

物理层网络编码中连续相位调制信号的非相干多符号检测

党小宇^{*①} 刘兆彤^① 李宝龙^② 李强^①
^①(南京航空航天大学电子信息工程学院 南京 210016)
^②(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘要: 基于连续相位调制(CPM)的物理层网络编码(PNC)由于其高效的吞吐率和频谱利用率特性引起了越来越多的关注。现有关于 CPM-PNC 检测的研究大多建立在到达中继端的两节点信号载波相位完全同步或相位差已知的基础上。实际应用中,这一载波相位差不可避免,也很难准确估计。针对这一问题,该文提出一种中继端存在未知载波相位差条件下的 CPM-PNC 非相干多符号检测算法。该算法根据最大似然检测原理,通过观察多个码元来实现中间码元的检测,充分利用了 CPM 信号的相位记忆特性。仿真结果表明,该文所提出的 CPM-PNC 非相干多符号检测算法性能优越。而且随着观察窗口长度的增大,其性能显著提高并逐渐趋近最优相干检测性能。在误码率(BER)为 10^{-4} 时,相比于非相干单符号检测,观察窗口长度为 5 个码元时的 CPM-PNC 非相干多符号检测有 6.7 dB 的性能增益。

关键词: 物理层网络编码; 连续相位调制; 非相干多符号检测

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)04-0877-08

DOI: 10.11999/JEIT150671

Noncoherent Multiple Symbol Detection for Continuous Phase Modulation in Physical-layer Network Coding

DANG Xiaoyu^① LIU Zhaotong^① LI Baolong^② LI Qiang^①
^①(College of Electronic Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)
^②(College of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Physical-layer Network Coding (PNC) with Continuous Phase Modulation (CPM) attracts much attention due to its high efficiency in the throughput and the spectrum. Most present research on the detection of CPM-PNC signals is based on the assumption that signals transmitted from the two nodes arrived at the relay have perfect carrier synchronization or the carrier-phase offset is known. In practical applications, however, the carrier-phase offset is unavoidable and hard to estimate accurately. In this paper, a noncoherent multiple symbol detection algorithm for CPM-PNC signals is proposed to solve this problem. The proposed algorithm, which is based on the maximum likelihood principle, fully exploits the inherent memory of CPM signal and makes decision on the middle symbol by observing a group of symbols. Simulation results show that the performance of the proposed CPM-PNC noncoherent multiple symbol detection algorithm is superior. In addition, as the observation length gets larger, the performance of the proposed algorithm increases significantly and approaches that of CPM-PNC optimal coherent detection. When BER is 10^{-4} , compared with observation length of 1 symbol, the algorithm with observation length of 5 symbols achieves 6.7 dB performance gain.

Key words: Physical-layer Network Coding (PNC); Continuous Phase Modulation (CPM); Noncoherent multiple symbol detection

1 引言

文献[1]首次提出了物理层网络编码(Physical

layer Network Coding, PNC)的概念。它充分利用电磁波在无线环境中自然叠加这一特性,中继端对接收的信号之和直接进行解调和映射,再将映射后的信息发送给两节点,两终端节点比较自身发送的信息和接收 PNC 编码信息,来获得对方节点的发送信息。在双向中继信道下,和传统的中继方案相比,PNC 可以将系统的吞吐量提高 100%。正是由于这一巨大优势使得 PNC 在通信领域得到了广泛关注,并成为现代无线通信的研究热点。

目前关于 PNC 的研究,如 PNC 系统在多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)

收稿日期: 2015-06-04; 改回日期: 2015-11-20; 网络出版: 2016-01-14

*通信作者: 党小宇 dang@nuaa.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61172078, 61201208), 教育部留学回国人员科研启动基金, 中央高校基本科研业务费(NS2014038), 南京航空航天大学研究生创新基地开放基金(kfjj20150404)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61172078, 61201208), The State Education Ministry Project Sponsored by the Scientific Research Foundation for the Returned Overseas Chinese Scholars, The Fundamental Research Funds for the Central Universities (NS2014038), The Foundation of Graduate Innovation Center in NUA (kfjj20150404)

信道下的空时编码技术^[2]、PNC 符号时钟估计算法^[3]、衰落信道中 PNC 系统的检测性能研究及优化^[4,5],多集中在二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)、四进制相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)、正交振幅调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)等线性调制信号波形上。但由于其相位不连续,线性功放效率不高,难以高效地应用在一些功率严格受限的无线通信场合。而连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)信号波形由于其功率高效频谱高效,包络恒定以及相位连续^[6]等诸多的优点,将 CPM 与 PNC 结合不仅可以有效提高信息传输速率还可以提高频谱利用率,因此,PNC 系统中 CPM 检测问题也得到了越来越深入的研究。

现阶段已有 CPM-PNC 的研究都建立在两发送信号到达中继接收端载波相位差为零或完全已知的理想条件基础上,如文献[7]将串行级联码与 CPM 结合并应用到 PNC 中,显著提高了 CPM-PNC 系统的相干检测性能,文献[8]对 PNC 中 CPM 信号在瑞利衰落信道下的相干检测性能进行了研究,并指出同步误差很大程度上影响着检测性能。而实际应用中,两发送信号到达中继接收端的载波相位差难以避免,而且对其准确估计相当困难^[9]。因此,研究 PNC 系统的 CPM 信号在存在未知载波相位差条件下的非相干接收有着重要的理论和实际意义。

