



研究与开发

MM-LoRa-Mod: 一种应用于水声通信的非相干LoRa调制方案

余骁¹, 徐位凯¹, 孙海信¹, 刘祺²

(1. 厦门大学信息与通信工程系, 福建 厦门 361005;

2. 中国舰船研究院, 北京 100192)

摘要: LoRa (long-range) 是一种新兴的低功耗广域网技术。面对频率选择性衰落多径信道等挑战, 现有LoRa方案存在数据速率低、系统复杂度高问题。针对以上问题, 提出一种基于多模的LoRa (MM-LoRa-Mod) 调制方案, 该方案通过多路复用线性调频信号的频移来传输信息, 显著提高了数据速率。此外, 针对复杂水声通信场景, 提出一种低复杂度的MM-LoRa-Mod非相干检测算法。通过评估MM-LoRa-Mod在多径信道、Watermark仿真平台以及浅海水声信道下的误码率性能, 所提方案展现了优异的抗多径衰落和抗多普勒频移性能, 表明MM-LoRa-Mod在水声通信场景具备高可靠性。

关键词: LoRa; 水下物联网; 线性调频扩频调制; 水声通信

中图分类号: TN911

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2024194

MM-LoRa-Mod: A non-coherent LoRa modulation scheme for underwater acoustic communications

YU Xiao¹, XU Weikai¹, SUN Haixin¹, LIU Qi²

1. Department of Information and Communication Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China

2. China Ship Research and Development Academy, Beijing 100192, China

Abstract: LoRa (long-range) is an emerging low-power wide-area network technology. Facing challenges such as frequency selective fading multipath channels, existing LoRa schemes are subjected to issues like low data rates and high system complexity. To address these issues, a multi-mode LoRa (MM-LoRa-Mod) based modulation scheme was proposed. The frequency shifts of the multiple multiplexed chirp signals for information transmission were utilized in this scheme, thereby significantly enhancing data rates. Additionally, for underwater acoustic communication scenarios, a low-complexity non-coherent detection algorithm for MM-LoRa-Mod was introduced. Through the evaluation of MM-LoRa-Mod's bit error rate performance in multipath channels, Watermark underwater acoustic channels, and shallow water acoustic channels, excellent anti-multipath fading and anti-Doppler frequency shift ca-

收稿日期: 2024-04-16; 修回日期: 2024-07-04

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62271426, No.61871337)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62271426, No.61871337)



pabilities were demonstrated, indicating the high reliability of MM-LoRa-Mod in underwater acoustic communication scenarios.

Key words: LoRa, Internet of underwater things, chirp spread spectrum modulation, underwater acoustic communication

0 引言

近年来,水上物联网已经被广泛应用,给人们的生活带来了极大的便捷,然而水下物联网仍处于起步阶段^[1]。水下物联网发展缓慢的原因之一就是水声信道比无线信道更为复杂多变,往往呈现时延-多普勒频移双扩展的特性。由于线性调频脉冲(chirp)信号具有较好的抗多径和抗多普勒频移能力,基于chirp的调制一直被认为是处理频率选择性衰落信道的合适方案^[2],如电力线信道、水声信道等。文献[3]研究了基于chirp信号的扫频-扩频调制技术,并且通过海洋试验验证了扫频范围在40~80 kHz时系统具有较好的抗多径性能,开启了chirp扩频通信应用到水声通信的研究。文献[4]提出了将线性调频扩频(chirp spread spectrum, CSS)和直接序列扩频相结合的方案,该方案可以提升系统的通信性能但通信效率不高。

有趣的是,使用类似CSS调制来实现对多径和多用户干扰的鲁棒性不仅在水声通信中被广泛使用,在一些地面应用也非常普遍。作为一种频移CSS调制方式^[5],LoRa被广泛应用于智慧城市、智慧农业等水上物联网领域中^[6-7]。目前,有些研究将LoRa技术应用于水声通信中。受LoRa启发,文献[8]提出了一种轻量级CSS调制,并在浅海强多径传播环境下进行了测试。文献[9]探究了水声LoRa调制的可行性,表明LoRa是一种很有前途的水声通信解决方案。值得一提的是,LoRa符号相比传统的chirp-BOK调制符号编码了更多的信息比特,其信息比特数与扩频因子相等,然而,其在极端的频率选择性衰落信道环境下的通信性能会急剧下降。

为了抵抗多径衰落,针对CSS系统,文献[10]提出在解线性调频前先进行频域均衡,然而,由于低信噪比和噪声放大,频域均衡无法有效解决多径信道中的性能恶化问题。针对电力线通信信道的多径衰落,文献[11]提出LoRa-Mod方案,将LoRa符号的可用频率划分为多个超级箱,每个超级箱包含多个可用频率,多径干扰产生的大部分能量扩展将被限制在单个超级箱内,因而接收端可以采用无须均衡的非相干检测算法,但其以通信效率为代价换取抗多径干扰性能。文献[12]利用LoRa帧结构中前导码的循环特性来消除码间干扰,采用经典算法进行信道估计与均衡,对超长时延扩展信道具有较好的鲁棒性,但相干检测算法会带来系统复杂度和成本的提高。文献[13]提出TDE-LoRa方案,该方案是一种基于循环互相关的改进LoRa检测器,在频率选择性衰落时表现出良好的性能。然而由于循环互相关的计算,该接收机的算法复杂度会随着扩频因子的增大而快速提高。

本文提出一种名为MM-LoRa-Mod的多模^[14]LoRa-Mod方案,与文献[11]的思想类似,在MM-LoRa-Mod方案中,首先将LoRa的可用频率划分为超级箱集合,然后将得到的数量缩减的可用频率进一步划分成多个组,每个分组服务于特定的信号传输模式。这种分割设计允许多路复用不同信号模式下的线性调频信号的频移来传输信息。因此,MM-LoRa-Mod方案在具备抗多径衰落能力的基础上还极大提高了通信效率。此外,该方案还支持低复杂度的非相干检测算法,相对于高复杂度的接收算法来说能耗更低,更具优势。

本文的主要贡献总结如下。

(1) 本文提出了一种 MM-LoRa-Mod 调制方案, 信息比特通过多路复用不同信号模式下的线性调频信号的频移来传输, 因此可以在 MM-LoRa-Mod 符号中编码更多信息比特, 从而显著提高数据速率。

(2) 本文提出了一种用于 MM-LoRa-Mod 方案的非相干检测算法。相对于相干解调算法, 该算法无须信道估计和信道均衡, 在牺牲一定数据速率的条件下, 可低成本地实现高可靠性接收。

(3) 本文评估了 MM-LoRa-Mod 方案在均匀功率延迟分布的多径信道、Watermark 水声信道以及浅海水声信道下的误码率 (symbol error rate, SER) 性能。实验结果表明, 所提方案具有优异的抗多径衰落和抗多普勒频移性能, 展现了该方案在水声信道下的适用性和可靠性。

1 MM-LoRa-Mod 方案

1.1 MM-LoRa-Mod 系统架构

MM-LoRa-Mod 的系统方案包括发送端方案和接收端方案。在发送端, MM-LoRa-Mod 方案首先将可用频率划分为一组超级箱, 将多径干扰的大部分能量扩展限制在单个超级箱内, 因此具备优异的抗多径衰落性能。其次, 在超级箱的基础上, 激活不同信号模式下的频率索引来传输信息, 极大提高了通信效率。在接收端, MM-LoRa-Mod 方案开发了低复杂度的非相干检测算法对接收信号进行解调, 降低了系统的复杂度与成本。

