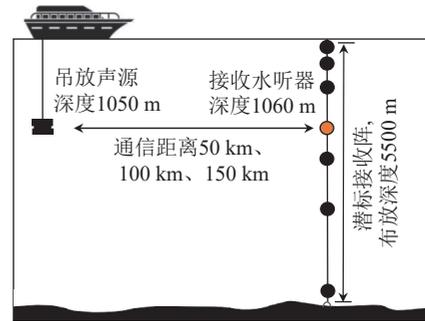


图 17 实验场景

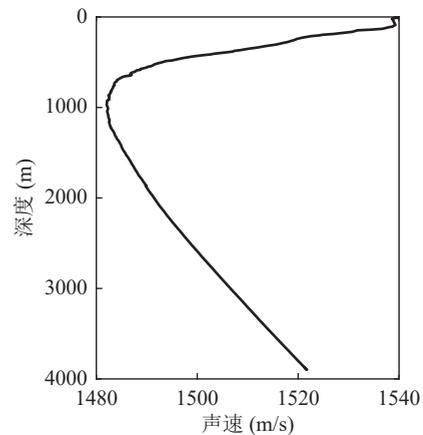


图 18 声速剖面

表 4 海试实验系统参数

参数	符号	取值
M 元扩频	$\log_2 M$	6
扩频序列长度	N	64
信道编码码率	r_c	1/2
采样频率 (kHz)	f_s	96 kHz
带宽 (kHz)	B	2 kHz
中心频率 (kHz)	f_c	3 kHz
子载波总数	K	512
符号周期 (s)	T_d	0.256 s
补零后缀 (s)	T_{zp}	0.064 s
限幅参数	λ	0.65
峰均比 (dB)	P_{APR}	7.8 dB

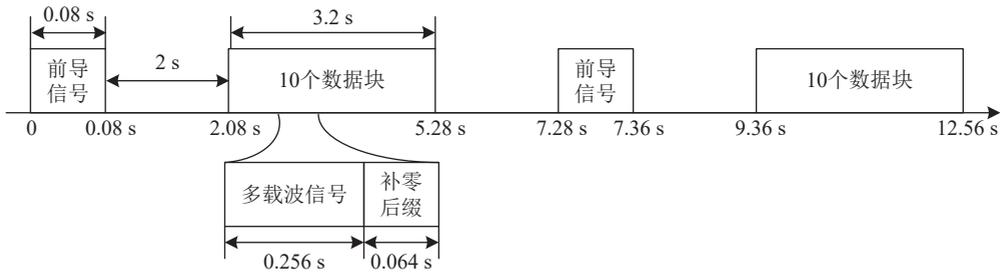


图 19 试验数据包信号帧结构

号用于多普勒估计。各个信号之间的空白长度为 2 s, 一帧数据信号中包含 10 个数据块, 信道编码方式为 1/2 码率的 LDPC 编码。经计算编码前海试通信速率为 300 bit/s, 编码后海试通信速率为 150 bit/s。

利用第 1, 2 个 LFM 信号的相关峰对应的时间差估计多普勒扩展因子。从图 18 中得到接收深度处声速为 1482.2 m/s, 在进行定点通信试验过程中多普勒速度在 $-0.4 \sim 0.4$ m/s 范围内波动。由经过带通滤波的时域信号计算信噪比, 每个数据包中两帧数据的平均信噪比见图 20。从图 20 中可见, 在 50 km 距离上收到的 9 个数据包信噪比基本在 20 dB 以上, 100 km 数据包的信噪比在 10~15 dB 内波动, 150 km 数据包的信噪比在 2~8 dB 波动。

由 50 km, 100 km, 150 km 的接收数据中某一包测得的信道见图 21。数据包的信噪比分别为 22.07 dB, 12.35 dB 和 2.07 dB。图 21(a)、图 21(b) 和图 21(c) 中信道的时延扩展分别约为 0.15 s, 0.2 s 和 0.25 s, 均超过保护间隔长度 0.064 s, 信道结构呈簇稀疏分布。

由基于门限降噪被动时反处理的 M 元解扩对试验数据进行解调, 降噪方法选择软门限降噪, 峰值判决参数设为 0.3。对图 21(c) 对应的数据包 (信噪比 2.07 dB) 进行解调, 软门限根据表 1 方法计算。起始分组数为 5, 迭代收敛后最终分组数为 45, 每个分组时间长度为 11.71 ms。最后一次迭代时分组计算均值的包络如图 22(a) 所示, 输出软门限为 0.1099。图 21(c) 中信道经软门限降噪的对比见图 22(b), 可见软门限降噪有效降低了信道中携带的噪声。该数据包在降噪前的未编码误码率为 0.1125, 降噪后的未编码误码率为 0.0016, 可见降噪操作有效提升了系统在低信噪比下的误码率。

