

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

沙楠* 高媛媛 益晓新 龙彦汕
(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 针对双向中继信道, 该文提出一种基于连续相位频移键控(CPFSK)调制的物理层网络编码(PNC)机制, 即 CPFSK-PNC。与已有的采用 BPSK, QPSK 等调制方式的物理层网络编码相比, 该机制引入 CPFSK 的技术优势, 提高了系统的频谱效率和功率效率。该文对瑞利衰落信道中 CPFSK-PNC 的物理层网络编码检测进行了研究。首先, 利用 CPFSK 信号的记忆特性, 根据最大似然准则设计了中继节点的物理层网络编码检测方案; 其次, 分析了信号之间最小欧氏距离并给出中继检测的平均误比特率下边界; 最后, 仿真验证了理论分析结果。

关键词: 物理层网络编码; 连续相位频移键控; 最大似然; 最小欧式距离

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)06-1454-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01201

Physical-layer Network Coding Based on CPFSK Modulation Detection and Performance Analysis

Sha Nan Gao Yuan-yuan Yi Xiao-xin Long Yan-shan

(College of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: A Physical-layer Network Coding (PNC) scheme based on Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFSK) modulation, i.e., CPFSK-PNC, for two-way relay channels is proposed. Compared with the current schemes of BPSK or QPSK for PNC, the CPFSK-PNC scheme, by exploiting the technical advantage of the CPFSK method, has higher power and spectral efficiency. The detection for the relay receiver in the CPFSK-PNC scheme over Rayleigh fading channels is investigated. Firstly, in the light of the memory property of the CPFSK signal, the detection method for PNC at the relay based on the Maximum-Likelihood (ML) criterion is designed. Secondly, the minimum Euclidean distance is analyzed and the tight lower bound for the average bit error rate at the relay is derived. And finally, the simulation results verify the theoretical asymptotic derivations.

Key words: Physical-layer Network Coding (PNC); Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFSK); Maximum-Likelihood (ML); Minimum Euclidean distance

1 引言

在无线通信网络中, 双向中继信道是一种典型的传输信道, 其简单模型为两个信源节点通过一个中继节点交换信息, 模拟网络编码(Analog Network Coding, ANC)^[1]和物理层网络编码(Physical-layer Network Coding, PNC)^[2]技术实现了只用两个时隙即可进行信源之间的信息交换, 增强了通信系统的有效性。ANC采用放大转发, 信源节点利用自干扰消除获得对方信息, 但是中继在放大信号的同时也放大了噪声。PNC采用检测转发, 直接将接收到的混合信号映射成可表示为两个信源信息逻辑关系的中继信息^[3]。在双向单中继信道中, PNC的检测研

究已相继展开, 大量研究工作主要集中在中继节点对接收的叠加信号的处理过程。然而目前相关文献基本都是采用PAM, PSK, QAM等无记忆调制方式^[2-12], 利用或改进叠加信号的星座图来设计中继检测方案。文献[4]分析了衰落信道下基于BPSK的PNC检测误码性能。文献[5]提出一种新的映射机制, 去除了中继节点处PSK叠加信号的星座点模糊现象。文献[6-9]将信道编码和PNC相结合, 针对PSK或QAM调制方式给出了中继节点PNC检测算法。文献[10-11]基于PSK调制方式, 提出了非对称速率的双向中继信道PNC方案, 根据叠加信号的星座图进行联合检测。

在无线资源比较紧缺的情况下, 许多移动通信系统只能工作在功率以及带宽受限条件下。连续相位频移键控(Continuous Phase Frequency Shift Keying, CPFSK)是一种有记忆非线性调制技术, 其