1.2 MM-LoRa-Mod 发送端

在传统 LoRa 中, 假定发送的 LoRa 符号占用带宽为 B , B 被分为 N 个可用频率, 其中 $N=2^\lambda$, 也是 LoRa 符号所包含的码片数, λ 为扩频因子。同时, LoRa 符号周期为 $T_s=NT_c$, 其中 $T_c=\frac{1}{B}$ 为码片周期。而 LoRa-Mod 方案将总共占用带宽 B

的 N 个可用频率缩减到 $G=\frac{N}{W}$ 个可用频率, 因此每个符号编码的比特数由原先的 λ 降到 $\lambda-\lg W$, 其中 $W \in 2^{\mathbb{Z}}$ 是每个超级箱的样本数。LoRa-Mod 方案中的第 i 个可用频率 k_i 如式 (1) 所示。

$$k_i = W(i+1) - 1 \quad (1)$$

其中, $i=0, 1, \dots, \frac{N}{W} - 1$ 。

如果信道脉冲响应的长度短于 WT_c , 则由多径干扰产生的能量扩展将被包含在单个超级箱中。本文所提出的 MM-LoRa-Mod 方案是在 LoRa-Mod 方案的基础上使用多模思想, 将传统 LoRa 的 N 个可用频率分成 P 个组, 以实现在 P 个不同信号模式下的信息传输, 其中, 不同的信号模式对应多路复用的不同支路, 而多模指的是 P 组可用频率, 每组频率索引是公差为 P 的等差数列。因此, 每个信号模式包含 $\frac{N}{P}$ 个可用频率, 其中第 p 个信号模式的第 l 个可用频率 $k_{p,l}$ 如式 (2) 所示。

$$k_{p,l} = p - 1 + lP \quad (2)$$

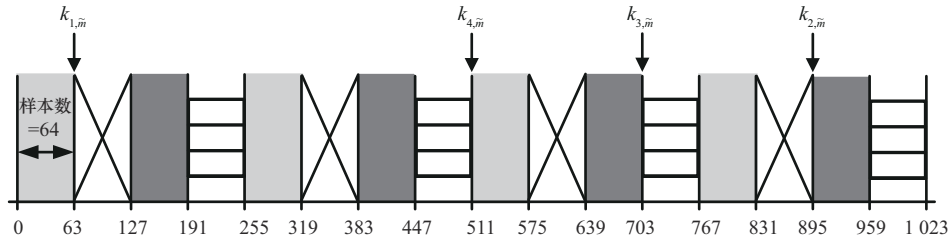
其中, $p=1, 2, \dots, P$, $l=0, 1, \dots, \frac{N}{P} - 1$ 。

很容易得到, MM-LoRa-Mod 方案是在缩减符号后得到的 $G=\frac{N}{W}$ 个可用频率的基础上进一步分成 P 个组, 所以, 每个信号模式包含 $\frac{N}{PW}$ 个可用频率。因此, MM-LoRa-Mod 方案中第 p 个信号模式的第 m 个可用频率如式 (3) 所示。

$$k_{p,m} = W(p+mP) - 1 \quad (3)$$

其中, $m=0, 1, \dots, \frac{N}{PW} - 1$ 。

$\lambda=10$ 、 $P=4$ 以及 $W=64$ 时的频率索引范围见表 1, $\lambda=10$ 、 $P=4$ 以及 $W=64$ 时的频率分组如图 1 所示。图 1 中, 颜色或线型相同的超级箱为同一组, 共有 4 组, 其中超级箱的样本数为 64。另外, 每组映射符号 $k_{p,\tilde{m}}$ 由携带了传输信息的比特

图1 $\lambda=10$ 、 $P=4$ 以及 $W=64$ 时的频率分组

序列映射得到，图1中的映射符号组合为其中一种情况。

表1 $\lambda=10$ 、 $P=4$ 以及 $W=64$ 时的频率索引范围

信号模式 p	映射符号	频率索引范围
1	$k_{1,m}$	{63,319,575,831}
2	$k_{2,m}$	{127,383,639,895}
3	$k_{3,m}$	{191,447,703,959}
4	$k_{4,m}$	{255,511,767,1023}

在指定了所有信号模式的频率索引之后，对应的 un-chirped 信号由 $\{f_1(n), f_2(n), \dots, f_P(n)\}$ 表示，其中，第 p 个信号模式的 un-chirped 信号^[15]为：

$$f_p(n) = \exp\left(j \frac{2\pi n}{N} k_{p,\tilde{m}}\right) \quad (4)$$

其中， $n=0, 1, \dots, N-1$ ， $j = \sqrt{-1}$ 表示虚数单位， $k_{p,\tilde{m}}$ 表示第 p 个信号模式的第 $\tilde{m}$ 个频率。这里，频移索引 $\tilde{m}$ 可以通过包含 $\Omega = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{PW} \right) \right\rfloor$ 个信息比特的比特序列 $\mathbf{b} = [b_0, b_1, \dots, b_{\Omega-1}]$ 转换得到，转换关系由式 (5) 给出：

$$\tilde{m} = \sum_{i=0}^{\Omega-1} b_i 2^i \quad (5)$$

叠加所有 P 个信号模式的 un-chirped 信号，可以得到 $F(n)$ ：

$$F(n) = \sum_{p=1}^P f_p(n) = \sum_{p=1}^P \exp\left(j \frac{2\pi n}{N} k_{p,\tilde{m}}\right) \quad (6)$$

随后，所提出的 MM-LoRa-Mod 方案的发射信号可以通过 up-chirp 信号乘以 $F(n)$ 信号得到，其中，up-chirp 信号表示为 $c_u(n) =$

$\frac{1}{\sqrt{N}} \exp\{j\pi(\frac{n^2}{N} - n)\}$ ^[16]。值得注意的是，MM-LoRa-Mod 符号的发射功率应与 LoRa 符号的归一化功率一致，因此，每个信号模式的符号功率被降到 $\frac{1}{P}$ 。发送信号被建模为：

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{P}} F(n) c_u(n) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P f_p(n) c_u(n) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P x_p(n) \quad (7)$$

MM-LoRa-Mod 符号传输的信息比特总数为 $\Omega^* = P\Omega = P \left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{PW} \right) \right\rfloor$ ，通过 P 个 un-chirped 信号 $\{f_1(n), f_2(n), \dots, f_P(n)\}$ 选择的 P 个频移索引来传输这些信息比特。所提出的 MM-LoRa-Mod 方案的发射机结构如图2所示。

1.3 多径信道模型

在大多数传统的 LoRa 应用中，均方根 (root mean square, RMS) 时延扩展在纳秒或低微秒范围之内。因此，单个样本内便包含了大部分多径能量，可以认为是频率平坦衰落。然而，在水声信道或电力线信道环境下，其时延扩展达到数十微秒量级。在这种情况下，多径能量将在样本之间扩展，所以建模为频率选择衰落信道更为合适。考虑使用码片速率 $R_c = \frac{1}{T_c}$ 对接收信号进行采样，等效离散时间多径信道模型为：

$$h(n) = \sum_{i=0}^L h_i \delta(n - n_i) \quad (8)$$

其中， L 是多径数， $h_i = |h_i| e^{j\varphi_i}$ 为到达抽头 n_i 处

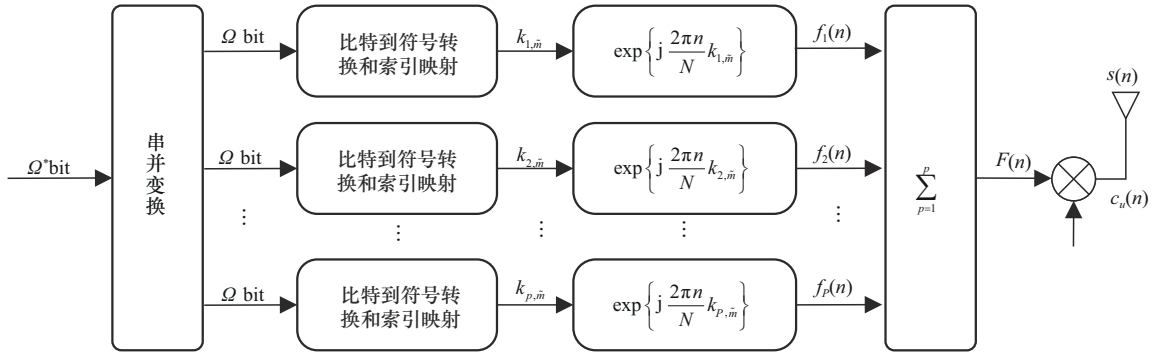


图2 所提出的MM-LoRa-Mod方案的发射机结构

的复数路径增益。假设瑞利频率选择性衰落信道具有均匀的功率延迟分布^[17]，其所有路径抽头都具有相同的功率。尽管水声信道通常并不具有均匀功率延迟分布，但均匀功率延迟分布会导致最严重的多径干扰，可以更好地体现所提方案的性能优势。