本文研究 CPM-PNC 的非相干检测,与传统建立在两发送信号到达中继接收端载波相位差为零或完全已知的假设有所不同,本文假设两发送信号到达中继端存在未知的载波相位差。针对这一问题,本文提出一种 CPM-PNC 非相干多符号检测算法。区别于仅适用于 BPSK 等线性调制波形的无记忆非相干单符号检测算法,本文算法的主要思想是充分利用 CPM 信号的记忆特性,通过观察多个码元来实现中间码元的判决,从而提高检测性能。仿真结果表明,该算法有效避免了未知载波相位差对检测性能的影响,而且该非相干检测算法适用于任何调制度的 CPM 信号。在误码率为 10^{-4} 时,相比于 CPM-PNC 非相干单符号检测,观察窗口长度为 3 个码元的非相干多符号检测性能提高了 5.4 dB,观察窗口长度为 5 个码元时性能增益达到 6.7 dB。随着观察窗口长度的增加,检测性能不断提升并逐渐趋近最优相干检测。当观察窗口长度为 5 个码元时,CPM-PNC 非相干多符号检测相比于最优相干检测性能,只有约 1.1 dB 的性能损失。

本文内容安排如下:第 2 节给出系统描述;第 3 节提出 CPM-PNC 非相干多符号检测算法;第 4 节给出仿真结果并对其进行讨论;第 5 节总结全文。

2 系统描述

本文考虑双向中继信道下的 CPM-PNC 检测问题,系统结构如图 1 所示。节点 1,2 通过中继 R 来进行通信,所有节点均工作在半双工状态。两节点实现信息交换共需两个时隙,第 1 个时隙称之为多址访问阶段,第 2 个时隙称之为广播阶段。

在第 1 个时隙,两发送节点对基带调制码元序列进行调制,并同时向中继发送 CPM 信号。在本文中讨论更符合实际的一般情形,即假设两发送信号到达中继端载波不完全同步且存在未知的载波相位差 φ ^[9,10],则中继端的接收信号可表示为

$$r(t) = s_1(t; \alpha_1) + s_2(t; \alpha_2)e^{j\varphi} + n(t) \quad (1)$$

式中, $s_1(t; \alpha_1)$, $s_2(t; \alpha_2)$ 表示两发送节点基带码元序列 α_1, α_2 调制后的 CPM 信号, φ 为两发送信号到达中继端的未知载波相位差,在 $(-\pi, \pi)$ 内服从均匀分布, $n(t)$ 是均值为 0, 单边功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声。

在时间间隔为 $(n - N + 1)T \leq t \leq (n + 1)T$ 内, $s_1(t; \alpha_1)$, $s_2(t; \alpha_2)$ 的基带表达式可以写为

$$s_1(t; \alpha_1) = \exp \left\{ j2\pi h \sum_{i=n-N+1}^n \alpha_{1,i} q(t - iT) + j\theta_{1,n-N+1} \right\} \quad (2)$$

$$s_2(t; \alpha_2) = \exp \left\{ j2\pi h \sum_{i=n-N+1}^n \alpha_{2,i} q(t - iT) + j\theta_{2,n-N+1} \right\} \quad (3)$$

其中, N 为观察窗口长度, h 为 CPM 信号的调制指数, T 为码元周期, $q(t)$ 为相位脉冲函数^[11]。用 $k = 1, 2$ 表示发送信号节点,那么 $\alpha_{k,i} \in \{-1, 1\}$ 为第 k 个发送节点的基带调制序列 α_k 中的第 i 个码元, $\theta_{k,n-N+1}$ 为 $s_k(t; \alpha_k)$ 在码元区间 $(n - N + 1)T \leq t \leq (n + 1)T$ 内的相位状态。

在第 2 个时隙,中继 R 将解调和映射后的信号进行调制并同时发送给两节点,两节点再根据自身发送信号信息来解出对方的发送信息。

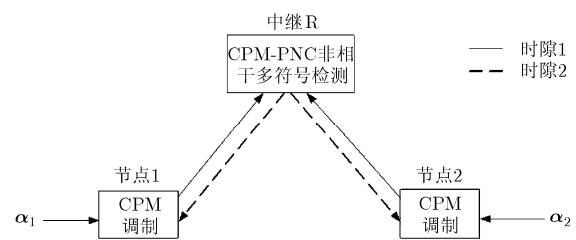


图 1 CPM-PNC 系统结构

根据以上讨论可以发现, 中继端接收信号与两发送信号随机载波相位差 φ 有关。在相位差未知且较大时, 传统的相干检测方案会使得检测性能大幅降低。因此, 设计一种在中继端能克服载波相位差随机特性的非相干接收机具有重要的意义。

关于点对点 CPM(Point to Point CPM, CPM-PTP)解调技术^[12,13]的研究已经很成熟, 本文不再赘述。同时, 这里主要讨论二进制 CPM 信号的检测, 由此得出的结论可以扩展到多进制 CPM 信号中。