试验数据解调结果见表 5, 每组数据包包含 9 个数据包, 共 18 帧信号。未编码时每组数据包包含信息比特数为 17280 bit, 在 50 km 和 100 km 距离上 9 包数据均能正确解调。在 150 km 距离上, 受信噪比影响降噪前误码率为 0.0169, 软门限降噪后误码率为

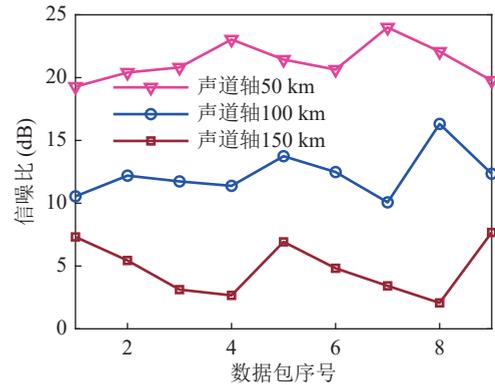


图 20 试验接收信号信噪比

0.002。1/2LDPC 编码后每组数据包包含信息比特数为 8640 bit, 经过译码后在 50 km 和 100 km 距离上 9 包数据均能正确解调。在 150 km 距离上降噪前误码率为 0.0078, 软门限降噪后 9 包数据均能正确解调, 误码率小于 1.16×10^{-4} 。从 150 km 距离数据的解调结果可见, 软门限降噪后系统的误码率性能得到了改善。

为验证通信的安全性, 取潜标上不同深度接收单元同时收到的数据包进行分析。设定合作方处于 1060 m 深度, 对应第 5 组数据。由于 1060 m 深度接收设备处噪声较高, 信噪比相对较低。其他数据组模拟经历与合作方不同信道并处于不同接收信噪比下的非合作方的接收信号。假设非合作方非法获取了与合作方完全一致的参数, 并尝试由 k 均值方法进行聚类。设聚类数为 4, 轮廓系数均值为数据包中 20 个数据块轮廓系数的均值, 安全性检验结果见表 6。在不同接收深度下, 轮廓系数均值都处于 0.7 左右, 与图 7(a) 中结果 0.683 相近, 非合作方星座图呈现正交混沌星座调制星座图的特征。虽然在部分深度可以正确进行解调, 但非合作方需已知更多信息, 例如交织表和混沌扩频序列组等, 条件更为苛刻。