1.4 MM-LoRa-Mod接收端

在接收机同步之后，直接路径信号与来自多条路径的后续符号进行重叠。在路径衰减归一化的情况下， h_i 可假设为1。MM-LoRa-Mod接收机接收的多径重叠信号表示如下：

$$\begin{aligned} y(n) &= h(n) * s(n) + w(n) = \\ s(n) &+ \sum_{i=1}^L s(n-n_i) + w(n) = \\ \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P x_p(n) &+ \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{i=1}^L \sum_{p=1}^P x_p(n-n_i) + w(n) \end{aligned} \quad (9)$$

其中，运算符 $*$ 表示离散卷积， $w(n)$ 是复加性高斯白噪声。

针对接收信号，提出了非相干检测算法。正常来说，传统的非相干检测在水声信道或电力线信道环境下无法有效解调出正确信息，导致非相干检测无法用于频率选择性衰落信道。另一方面，常用的相干检测算法严格要求信道状态信息（channel state information, CSI），而获取CSI会增加系统复杂度，提高系统成本。因此，MM-LoRa-Mod方案支持非相干检测算法这一特点相比其他方案更具备优势。MM-LoRa-Mod方案的

非相干检测的算法流程具体如下。

步骤1 接收信号 $y(n)$ 与down-chirp信号相乘，以获得解线性调频信号，表示为 $r(n)=y(n)c_d(n)$ ，其中 $c_d(n)=1/\sqrt{N} \exp[j\pi(-n^2/N+n)]$ ，是 $c_u(n)$ 的共轭版本^[16]。

步骤2 将离散傅里叶变换（discrete Fourier transform, DFT）应用于结果信号 $r(n)$ ，得到 $R(k)=\mathcal{F}[r(n)]$ ， $k=0,1,\dots,N-1$ ，其中 $\mathcal{F}[\cdot]$ 表示DFT算子。 $R(k)$ 表示如下^[18]：

$$\begin{aligned} R(k) &= \mathcal{F}[y(n)c_d(n)] = \\ \sum_{n=0}^{N-1} y(n)c_d(n)e^{-j2\pi n \frac{k}{N}} &= \\ \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \delta(k-k_{p,\bar{m}}) &+ \\ \sum_{i=1}^L \sum_{p=1}^P \sum_{n=n_i}^{N-1} x_p(n-n_i)c_d(n)e^{-j2\pi n \frac{k}{N}} &+ w(k) = \\ \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \delta(k-k_{p,\bar{m}}) &+ \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P A_p(k) + w(k) \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $A_p(k)$ 是由解调域中的多径重叠信号形成的归一化值，具体如下。

$$A_p(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^L \frac{\sin\left(\pi\left(k-k_{p,\bar{m}}+n_i\right)\left(1-\frac{n_i}{N}\right)\right)}{\sin\left(\pi\left(k-k_{p,\bar{m}}+n_i\right)\frac{1}{N}\right)} e^{-j\pi\mathcal{O}_i(k)} \quad (11)$$

$$\text{其中, } \mathcal{O}_i(k) = \left(1 + \frac{n_i}{N} - \frac{1}{N}\right)k + \frac{(k_{p,\bar{m}}n_i + k_{p,\bar{m}} - Nk_{p,\bar{m}} - n_i)}{N}.$$



步骤3 对结果信号 $R(k)$ 进行取绝对值然后平方操作, 接下来以超级箱的样本数 W 为单位将信号分成 G 个超级箱并进行求和, 得到 $S(g)$:

$$S(g) = \sum_{k=gW}^{(g+1)W-1} |R(k)|^2 = \sum_{k=gW}^{(g+1)W-1} \left| \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \delta(k - k_{p,\hat{m}}) + \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P A_p(k) + w(k) \right|^2 \quad (12)$$

其中, $g=0, 1, \dots, G-1$ 。式 (12) 显示了一组输出项 S , 其中每一项来自 DFT 输出 R 的 W 个相关器输出项之和。求和将超级箱内的多径能量组合成一个数字, 后续接收器可以利用与传统 LoRa 寻找最大值的类似方式进行解调。

步骤4 每个信号模式下的映射符号的解调恢复为在相应频率索引范围内选择出表现最高幅度的 DFT 输出的频移索引。第 p 个信号模式中使用的频移索引 $\hat{m}_p$ 可以通过以下方式获得:

$$\hat{m}_p = \arg \max_m \{S(p-1+mP)\} \quad (13)$$

其中, $p=1, 2, \dots, P$, $m=0, 1, \dots, \frac{N}{PW} - 1$, 如此便能得到 P 个频移索引。

步骤5 将得到的 P 个频移索引 $\{\hat{m}_1, \hat{m}_2, \dots, \hat{m}_P\}$ 转换为 P 组信息比特, 每组包含 Ω 比特。因此, 通过 P 个 un-chirped 信号 $\{f_1(n), f_2(n), \dots, f_P(n)\}$ 选择的 P 个频移索引来发送的 $\Omega^* = P\Omega$ 个信息比特被恢复。所提出的 MM-LoRa-Mod 方案的接收机结构如图3所示。

MM-LoRa-Mod 方案的频域峰值索引如图4

所示, 图4描述了 MM-LoRa-Mod 方案在无多径干扰和有多径干扰下的频域峰值索引判决情况, 仿真参数设置为 $\lambda=10$ 、 $P=4$ 、 $W=64$ 以及 $L=40$ 。可以看到, 在无多径干扰的情况下对 MM-LoRa-Mod 符号进行解调, 可以得到4个信号模式的频率峰值索引, 并与表1的频率索引范围相对应。而在有多径干扰的情况下, 由于超级箱样本数 W 大于路径数 L , 因此可以将多径干扰带来的大部分能量扩展限制在单个超级箱内, 对相邻超级箱造成的干扰忽略不计, 从而体现了 MM-LoRa-Mod 方案的抗多径性能。

2 水声信道与仿真平台

在本节中, 首先给出了水声通信的路径损耗和信道模型, 表明水声通信的挑战性。接下来详细介绍 Watermark 水声仿真平台, 结合信道模型分别从水声实测信道和频率选择性衰落信道的角度对所提方案的抗多径衰落和抗多普勒频移性能的仿真验证提供了理论基础。

2.1 路径损耗

声波在海水中的强度会随通信距离增大而逐渐衰减, 造成传播损失的主要因素是吸收损失和扩展损失。声波在海水的总传播损失可通过式 (14) 表示^[19]。

$$A(l, f) = (l/l_r)^k \alpha(f)^{l-l_r} \quad (14)$$

其中, f 为信号频率, l 为传播距离, l_r 为参考距离, k 为扩展损失参数且 $k \in [1, 2]$, $\alpha(f)$ 为吸收系数, 常通过 Thorp 表达式获得^[20]:

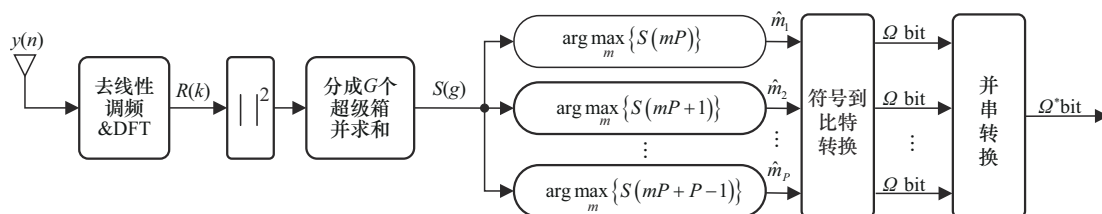


图3 所提出的 MM-LoRa-Mod 方案的接收机结构

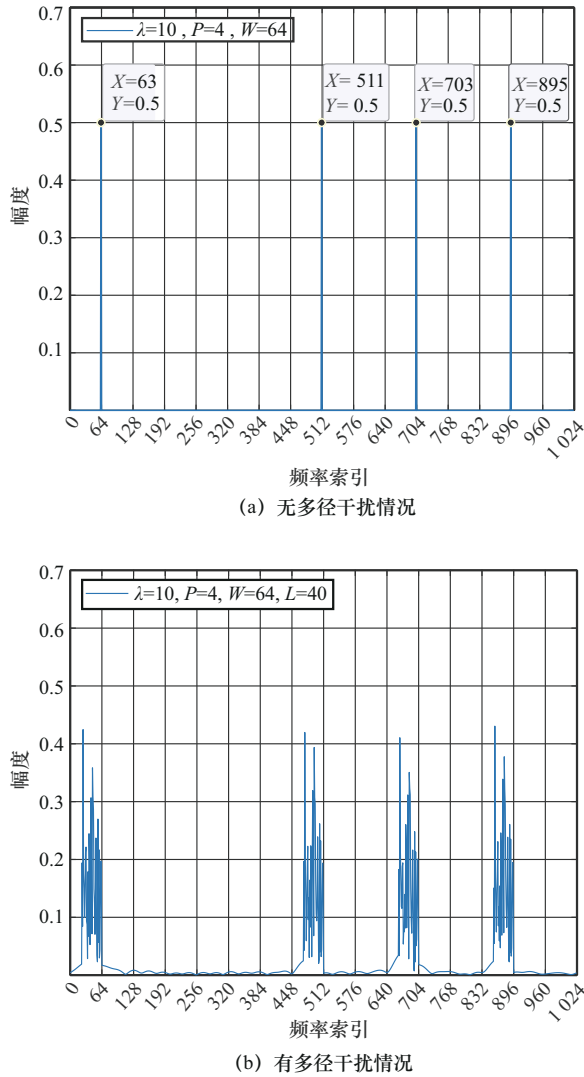


图4 MM-LoRa-Mod方案的频域峰值索引

$$10\lg\alpha(f) = \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 2.75e^{-4}f^2 + 0.003 \quad (15)$$

式(15)反映了吸收系数与信号频率的变化关系,水声信道的吸收系数随着信号频率的增加而增大,从侧面说明了水声通信不能使用高频信号。

2.2 信道模型

水声通信信道是非常复杂多变的时延-多普勒频移双扩展信道。相比于主要描述无线通信信道模型的瑞利信道,水声通信信道的可用带宽更窄、传播速度更慢、数据速率更低、多径效应更

为复杂和严重。为了探讨水声通信信道对LoRa信号传输的影响,式(16)给出了水声信道模型:

$$h(t, \tau) = \sum_n A_n(t) \delta(t - (\tau_n(t) - \alpha_n t)) \quad (16)$$

其中, $A_n(t)$ 表示第 n 径信道系数, $\tau_n(t)$ 和 α_n 分别表示第 n 径时延和多普勒因子。考虑收发装置相对运动产生的多普勒效应以及海面波浪带来的时变特性,每条路径的幅度和时延都随时间动态变化。

鉴于水声通信信道的传输特性,信道冲激响应表现为稀疏性,即在其所有信道抽头中,仅有时延较小的少数抽头幅度值较大,对LoRa信号造成严重干扰,而其他大部分抽头幅度值极低,对LoRa信号的影响可忽略不计。此外,多普勒效应会对LoRa信号造成频率偏移,从而影响通信系统性能。

2.3 Watermark水声仿真平台

为了验证MM-LoRa-Mod方案适用于水声通信,具有抗多径干扰及抗多普勒效应的性能优势,采用Watermark水声信道实验平台^[21]对所提方案进行仿真测试。Watermark是一个基于实测信道数据的水声通信仿真平台,其中包含了采集自多个真实海洋环境中的信道数据。Watermark仿真器将用户信号与测量的通道脉冲响应进行卷积。基于这一平台,实验者能够在MATLAB等仿真软件上模拟信号经过实际水声信道的过程。

到目前为止,Watermark提供了5组水声信道的探测数据,分别为NOF1、NCS1、BCH1、KAU1和KAU2^[22]。其中,NOF1和NCS1为单入单出(single-input single-output, SISO)信道,其他3种为单入多出信道。由于本文研究工作考虑的是具有单个接收单元的MM-LoRa-Mod系统,后续实验采用NOF1和NCS1这2种SISO信道构建水声仿真系统,开展对MM-LoRa-Mod方



案的性能测试。NOF1和NCS1信道的测量条件及参数见表2。

表2 NOF1和NCS1信道的测量条件及参数

参数	NOF1	NCS1
环境	挪威奥斯陆峡湾	挪威大陆架
范围/m	750	540
水深/m	10	80
中心频率/kHz	14	14
带宽/kHz	8	8
时延扩展范围/ms	128	32
多普勒扩展范围/Hz	7.8	31.4
类型	SISO	SISO

从表2可以看到, NOF1信道的多径时延扩展比NCS1信道更严重, 而NCS1信道的多普勒扩展比NOF1信道更严重。因此, 可以通过NOF1信道和NCS1信道分别着重对MM-LoRa-Mod方案的抗多径干扰性能和抗多普勒频移性能进行测试。

3 仿真结果及讨论

在本节中, 评估了所提MM-LoRa-Mod方案在频率选择性衰落信道、Watermark水声信道以及浅海水声信道下的误码率性能, 分析了MM-LoRa-Mod方案的数据速率增益性能和能效比性能, 探讨了信号模式数 P 、超级箱样本数 W 以及多普勒频移对MM-LoRa-Mod方案的SER性能造成的影响, 并适时与TDE-LoRa方案进行性能比较。在下文的仿真中, TDE-LoRa设置的前导码数量为8, 与文献[13]保持一致。此外, 假设频率选择性衰落信道具有均匀的功率延迟分布, 因此考虑路径数 L 分别为10、25以及40的3种频率选择性衰落信道, 以实现由不同衰落程度的信道对MM-LoRa-Mod方案进行性能测试。