3 CPM-PNC 非相干多符号检测算法

由于 CPM 信号的记忆特性, 相比于观察窗口两边的码元信息, 中间码元在观察窗口内的信息更完整。也就是说, 中间码元具有更高的检测可靠性。为了在中继接收端得到较好的检测性能, 观察窗口长度一般选 $N = 2m + 1$, $m = 0, 1, 2, \dots$ 。即每次观察奇数位码元, 并对第 $m + 1$ 位码元(即中间位)进行判决。为了突出本文所提的 CPM-PNC 非相干多符号检测即观察窗口长度 $N > 1$ 情况下检测算法的优越性, 本文将 $m = 0$ 即观察窗口长度为 1 个码元时的情况称为 CPM-PNC 非相干单符号检测。在中继接收端, 按照这一检测方法, 接收机依次交叠对接收信号序列进行匹配并根据最大似然准则^[14]检测出中间码元。

观察窗口长度为 N , 即观察 N 个码元内的 $s_k(t)$ 对应的基带调制码元序列可以表示为 $\alpha_k = \{\alpha_{k,n-2m} \cdots \alpha_{k,n-m} \cdots \alpha_{k,n}\}$, $\alpha_{k,i} \in \{-1, 1\}$, $k = 1, 2$ 表示发送信号的节点。为了便于分析和表达, 令除去中间码元的其他码元序列组合为 $A_k = \{\alpha_{k,n-2m} \cdots \alpha_{k,n-m-1}, \alpha_{k,n-m+1} \cdots \alpha_{k,n}\}$, $k=1, 2$, α_1, α_2 的中间码元分别用 x 和 y 来表示, $x, y \in \{-1, 1\}$, 那么 $s_1(t; \alpha_1)$ 和 $s_2(t; \alpha_2)$ 分别表示为 $s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1})$, $s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1})$ 。中继端待检测的码元为

$$\hat{\alpha}_{n-m} = \alpha_{1,n-m} \oplus \alpha_{2,n-m} \quad (4)$$

式中, $\alpha_{1,n-m} \oplus \alpha_{2,n-m} \triangleq \alpha_{1,n-m} \cdot \alpha_{2,n-m}$, 检测过程只需要对接收信号观察窗口的中间码元进行判决, 即

$$\begin{aligned} & p\left(r(t) \left| s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}), \varphi \right.\right) \\ &= F \cdot \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} |r(t)|^2 dt\right] \cdot \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} \left|s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1})\right|^2 dt\right] \\ & \quad \cdot \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} \left|s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1})\right|^2 dt\right] \cdot \exp\left[\frac{2}{N_0} \operatorname{Re}\left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) dt\right]\right] \\ & \quad \cdot \exp\left[\frac{2}{N_0} \operatorname{Re}\left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} (r(t) - s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1})) s_2^*(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}) e^{-j\varphi} dt\right]\right] \\ &= C \cdot \exp\left[\frac{2}{N_0} \operatorname{Re}(\Gamma)\right] \cdot \exp\left[\frac{2}{N_0} \operatorname{Re}\left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) dt\right]\right] \end{aligned} \quad (9)$$

只需判决出 $\hat{\alpha}_{n-m}$, 无需将 $\alpha_{1,n-m}, \alpha_{2,n-m}$ 区分出来, 那么对于 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 共有 4 种发送可能

$$\left. \begin{aligned} E_{1,1} &= \left\{s_1(t, 1, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, 1, A_2, \theta_{2,n-N+1})\right\} \\ E_{-1,-1} &= \left\{s_1(t, -1, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, -1, A_2, \theta_{2,n-N+1})\right\} \\ E_{1,-1} &= \left\{s_1(t, 1, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, -1, A_2, \theta_{2,n-N+1})\right\} \\ E_{-1,1} &= \left\{s_1(t, -1, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, 1, A_2, \theta_{2,n-N+1})\right\} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

中继接收端待检测码元 $\hat{\alpha}_{n-m}$ 的对数似然比(Log Likelihood Ratio, LLR)可以表示为

$$\begin{aligned} \Lambda &= \lg \frac{p(\hat{\alpha}_{n-m} = 1 | r(t))}{p(\hat{\alpha}_{n-m} = -1 | r(t))} \\ &= \lg \frac{p(E_{1,1} | r(t)) + p(E_{-1,-1} | r(t))}{p(E_{1,-1} | r(t)) + p(E_{-1,1} | r(t))} \end{aligned} \quad (6)$$

若式(5)中的 4 种情况发生的概率相同, 利用贝叶斯准则可以进一步得到

$$\Lambda = \lg \frac{A_1}{A_{-1}} = \lg \frac{p(r(t) | E_{1,1}) + p(r(t) | E_{-1,-1})}{p(r(t) | E_{1,-1}) + p(r(t) | E_{-1,1})} \quad (7)$$

其中 $p(r(t) | E_{x,y})$ 表示式(5)中 4 种情况任意一种的条件概率, $x, y \in \{-1, 1\}$ 分别表示两发送信号序列的中间码元。由于 $p(r(t) | E_{x,y})$ 是对 $p(r(t) | s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}), \varphi)$ 中的 $A_1, A_2, \theta_{1,n-N+1}, \theta_{2,n-N+1}$ 各变量和载波随机相位差 φ 进行积分, 所以需要先对 $p(r(t) | s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}), \varphi)$ 求解。

在观察区间 $(n-N+1)T \leq t \leq (n+1)T$ 内, 中继端接收信号 $r(t)$ 的条件概率可以表示为

$$\begin{aligned} & p\left(r(t) \left| s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}), \varphi \right.\right) \\ &= F \cdot \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} |r(t) - s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) - s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}) e^{j\varphi}|^2 dt\right]\right\} \end{aligned} \quad (8)$$