对深度为 737 m 的水听器接收数据进行统计分析, 对应上表中第 3 组, 单个数据包中混沌星座符号的数目为 10240。从图 23 中可见, 在水声信道下受

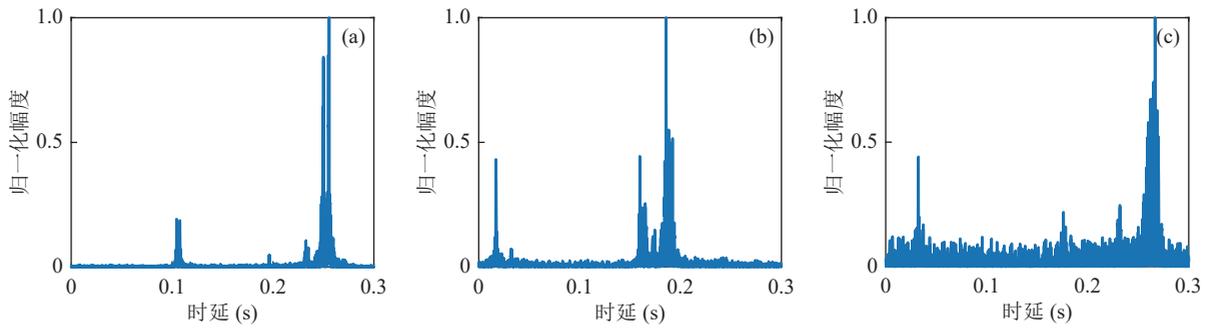


图 21 声道轴试验信道 (a) 50 km 信道; (b) 100 km 信道; (c) 150 km 信道

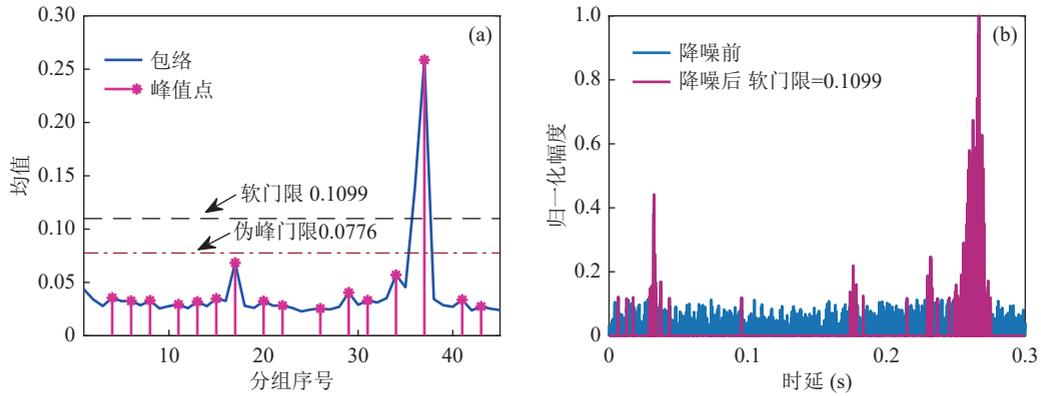


图 22 150 km 信道软门限降噪结果 (a) 软门限计算; (b) 信道软门限降噪结果

表 5 试验数据解调结果

通信距离	数据包数	未编码误码率(降噪前)	未编码误码率	1/2LDPC误码率(降噪前)	1/2LDPC误码率
50 km	9	0	0	0	0
100 km	9	0	0	0	0
150 km	9	0.0169	0.0020	0.0078	0

表 6 150 km 距离不同深度接收数据安全性检验结果

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9
接收深度 (m)	288	436	737	938	1060	1240	1685	2040	3050
信噪比 (dB)	3.95	9.94	17.53	18.65	7.95	18.44	11.92	8.07	7.51
轮廓系数均值	0.702	0.734	0.688	0.693	0.696	0.726	0.715	0.669	0.698
误码率	0	0.5	0	0	0	0	0.5	0	0

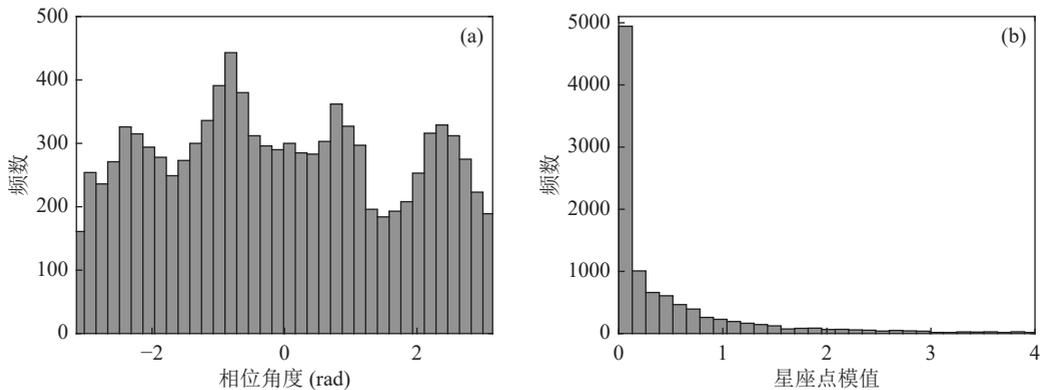


图 23 单个数据包星座符号统计分析结果 (a) 相位分布; (b) 模值分布

到信道响应和色噪声影响后,混沌星座符号的模值分布特征较为模糊,星座点相位分布特征较图 8(a) 更弱。海试试验数据的解调结果和安全性检验结果表明,所提方法可在深海声道轴处实现安全可靠的水声通信。

5 结论

传统水声通信的保密性依赖于比特级加密处理,这种加密手段无法保护调制方式和调制信息。本文提出了一种正交混沌星座调制的多载波扩频通信方式,该通信方式以具有二维混沌特征的混沌星座符号携带信息比特以实现物理层加密,实现了调制方式隐藏与信息加密的双重目标,并在频谱效率及可靠性方面具有独特优势。

设计的正交混沌调制星座符号不易被调制识别和混沌同步,相较于传统混沌量化、调相、密钥加密方法提升了保密性能。但在统计分析上仍具有一定特征,未来可结合高维混沌映射技术进一步强化物理层安全防护。在频谱资源利用方面,该方式采用全数据子载波无需导频,块间保护间隔可小于信道时延长度,并结合双通道 M 元扩频技术实现了频谱资源的充分利用,有效提升了系统频谱效率。同时,该方式在增强保密性的同时不会损失误码率性能。误码率性能的仿真结果表明:本文方法较混沌量化以轻微误码率代价换取保密性的显著提升;在相同速率与 M 元扩频参数下,本文方法较混沌调相的误码率性能更优,保密性也更优;在相同速率下,本文方法较保密性更优的密钥控制的幅相变换加密方法,在水声信道下可靠性更优。