3.1 MM-LoRa-Mod在不同路径数的频率选择性衰落信道下的SER性能

MM-LoRa-Mod方案在3种衰落信道下的

SER性能如图5所示, 图5展示了当 $\lambda=10/12$ 时, MM-LoRa-Mod和TDE-LoRa在3种频率选择性衰落信道下的SER性能, 其中, MM-LoRa-Mod的 $P=4$ 、 $W=\{2^2, 2^3, \dots, 2^7\}$ 。仿真结果是通过 2×10^4 次蒙特卡洛仿真来生成的。首先可以观察到, 各方案的整体性能水平随着扩频因子 λ 的增加而提高, 但性能变化趋势不会随着 λ 改变而改变。其次, 在 $\lambda=10$ 的情况下, TDE-LoRa的SER性能要略优于MM-LoRa-Mod, 而当 $\lambda=12$ 时, MM-LoRa-Mod在高信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)下的SER性能要优于TDE-LoRa。最后, 超级箱样本数 W 对MM-LoRa-Mod方案的SER性能起了决定性作用, 仿真结果表明系统需要 W 至少达到与 L 水平相近的要求, 如此就可以将多径干扰的大部分能量扩展限制在单个超级箱内。具体来说, 图5(a)和图5(d)采用的是 $L=10$ 的衰落信道, 可以看到, $W>10$ 的方案的性能均表现较优, 而 $W<10$ 的方案的性能表现较差。在 $L=25$ 的衰落信道(图5(b)和图5(e))下, W 为4、8和16的方案表现出性能恶化, 而其他方案表现出强劲的鲁棒性。在 $L=40$ 的衰落信道(图5(c)和图5(f))下, 这一趋势仍在继续, 对超级箱样本数 W 的要求也更高。

3.2 参数 P 和 W 对MM-LoRa-Mod方案的SER性能影响

参数 P 和 W 对SNR=-12 dB的MM-LoRa-Mod方案的SER性能影响如图6所示, 其中, 仿真参数设定为: $\lambda=12$, SNR=-12 dB以及 $L=25$ 。通过观察得到, 当 $P=4$ 和 $W=32$ 时, 所提出的MM-LoRa-Mod方案在指定的SNR下具有最佳的SER性能。当参数 P 保持不变时, MM-LoRa-Mod系统的SER性能随着 W 从8增加到32而得到显著增强, 随着 W 从32进一步增加到64而有所下降。性能增强的结果进一步验证了系统需要 W 至少达到与 L 水平相近的要求, 如此可保证

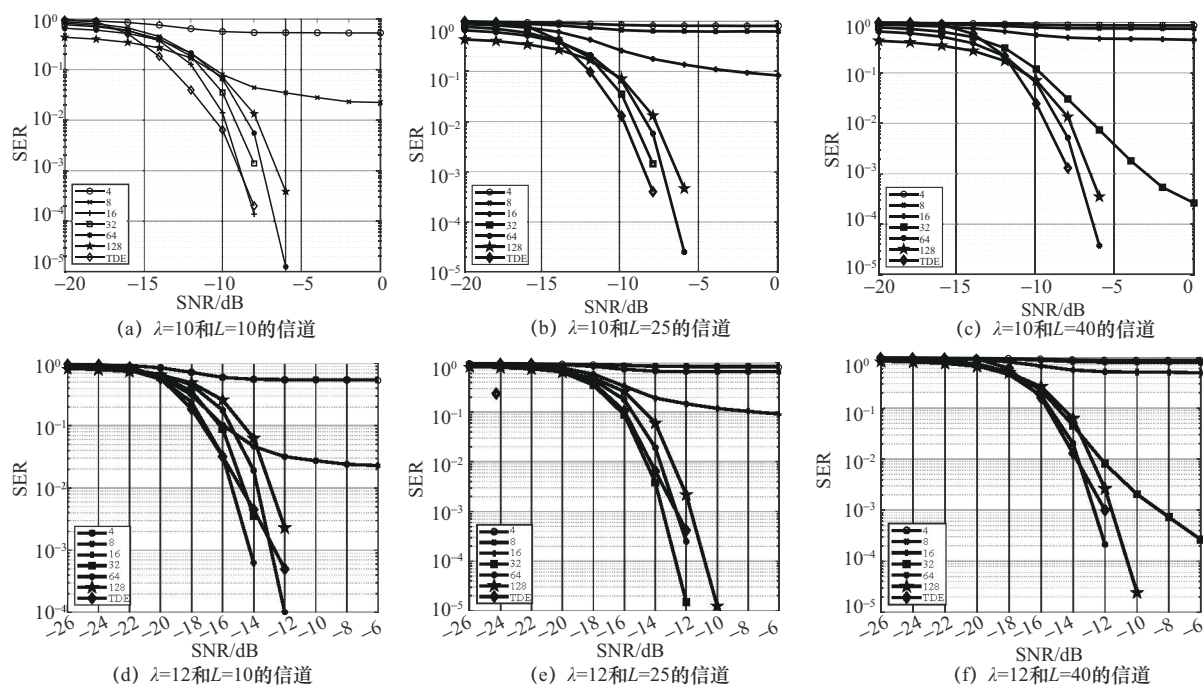
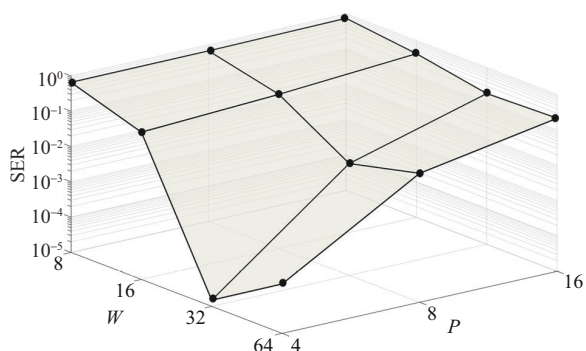


图5 MM-LoRa-Mod方案在3种衰落信道下的SER性能

大部分符号能量落入单个超级箱内,从而使其对相邻超级箱造成的干扰可以忽略不计。 W 进一步增大导致性能略微下降是因为接收端的求和范围等于超级箱样本数 W ,因此随着 W 增大,求和范围也增大,引入的噪声增多,性能下降。在固定参数 W 的情况下,当信号模式数 P 从4上升到16时,MM-LoRa-Mod系统的SER性能下降。这种性能下降主要是由于信号模式 P 的数目越多,叠加的序列增加,提高了干扰水平而降低了SER性能。

图6 参数 P 和 W 对 $\text{SNR}=-12\text{ dB}$ 的MM-LoRa-Mod方案的SER性能影响

3.3 MM-LoRa-Mod方案的数据速率增益性能

从第3.1节和第3.2节结论可以得到,增大超级箱样本数 W 会提高系统抵抗频率选择性衰落信道的多径干扰能力,代价是减少每个符号编码的比特数,而MM-LoRa-Mod方案因采用多模思想而显著增加了符号编码的比特数,提高了系统数据速率。各方案在不同码片数量 N 下的编码比特数与数据速率增益见表3,表3给出了各方案在码片数量 $N=\{2^7, 2^8, \dots, 2^{12}\}$ 、 $W=\{32, 64\}$ 以及 $P=\{4, 8\}$ 下的编码比特数及数据速率增益情况。

表3中的“—”代表MM-LoRa-Mod系统不支持同时划分指定数量的信号模式数 P 和超级箱样本数 W 。从表3可以看到,LoRa-Mod方案的数据速率远低于传统LoRa方案,其以数据速率为代价换取对衰落信道的鲁棒性,而MM-LoRa-Mod方案相比LoRa-Mod方案具有极大的数据速率提升。 $W=32$ 时,LoRa-Mod符号的最高数据速率是传统LoRa的58%,而MM-LoRa-Mod符号的最高数据速率是传统LoRa的267%,是LoRa-