对式(8)中的平方项展开可得

其中, F, C 均为常数, $\text{Re}[\bullet]$ 表示取实部, Γ 的表达式为

$$\Gamma = \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} \left(r(t) - s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) \right) \cdot s_2^*(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}) e^{-j\varphi} dt \quad (10)$$

对 Γ 进一步化简可得

$$\Gamma = e^{-j[\varphi + \theta_{2,n-N+1}]} \beta = |\beta| e^{-j[\varphi + \theta_{2,n-N+1} - \arg(\beta)]} \quad (11)$$

式中,

$$\beta = \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} \left(r(t) - s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) \right) \cdot s_2^*(t, y, A_2, 0) dt, \quad (12)$$

$$s_2(t, y, A_2, 0) = \exp \left\{ j2\pi h \sum_{i=n-N+1}^n \alpha_{2,i} q(t-iT) \right\}$$

所以式(9)可以化简为

$$p(r(t) | s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}), \varphi) = C \cdot \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) dt \right] \right\} \cdot \exp \left\{ \frac{2}{N_0} |\beta| \cos(\varphi + \theta_{2,n-N+1} - \arg(\beta)) \right\} \quad (13)$$

由于载波随机相位差 φ 是 $(-\pi, \pi)$ 内服从均匀分布的变量, 对 $p(r(t) | s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}),$

$$p(r(t) | E_{x,y}) = \int_{\Theta} \int_{A_2} \int_{A_1} \int_{\varphi} p(r(t) | s_1(t, x, A_1, \theta_{n-N+1}), s_2(t, y, A_2, 0), \varphi) f(\varphi) f(A_1) f(A_2) f(\theta_{n-N+1}) d\varphi dA_1 dA_2 d\theta_{n-N+1} = C \cdot \int_{\Theta} \int_{A_2} \int_{A_1} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, x, A_1, \theta_{n-N+1}) dt \right] \right\} \cdot I_0 \left(\frac{2}{N_0} |\beta| \right) f(A_1) f(A_2) f(\theta_{n-N+1}) dA_1 dA_2 d\theta_{n-N+1} \quad (15)$$

式中, θ_{n-N+1} 的状态数随着调制指数 h 的变化而变化, θ_{n-N+1} 的状态集用 $\Theta = \{M_1, M_2, \dots, M_Q\}$ 来表示, Q 为 θ_{n-N+1} 的状态数。例如当 $h = 0.5$ 时, $\Theta = \{0, \pi/2, \pi, 3/2\pi\}$, $Q = 4$ 。 $\int_{A_k} dA_k, k = 1, 2$ 为多重积分算子, 可以表示为式(16)的 $N-1$ 阶积分

$$\int_{\alpha_{k,n-2m}} \dots \int_{\alpha_{k,n-m-1}} \int_{\alpha_{k,n-m+1}} \dots \int_{\alpha_{k,n}} d\alpha_{k,n-2m} \cdot d\alpha_{k,n-m-1} d\alpha_{k,n-m+1} d\alpha_{k,n} \quad (16)$$

假设两节点各发送码元之间相互独立, 发送 1 和 -1 的概率相同, 且 $s_1(t)$ 的相位状态 θ_{n-N+1} 也等概取 $\Theta = \{M_1, M_2, \dots, M_Q\}$ 中的任一种状态, 那么两节点

φ 进行相位平均可得

$$\int_{\varphi} p(r(t) | s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}), s_2(t, y, A_2, \theta_{2,n-N+1}), \varphi) f(\varphi) d\varphi = C \cdot \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1}) dt \right] \right\} \cdot I_0 \left(\frac{2}{N_0} |\beta| \right) \quad (14)$$

$I_0(x)$ 为第 1 类零阶修正贝塞尔函数^[15], 其定义为 $I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \phi} d\phi$ 。

可以发现式(14)只与 $s_1(t, x, A_1, \theta_{1,n-N+1})$ 和 $s_2(t, y, A_2, 0)$ 有关, $s_2(t, y, A_2, 0)$ 是一个与相位状态 $\theta_{2,n-N+1}$ 无关的量。所以经过相位平均, 不仅使得判决量与两发送信号到达中继端的载波随机相位差 φ 无关, 而且与匹配波形 $s_2(t)$ 的相位状态 $\theta_{2,n-N+1}$ 也无关。为了简化表达同时不失一般性, 我们令 $\theta_{2,n-N+1} = 0$, $\theta_{1,n-N+1} = \theta_{n-N+1}$ 。需要注意的是, 匹配波形 $s_1(t)$ 的相位状态 θ_{n-N+1} 无法通过相位平均消除, 从而判决量中需要考虑 θ_{n-N+1} 的各种状态变化。根据以上分析, 式(7)中的任意一种情况下的 $p(r(t) | E_{x,y}), x, y \in \{-1, 1\}$ 可以表示为

$$\left. \begin{aligned} & \text{发送码元序列和 } \theta_{n-N+1} \text{ 的概率密度函数可以表达为} \\ & f(A_k) = f(\alpha_{k,n-2m}) \dots f(\alpha_{k,n-m-1}) \\ & \quad \cdot f(\alpha_{k,n-m+1}) \dots f(\alpha_{k,n}) \\ & f(\alpha_{k,i}) = \frac{1}{2} \delta(\alpha_{k,i} - 1) + \frac{1}{2} \delta(\alpha_{k,i} + 1), \\ & \quad k = 1, 2 \\ & f(\theta_{n-N+1}) = \frac{1}{Q} \delta(\theta_{n-N+1} - M_1) + \frac{1}{Q} \delta(\theta_{n-N+1} - M_2) \\ & \quad + \dots + \frac{1}{Q} \delta(\theta_{n-N+1} - M_Q) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

