

一种物理层网络编码系统的符号时钟估计算法

党小宇¹ 李强² 顾晓宇¹ 虞湘宾¹

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 210016; 2. 华南理工大学电子信息工程学院, 广州, 510641)

摘要: 近年来, 物理层网络编码(Physical-layer network coding, PNC)作为一种全新的数字通信方式引起了广泛的研究兴趣。与多数数字通信系统类似, 符号时钟在 PNC 中起着至关重要的作用, 然而已有研究结果多假设符号时钟完全已知, 对 PNC 的时钟估计研究较少。针对这一现状, 本文基于最大似然估计准则, 提出一种基于正交训练序列的低过采样率(每个码元的采样点数)的时钟估计算法, 该时钟估计算法具有采样速率低和估计精度高的双重优势。仿真表明, 在相同过采样率, 信噪比 5 dB 的条件下, 均方误差性能比已知的优选采样点算法约提升一个数量级。

关键词: 物理层网络编码; 双向中继信道; 符号时钟估计; 脉冲形状; 过采样率

中图分类号: TN919.3 **文献标志码:** A

Algorithm for Symbol Timing Estimation in Physical-Layer Network Coding System

Dang Xiaoyu¹, Li Qiang², Gu Xiaoyu¹, Yu Xiangbin¹

(1. College of Electronic Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China;
2. College of Electronic Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, 510641, China)

Abstract: Recently, physical-layer network coding (PNC), a novel digital communication system, has aroused extensive interest of researchers. Similar to most other digital communication systems, the symbol timing plays an indispensable role in PNC. The existing research results, however, usually assume the symbol timing is fully known and rarely discuss the problem of symbol synchronization for PNC. In this paper, in view of the present situation, according to the maximum-likelihood estimation criterion we propose a new algorithm with a low oversampling factor (samples per symbol) based on the orthogonal training sequences. The proposed algorithm has the double advantage of a low sampling rate and high precision. It is shown by simulations that with a same oversampling factor, the proposed algorithm offers up to a 10-fold increase in the mean square error (MSE) performance over the conventional optimum sample (OS) algorithm for signal-noise ratio (SNR) of 5 dB.

Key words: physical-layer network coding; two-way relay channels; symbol timing estimation; pulse shape; oversampling factor

引言

近年来,物理层网络编码(Physical-layer network coding, PNC)作为一种全新的数字通信方式引起了广泛的研究兴趣^[1-2]。它将网络编码(Network coding, NC)^[3-6]推广至物理层,中继节点在物理层对接收到的叠加信号进行PNC映射,再发送映射后的信息,终端根据解码规则从接收信号中获得传输的信息。PNC的优势在于它能极大地提升系统吞吐量。在双向中继信道中,相比传统路由的存储转发方案,它能使系统吞吐量提升100%。

目前关于PNC的研究大多建立在端节点发出的信号能够同时到达中继节点的基础上,围绕着如何将PNC与其他技术结合。文献[7~10]研究了PNC与多天线技术的结合,提出MIMO PNC,进一步提升系统容量;文献[11,12]在PNC中引入信道编码,分别研究了采用卷积码和LDPC码的PNC误比特率性能;文献[13]针对双向中继信道下PNC的检测,提出了最大似然准则检测。PNC的时钟估计问题没有得到充分研究。

文献[14~17]开展了对PNC时钟的相关研究,但是它们都未提出时钟估计算法,仍然无法获得符号时钟。如文献[13]指出对于采用BPSK调制的双向中继信道PNC,在中继已知两节点符号时钟的情况下,两节之间的相对时钟偏移会产生约2.2 dB的误比特率性能损失。文献[12]利用置信传播算法研究了PNC在符号时钟异步情况下如何工作,但它提高了系统复杂度并且使系统的信息传输效率下降。文献[18~20]将OFDM技术应用于PNC,从而时域中的符号时钟偏移转化为频域中子载波的相位偏移,并合并入信道估计中。

PNC与多数数字通信系统类似,符号时钟起着至关重要的作用。基于上面的文献调研和前期研究,本文提出一种PNC时钟估计算法。该算法根据最大似然估计准则,设计正交训练序列并充分利用发送脉冲的形状信息,使得所需采样率达到最低的两倍码速率采样。仿真结果表明,所提出的时钟估计算法具有双重优势:(1)估计精度高,在发送脉冲为根升余弦脉冲,信噪比5 dB时,均方误差(Mean square error, MSE)比传统优选采样点算法降低了1个数量级;(2)采样速率低,采用过采样率(每个码元的采样点数)为2的采样速率,达到最低的两倍码速率采样(一倍码速率抽样为欠采样,会引起频谱混叠失真),具有物理电路实现上的优势。