表3 各方案在不同码片数量 N 下的编码比特数与数据速率增益

码片数量 N		LoRa		LoRa-Mod		MM-LoRa-Mod ($P=4$)		MM-LoRa-Mod ($P=8$)	
$W=32$	128	7	100%	2	29%	—	—	—	—
	256	8	100%	3	38%	4	50%	—	—
	512	9	100%	4	44%	8	89%	8	89%
	1 024	10	100%	5	50%	12	120%	16	160%
	2 048	11	100%	6	55%	16	145%	24	218%
	4 096	12	100%	7	58%	20	167%	32	267%
$W=64$	128	7	100%	1	14%	—	—	—	—
	256	8	100%	2	25%	—	—	—	—
	512	9	100%	3	33%	4	44%	—	—
	1 024	10	100%	4	40%	8	80%	8	80%
	2 048	11	100%	5	45%	12	109%	16	145%
	4 096	12	100%	6	50%	16	133%	24	200%

Mod 的 457%。并且随着信号模式数 P 的增大，系统的数据速率会进一步提高。 $W=64$ 时，继续呈现出类似的优势。因此，可以通过信号模式数 P 和超级帧样本数 W 这2个参数去权衡系统的抗多径性能以及数据速率性能，使方案具有广泛的灵活性和适用性，可以针对特定的环境和要求制定特定的系统。

3.4 MM-LoRa-Mod方案的频谱效率与能效性能

图7比较了在 $L=25$ 的衰落信道中MM-LoRa-Mod与TDE-LoRa方案的频谱效率与能效性能，其中，MM-LoRa-Mod的 $P=4$ ， $W=32$ 。频谱效率可以通过数据速率与所需带宽的比率来评估，

用 η 表示。因此，频谱效率由 $\eta = \frac{\tilde{Q}}{BT_s} = \frac{\tilde{Q}}{N}$ 表示，其中 $\tilde{Q}$ 表示符号中发送的比特数， T_s 表示符号持续时间， $\frac{\tilde{Q}}{T_s}$ 表示数据速率，以及 $N=BT_s$ 。

可以得到，MM-LoRa-Mod方案的频谱效率为

$$\eta_{\text{MM-LoRa-Mod}} = \frac{P \left\lfloor \log_2 \left(\frac{N}{PW} \right) \right\rfloor}{N}, \quad \text{TDE-LoRa 方案的}$$

频谱效率为 $\eta_{\text{TDE-LoRa}} = \frac{\lambda}{N}$ 。能效是通过评估

SNR来建立的，在指定频谱效率的条件下，

SNR为SER达到 10^{-3} 的水平来确定。此外，可以通过修改扩频因子 $\lambda = [8, 12]$ 来改变频谱效率（该条件下的MM-LoRa-Mod不支持 $\lambda=7$ ），频谱效率会随着 λ 的增大而降低。可以看到，当 λ 取值大于9时，MM-LoRa-Mod相比于TDE-LoRa在传输相同的数据量时所需的SNR更低，当 $\lambda=12$ （MM-LoRa-Mod的频谱效率约为 $0.0049 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ ）时，TDE-LoRa相对于MM-LoRa-Mod的损耗约为3.2 dB。因此，MM-LoRa-Mod用于正确检测的每比特所需的能量更少，能效更高。

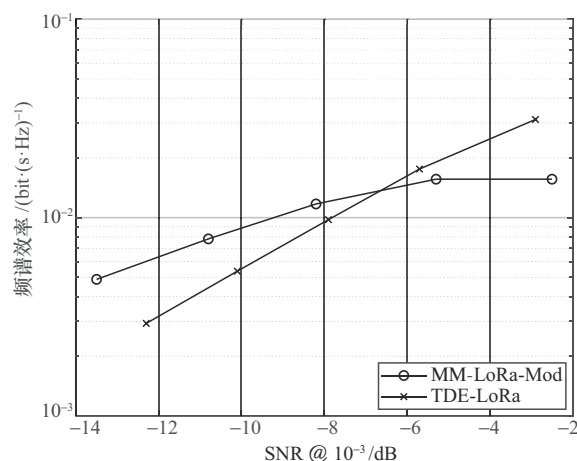


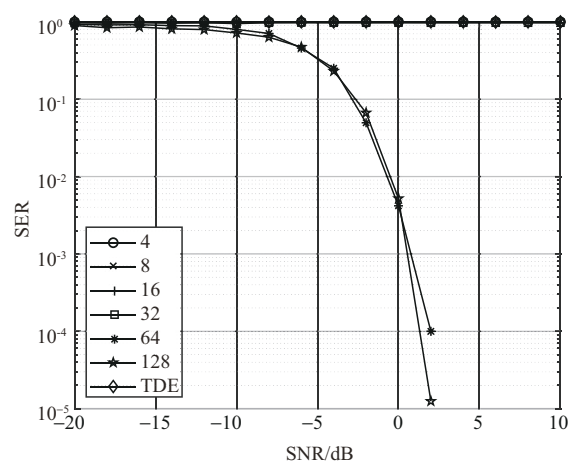
图7 各方案在衰落信道下的频谱效率与能效性能

3.5 MM-LoRa-Mod在Watermark水声仿真平台下的SER性能

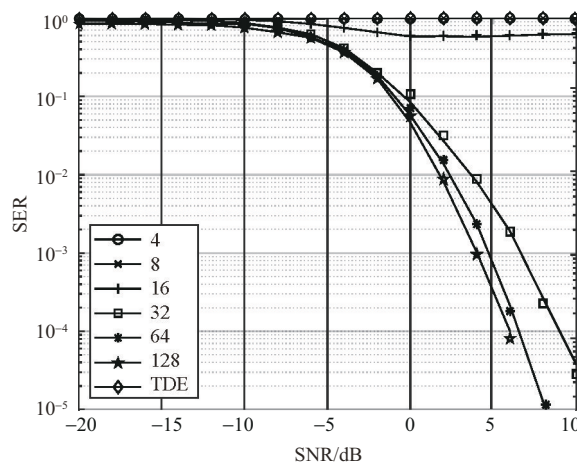
MM-LoRa-Mod方案在Watermark水声仿真平台下的SER性能如图8所示,图8展示了当 $\lambda=12$ 时,MM-LoRa-Mod和TDE-LoRa在Watermark水声仿真平台中的NOF1和NCS1水声信道下的SER性能,其中,MM-LoRa-Mod的 $P=4$ 、 $W=\{2^2, 2^3, \dots, 2^7\}$ 。Watermark的信道数据是通过采集多个真实海洋环境来获取的,而水声信道是时变的时延-多普勒频移双扩展信道。可以看到,尽管Watermark的水声信道环境比频率选择性衰落信道环境更为恶劣,但图8的MM-LoRa-Mod呈现出与图5相类似的性能效果,而TDE-LoRa的SER性能急剧下降,这是因为TDE-LoRa方案不具备抗多普勒频移能力。值得注意的是,如图8(a)所示,由于NOF1信道的多普勒扩展比NCS1信道小,达到指定SER性能所需要的SNR比NCS1信道小。此外,如图8(b)所示,由于NCS1信道的多径时延扩展比NOF1信道小, $W=32$ 的MM-LoRa-Mod方案相比在NOF1信道表现出更好的SER性能。可以得到,MM-LoRa-Mod方案具有抗多径衰落能力和抗多普勒频移能力的优势,初步验证了MM-LoRa-Mod方案适用于水声通信。

3.6 MM-LoRa-Mod在不同多普勒频移的NCS1信道下的SER性能

MM-LoRa-Mod在不同多普勒频移的NCS1信道下的SER性能如图9所示,图9展示了当 $\lambda=12$ 时,MM-LoRa-Mod和TDE-LoRa在不同多普勒频移的NCS1信道下的SER性能,其中,MM-LoRa-Mod的 $P=4$ 、 $W=\{2^2, 2^3, \dots, 2^7\}$,NCS1信道的多普勒扩展范围分别为20、35以及50 Hz。可以看到,多普勒频移的变化不会改变MM-LoRa-Mod的性能变化趋势,同时对到达指定SER所需要的SNR的影响非常有限,表明MM-