式中, $\delta(\bullet)$ 表示冲激函数, 将式(17)代入式(15), 可以进一步得到

$$p(r(t) | E_{x,y}) = C \cdot \sum_{r=1}^Q \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{q=0}^{D-1} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \text{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, x, A_1, p, M_r) dt \right] \right\} \cdot \gamma_{x,y} \quad (18)$$

$$\gamma_{x,y} = I_0 \left(\frac{2}{N_0} \left| \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} (r(t) - s_1(t, x, A_{1,p}, M_r)) \cdot s_2^*(t, y, A_{2,q}, 0) dt \right| \right) \quad (19)$$

式中, $D = 2^{2m}$ 为 A_1, A_2 码元序列的状态数, $A_{k,i}$, $i \in \{p, q\}$ 为节点 k 除去中间码元的各种可能的比特

序列。 $A_{k,i} = \{\Delta_{k,i_1}, \Delta_{k,i_2}, \dots, \Delta_{k,i_{N-1}}\}$, $0 \leq i \leq D-1$, $N = 2m + 1$, $k = 1, 2$ 。其中 $\Delta_{k,0} = 1$, $\Delta_{k,1} = -1$, $i_{k,1}, i_{k,2}, \dots, i_{k,N-1} \in \{0, 1\}$ 为将 $A_{k,i}$ 中的 i 表示成二进制时的加权系数, 即 $i = \sum_{l=1}^{N-1} i_{k,l} 2^l$, $k = 1, 2$ 。 $M_r (1 \leq r \leq Q)$ 为 θ_{n-N+1} 的各种可能状态, $\theta_{n-N+1} \in \Theta$ 。

从而式(7)中的 A_1, A_{-1} 表示为

$$A_1 = \sum_{r=1}^Q \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{q=0}^{D-1} \exp \left(\frac{2}{N_0} \operatorname{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, 1, A_{1,p}, M_r) dt \right] \right) \cdot \gamma_{1,1} \\ + \sum_{r=1}^Q \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{q=0}^{D-1} \exp \left(\frac{2}{N_0} \operatorname{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, -1, A_{1,p}, M_r) dt \right] \right) \cdot \gamma_{-1,-1} \quad (20)$$

$$A_{-1} = \sum_{r=1}^Q \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{q=0}^{D-1} \exp \left(\frac{2}{N_0} \operatorname{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, 1, A_{1,p}, M_r) dt \right] \right) \cdot \gamma_{1,-1} \\ + \sum_{r=1}^Q \sum_{p=0}^{D-1} \sum_{q=0}^{D-1} \exp \left(\frac{2}{N_0} \operatorname{Re} \left[\int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} r(t) s_1^*(t, -1, A_{1,p}, M_r) dt \right] \right) \cdot \gamma_{-1,1} \quad (21)$$

中继接收端的检测结构如图2所示, 图中“*”表示取共轭运算。将 $s_1(t, 1, A_{1,p}, M_r)$, $s_2(t, 1, A_{2,q}, 0)$ 和 $s_1(t, -1, A_{1,p}, M_r)$, $s_2(t, -1, A_{2,q}, 0)$ 两种情况下的各种匹配波形组合对接收信号 $r(t)$ 进行匹配滤波, 最后求得 A_1 。同样对 $s_1(t, 1, A_{1,p}, M_r)$, $s_2(t, -1, A_{2,q}, 0)$ 和 $s_1(t, -1, A_{1,p}, M_r)$, $s_2(t, 1, A_{2,q}, 0)$ 两种情况下的各种匹配滤波器组合对接收信号 $r(t)$ 进行匹配滤波, 求得 A_{-1} 。最后通过比较 A_1 和 A_{-1} 的大小来实现对接收信号观察窗口内中间码元的判决。

最后, 根据电路实现时算法所需的匹配滤波器个数, 实数乘法(除法)和实数加法(减法)次数来衡量本文提出的非相干多符号检测算法的复杂度问题。实际实现时, 我们假设 $\exp(x)$ 采用多项式 $1 + x + x^2/2 + x^3/6$ 来近似, 零阶修正贝塞尔函数 $I_0(x)$ 采用多项式 $1 + x^2/4 + x^4/64$ 来近似。那么, 对于观察窗口长度为 N , 每个码元采样点数为 S , 匹配波形 $s_1(t)$ 的相位状态数为 Q , 那么接收端需要 $2^{2N} Q$ 对匹配滤波器。对于每一对匹配滤波器需要做 $8NS + 16$ 次实数乘法, $10NS + 1$ 次实数加法, 最后再对并行匹配滤波得出的结果分别进行 $2^{2N-1} Q - 1$ 次实数加法得到 A_1, A_{-1} 。具体地, 当观察窗口 N 为 3, 每个码元的采样点 S 为 10, 匹配波形 $s_1(t)$ 的相位状态数 Q 为 4 时, 接收端需要 256 对匹配滤波器, 对于每对匹配滤波器需要做 256 次实数乘法, 301 次实数加法, 并在最后对并行匹配滤波得出的结果分别进行 127 次实数加法得到 A_1, A_{-1} 。由于每对匹配滤波器的运算都是并行进行的, 所以, 根据以上分析的复杂度, 在目前 FPGA 系统中是可以实现的。