1 系统模型

双向中继信道PNC的系统模型如图1所示,其中两个端节点,节点A和节点B之间因没有直接信号通路而通过中继节点R实现通信。假设3个节点都采用单天线,半双工的工作模式。

节点A和节点B之间的信息交换通过两个阶段完成,即多路接入(Multiple access, MA)和广播(Broadcast, BC)。在MA阶段,节点A、节点B同时发送信号至中继节点R,中继节点R将接收信号进行PNC映射(如异或);在BC阶段,中继节点R将经过PNC映射后的信息广播给节点A和节点B,然后节点A(B)通过译码获得节点B(A)信息,从而实现两节点之间的通信。

需要说明的是,在MA阶段,为了保证端节点粗同步,时钟相差在一个码元内,节点A、B可以采用时分多址(Time division multiple access, TDMA)^[15]。传统的TDMA中继节点多址接入可以按照固定时隙或者随机时隙的分配规则来进行。而在PNC网络中,中继节点广播一同步序列,端节点接收同步到此序列后,远端节点A、B在相同时隙内发送信号,这样可以成倍提高系统吞吐量。由于不同的传输

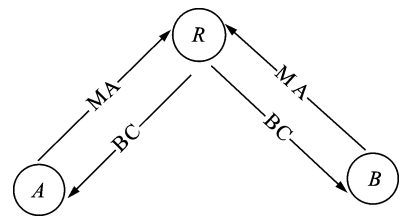


图1 双向中继信道物理层网络编码结构图

Fig. 1 Two-way relay channel physical layer network coding structure

距离和节点各自时钟的快慢,一般来说,节点 A 和节点 B 的信号将在不同时刻抵达中继。本文解决的就是两节点的符号时钟估计问题。

中继 R 的接收信号表示为

$$y_R(t) = \sqrt{E} \sum_m \{c_1(m) p(t - mT_s - \mu_1 T_s) + c_2(m) p(t - mT_s - \mu_2 T_s)\} + \omega(t) \quad (1)$$

式中: E 为符号能量; $c_1(m)$ 和 $c_2(m)$ 分别为从节点 A 和节点 B 发送的信息序列; $p(t)$ 为发送脉冲; T_s 为符号周期,为简便起见令 $T_s = 1$; $\omega(t)$ 为中继端的复值循环高斯白噪声,均值为 0,方差为 $\frac{N_0}{2}$; $\mu_1, \mu_2 \in (-0.5, 0.5)$, $\mu_1 \neq \mu_2$, 分别为节点 A、节点 B 的时钟误差。

以 $\frac{1}{T_s}$ 的采样率(即过采样率为 I)对接收信号 $y_R(t)$ 采样,匹配滤波后有

$$y_R(k) = \sqrt{E} \sum_m \left\{ c_1(m) h\left(\frac{k}{I} - m - \mu_1\right) + c_2(m) h\left(\frac{k}{I} - m - \mu_2\right) \right\} + n(k) \quad (2)$$

式中:接收信号的离散形式 $y_R(k) \triangleq y_R\left(\frac{k}{I}\right)$, $h(t) \triangleq p(t) \otimes g(t)$, $n(k) \triangleq \omega(t) \otimes g(t) \Big|_{t=\frac{k}{I}}$, $g(t)$ 为中继端的匹配滤波器, \otimes 表示卷积运算。

本文采用恒包络零自相关序列^[16]来实现符号时钟估计,训练序列周期性地信息数据间发送。此外为了消除信息数据和训练序列之间的码间干扰,将长度为 M 的循环前缀和循环后缀增加在训练序列的前端和末端。那么第 $i(i=1, 2)$ 个节点发送的完整训练序列就可以表述为 $[b_i(M_i - M) \cdots b_i(M_i - 1) \mathbf{b}_i^T \ b_i(0) \cdots b_i(M - 1)]^T$, 其中 $\mathbf{b}_i = [b_i(0) \ b_i(1) \ \cdots \ b_i(M_i - 1)]^T$ 为从第 i 个节点发送出去的长度为 M_i 的正交训练序列。所用正交训练序列的一般形式为

$$[\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2] = \begin{bmatrix} z(M) & z(M+1) & \cdots & z(M_i - 1) & z(0) & \cdots & z(M-1) \\ z(3M) & z(3M+1) & \cdots & z(M_i - 1) & z(0) & \cdots & z(3M-1) \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