通过深海环境仿真与试验验证,接收端采用的基于门限降噪被动时反处理的 M 元解扩方法对收发端处于不同深度、距离的深海信道展现出良好的适应能力,证实了所提方法在深海通信场景中的实用价值。当前研究主要针对缓慢时变信道,未来可进一步研究快速时变信道下接收端的处理方法,以扩展该技术的适用场景。

参 考 文 献

- 1 朱敏,武岩波. 水声通信技术进展. *中国科学院院刊*, 2019; **34**(3): 289-296
- 2 Lal C, Petroccia R, Pelekanakis K, *et al.* Toward the development of secure underwater acoustic networks. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2017; **42**(4): 1075-1087
- 3 王巍,普湛清,张扬帆,等. 稀疏信道条件下正交多载波扩频水声通信无导频信道估计算法. *声学学报*, 2019; **44**(4): 657-664
- 4 马璐,李梦瑶,刘淞佐,等. 多波束分集深海远程正交频分复用水声通信. *声学学报*, 2022; **47**(5): 579-590
- 5 王悦悦,王海斌,台玉朋,等. 深海远程正交频分复用水声通信簇约束的分布式压缩感知信道估计. *应用声学*, 2023; **42**(3): 454-466
- 6 Fang T, Wang Q, Zhang L, *et al.* Modulation mode recognition method of non-cooperative underwater acoustic communication signal based on spectral peak feature extraction and random forest. *Remote Sens.*, 2022; **14**(7): 1603
- 7 江伟华,陈东升,吴燕艺,等. 基于循环前缀相关性的水声 OFDM 信号调制识别. *应用声学*, 2016; **35**(1): 42-49
- 8 Wang K, Zhang X. Blind noise variance and SNR estimation for OFDM systems based on information theoretic criteria. *Signal Process.*, 2010; **90**(9): 2766-2772
- 9 Li Z. Automatic detection of the guard interval length in OFDM system. *J. Commun.*, 2006; **1**(6): 28-32
- 10 刘明骞,李兵兵,唐宁洁. 多径信道下 ZP-OFDM 信号的时域参数盲估计. *系统工程与电子技术*, 2011; **33**(11): 2531-2535
- 11 Fang T, Liu S, Ma L, *et al.* Subcarrier modulation identification of underwater acoustic OFDM channel based on block expectation maximization and likelihood. *Appl. Acoust.*, 2021; **173**(1): 107654
- 12 Li J, Anwar S, Zhang X. Autocorrelation based modulation recognition of PSK signals for OFDM in underwater acoustics communication. 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology, IEEE, Islamabad, Pakistan, 2018: 751-756
- 13 刘明骞,李兵兵,赵雷. 多径信道下 OFDM 信号子载波的调制方式识别新方法. *西安电子科技大学学报*, 2011; **38**(5): 20-26
- 14 Sedaghatnejad S, Farhang M. Detectability of chaotic direct-sequence spread-spectrum signals. *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, 2015; **4**(6): 589-592
- 15 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. *物理学报*, 2007; **1**(10): 5915-5921
- 16 隗小斐,何如龙,陈津. 基于混沌加密的水声扩频通信技术. *舰船科学技术*, 2022; **44**(5): 101-104
- 17 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. *声学学报*, 2017; **42**(2): 159-168
- 18 Pu Z, Wang W, Li Y, *et al.* Research on M-ary chaotic phase modulation orthogonal multi-carrier spread spectrum for underwater acoustic communication. OCEANS 2019, IEEE, France, Marseille, 2019: 8867491
- 19 雷蓓蓓. 基于物理层加密的调制方式隐蔽算法研究. 硕士学位论文,西安:西北大学,2011: 23-32
- 20 岳敖,李为,马东堂,等. 拉丁阵和幅相变换相结合的物理层加密传输算法. *信号处理*, 2016; **32**(6): 660-668
- 21 李小倩,李为,雷菁,等. OFDM 系统中基于三维星座旋转的物理层安全加密算法. *电子学报*, 2017; **45**(12): 2873-2880
- 22 Wan L, Jia H, Zhou F, *et al.* Fine Doppler scale estimations for an underwater acoustic CP-OFDM system. *Signal Process.*, 2020; **170**: 107439
- 23 尹艳玲,乔钢,刘淞佐. 正交频分复用无源时间反转信道均衡方法研究. *声学学报*, 2015; **40**(3): 469-476