4 仿真结果与讨论

下面通过 Monte-Carlo 仿真来验证本文所提出的 CPM-PNC 非相干多符号检测算法的有效性并对其检测性能进行讨论。在所有仿真中均假设信道为加性高斯白噪声信道, 两发送节点的载波随机相位差 φ 在 $(-\pi, \pi)$ 内服从均匀分布, 所有节点均采用 CPM 的调制方式。

仿真 1 为了评估将非相干多符号检测算法应用到 PNC 上的性能损失, 本文仿真比较了点点对 CPM(CPM-PTP)非相干多符号检测性能和 CPM-PNC 非相干多符号检测性能, 仿真中 CPM 信号的 $h = 1/2$, 成形函数为矩形, 即 $g(t) = 1/2T$, $0 < t < T$ 。

图3比较了观察窗口长度 $N = 3$ 时非相干多符号检测算法下 CPM-PTP 和 CPM-PNC 两种环境检测性能。可以看出, 在误码率为 10^{-4} 时, 非相干多符号检测算法下, CPM-PNC 的检测性能相比于 CPM-PTP 约有 0.9 dB 的性能损失。但 CPM-PNC 传输方案的吞吐量相比于传统 CPM 信号 4 时隙的中继方案提高了 100%。可见 CPM-PNC 非相干多符号检测算法具有一定的有效性, 即将 CPM 非相干多符号检测算法用在 PNC 上可以在较小的性能损失的前提下有效提高通信系统的吞吐量。

图3还给出了相干和非相干两种条件下性能损失的比较。可以看出, 在误码率为 10^{-4} 时, 相干检测算法下, CPM-PNC 检测性能相比于 CPM-PTP 约有 0.3 dB 的性能损失, 而非相干检测算法下, CPM-PNC 检测性能相比于 CPM-PTP 约有 0.9 dB