2013-08-06 收到, 2013-12-02 改回

国家自然科学基金(60972050)和国家重大专项(2010ZX03003-003-01)资助课题

*通信作者: 沙楠 njshanan@163.com

信号相位连续、包络恒定，与 PSK, QAM 等调制技术相比，CPFSK 具有较高的频谱效率、较强的抗邻道干扰能力以及可以采用复杂度低的非线性放大器进行射频发射等优势，因此被广泛应用于现代卫星通信和移动通信中^[13]。例如，在全球通(GSM)系统中所采用的高斯滤波最小频移键控(GMSK)调制方式即为二进制 CPFSK 的修正形式；已广泛应用于军事和民用通信的最小频移键控(MSK)就是调制指数为 0.5 的二进制 CPFSK。本文将 CPFSK 调制方式应用于双向单中继信道，提出一种基于 CPFSK 调制的 PNC 方案，即 CPFSK-PNC。与已有的采用 BPSK, QPSK 等调制方式的 PNC 相比，该方案引入 CPFSK 的技术优势，提高了系统的频谱效率和功率效率。此外，信道编码、调制和物理层网络编码的联合设计是目前 PNC 研究的热点之一，CPFSK 信号具有网格编码特性，采用 Rimo 分解^[14]可以将 CPFSK 的编码特性分离出来用于编码级联，从而进一步提高编码增益，因此研究 CPFSK-PNC 系统也为下一步研究联合信道编码，CPFSK 调制和物理层网络编码技术提供有益指导。在本文提出的 CPFSK-PNC 方案中，所有节点采用 CPFSK 调制技术，中继通过 PNC 检测直接将接收到的混合信号映射为两个信源信息的比特异或形式，经调制后广播给源节点，源节点通过传统的 CPFSK 接收机对异或信息进行解调，再利用自身信息得到对方信息。由于目前已有大量文献研究了单路 CPFSK 信号的接收问题^[15-20]，因此本文重点研究中继节点的物理层网络编码检测。根据 CPFSK 信号的记忆特性，设计了瑞利衰落信道中物理层网络编码的最大似然序列检测(Maximum-Likelihood Sequence Detection, MLSD)方案，根据叠加信号之间最小欧氏距离，推导了较紧的平均误比特率下边界。分析和仿真结果表明，选择合适的调制指数，不仅可以使系统具有较好的功率效率和频谱效率，还可以得到较好的中继误码性能和较好的端到端误码性能。

2 系统模型

本文考虑双向单中继信道，如图1所示，研究采用检测转发协议的2时隙物理层网络编码方案。假设两个信源节点A和B之间没有直传链路，需借助中继节点R分别传输各自的信息给对方，所有节点均配置单天线并工作在半双工模式，中继节点可以获得完美的上行信道状态信息。为了简化，所有节点采用2CPFSK调制，分析结果可以简单扩展到多进制CPFSK调制。

在第 1 时隙，信源 A 和 B 分别产生符号序列 $\alpha = \{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n, \dots\}$ 和 $\beta = \{\beta_0, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n, \dots\}$ ，任意一个码元 α_n 和 β_n 取值为 +1 或 -1，分别对应二进制比特 1 或 0。经过 2CPFSK 调制后，其复基带信号 $x_A(t, \alpha)$ 和 $x_B(t, \beta)$ 在 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 时间间隔内可表示为

$$x_A(t, \alpha) = \sqrt{\varepsilon_b/T} \exp\left\{j\left[\pi h \alpha_n (t - nT)/T + \phi_n\right]\right\} \quad (1)$$

$$x_B(t, \beta) = \sqrt{\varepsilon_b/T} \exp\left\{j\left[\pi h \beta_n (t - nT)/T + \varphi_n\right]\right\} \quad (2)$$

其中 ε_b 表示比特能量； T 为符号周期； h 为调制指数； $\phi_n = \left(\pi h \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k\right) \bmod 2\pi$ ， $\varphi_n = \left(\pi h \sum_{k=0}^{n-1} \beta_k\right) \bmod 2\pi$ 分别为 nT 时刻信号 $x_A(t, \alpha)$ 和 $x_B(t, \beta)$ 的相位状态。两个信源节点 A 和 B 同时传输信息给中继节点 R，中继节点 R 接收的复基带信号可以表示为^[21]

