

doi:10.13756/j.gtxyj.2026.250311.

专题:面向6G的无线光通信

李燕龙,谷城雨,蒋鹏铖,等.水下中继光通信中LDPC与PNC联合编译码研究[J].光通信研究,2026(2):250311.

Li Y L, Gu C Y, Jiang P C, et al. Study of Joint LDPC and PNC Coding-Decoding for Underwater Relay Optical Communication[J]. Study on Optical Communications, 2026(2):250311.

水下中继光通信中LDPC与PNC联合编译码研究

李燕龙^{a,b},谷城雨^b,蒋鹏铖^b,王 兵^a

(桂林电子科技大学 a. 认知无线电与信息处理教育部重点实验室; b. 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室, 广西 桂林 541004)

摘要:【目的】水下无线光通信(UWOC)具有高速率低时延等优势,物理层网络编码(PNC)能有效降低中继光通信系统转发时延,然而水下湍流引起的信道不对称性使得中继叠加信号星座点发生混叠,导致了PNC映射歧义问题。文章研究了UWOC 3用户联合低密度奇偶校验(LDPC)编码的PNC算法,旨在提升系统在不对称信道下的鲁棒性与吞吐量性能。【方法】文章对比分析了不同的LDPC-PNC联合编译码架构,并根据信道直流(DC)增益调节各用户的发射功率,提出了基于功率分配与联合LDPC译码的4时隙PNC(FT-PA-JCNC)算法,以减小中继处各路接收功率的差异,增强基于对数似然比(LLR)的LDPC译码软信息的可靠性。【结果】仿真结果表明,文章所提方法与未编码的PNC相比,在前向纠错(FEC)门限处可带来约4.0 dB的信噪比(SNR)提升。与其他常见联合译码方案进行对比,文章所提算法具有最佳的误码率(BER)性能。在室内测试中,系统平台增加单个中继节点与两用户直连相比,可使端到端传输距离延长82.98%。在水下测试中可在8.62 m距离下实现5 Mbit/s的传输速率。【结论】研究表明,引入功率分配策略能有效减小信道不对称导致的映射模糊问题,优化联合编译码处理架构可有效提升BER性能,为UWOC中继系统的设计与优化提供了新思路。

关键词:水下无线光通信;物理层网络编码;低密度奇偶校验编码

中图分类号:TN929

文献标志码:A

Study of Joint LDPC and PNC Coding-Decoding for Underwater Relay Optical Communication

LI Yanlong^{a,b}, GU Chengyu^b, JIANG Pengcheng^b, WANG Bing^a

(a. Ministry of Education Key Laboratory of Cognitive Radio and Information Processing, b. Guangxi Wireless Broadband Communication and Signal Processing Key Laboratory, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: 【Objective】Underwater Wireless Optical Communication (UWOC) offers high data rates and low latency. In addition, Physical-Layer Network Coding (PNC) can effectively reduce the relay forwarding delay. However, turbulence-induced channel asymmetry causes constellation overlap at the relay, producing PNC mapping ambiguity. This work studies a three-user PNC scheme integrated with Low-Density Parity-Check (LDPC) coding for UWOC, aiming to enhance system robustness and throughput under asymmetric underwater channels. 【Methods】LDPC-PNC joint coding-decoding architectures are proposed and analyzed, and transmitter powers are adjusted according to per-user channel Direct Current (DC) gains. A Four-Timeslot Power Allocation-based Joint Channel Decoding and PNC (FT-PA-JCNC) algorithm is proposed to reduce the disparities among the relay's received signal amplitudes and to improve the reliability of Log Likelihood Ratio (LLR) soft inputs for LDPC decoding. 【Results】Simulations show that the proposed scheme provides approximately 4.0 dB Signal-to-Noise Ratio (SNR) gain at the Forward Error Correction (FEC) threshold compared with uncoded PNC. The best Bit-Error-Rate (BER) performance is achieved among the considered joint-decoding schemes. In the indoor experiments, the addition of a single relay node increases the end-to-end distance by 82.98% compared to a direct link between two users. In underwater experiments, the system can achieve communication with 5 Mbit/s at distance of 8.62 m. 【Conclusion】The study results indicate that introducing a power-allocation strategy can effectively reduce the mapping ambiguity caused by channel asymmetry. Optimizing the joint coding-decoding architecture can significantly improve the BER performance, thereby offering new perspectives for the design and optimization of underwater relay optical communication systems.

Key words: UWOC; PNC; LDPC

0 引言

水下无线光通信(Underwater Wireless Optical

Communication, UWOC)因支持超高数据速率和不受频谱授权限制等优势成为研究热点^[1]。然而无线光通信依赖视距链路,文献[2]提出了物理层网络编

收稿日期:2025-09-22; 修回日期:2025-11-24; 纸质出版日期:2026-04-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(62261009);广西无线宽带通信与信号处理重点实验室基金资助项目(GXKL06240109);认知无线电与信息处理教育部重点实验室基金资助项目(CRKL230102);广西研究生教育创新计划资助项目(YCSW2025352)

作者简介:李燕龙(1989-),男,陕西宝鸡人。副教授,博士,主要研究方向为水下光通信。

通信作者:王兵,助理研究员,硕士。E-mail: guetwb@guet.edu.cn

© Editorial Office of Study on Optical Communications. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license.