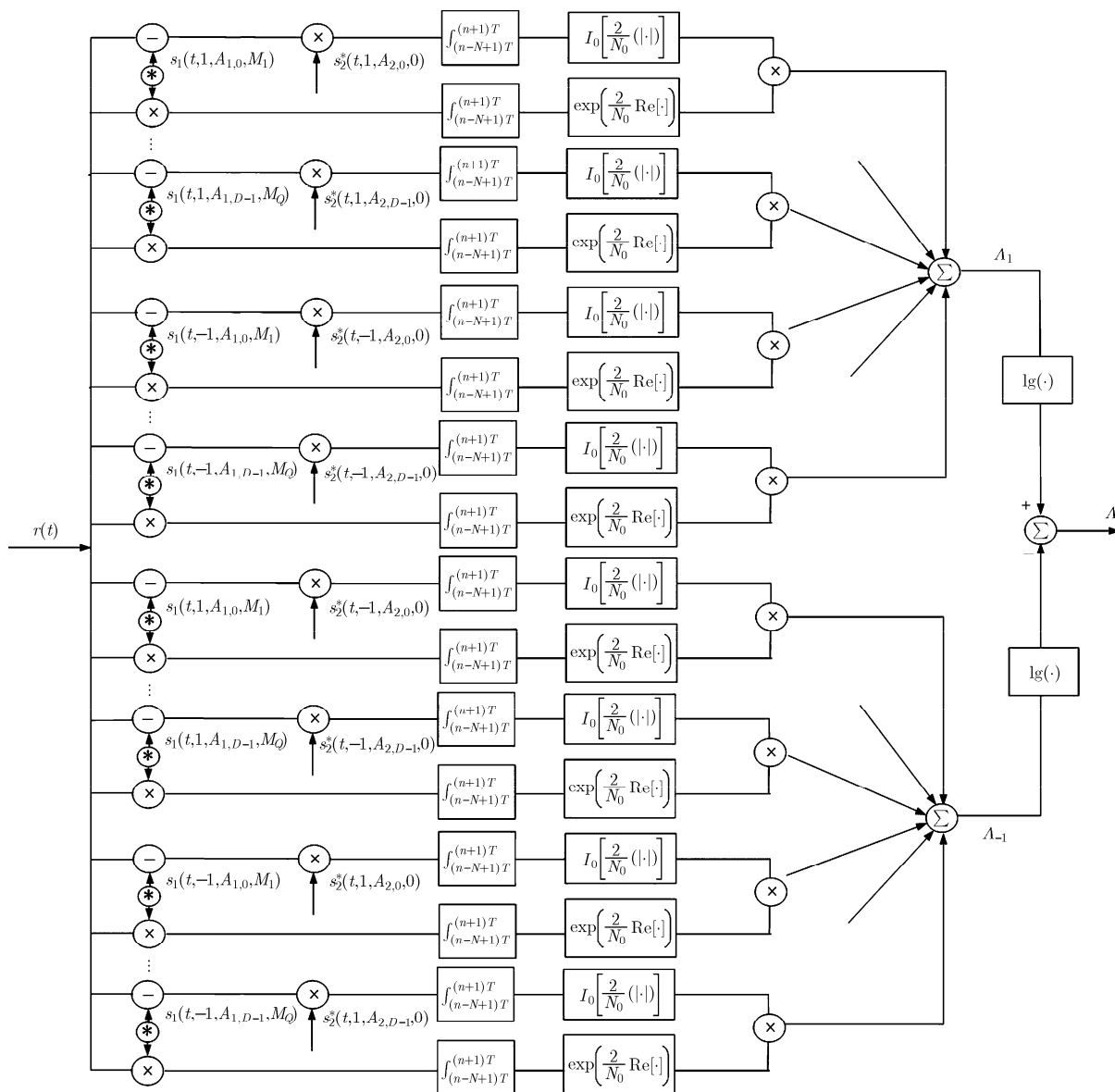


图 2 CPM-PNC 非相干多符号检测接收机

的性能损失, 只有 0.6 dB 的差异。但相比于非相干多符号检测算法, 相干检测算法需要额外对两节点的载波随机相位差进行估计。而且, 在对这一相位差进行估计的误差较大的情况下, 检测性能大幅降低, 不仅影响了检测的可靠性, 也影响了检测的稳定性。

仿真 2 由仿真 1 可知, PNC 系统的 CPM 非相干多符号检测算法可以在牺牲较小的性能损失的前提下有效提高系统的吞吐量。为了进一步研究不同参数下 CPM-PNC 的非相干多符号检测性能, 本文给出了不同观察窗口长度 N , 不同成型函数和不同调制指数 h 下 CPM-PNC 的非相干多符号检测性能。

图 4 给出了 CPM 信号调制指数 $h = 1/2$, 成形

函数为矩形时, 不同观察窗口长度下 CPM-PNC 的非相干多符号检测性能比较。可以看出, 随着观察窗口长度的增加, CPM-PNC 的非相干多符号检测性能显著提升。在误码率为 10^{-4} 时, 相比于 CPM-PNC 非相干单符号检测, 观察窗口长度为 3 的非相干多符号检测有 5.4 dB 的性能增益, 观察窗口为 5 时, 性能增益达到 6.7 dB。图 4 还给出了相同条件下 CPM-PNC 的最优相干检测性能。可以看出, 观察窗口长度为 5 时的 CPM-PNC 的非相干多符号检测与 CPM-PNC 的最优相干检测性能接近, 性能仅差 1.1 dB。随着观察窗口的继续增大, 这一差异会继续减小。

图 5 给出 CPM 信号调制指数 $h = 1/2$, 观察窗口长度 $N = 3$ 时, 不同成型函数下 CPM-PNC 的非

相干多符号检测性能比较。可以看出，在矩形，高斯，升余弦 3 种成形函数下 CPM-PNC 的非相干多符号的检测性能基本一样，差别不大。从而得出，该非相干检测算法对成形函数的选择呈现一定的鲁棒性，即检测性能基本不受 CPM 信号成形函数的影响，实际应用中可以根据对发送信号频谱的不同要求来选取不同的成形函数。

图 6 给出了观察窗口长度 $N = 3$ ，成形函数为矩形时，不同 h 条件下 CPM-PNC 的非相干多符号检测性能比较。可以看出 $h = 2/3$ 时的检测性能最好， $h = 1/2$ 其次， $h = 1/3$ 时的检测性能最差。文献[16]中指出，当观察窗口长度 $N = 3$ 时，二进制 CPM 信号在 $h = 0.715$ 时最小欧氏距离 d_{\min} 取得最大值，检测性能最优。由于 $h = 2/3$ 时 d_{\min} 最接近

$h = 0.715$ 时最小欧氏距离 d_{\min} ，所以其检测性能最好。而 $h = 1/3$ 时 d_{\min} 与 $h = 0.715$ 时最小欧氏距离 d_{\min} 差距最大，所以其检测性能最差，从而证明了仿真的正确性。

5 结束语

本文针对 PNC 系统在双向中继信道下两发送节点 CPM 信号到达中继存在未知载波相位差这一问题，提出了一种 CPM-PNC 非相干多符号检测算法。该算法充分利用 CPM 独特的记忆特性，通过观察一组码元序列来实现中间码元的判决。仿真结果表明，该算法可以有效消除载波随机相位差对检测性能的影响且性能优越。同时，随着观察窗口长度的增加，其性能也得到显著提升并逐渐趋近 CPM-PNC 的最优相干检测性能。