$$y_R(t) = g_A x_A(t, \alpha) + g_B x_B(t, \beta) + n(t) \quad (3)$$

其中 g_K 是信源 K 到中继 R 的信道系数， $g_K \sim CN(0, \delta_K^2)$ ， $K \in \{A, B\}$ ，本文考虑准静态衰落信道，即在一帧数据内(假设一帧含 N 个符号， $N \geq 2$)信道参数是恒定的，但是每一帧之间是独立变化的； $n(t)$ 为中继 R 处的零均值复高斯随机变量，单边功率谱密度为 N_0 。定义符号序列 $m = \{m_0, m_1, \dots, m_n, \dots\}$ 满足 $m = \alpha \oplus \beta$ ，即 m 中的元素 $m_n = \alpha_n \oplus \beta_n$ ，其中 \oplus 表示两个信源的比特信息异或对应的符号逻辑关系，这里定义为 $\alpha_n \oplus \beta_n = -\alpha_n \beta_n$ 。中继节点 R 对接收的混合信号进行 PNC 检测，得到 m 的估计值 \hat{m} 。在第 2 时隙，R 对检测序列 \hat{m} 进行 CPFSK 调制得到 $x_R(t, \hat{m})$ 并广播给 A 和 B。信源节点对接收信号进行 CPFSK 解调，再利用自身信息通过异或操作即可得到对方信息。其中 A 和 B 信息交换的关键是在多址接入阶段中继节点实现 PNC 检测得到 \hat{m} ，该过程很大程度上影响系统的误码率，此外由于目前已有大量文献研究了单路 CPFSK 信号的接收问题，因此本文不再研究源端的检测，而是重点研究中继节点的 PNC 检测。

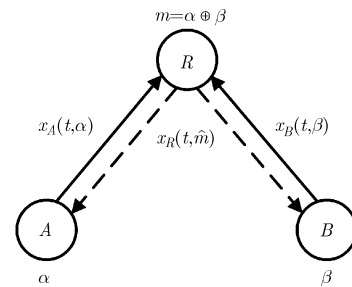


图1 系统模型

3 中继 PNC 检测方案及性能分析

3.1 最大似然序列检测算法

CPFSK 信号是一种有记忆特性的信号, 可以用相位状态网格图表示, 因此对于两路 CPFSK 信号, 我们可以用 nT 时刻的相位状态组合 (ϕ_n, φ_n) 表示联合调制信号的相位状态。图 2 给出了具有 $h = 2/3$ 的两路 2CPFSK 联合调制信号的状态网格图, nT 时刻状态转移条件用输入符号对 (α_n, β_n) 表示, 也可以用 m_n 表示。在中继节点可以获得上行信道状态信息的条件下, 可以利用 MLSD 算法检测符号对序列 $(\alpha, \beta) = \{(\alpha_0, \beta_0), (\alpha_1, \beta_1), \dots, (\alpha_n, \beta_n), \dots\}$, 从而得到 m 的估计值。利用 MLSD 的中继 PNC 检测方案可以表示为

$$\hat{m} = \arg \max_{\alpha, \beta: m = \alpha \oplus \beta} W(\alpha, \beta) \quad (4)$$

其中 $W(\alpha, \beta)$ 是译码度量, 其表达式为

$$W(\alpha, \beta) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} |y_R(t) - g_A x_A(t, \alpha) - g_B x_B(t, \beta)|^2 dt \right\} \quad (5)$$

其中 T_0 表示积分区间。经化简, 在 $0 \leq t \leq (n+1)T$ 区间长度上, 最大化式(5)等价于最小化路径度量

$$CM_n(\alpha, \beta) = \int_0^{(n+1)T} |y_R(t) - g_A x_A(t, \alpha) - g_B x_B(t, \beta)|^2 dt \quad (6)$$

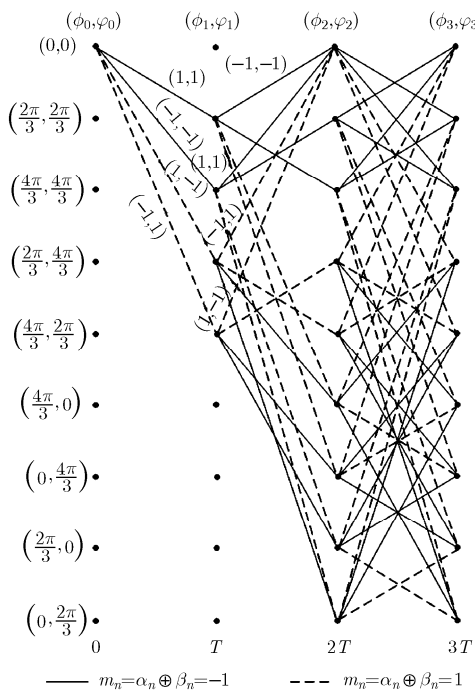


图 2 $h = 2/3$ 的联合调制信号状态网格图

显然, 可以采用 Viterbi 算法对联合调制信号的状态网格路径进行搜索, 通过计算所有可能路径的度量值来选择最佳路径。假设 nT 时刻的联合调制信号状态对为 $(\tilde{\phi}_n, \tilde{\varphi}_n)$, 此时输入符号对为 $(\tilde{\alpha}_n, \tilde{\beta}_n)$, 则在 $nT \leq t \leq (n+1)T$ 间隔内相应的信号路径度量的附加增量为