码(Physical-layer Network Coding, PNC)以解决视距限制并提高了吞吐效率;文献[3-4]分别提出了基于放大转发与解码转发的相位对齐 PNC 架构,补偿了相位偏移;文献[5-6]分别从 $\sqrt{A}$ (A 为调制阶数)加、去噪映射角度解决了 PNC 映射歧义问题;文献[7]提出了 PNC 的分层调制方案,改变星座优先级,提升了抗大气湍流能力。另一方面,将低密度奇偶校验(Low-Density Parity-Check, LDPC)编码与 PNC 结合可改善误码率(Bit Error Rate, BER)性能。文献[8-10]提出了低复杂度的联合 LDPC 的 PNC 译码算法,加快了译码速度,然而算法基于稳定性向量和外部信息进行译码迭代,进行功率分配后,LDPC 译码软信息会部分失真,使得无法有效收敛;文献[11]对 LDPC 译码阈值进行优化,降低了复杂度;文献[12]将 LDPC 应用于缓解 PNC 噪声累积;文献[13]针对 3 用户 PNC 提出了比特拼接方法,提高了 33% 的吞吐量性能;文献[14]提出 3 用户联合 LDPC-PNC 算法更新用户的符号组合概率,提升了可靠性。当前研究大多集中于两用户场景,然而实际通信中,随着通信需求的增长与节点数量的增加,多用户水下中继通信系统具有更高的研究与应用价值。水下湍流引起的信道不对称性使得中继叠加信号星座点发生混叠,降低了中继 LDPC 译码的可靠性并导致了 PNC 映射的歧义问题。

针对上述问题,本文提出了一种任意 M 用户中继 UWOC 系统模型,面向水下湍流的 3 用户场景,提出了基于功率分配与联合 LDPC 译码的 4 时隙 PNC(Four-Timeslot Power Allocation-based Joint Channel Decoding and PNC, FT-PA-JCNC)算法,分析不同联合编译码架构,通过信道直流增益分配发射功率以平衡中继接收信号功率,解决了非对称信道映射歧义问题,并使 LDPC 迭代译码有效收敛。本文还搭建了中继光通信系统进行室内与水下实验验证,通过仿真与现存方案进行对比,验证了本文所提算法的优势。

1 3 用户 LDPC-PNC 系统

1.1 FT-PA-JCNC 系统模型

任意 M 用户中继 UWOC 系统模型如图 1 所示, M 个用户无法直接通信,用户和中继都装备了 1 个发光二极管(Light Emitting Diode, LED)和 1 个光

电二极管(Photodiode, PD)。在时隙 1 时,用户 1 和用户 2 发送自身信息到中继,中继接收他们的叠加信号,在时隙 $M-1$ 时,用户 $M-1$ 和 M 执行同样的操作。在时隙 M 时,中继向 M 个用户同时转发用户 1 和用户 2 经过 PNC 映射后的信号,在时隙 $2 \times M - 2$ 时,中继转发用户 $M-1$ 和 M 经过 PNC 映射后的信号,用户根据自信息依次解映射得到其余所有用户的信息。3 用户作为多用户场景的典型代表,能充分体现 FT-PA-JCNC 算法在多用户功率分配与联合编译码方面的核心特征,本文所提算法的功率分配准则和 LDPC-PNC 联合译码映射等在原理上与用户数 M 无关,因此本文以 3 用户为例,对系统性能进行分析。用户 1、用户 2、用户 3 和中继分别处于 $(0, -2, 0)$ 、 $(2, 0, 0)$ 、 $(0, 2, 0)$ 和 $(0, 0, 10)$ m 的位置。

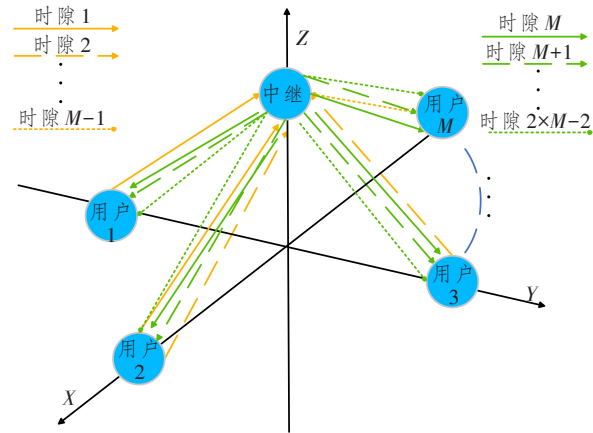


图 1 任意 M 用户中继 UWOC 系统模型

Figure 1 Arbitrary M -user relay UWOC system model

本文使用了非对称削波光正交频分复用(Asymmetrically Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ACO-OFDM)和 4 阶正交振幅调制(4-Quadrature Amplitude Modulation, 4QAM)。ACO-OFDM 适配 LED 的非负光强输出特性,可减少符号间干扰;4QAM 兼顾吞吐量和鲁棒性,适配 UWOC 的实时传输需求。FT-PA-JCNC 算法的系统框图如图 2 所示。在时隙 1 和时隙 2 时,对用户进行 LDPC 编码及 ACO-OFDM-4QAM 调制,中继对叠加信号进行联合 LDPC 译码的 PNC 映射,并对映射后信号进行编码调制。在时隙 3 和时隙 4 时,各用户节点根据自信息解映射出其余各用户的信息。