(a) NOF1信道



(b) NCS1信道

图8 MM-LoRa-Mod方案在Watermark水声仿真平台下的SER性能

LoRa-Mod具有优异的抗多普勒频移能力。而TDE-LoRa在不同多普勒频移的衰落信道下均出现了误码平台,因此,TDE-LoRa的抗多普勒频移能力要远弱于MM-LoRa-Mod。综合第3.1节、第3.2节和第3.3节,可以得知,对于超级箱样本数 W 的选取应更多考虑多径时延扩展的程度,而信号模式数 P 是对系统的通信效率和误码率性能的一个折中,应在具体环境中加以考虑和权衡。

3.7 MM-LoRa-Mod在浅海实验下的性能

为了进一步验证MM-LoRa-Mod方案适用于水声通信,在厦门岛五缘湾对系统进行了浅海实验验证,发送端和接收端分别位于海湾两侧,五

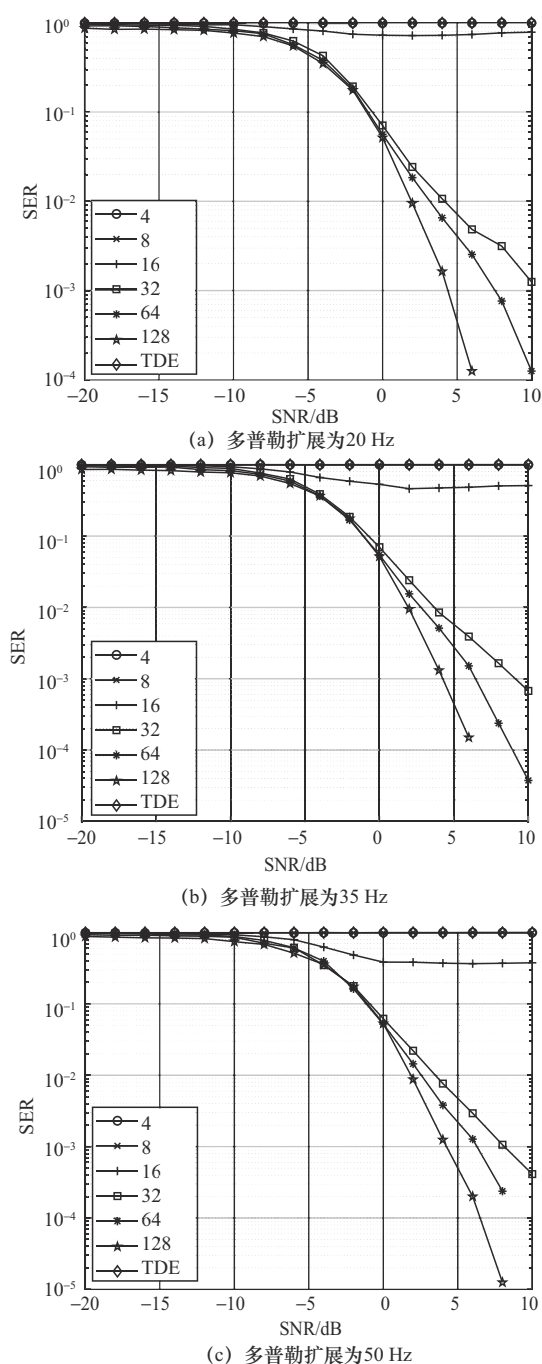


图9 MM-LoRa-Mod在不同多普勒频移的NCS1信道下的SER性能

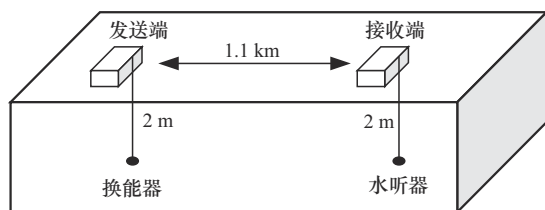


图10 五缘湾浅海实验场景示意图

缘湾浅海实验场景图示意如图10所示。

从图10可以看到, 浅海实验的水平通信距离为1.1 km, 换能器和水听器的浸水深度为2 m, 其中换能器的工作中心频率为30 kHz, 带宽为5 kHz, 采样率为100 kHz。此外, 浅海实验数据帧结构如图11所示, 数据帧前端设有零填充块以防止块间干扰, 而同步信号与数据载荷之间的时隙是为了保证同步信号在水声多径环境下不会对数据载荷造成干扰。数据载荷用于传输MM-LoRa-Mod数据, 每个数据帧携带500个数据载荷。

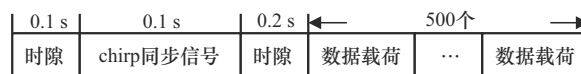
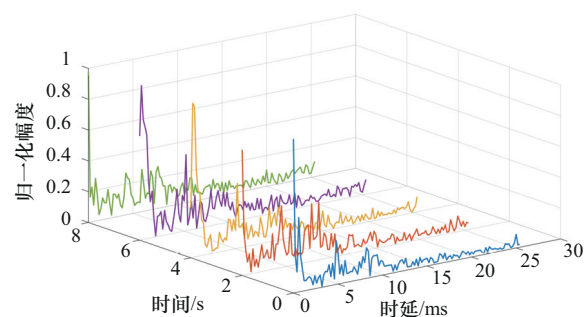


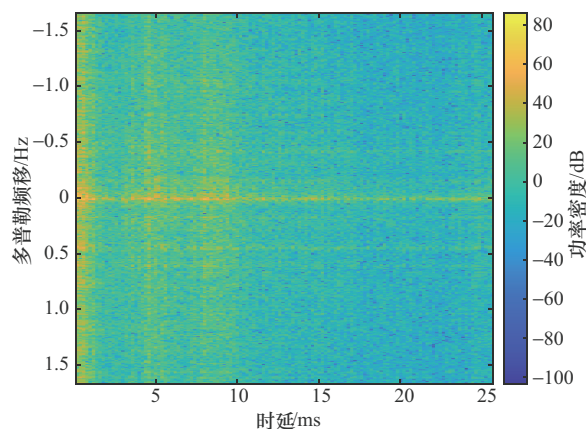
图11 浅海实验数据帧结构

在接收端, 采用chirp信号进行信道估计及同步处理。水声信道探测结果如图12所示。首先, 图12(a)展示了浅海实验的水声信道冲激响应, 共进行5组信号的冲激响应测试, 相邻测试组的时间间隔为2 s。可以看到, 五缘湾海域存在较为强烈的多径干扰, 多径数量较多且多径信号的能量衰减较慢。此外, 五缘湾的水声信道响应变化明显, 对系统性能提出了更高要求。图12(b)展示了浅海实验对应的水声信道散射函数, 由于水面和水体的随机运动, 信道中存在最大多普勒频移约为1.6 Hz; 其次, 接收机根据同步信号做自相关运算, 取最大相关值作为数据帧的同步头, 从而获取有效数据, 便于后续对有效数据进行解调。MM-LoRa-Mod系统接收信号如图13所示, 同步信号自相关波形如图14所示。图13和图14分别展示了当 $\lambda=10$ 、 $P=4$ 、 $W=32$ 时的MM-LoRa-Mod系统在浅海实验中的接收信号及同步信号自相关波形。

浅海实验测试了MM-LoRa-Mod系统在不同的扩频因子 λ 和信号模式数 P 下的误码率性能, 共有5组不同参数组合的系统, 其中每组超级箱样本数 W 均为32。同时, 系统的有效通信速率需