$$V_n(\tilde{\alpha}_n, \tilde{\beta}_n, \tilde{\phi}_n, \tilde{\varphi}_n) = \int_{nT}^{(n+1)T} |y_R(t) - g_A x_A(t, \tilde{\alpha}) - g_B x_B(t, \tilde{\beta})|^2 dt = \int_{nT}^{(n+1)T} |y_R(t) - g_A \sqrt{\varepsilon_b/T} \cdot \exp \left\{ j \left[\pi h \tilde{\alpha}_n (t - nT)/T + \tilde{\phi}_n \right] - g_B \sqrt{\varepsilon_b/T} \exp \left\{ j \left[\pi h \tilde{\beta}_n (t - nT)/T + \tilde{\varphi}_n \right] \right\} |^2 dt \quad (7)$$

式(6)可重新表示为

$$CM_n(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta}) = \sum_{k=0}^n V_k(\tilde{\alpha}_k, \tilde{\beta}_k, \tilde{\phi}_k, \tilde{\varphi}_k) \quad (8)$$

检测过程可描述为: 接收机首先为每个信号状态对创建一条路径寄存器, 收到信号后, 根据式(8)计算度量值 $CM_n(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta})$, 对进入同一状态对的多条路径, 根据 $CM_n(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta})$ 保留进入该状态对的一条最佳路径作为幸存路径。理想化的接收机将在整个序列对接收完成后输出具有最小路径度量的估计序列对, 实际中, 为了降低复杂度、减少译码延时, 通常采用的是截短 Viterbi 译码, 即检测器在长度为 LT (通常认为 $L \geq 5$ 时误码性能损失可以忽略不计) 的区间内判决出一个数据符号对。

3.2 性能分析

假设第 1 时隙中继检测的误码率为 P_R , 第 2 时隙信源节点 K 检测的误码率为 P_K , 则信源节点 K 的端到端误码率 $P_{EtoE,K}$ 为^[4]

$$P_{EtoE,K} = P_R(1 - P_K) + (1 - P_R)P_K = P_R + P_K - 2P_R P_K \quad (9)$$

对于单路 CPFSK 信号的接收误码率 P_K 已有大量文献进行研究, 本节主要分析中继误码性能。通过研究归一化最小平方欧式距离的上边界给出中继检测的瞬时及平均误比特率的下边界。

在图 2 中, 本文对当前状态的转移条件用输入符号对 (α_n, β_n) 表示, 或者用输入符号的异或形式 m_n 表示。当采用 (α_n, β_n) 表示时, 输入符号对和转移路径是一一对应的, 当采用 m_n 表示时, 一个输入符号 m_n 对应两条转移路径。在物理层网络编码中, 中继节点不需要对符号 α_n 和 β_n 分别完全译码, 仅需要检测出 $\alpha_n \oplus \beta_n$, 即 m_n , 因此在分析性能时, 本文认为网格路径中具有相同 $\alpha_n \oplus \beta_n$ 值的两条路径是一致的。

定义中继检测的瞬时误比特率 P_R 为在给定信道系数 g_K 情况下, 中继检测信息 \hat{m}_n 不等于 m_n 的概率, 即

$$P_R = \Pr[\hat{m}_n \neq m_n | g_A, g_B] \quad (10)$$

由于很难得到 P_R 的精确值, 所以本文在以下的推导中只给出 P_R 的下边界。

评估采用最大似然序列检测的信号误码性能最简单有效的参数是所有可能信号对之间的最小欧式距离, 差错性能可表示为^[18]

$$P_e \approx Q\left(\sqrt{d_{\min}^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0}}\right) \quad (11)$$

其中 $Q(\cdot)$ 为 Q 函数, 表示为 $Q(x) = (\sqrt{2\pi})^{-1} \cdot \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, d_{\min}^2 为归一化最小平方欧式距离。这里, 根据错误事件的定义得到

$$d_{\min}^2 = \min_{\alpha_0 \oplus \beta_0 \neq \alpha'_0 \oplus \beta'_0} \frac{1}{2\varepsilon_b} \int_0^{2T} \left[|g_A x_A(t, \alpha) + g_B x_B(t, \beta) - [g_A x_A(t, \alpha') + g_B x_B(t, \beta')]|^2 dt \right] \quad (12)$$