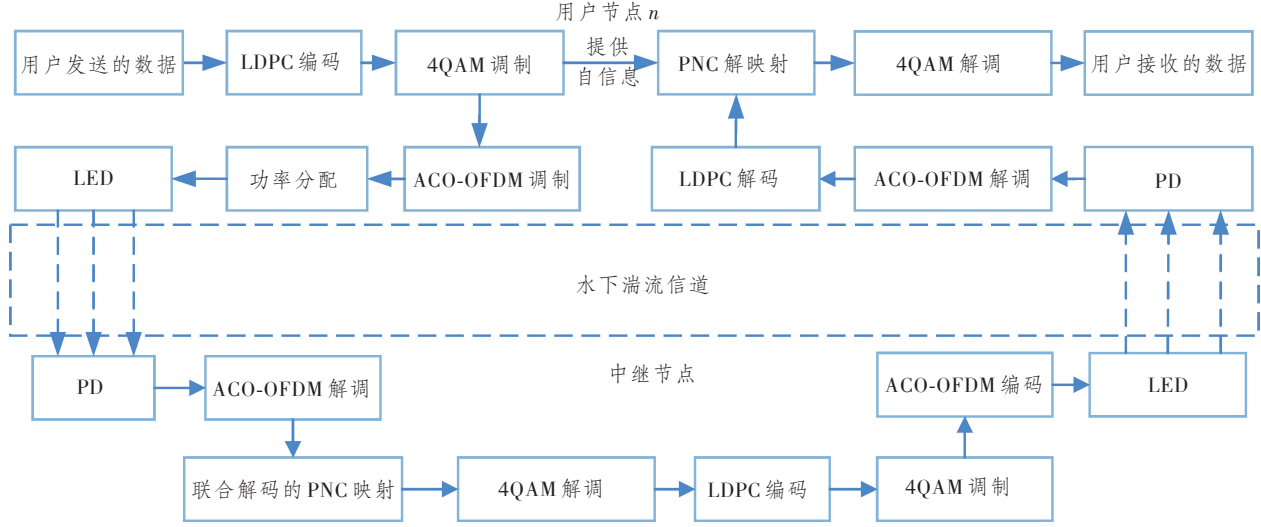


图 2 FT-PA-JCNC 算法的 UWOC 系统框图

Figure 2 Block diagram of the UWOC system using the FT-PA-JCNC algorithm

1.2 FT-PA-JCNC 算法

设 $u_1, u_2, u_3 \in \{0, 1\}^a$ 为用户 1、用户 2 和用户 3 的 a 比特二进制信息, 每一个用户的二进制信息向量 u_v (v 为 3 个用户, $v=1, 2, 3$) 被码率为 $R_c = a/n$ 的相同二进制 LDPC 码编码后的码字为 $c_v = u_v G$, 式中, G 为生成矩阵, 码字 c_v 经过 4QAM 调制为 x_v , 且 $x_v \in \{1-j, 1+j, -1-j, -1+j\}$, j 为虚数单位。

以第 1 时隙为例, 中继器处接收到的来自用户 1 和用户 2 的叠加信号 y 为

$$y = \sqrt{P_1} \hat{h}_{1,R} x_1 + \sqrt{P_2} \hat{h}_{2,R} x_2 + N_0, \quad (1)$$

式中: P_1 和 P_2 分别为分配给用户 1 和用户 2 的功率; $\hat{h}_{1,R}$ 和 $\hat{h}_{2,R}$ 分别为用户 1 和用户 2 到中继处的水下湍流信道直流增益, 且 $\hat{h}_{1,R} \neq \hat{h}_{2,R}$; N_0 为均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。 P_1 和 P_2 可表示为

$$\begin{cases} P_1 = \hat{h}_{2,R}^2 / (\hat{h}_{1,R}^2 + \hat{h}_{2,R}^2) \\ P_2 = \hat{h}_{1,R}^2 / (\hat{h}_{1,R}^2 + \hat{h}_{2,R}^2) \end{cases} \quad (2)$$

本文对 4QAM 信号的 I 路进行分析。在无噪声的情况下, 表 1 总结了编码后信号 c_1 和 c_2 、调制后信号 x_1 和 x_2 、中继 y_R 接收的叠加信号以及 PNC 映射后的信号 E 的关系。

接收信号 $y_R(i)$, ($0 \leq i < n$) (i 为当前比特索引, n 为编码后的码字长度), 有 4 种叠加情况, 即对应于伽罗华域 $GF(2^2) = \{0, 1, 2, 3\}$ 的 (x_1, x_2) 的 4 种组合。假设 a_l 为 $GF(2^2)$ 中的第 1 个元素, $l = 1, 2, 3, 4$ 。信号 $y_R(i)$ 有相同的先验概率, 即 $\Pr(y_R(i)) = 1/4$ 。给定实际接收信号 $y(i)$, $a_l(i) = y_{R,l}(i)$ 的初始概率 $m_{i,l}$ 为

表 1 FT-PA-JCNC 算法同相信号中继映射规则

Table 1 In-phase signal relay-mapping rules for the FT-PA-JCNC algorithm

编码后信号 c_1	编码后信号 c_2	调制后信号		中继接收信号 y_R	PNC 映射 信号 E
		x_1	x_2		
0	0	1	1	$\sqrt{P_1} \hat{h}_{1,R} + \sqrt{P_2} \hat{h}_{2,R}$	-1
0	1	1	-1	$\sqrt{P_1} \hat{h}_{1,R} - \sqrt{P_2} \hat{h}_{2,R}$	1
1	0	-1	1	$-\sqrt{P_1} \hat{h}_{1,R} + \sqrt{P_2} \hat{h}_{2,R}$	1
1	1	-1	-1	$-\sqrt{P_1} \hat{h}_{1,R} - \sqrt{P_2} \hat{h}_{2,R}$	-1

$$m_{i,l} = \Pr(y(i) | a_l(i) = y_{R,l}(i)) = \frac{1}{4\alpha\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{|y(i) - y_{R,l}(i)|^2}{2\sigma_n^2}\right), \quad (3)$$

式中: α 为归一化因子, 使得 $\sum_{l=1}^4 m_{i,l} = 1$; $y_{R,l}(i)$ 为无噪声情况下第 i 个信号中第 l 个叠加信号的情况; σ_n^2 为噪声方差。用于译码的初始可靠对数似然比 $L_R(i)$ 为

$$L_R(i) = \ln\left(\frac{m_{i,2} + m_{i,3}}{m_{i,1} + m_{i,4}}\right). \quad (4)$$

随后将 $L_R(i)$ 输入归一化最小和算法译码器^[15], 即可得到待映射, $y_t(i) = 0, 1$, 同时将译码信息流 $y_t(i)$ 映射为 $E(i)$:

$$E(i) = \begin{cases} 1, y_t(i) = 0 \\ -1, y_t(i) = 1 \end{cases}. \quad (5)$$

FT-PA-JCNC 算法的流程如下:

输入: 校验矩阵 H , 接收叠加信号 $y(i)$ 的 I 路或 Q 路, 叠加的符号情况 $y_{R,i}(i)$, 噪声方差 σ_n^2 , 最大迭代次数 $iter$, 译码器归一化因子 ∂ , 初始迭代次数 k 。

步骤 1: 变量节点初始化

根据式(3)计算叠加信号似然概率 $m_{i,l}$;

根据式(4)计算 LDPC 译码的初始对数似然比 $L_R(i)$;

对变量节点进行初始化: $v_{ij} = L_R(i)$, 式中, v_{ij} 为变量节点 i 传递给校验节点 j 的信息;

迭代循环: for $k = 1: iter$ 。

步骤 2: 更新校验节点到变量节点的信息

计算每个校验节点相关的其他变量节点符号乘积: $sv = \prod_{i' \in V(j) \setminus i} \text{sgn}(v_{\sigma}^{(k)})$, 式中, i' 为除当前变量节点后的其余变量节点索引, $V(j)$ 为第 j 个校验节点相连的变量节点集合, $V(j) \setminus i$ 为除了第 i 个变量节点外, 第 j 个校验节点相连的其他变量节点集合; $v_{\sigma}^{(k)}$ 为第 k 次迭代时其余变量节点传递给校验节点的变量节点消息。

生成每个校验节点相关的变量信息 $minv = \min_{i' \in V(j) \setminus i} |v_{\sigma}^{(k)}|$, 式中, $minv$ 为校验节点相连变量节点消息绝对值的最小值, $v_{\sigma}^{(k)}$ 若是最小值, 则取次小值。

更新每个校验节点到变量节点的信息: $u_{ji}^{(k)} = \partial \times sv \times minv$, 式中: u_{ji} 为校验节点 j 传递给变量节点 i 的信息; ∂ 取值为 0.6~0.9, 本文取 0.75。

步骤 3: 更新变量节点到校验节点的信息

求每个变量节点相关的其他校验节点信息和: $\sum_{j' \in C(i) \setminus j} u_{ji}^{(k)}$, 式中, $C(i)$ 为第 i 个变量节点相连的校验节点集合, $C(i) \setminus j$ 为除了第 j 个校验节点外, 第 i 个变量节点相连的其余校验节点集合, j' 为除了第 j 个校验节点外的其余校验节点;

更新每个变量节点的信息: $v_{ij}^{(k)} = L_R(i) + \sum_{j' \in C(i) \setminus j} u_{ji}^{(k)}$;

计算每个变量节点后验对数似然比: $v1^{(k)}(i) = L_R(i) + \sum_{j \in C(i)} u_{ji}^{(k)}$ 。

步骤 4: 硬判决及 PNC 映射

进行硬判决: $y_i^{(k)}(i) = \begin{cases} 0, & v1^{(k)}(i) \geq 0 \\ 1, & v1^{(k)}(i) < 0 \end{cases}$,

若 $\text{mod}(H \times y_i^{(k)}, 2) = 0 (\text{mod}() \text{为模 } 2 \text{ 运算})$,

则进行映射: $E(i) = \begin{cases} 1, & y_i^{(k)}(i) = 0 \\ -1, & y_i^{(k)}(i) = 1 \end{cases}$, 输出映射后信号 $E(i)$, 终止迭代, end; 否则, $k = k + 1$ 。

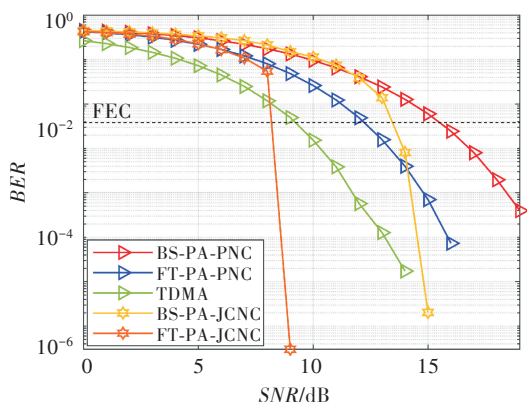
1.3 算法性能分析

本文通过仿真分析了 FT-PA-JCNC 算法的性能, 假设用户到达中继的光信号完全同步, 总传输功率进行归一化, 而 4QAM 星座没有功率归一化, ACO-OFDM 的子载波数为 256。使用混合指数广义伽马分布模型模拟水下湍流^[16], 其参数为 (0.210 8, 0.269 4, 0.602 0, 1.279 5, 21.161 1), 使用朗伯辐射模型描述 LED 光源在传播时的功率分布情况^[17], 且用户获得精确的水下信道直流增益。LDPC 码长为 4 096, 码率为 4/5, 中继迭代译码最大次数为 15 次, 用户接收的迭代译码最大次数为 5 次。系统的吞吐量 $Throughput_{\text{system}}$ 为