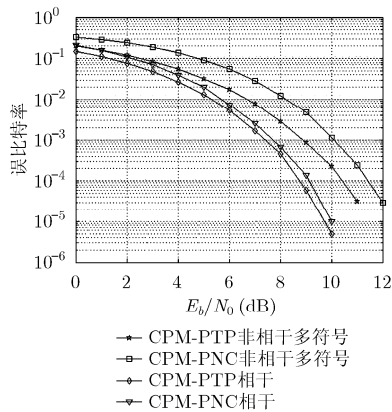


图 3 CPM-PTP 和 CPM-PNC 检测性能比较

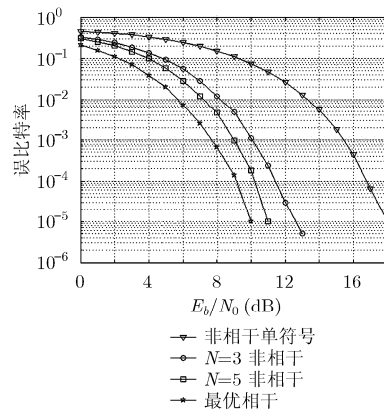


图 4 不同观察窗口长度下 CPM-PNC 非相干多符号检测性能比较

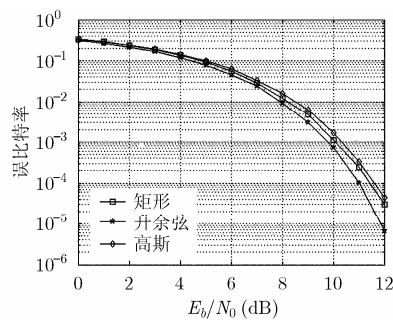


图 5 不同成形函数下 CPM-PNC 非相干多符号检测性能比较

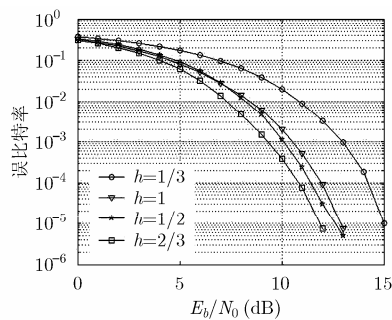


图 6 不同调制指数下 CPM-PNC 非相干多符号检测性能比较

参考文献

[1] ZHANG S, LIEW S C, and LAM P P. Hot topic: physical-layer network coding[C]. Proceedings of the 12th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, California, USA, 2006: 358-365.

[2] LEE N and HEATH R W. Space-time physical-layer network coding[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2015, 33(2): 323-336. doi: 10.1109/JSAC.2014.2384351.

[3] 党小宇, 李强, 虞湘宾, 等. 物理层网络编码的符号时钟估计[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(7): 1569-1574. doi: 10.11999/

- JEIT141364.
- DANG Xiaoyu, LI Qiang, YU Xiangbin, *et al.* Symbol timing estimation for physical-layer network coding[J]. *Journal of Electronic & Information Technology*, 2015, 37(7): 1569–1574. doi: 10.11999/JEIT141364.
- [4] YANG T and COLLINGS I B. On the optimal design and performance of linear physical-layer network coding for fading two-way relay channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(2): 956–967. doi: 10.1109/TWC.2013.010214.130692.
- [5] HEKRDLA M and SYKORA J. Hexagonal constellations for adaptive physical-layer network coding 2-way relaying[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(2): 217–220. doi: 10.1109/LCOMM.2013.122713.132526.
- [6] AULIN T and SUNDBERG C E. Continuous phase modulation-Part I: full response signaling[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1981, 29(3): 196–209. doi: 10.1109/TCOM.1981.1095001.
- [7] SHA Nan, GAO Yuanyuan, YI Xiaoxin, *et al.* Joint serially concatenated continuous phase modulation and physical-layer network coding[C]. 4th IEEE International Conference on Information Science and Technology, Shenzhen, China, 2014: 506–509. doi: 10.1109/ICIST.2014.6920527.
- [8] 沙楠, 高媛媛, 益晓新, 等. 基于连续相位频移键控调制的物理层网络编码检测及性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(6): 1454–1459. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01201.
- SHA Nan, GAO Yuanyuan, YI Xiaoxin, *et al.* Physical-layer network coding based on CPFSK modulation detection and performance analysis[J]. *Journal of Electronic & Information Technology*, 2014, 36(6): 1454–1459. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01201.
- [9] ZHANG S, LIEW S C, and LAM P P. On the synchronization of physical-layer network coding[C]. Proceedings of the Information Theory Workshop, Chengdu, China, 2006: 404–408. doi: 10.1109/ITW2.2006.323830.
- [10] LIEW S C, ZHANG S, and LU L. Physical-layer network coding: tutorial, survey, and beyond[J]. *Physical Communication*, 2013, 6: 4–42. doi: 10.1016/j.phycom.2012.05.002.
- [11] SIMON M K. Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications[M]. California: Jet Propulsion Laboratory, National Aeronautics and Space Administration, 2001: 26–30.
- [12] FISCHER R F, BENSE M, and STIERSTORFER C. Noncoherent joint decision-feedback detection in multi-user massive MIMO systems[C]. 18th International ITG Workshop on Smart Antennas, Erlangen, Germany, 2014: 1–8.
- [13] ZHANG Chaozhu and LI Ke. Design and implementation of all-digital CPM demodulator based on software defined radio[C]. 2013 Third International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, Shenyang, China, 2013: 817–820. doi: 10.1109/IMCCC.2013.182.
- [14] HESKETH T, DE LAMARE R C, and WALES S. Joint maximum likelihood detection and link selection for cooperative MIMO relay systems[J]. *IET Communications*, 2014, 8(14): 2489–2499. doi: 10.1049/iet-com.2013.0882.
- [15] AMOROSO F. Pulse and spectrum manipulation in the minimum (frequency) shift keying (MSK) format[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1976, 24(3): 381–384. doi: 10.1109/TCOM.1976.1093294.
- [16] PROAKIS J G and SALEHI M. Digital Communications[M]. 5th Ed., New York: McGraw-Hill, 2008: 251–255.
- 党小宇: 男, 1973年生, 博士, 副教授, 研究方向为信道编码理论、频谱感知、同步技术.
- 刘兆彤: 女, 1989年生, 硕士生, 研究方向为调制解调技术、深空通信.
- 李宝龙: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为可见光通信、基带信号处理.
- 李强: 男, 1992年生, 硕士生, 研究方向为同步、信道编码理论、调制解调技术.