对于单路 2CPFSK 信号, 若两个序列 α 和 α' 满足仅第 1、第 2 个符号不同并且在 $2T$ 时刻及之后的相位轨迹汇合, 则它们的差序列提供了相应信号 $s(t, \alpha)$ 和 $s(t, \alpha')$ 的最小欧式距离的上边界^[15]。满足条件的数学表达式为

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 \neq \alpha'_0, \alpha_1 \neq \alpha'_1 \\ (\pi h(\alpha_0 + \alpha_1)) \bmod 2\pi = (\pi h(\alpha'_0 + \alpha'_1)) \bmod 2\pi \\ \alpha_n = \alpha'_n, \quad n \geq 2 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

由此得到单路 2CPFSK 信号归一化最小平方欧式距离的上边界^[15]。

$$\begin{aligned} d_{\text{UB}}^2(h) &= \frac{1}{2\varepsilon_b} \int_0^{2T} |s(t, \alpha) - s(t, \alpha')|^2 dt \\ &= 2 \left(1 - \frac{\sin 2\pi h}{2\pi h} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

为简化表达, 将式(13)表示为 $\alpha \approx \alpha'$ 。

利用相同的原理, 若符号对序列 (α, β) 和 (α', β') 满足

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 \oplus \beta_0 \neq \alpha'_0 \oplus \beta'_0, \alpha_1 \oplus \beta_1 \neq \alpha'_1 \oplus \beta'_1 \\ (\pi h(\alpha_0 + \alpha_1)) \bmod 2\pi = (\pi h(\alpha'_0 + \alpha'_1)) \bmod 2\pi \\ (\pi h(\beta_0 + \beta_1)) \bmod 2\pi = (\pi h(\beta'_0 + \beta'_1)) \bmod 2\pi \\ \alpha_n = \alpha'_n, \beta_n = \beta'_n, \quad n \geq 2 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

则这两个符号对序列 (α, β) 和 (α', β') 提供了 d_{\min}^2 的上边界。显然, 式(15)等价于: (1) $\alpha \approx \alpha'$ 且 $\beta = \beta'$; 或(2) $\alpha = \alpha'$ 且 $\beta \approx \beta'$ 。

对 d_{\min}^2 的上边界进行讨论, 讨论结果如下。

(1) 当 $\alpha \approx \alpha'$ 且 $\beta = \beta'$ 时, 上边界为

$$\begin{aligned} d_{\text{UB},1}^2(h) &= \frac{1}{2\varepsilon_b} \int_0^{2T} \left[|g_A x_A(t, \alpha) + g_B x_B(t, \beta) - [g_A x_A(t, \alpha') + g_B x_B(t, \beta')]|^2 dt \right. \\ &= \frac{1}{2\varepsilon_b} \int_0^{2T} |g_A x_A(t, \alpha) - g_A x_A(t, \alpha')|^2 dt \\ &= |g_A|^2 d_{\text{UB}}^2(h) \end{aligned} \quad (16)$$

(2) 当 $\alpha = \alpha'$ 且 $\beta \approx \beta'$ 时, 上边界为

$$\begin{aligned} d_{\text{UB},2}^2(h) &= \frac{1}{2\varepsilon_b} \int_0^{2T} |g_B x_B(t, \beta) - g_B x_B(t, \beta')|^2 dt \\ &= |g_B|^2 d_{\text{UB}}^2(h) \end{aligned} \quad (17)$$

因此, 中继检测的瞬时误比特率 P_R 的下边界 P_R^L 可表示为

$$\begin{aligned} P_R &\geq P_R^L \\ &= Q\left(\sqrt{\min\left[d_{\text{UB},1}^2(h) \frac{\varepsilon_b}{N_0}, d_{\text{UB},2}^2(h) \frac{\varepsilon_b}{N_0}\right]}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\min\left[|g_A|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h), |g_B|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)\right]}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

因为 $|g_K|$ 是瑞利分布的, 所以 $|g_A|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)$,

$|g_B|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)$ 和 $\min\left[|g_A|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h), |g_B|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)\right]$