$$Throughput_{\text{system}} = \sum_{v=1,2,3} \frac{S_v}{T}, \quad (6)$$

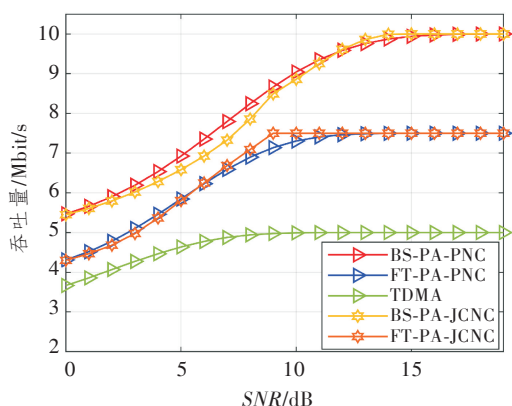
式中: S_v 为每个用户成功接收到其余用户的数据总量; T 为通信时间。

本文采用文献[13]中提出的基于比特拼接的 PNC(Bit Splicing PNC, BS-PNC)算法, 本文所提 PA-JCNC 算法也适用于 BS-PNC(BS-PA-JCNC)系统。为全面对比系统性能, 本文引入了时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)策略。如图 3 所示, 在前向纠错(Forward Error Correction, FEC)门限时, TDMA 与 FT-PA-PNC 和 BS-PA-PNC 算法相比, 信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)分别降低了约 3.0 和 6.5 dB, 但其吞吐量性能最差, 最大吞吐量只有 5 Mbit/s, FT-PA-PNC 算法的最大吞吐量性能与 TDMA 相比有 50% 的提升, 但 BER 性能次之。在 FEC 时, FT-PA-JCNC 算法与 TDMA 和 FT-PA-PNC 算法相比, SNR 分别降低约 1.0 和 4.0 dB, 且 BER 收敛速度很快。由于 BS-PA-PNC 算法在中继进行比特拼接, 减少了转发时隙, 因此最大吞吐量性能最好, 与 TDMA 相比有 100% 的提升, 但增大了广播阶段的调制阶数, BER 性能最差。在 FEC 时, BS-PA-JCNC 算法与 BS-PA-PNC 算法相比 SNR 降低约 2 dB, 在 BER 为 10^{-4} 时, 与 FT-PA-PNC 算法相比 SNR 降低约 0.3 dB, 最大吞吐量性能与 FT-PA-PNC 算法相比有 33% 的提升。图中曲线骤降源于 LDPC 译码的瀑布区特性: 当 SNR 到达译码阈值后, 迭代译码从高错误概率状态迅速转向低错误概率



(a) BER 性能对比

(a) BER performance comparison



(b) 吞吐量性能对比

(b) Throughput performance comparison

图 3 BS-PA-PNC、FT-PA-PNC、TDMA、BS-PA-JCNC 和 FT-PA-JCNC 算法性能对比

Figure 3 Performances comparison of BS-PA-PNC, FT-PA-PNC, TDMA, BS-PA-JCNC and FT-PA-JCNC algorithms

状态,表现为 BER 的急剧下降。

为对比本文所提算法与现有算法的 BER 性能,将文献[8]中进一步改进的改进迭代软可靠性解码(Improved Modified Iterative Soft Reliability-based Decoding, IM-ISRB)和改进的一步多数逻辑解码(Modified-One Step Majority Logic Decoding, M-OSMLGD)算法以及文献[9]中基于双可靠性的解码(Double Reliability based Decoding, DRB)和知情稳定性(Informed Stability, IS)-DRB 算法与 FT-PNC 框架相结合,如图 4 所示,在 FEC 时,FT-PA-JCNC 算法的 SNR 与 FT-PA-DRB、FT-PA-IS-DRB、FT-PA-IM-ISRB 和 FT-PA-M-OSMLGD 算法相比分别降低约 1.8、2.4 和 4.2 dB,且 FT-PA-IM-ISRB 与 FT-PA-M-OSMLGD 算法在低 SNR 区域性能较差。文献[8-9]中的算法在水下湍流信道中表现出相对较差的鲁棒性,甚至在中继处

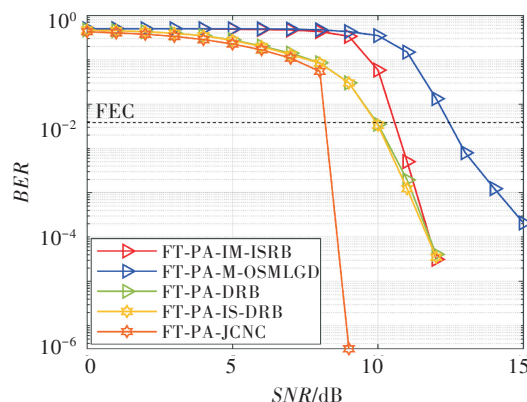


图 4 FT-PA-IM-ISRB、FT-PA-M-OSMLGD、FT-PA-DRB、FT-PA-IS-DRB 和 FT-PA-JCNC 算法 BER 性能对比

Figure 4 BER performances comparison of FT-PA-IM-ISRB, FT-PA-M-OSMLGD, FT-PA-DRB, FT-PA-IS-DRB and FT-PA-JCNC algorithms

导致了额外的译码误差,而本文所提 FT-PA-JCNC 算法有更好的抗湍流能力。

为分析不同编译码策略对 BER 的影响,本文提出了另外 4 种处理架构:在 FT-PA-用户发射端编码-接收端解映射-解码(User-Demap-Decode, UMD)算法中,发射端进行 LDPC 编码,中继只进行 PNC 映射操作,接收端 PNC 解映射后进行译码;在 FT-PA-用户发射端编码-接收端解映射-解码(User-Dcode-Demap, UDM)算法中,发射端进行 LDPC 编码,中继只进行 PNC 映射操作,接收端 PNC 解映射前进行译码;在 FT-PA-用户发射端编码-中继-解码(User-Relay-Decode, URD)算法中,发射端进行 LDPC 编码,中继进行 LDPC 译码及 PNC 映射,接收端 PNC 解映射;在 FT-PA-中继编码-接收端解码-解映射(Relay-Decode-Demap, RDM)算法中,中继进行 PNC 映射及 LDPC 编码,接收端 PNC 解映射前进行译码。如图 5 所示,在 FEC 时,本文所提 FT-PA-JCNC 算法与 FT-PA-UDM 和 FT-PA-UMD 算法相比,SNR 分别降低约 2.1 和 2.7 dB,这是由于 UDM 与 UMD 算法在中继处仅进行了 PNC 映射,受上行链路多址干扰的影响,BER 性能有所下降。URD 算法在中继处进行了译码,有效减小了上行链路的多址干扰,使得在低 SNR 时比 FT-PA-UMD 和 FT-PA-UDM 算法更好,但高 SNR 时受中继到用户接收端的信道条件影响,BER 反而较高。FT-PA-RDM 算法受发射端到中继信道的影响,接收端译码只对中继 PNC 映射后数据纠错,所以 BER 性能最差。