(a) 信道冲激响应



(b) 信道散射函数

图12 水声信道探测结果

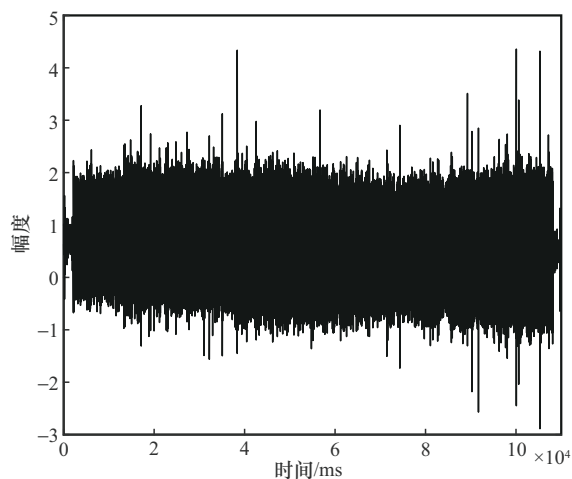


图13 MM-LoRa-Mod系统接收信号

要考虑同步信号以及时隙的开销。MM-LoRa-Mod系统浅海实验结果见表4, 可以看到, 每组测试信号在较低的信噪比下均具有较好的误码率性能, 进一步验证了MM-LoRa-Mod系统在水声信道的可行性和可靠性。

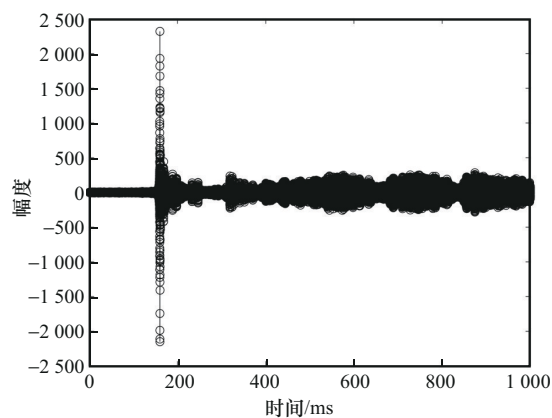


图14 同步信号自相关波形

表4 MM-LoRa-Mod系统浅海实验结果

扩频因子 λ	信号模式数 P	信噪比/dB	通信速率/(bit·s ⁻¹)	误码率
10	4	-9.60	56.55	0
	8	-10.04	75.40	0
	16	-10.74	75.40	5×10^{-4}
12	16	-6.04	58.07	6.6×10^{-3}
	32	-5.91	77.43	6.9×10^{-4}

4 结束语

本文提出了一种针对频率选择性衰落信道的MM-LoRa-Mod调制方案, 该方案通过多路复用不同信号模式下的线性调频信号的频移来传输信息比特, 显著提高了系统的数据速率。此外, 针对MM-LoRa-Mod的特点, 提出了一种实现低复杂度的非相干检测算法。MM-LoRa-Mod可以通过调整信号模式数 P 和超级帧样本数 W 去权衡系统的抗多径性能以及数据速率, 拥有灵活性。通过Watermark平台进行了仿真实验, 并进行了浅海实验, 实验结果表明MM-LoRa-Mod具有优异的抗多径衰落和抗多普勒频移性能。这些优异的性能使MM-LoRa-Mod成为水声通信领域中一个具有潜力的候选方案。

参考文献:

- [1] JAHANBAKHT M, XIANG W, HANZO L, et al. Internet of underwater things and big marine data analytics—a comprehen-



- sive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(2): 904-956.
- [2] LEI W W, WANG D Q, XIE Y J, et al. Implementation of a high reliable chirp underwater acoustic modem[C]//Proceedings of the 2012 Oceans. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-5.
- [3] KEBKAL K G, BANNASCH R. Sweep-spread carrier for underwater communication over acoustic channels with strong multipath propagation[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2002, 112(5 Pt 1): 2043-2052.
- [4] PALMESE M, BERTOLOTTO G, PESCIOTTO A, et al. Spread spectrum modulation for acoustic communication in shallow water channel[C]//Proceedings of the OCEANS 2007 - Europe. Piscataway: IEEE Press, 2007: 1-4.
- [5] VANGELISTA L. Frequency shift chirp modulation: the LoRa modulation[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(12): 1818-1821.
- [6] ALAHI M E E, PEREIRA-ISHAK N, MUKHOPADHYAY S C, et al. An Internet-of-things enabled smart sensing system for nitrate monitoring[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 5(6): 4409-4417.
- [7] ZHAO W J, LIN S W, HAN J W, et al. Design and implementation of smart irrigation system based on LoRa[C]//Proceedings of the 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [8] STEINMETZ F, RENNER B C. Taking LoRa for a dive: CSS for low-power acoustic underwater communication[C]//Proceedings of the 2022 Sixth Underwater Communications and Networking Conference (UComms). Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-5.
- [9] PETRONI A, SCARANO G, CUSANI R, et al. Feasibility and performance analysis of underwater acoustic LoRa modulation [C]//Proceedings of the 2023 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2023: 709-714.
- [10] HUANG K W, TAO R, WANG Y. Study of frequency domain equalization for chirp spread spectrum systems[C]//Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Information Security. Piscataway: IEEE Press, 2010: 132-136.
- [11] ROBSON S, HADDAD M. A chirp spread spectrum modulation scheme for robust power line communication[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(6): 5299-5309.
- [12] SAVAUX V, SAVELLI P. Frequency domain preamble-based channel estimation and equalisation in LoRa[J]. International Journal of Mobile Network Design and Innovation, 2021, 10(2): 74.
- [13] GUO Y R, LIU Z J. Time-delay-estimation-liked detection algorithm for LoRa signals over multipath channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(7): 1093-1096.
- [14] AZIM A W, BAZZI A, SHUBAIR R, et al. Dual-mode chirp spread spectrum modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(9): 1995-1999.
- [15] AZIM A W, SHUBAIR R, CHAFII M. Chirp spread spectrum-based waveform design and detection mechanisms for LPWAN-based IoT: a survey[J]. IEEE Access, 2024(12): 24949-25017.
- [16] AN S X, WANG H, SUN Y W, et al. Time domain multiplexed LoRa modulation waveform design for IoT communication[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(4): 838-842.
- [17] MAMAT K, SANTIPACH W. On transmit beamforming for MISO-OFDM channels with finite-rate feedback[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(11): 4202-4213.
- [18] LIU J J, YAN Y M, YU H, et al. Approximate BER performance of LoRa modulation with heavy multipath interference[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(5): 853-857.
- [19] 向彦博. 基于 Chirp 扩频的 OFDM 水声通信技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- XIANG Y B. Research on OFDM underwater acoustic communication technology based on chirp spread spectrum[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019.
- [20] 李莉, 陈兆一, 杨丽娟. 水声传感器网络的水声信道建模与仿真[J]. 无线电通信技术, 2018, 44(2): 154-159.
- LI L, CHEN Z Y, YANG L J. Modeling and simulation of underwater acoustic sensor network channel[J]. Radio Communications Technology, 2018, 44(2): 154-159.
- [21] VAN WALREE P A, SOCHELEAU F X, OTNES R, et al. The watermark benchmark for underwater acoustic modulation schemes[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2017, 42(4): 1007-1018.
- [22] VAN WALREE P, OTNES R, JENSERUD T. Watermark: a realistic benchmark for underwater acoustic modems[C]//Proceedings of the 2016 IEEE Third Underwater Communications and Networking Conference (UComms). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-4.

[作者简介]



余骁 (2000-), 男, 厦门大学信息与通信工程系硕士生, 主要研究方向为宽带无线通信。



孙海信 (1977-), 男, 博士, 厦门大学信息与通信工程系教授, 主要研究方向为水声通信与信号处理。



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



刘祺 (1985-), 女, 博士, 中国舰船研究院技术专家, 主要研究方向为智能信号处理与智能计算。