都是指数分布的随机变量, 均值分别为 $\bar{\gamma}_A$, $\bar{\gamma}_B$ 和 $\bar{\gamma}$,

其中 $\bar{\gamma}_A = E\left[|g_A|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)\right] = \delta_A^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)$, $\bar{\gamma}_B =$

$E\left[|g_B|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)\right] = \delta_B^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)$, $\bar{\gamma} = \bar{\gamma}_A \bar{\gamma}_B / (\bar{\gamma}_A$

$+ \bar{\gamma}_B) = \delta_A^2 \delta_B^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h) / (\delta_A^2 + \delta_B^2)$ 。将式(18)中的 P_R^L

对 $\min\left[|g_A|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h), |g_B|^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)\right]$ 的概率密度

函数求平均, 利用文献[22]中的式(5.6), 得到中继检测的平均误比特率 $E[P_R]$ 的下边界 $E[P_R^L]$ 表示为

$$\begin{aligned} E[P_R] &\geq E[P_R^L] = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{2 + \bar{\gamma}}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\delta_A^2 \delta_B^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)}{2(\delta_A^2 + \delta_B^2) + \delta_A^2 \delta_B^2 \frac{\varepsilon_b}{N_0} d_{\text{UB}}^2(h)}} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

4 仿真结果

本节利用仿真结果来说明所提机制的性能, 仿真中利用第 2 节描述的系统模型, 假设系统完全同步, 采用 2CPFSK 调制方式, 信号等功率发送,

$g_K \sim CN(0,1)$, 信道增益不考虑路径损耗的影响, 信道特性为准静态且具有互易性, 各节点能够得到准确的信道状态信息。

图 3 给出调制指数 h 分别为 $1/3$, $1/2$ 和 $2/3$ 时, 中继 PNC 检测的平均误比特率性能仿真曲线以及由式(19)描述的下边界理论曲线。可以看出, 调制指数影响系统误码性能, $h = 2/3$ 时误码性能最好, $h = 1/3$ 时误码性能最差, 说明最小欧氏距离越大系统误码性能越好(根据式(14)不难看出 $d_{UB}^2(2/3) = 2.4135$, $d_{UB}^2(1/2) = 2$, $d_{UB}^2(1/3) = 1.1730$)。从图中还可以看出平均误比特率仿真曲线接近理论分析的下边界曲线, 并且随着信噪比的增加, 两者基本重合, 说明式(19)给出的下边界是紧的。为了进行比较, 图 3 还给出采用 BPSK(或 QPSK)调制方式的物理层网络编码的中继平均误比特率下边界理论曲线^[4], 显然, BPSK(或 QPSK)的理论下边界等于 $h = 1/2$ 的 2CPFSK(即 MSK)的理论下边界, 这是因为 $d_{UB}^2(1/2) = 2$, 将其代入式(19)通过化简可以得到与 BPSK(或 QPSK)相同的理论下边界表达式。由此可见, 当 $d_{UB}^2(h) > 2$ 时, 2CPFSK-PNC 中继误比特率性能优于 BPSK-PNC(或 QPSK-PNC)中继误比特率性能。

图 4 给出调制指数 h 分别为 $1/3$, $1/2$ 和 $2/3$ 时, CPFSK-PNC 系统端到端的平均误比特率性能仿真曲线, 其中, 第 2 时隙源端采用传统的 MLSD 算法^[19]检测中继广播的单路 CPFSK 信号。显然, 调制指数也影响端到端的误码性能, 相应的变化趋势与中继的误码性能一致, $h = 2/3$ 时误码性能最好, $h = 1/3$ 时误码性能最差, 这是因为单路 CPFSK 信号的误码性能也与最小欧式距离有关^[15-20]。图 4 还给出采用 BPSK(或 QPSK)调制方

式的 PNC 系统端到端的平均误比特率下边界理论曲线^[4], 显然, $h = 1/2$ 的 2CPFSK(即 MSK)的端到端的平均误比特率性能曲线与 BPSK(或 QPSK)的性能曲线重合。这是因为第 2 时隙源端对 MSK 信号检测的误比特率也等于对 BPSK 信号检测的误比特率^[19,22], 根据式(9)不难看出两种调制方式下端到端的误比特率性能也一致。