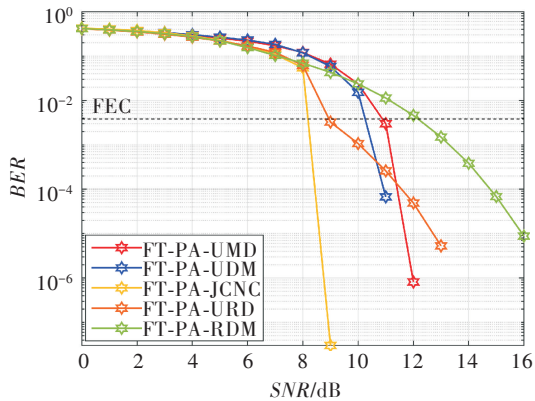


图5 FT-PA-UMD、FT-PA-UDM、FT-PA-JCNC、FT-PA-URD 和 FT-PA-RDM 算法 BER 对比

Figure 5 BER performances comparison of FT-PA-UMD, FT-PA-UDM, FT-PA-JCNC, FT-PA-URD and FT-PA-RDM algorithms

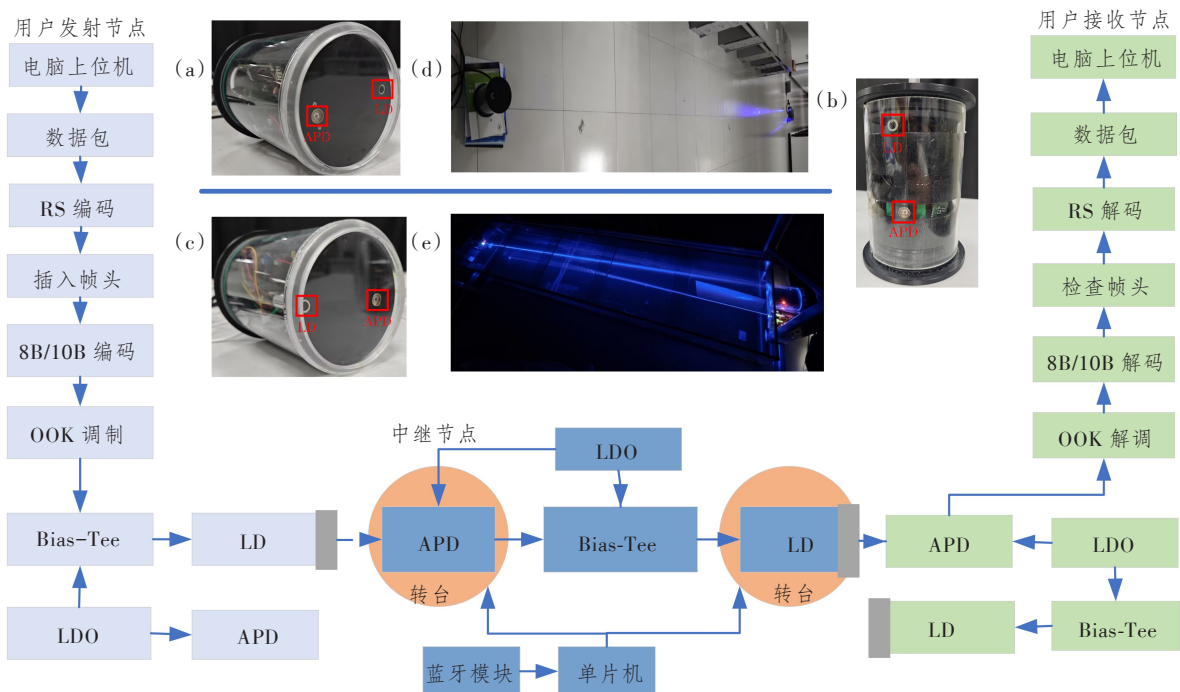
2 中继光通信系统

2.1 实验搭建

本节介绍了基于放大转发方式中继光通信系统的设计与搭建,其系统框图如图6所示,图中,(a)为

用户发射节点示意图;(b)为中继节点示意图;(c)为用户接收节点示意图;(d)为室内测试环境示意图;(e)为水下测试环境示意图。

用户通过上位机将发送的图像或视频数据经以太网用户数据报协议(User Datagram Protocol, UDP)下发至现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)。FPGA 对接收的数据包进行解封装、RS 编码并插入帧头序列,随后进行8B/10B 直流平衡编码并完成OOK 调制。产生的OOK 信号被送入 Bias-Tee 模块,与直流偏置耦合后用于驱动 LD 发射光信号。中继端的 APD 将接收到的光信号转换为电信号并放大,放大后的电信号经 Bias-Tee 与直流偏置耦合后驱动中继 LD 实现放大转发。接收端的 APD 接收到信号后输出至 FPGA 进行 OOK 解调和 8B/10B 解码等恢复数据,经 UDP 回传给电脑上位机完成端到端通信。用户发射与接收节点的实物布置分别如图6中(a)图与(c)图所示,各用户节点总功耗为 1.644 W,中继节点如图6中(b)图所示,总功耗为 1.920 W。系统默认传输速率为 5 Mbit/s。



注:RS 编码为里德-所罗门编码;OOK 为开关键控;LD 为激光二极管;Bias-Tee 为偏置模块;APD 为雪崩光电二极管探测器;LDO 为低压差线性稳压器。