图5给出调制指数 h 分别为 $1/3$, $1/2$ 和 $2/3$ 时, CPFSK信号的功率密度谱, 同时给出BPSK和QPSK信号的频谱进行比较, 显然, CPFSK的旁瓣下降快, 并且 h 越小, 信号的频谱特性越好。相关文献给出了BPSK, QPSK和MSK信号频谱特性的具体指标^[9]: 如果比较含有总功率99%的带宽 W_B , 会发现MSK的 $W_B = 1.2/T_b$, 而QPSK的 $W_B = 8/T_b$, BPSK的 $W_B = 10.29/T_b$, 因此按照 $fT_b = 1$ 以上部分带外功率观点来看, MSK占用较窄的带宽。

BPSK, QPSK 等线性调制方式使用传统的非线性功率放大器效率不佳, 且存在非线性失真现象, 而 CPFSK 信号本身具有恒包络特性, 能够适用高效率的 C 类高功率放大器, 从而提高系统的功率效率。通过本节仿真还可以看出, 在系统的误码性能或频谱效率方面, CPFSK 调制方式也比 BPSK, QPSK 等线性调制方式具有更大的优势。值得注意的是, 对于 CPFSK-PNC 系统, 调制指数是重要参数, 调制指数越小, 频谱特性越好, 但误码性能越差。因此在系统设计中, 要根据实际场景和需求选择合适的调制指数。例如, 当信道条件较差时, 为提高误码性能, 可以选择较大的调制指数; 当信道带宽受限时, 为提高频谱效率, 可以选择较小的调制指数。

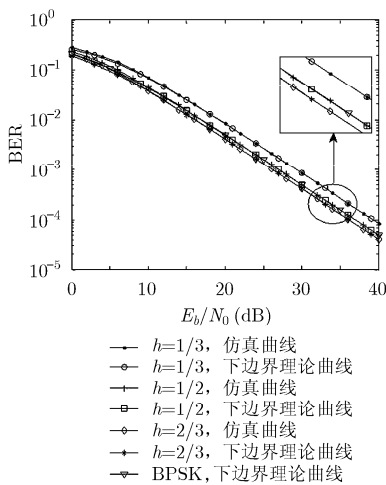


图 3 中继 PNC 检测的平均误比特率性能

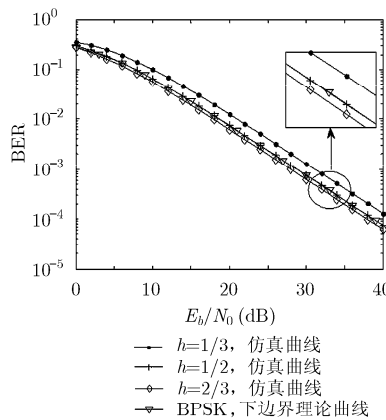


图 4 端到端的平均误比特率性能

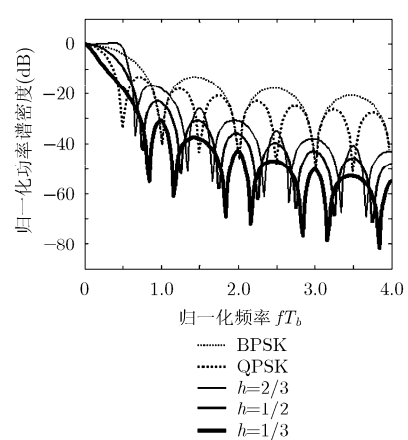


图 5 信号功率密度谱

5 结束语

本文将 CPFSK 调制技术应用于双向中继信道的物理层网络编码中, 提出了 CPFSK-PNC 机制。利用中继叠加信号的记忆特性, 根据最大似然准则设计了中继节点的物理层网络编码检测方案, 通过信号之间最小欧氏距离推导了中继检测的平均误比特率下边界, 在此基础上仿真验证了所提方案的误码性能。分析和仿真结果表明, 选择合适的调制指数可以使得 CPFSK-PNC 系统获得优于现有调制方式下(如 BPSK, QPSK)PNC 系统的误码性能。此外, CPFSK 本身的技术优势还使得 CPFSK-PNC 系统具有较好的功率效率和频谱效率。同步问题是物理层网络编码实现的难点问题, 同步误差对系统的性能有很大影响, CPFSK 技术的一个显著优势是可以采用非相干解调, 因此, 有关 CPFSK-PNC 系统的中继非相干检测算法值得进一步研究。此外, 信道编码、调制和物理层网络编码三者的联合设计是目前 PNC 研究的热点之一, CPFSK 信号本身具有的网格编码特性, 可以进一步提高编码增益, 因此, 如何充分开发 CPFSK 的编码特性, 将信道编码与 CPFSK-PNC 系统相结合也是值得深入研究的问题。