图6 系统框图

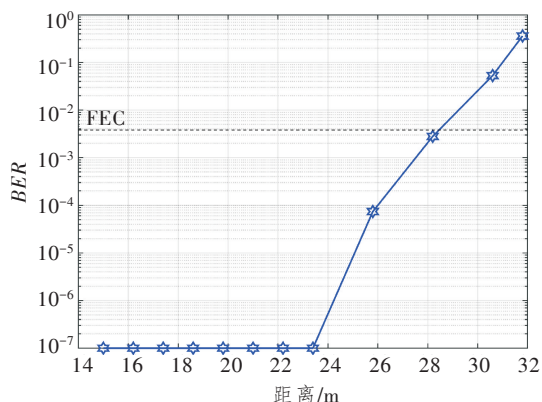
Figure 6 The block diagram of the system

2.2 系统测试和性能分析

为评估直连链路的最大传输距离,在室内环

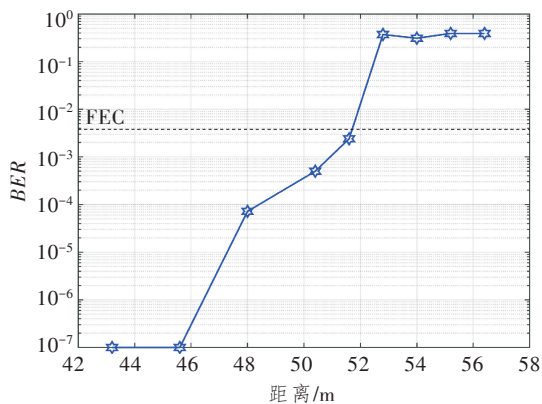
境下对两用户节点间的 BER 进行了测试,结果如图7(a)所示。由图可见,当链路距离超过 23.4 m

时, BER 开始上升, 当链路距离为 28.2 m 时, BER 仍低于 FEC 门限。在相同条件下引入中继节点进行测试, 当中继位于两用户距离的中点位置时, 逐步增加总传输距离以分析其对通信性能的改善作用, 结果如图 7(b) 所示。由图可知, 当链路长度超过 45.6 m 时, BER 开始上升, 在 51.6 m 时接近 FEC 门限。系统引入 1.92 W 的中继后, 总功耗增加了 58.4%, 但传输距离提升了 82.98%。



(a) 用户直连时不同距离 BER 曲线

(a) BER curves of user direct transmission at different distances



(b) 中继位于两用户正中间时不同距离 BER 曲线

(b) BER curves with the relay located at the midpoint between the two users at different distances

图 7 用户直连与中继辅助传输的 BER 对比

Figure 7 Comparison of BER between direct user transmission and relay-aided transmission

在总距离固定为 28.8 m 的室内环境下, 不断改变中继到发射端的距离, 进一步研究中继位置对系统 BER 的影响, 如图 8 所示。当中继距离发射端为 16.2~19.2 m 之间时, BER 性能最佳, 而非在中心的 14.4 m, 这是由于 LD 光源的发散角参数存在差异, 若发射端到中继的 LD 光源发散角较小, 光功率密度更高, 从而获得更远的有效传输距离。若中继继续偏离最佳区域, BER 随之上升, 此时由于一端用户节点到中继的距离变短, 而另一端

变长, 较长传输链路的衰减对系统 BER 影响更大。

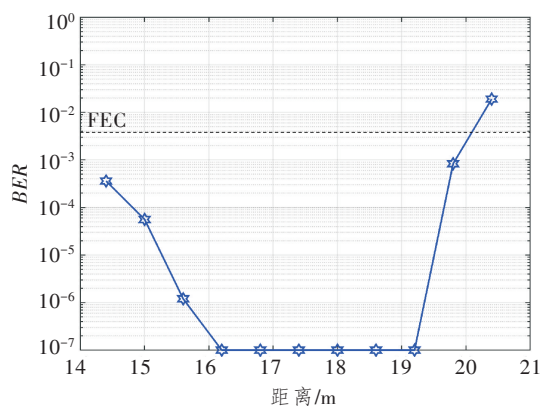


图 8 中继节点距用户发射节点不同距离时的 BER 曲线

Figure 8 BER curve at different distances between relay node and user transmitter node

在水下环境中对系统进行 BER 测试, 中继置于水箱一侧, 两用户位于水箱另一侧, 距离为 2.8 m, 用户间有隔板阻隔, 水质为自来水, 通过气泵在水箱中产生气泡, 如图 6(e) 所示。用光功率计测出发射端与中继的光功率为 16.210 dBm, 传输 2.8 m 后平均接收光功率为 -2.400 dBm, 对应每米衰减约 6.646 dBm。如图 9 所示, 当传输速率为 5 Mbit/s, 总通信距离 > 8.57 m 时, 系统的 BER 开始上升, 在 8.62 m 时接近 FEC 门限。当传输速率为 3 Mbit/s, 总通信距离 > 8.77 m 时, 系统的 BER 开始上升, 在 8.81 m 时接近 FEC 门限。