参 考 文 献

- [1] Katti S, Gollakota S, and Katabi D. Embracing wireless interference: analog network coding[C]. Proceedings of ACM SIGCOMM2007, Kyoto, Japan, 2007: 397-408.
 - [2] Zhang S, Liew S C, and Lam P P. Hot topic: physical layer network coding[C]. Proceedings of MobiCom 2006, Los Angeles, CA, USA, 2006: 358-365.
 - [3] 颜伟, 蔡跃明, 潘成康. 双向中继信道中物理层网络编码的检测[J]. 通信学报, 2012, 33(2): 82-86.
 - [4] MinChul J and Il-Min K. Error performance analysis of BPSK modulation in physical-layer network-coded bidirectional relay networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(10): 2770-2775.
 - [5] Noori M and Ardakani M. On symbol mapping for binary physical-layer network coding with PSK modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(1): 21-26.
 - [6] Duc T and Jinho C. Convolutional codes in two-way relay networks with physical-layer network coding[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(9): 2724-2729.
 - [7] 陈志成, 郑宝玉, 吉晓东. 一种信道编码与物理层网络编码的联合设计[J]. 信号处理, 2011, 27(5): 658-663.
 - [8] 陈志成, 郑宝玉, 吉晓东, 等. 一种基于 TCM 的信道编码与物理层网络编码的联合设计[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(11): 2594-2599.
 - [9] Hassan A, Bin D, Huang B, *et al.* Joint design of channel coding and network coding of different channel models for wireless networks[C]. IEEE 3rd ICCSN, Xi'an, China, 2011: 46-51.
 - [10] 池新生, 郑宝玉, 陈志成, 等. 非对称速率的双向中继信道物理层网络编码[J]. 信号处理, 2012, 28(4): 500-506.
 - [11] 魏浩, 郑宝玉, 侯晓赟, 等. 不对称速率双向中继传输策略研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(11): 2748-2754.
 - [12] Lu L and Liew S C. Asynchronous physical-layer network coding[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(2): 819-831.
 - [13] 吴厚明, 江桦, 崔伟亮. 基于循环平稳性的 CPM 信号调制阶数盲识别算法[J]. 信号处理, 2012, 28(3): 432-436.
 - [14] Rimoldi B E. A decomposition approach to CPM[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1988, 34(2): 260-270.
 - [15] Aulin T and Sundberg C E. Continuous phase modulation — part I: full response signaling[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1981, 29(3): 196-209.
 - [16] Lindell G, Sundberg C E, and Aulin T. Minimum Euclidean distance for combinations of short rate 1/2 convolutional codes and CPFSK modulation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1984, 30(3): 509-519.
 - [17] Tung C C and Livingston J N. Viterbi detector for narrow-band digital FM with limiter-discriminator detection[C]. Proceedings of GLOBECOM, San Francisco, USA, 1994: 201-205.
 - [18] Fonseka J. Soft-decision phase detection with Viterbi decoding for CPM signals[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(12): 1802-1810.
 - [19] Proakis J G. Digital Communications[M]. 5th Ed., New York: McGraw-Hill College, 2009, Chap. 3-4.
 - [20] Xiong F. Digital Modulation Techniques[M]. 2nd Ed., London: Artech House, 2006, Chap. 6.
 - [21] Song L Y, Hong G, Jiao B L, *et al.* Joint relay selection and analog network coding using differential modulation in two-way relay channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(6): 2932-2939.
 - [22] Simon M K and Alouini M S. Digital Communication over Fading Channels[M]. 2nd Ed., New York: Wiley, 2004, Chap. 5-8.
- 沙 楠: 男, 1981 年生, 讲师, 博士生, 研究方向为网络编码、协同通信。
- 高媛媛: 女, 1968 年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为编码与调制、无线通信与信号处理。
- 益晓新: 男, 1951 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带通信网络、通信信号处理。
- 龙彦汕: 女, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为协同通信、跳频通信。