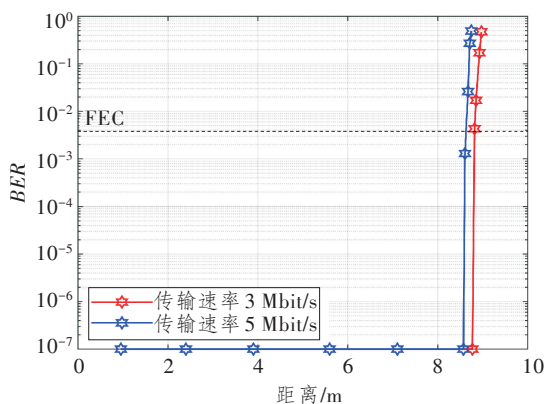


图 9 水下不同距离 BER 曲线

Figure 9 BER curve at different distances in underwater transmission

3 结束语

本文针对 3 用户非对称水下湍流信道, 分析了不同的联合编译码架构, 若译码仅在中继或接收端执行, BER 性能分别受下行广播链路质量和未被有

效抑制的上行多址干扰的限制,使得性能改善有限,本文提出了一种功率分配策略 FT-PA-JCNC 算法,将功率分配与中继端的 LDPC 译码及 PNC 映射相结合,抑制了多址干扰并为 LDPC 迭代译码提供更可靠的初始软信息,减小了 PNC 映射歧义,在 FEC 门限处,与 FT-PA-PNC 算法相比,SNR 增益提升了 4.0 dB,与 FT-PA-DRB 和 FT-PA-IS-DRB 算法相比,SNR 增益提升了 1.8 dB。研究表明,本文所提 FT-PA-JCNC 算法可有效提升系统的抗多址干扰与湍流能力。本文所提系统结构可推广至任意 M 用户场景, M 个用户可通过中继在 $(M-1) \times 2$ 时隙内实现信息交互:前 $(M-1)$ 个时隙依次完成用户间的上行传输,中继获得叠加信号;后 $(M-1)$ 个时隙完成中继依次广播,将叠加信号广播给每一个用户,从而扩展到一般多用户网络。

本文设计并搭建了基于放大转发的中继光通信系统,该系统支持遮挡情况下的非视距通信,可在多种速率下工作并显著延长传输距离。仿真部分针对 LDPC 与 PNC 联合编译码系统的性能,硬件系统目前聚焦于支持遮挡情况下的非视距通信,提升了光链路的传输距离。但本文搭建的硬件系统还不支持 PNC 与 LDPC 联合编译码,后续研究将推进将 LDPC 编码添加进用户节点,将 PNC 与 LDPC 联合译码添加进中继节点,以完善系统性能。

参考文献:

- [1] 刘润芃,佟首峰,张鹏,等. 水下光通信技术研究[J]. 光通信研究, 2023(4): 11-13.
Liu R P, Tong S F, Zhang P, et al. Research on Underwater Optical Communication Technology [J]. Study on Optical Communications, 2023(4): 11-13.
- [2] Zhang S, Liew S C, Lam P P. Hot Topic: Physical-Layer Network Coding [C]//Proceedings of the 12th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. Los Angeles, CA, USA: ACM, 2006: 358-365.
- [3] Guan X, Yang Q, Wang T, et al. Phase - Aligned Physical-Layer Network Coding in Visible Light Communications[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(2): 7902409.
- [4] 韦官. 面向可见光通信双向中继网络的复线性物理层网络编码研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2023.
Wei G. Complex Linear Physical-Layer Network Coding for Visible Light Communication Two - Way Relay Network[D]. Guangzhou, China: South China University of Technology, 2023.
- [5] Doost E A, Saghezchi F B, Mumtaz S, et al. OFDM-based Synchronous PNC Communications Using Higher Order QAM Modulations[C]//ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications. Rome, Italy: IEEE, 2023: 10279137.
- [6] Lu M, Shen Z, Guo D, et al. A New Physical Layer Network Coding De - Noising Mapping based on M -QAM [C]//2017 First International Conference on Electronics Instrumentation & Information Systems (EIIS). Harbin, China: IEEE, 2018: 8298680.
- [7] 秦怀军, 曹阳, 彭小峰, 等. 分层调制联合物理层网络编码下协作自由空间光通信系统的误码率性能[J]. 激光与光电子学进展, 2023, 60(17): 1706001.
Qin H J, Cao Y, Peng X F, et al. Bit Error Rate Performance of Cooperative Free Space Optical Communication System with Hierarchical Modulation and Physical Layer Network Coding[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(17): 1706001.
- [8] Xie X, Chen P, Fang Y, et al. Low Complexity Majority - Logic Decoding for LDPC - Coded PNC Systems[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(5): 959-963.
- [9] Huang C, Chen P, Xie Z, et al. Improving LDPC-Coded PNC Decoders via Informed Dynamic Scheduling [J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(8): 1949-1953.
- [10] Su C, Kang P, Chen P, et al. Layered SEMS Decoding for Non - Binary LDPC - Coded PNC Systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2025, 14(3): 866-870.
- [11] Du J, Zhou L, He X, et al. A New LDPC Coded Scheme for Two-User Multiple - Access Channels Aided with Physical - Layer Network Coding [C]//2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Singapore: IEEE, 2018: 8269090.
- [12] Jia Y, Lyu C, Shen P, et al. Modulated Retro-Reflector - based Physical - Layer Network Coding for Space Optical Communications[J]. IEEE Access, 2021, 9: 44868-44880.
- [13] Li Y, Jiang P, Li S, et al. Asymmetric Modulation Physical-Layer Network Coding based on Power Allocation and Multiple Receive Antennas in an OFDM - UWOC Three - User Relay Network[J]. Photonics, 2025, 12(2): 144.
- [14] Ye X, Gao F. A Decode - and - Forward Scheme for LDPC Coded Three - Way Relay Fading Channels[J]. China Communications, 2015, 12(8): 46-54.
- [15] 周华, 周鸣, 张立康. 低密度奇偶校验码正则化神经网络

- 络归一化最小和译码算法[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(5): 1486–1493.
- Zhou H, Zhou M, Zhang L K. Regularized Neural Network-based Normalized Min-Sum Decoding for LDPC Codes[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2025, 47(5): 1486–1493.
- [16] 符杰林, 武琼琼, 李燕龙. 基于最大比合并的水下湍流信道光束成形算法[J]. 计算机应用与软件, 2025, 42(6): 296–301.
- Fu J L, Wu Q Q, Li Y L. Beamforming Algorithm based on Maximum Ratio Combination for Underwater in Turbulence Channel[J]. Computer Applications and Software, 2025, 42(6): 296–301.
- [17] Li Y, Jiang Y, Chen X, et al. Research on Adaptive Transmit Diversity Strategy for Reducing Interference in Underwater Optical Multi-Beam Non-Orthogonal Multiple Access Systems[J]. Photonics, 2023, 10(10): 1152.