式中 z 是长度为 M_i 的恒包络零自相关序列。

用 $b_i(m)$ 将式中的 $c_i(m)$ 替换并令 $k = l \cdot I + j (l=0, 1, \dots, M_i - 1; j = j_0, j_0 + 1, \dots, j_0 + I - 1)$, $j_0 = -\left\lfloor \left(\frac{1}{2} - \mu_i\right) I \right\rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整函数。这样就可以用 l 和 j 来表示任意一个采样点。假定两个时钟误差之差即 $\mu_1 - \mu_2$ 较小,保证接收信号与本地训练序列间的正交性,并且将第一个采样点相位取在 j_0 , 那么中继节点的接收信号就可以写为

$$y_R(l \cdot I + j) = \sqrt{E} \sum_m \sum_{i=1}^2 b_i(m) h\left(\frac{j}{I} + (l - m) - \epsilon_i\right) + n(l \cdot I + j) \quad (4)$$

$l = 0, 1, \dots, M_i - 1; j = 0, 1, \dots, I - 1$

式中: $\epsilon_i = \mu_i - \frac{j_0}{I}$, $\epsilon_1, \epsilon_2 \in (0, 0.5)$ 为接收信号的第一个采样点分别相对于 $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$ 的下一个最近的最佳采样点之间的时间偏移。在 PNC 的时钟误差值估计中,只要估计出 ϵ_i 就足够了。

将 $y_R(k)$ 中具有相同相位的采样点组成向量 $\mathbf{y}_R(j)$, 则有

$$\mathbf{y}_R(j) = [y_R(j) \ y_R(I + j) \ y_R(2I + j) \ \cdots \ y_R((M_i - 1)I + j)]^T = \sqrt{E} \sum_{i=1}^2 \mathbf{B}_i \mathbf{h}_i(j) + \mathbf{n}(j) \quad (5)$$

式中

$$\mathbf{B}_i \triangleq b_i(\text{mod}(Q, M_i)), \mathbf{Q} \triangleq \begin{bmatrix} -M & -M+1 & \cdots & M \\ -M+1 & -M+2 & \cdots & M+1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -M+M_i-1 & -M+M_i & \cdots & M+M_i-1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{h}_i(j) \triangleq \begin{bmatrix} h\left(\frac{j}{I} - M - \epsilon_i\right) \\ h\left(\frac{j}{I} - (M-1) - \epsilon_i\right) \\ \vdots \\ h\left(\frac{j}{I} + M - \epsilon_i\right) \end{bmatrix}, \mathbf{n}(j) \triangleq [n(j) \ n(I+j) \ \cdots \ n((M_i-1)I+j)]^T.$$

2 符号时钟估计算法

定义序列 $\boldsymbol{\gamma}_i(j) \triangleq \mathbf{b}_i^H \mathbf{y}_R(j)$, 其中, $j=0, 1, \dots, I-1$, \mathbf{b}_i^H 为 \mathbf{b}_i 共轭转置, 则有

$$\boldsymbol{\gamma}_1(j) = \sqrt{E} \|\mathbf{b}_1\|^2 h(j/I - \epsilon_1) + \sqrt{E} \mathbf{b}_1^H \tilde{\mathbf{B}}_1 \tilde{\mathbf{h}}_1(j) + \sqrt{E} \mathbf{b}_1^H \tilde{\mathbf{B}}_2 \tilde{\mathbf{h}}_2(j) + \mathbf{b}_1^H \mathbf{n}(j) \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\gamma}_2(j) = \sqrt{E} \|\mathbf{b}_2\|^2 h(j/I - \epsilon_2) + \sqrt{E} \mathbf{b}_2^H \tilde{\mathbf{B}}_2 \tilde{\mathbf{h}}_2(j) + \sqrt{E} \mathbf{b}_2^H \tilde{\mathbf{B}}_1 \tilde{\mathbf{h}}_1(j) + \mathbf{b}_2^H \mathbf{n}(j) \quad (7)$$

式中: $\|\mathbf{b}_i\| = \sqrt{\mathbf{b}_i^H \mathbf{b}_i}$, $\tilde{\mathbf{B}}_i$ 为 \mathbf{B}_i 去掉第 $M+1$ 列所得, $\tilde{\mathbf{h}}_i(j)$ 为 $\mathbf{h}_i(j)$ 去掉第 $M+1$ 行所得。

由最大似然估计准则^[21], 估计的近似对数似然函数为

$$\Lambda(j) = |\boldsymbol{\gamma}_1(j)|^2 + |\boldsymbol{\gamma}_2(j)|^2 \quad (8)$$

因为正交训练序列满足对任何的 $i, i' (i, i' = 1, 2)$ 组合

$$\mathbf{b}_i^H \tilde{\mathbf{B}}_i = 0 \quad (9)$$

成立, 所以有

$$\boldsymbol{\gamma}_i(j) = \sqrt{E} \|\mathbf{b}_i\|^2 h(j/I - \epsilon_i) + \mathbf{b}_i^H \mathbf{n}(j) \quad (10)$$

由式(10)可知, 正交训练序列可以使 ϵ_1, ϵ_2 从混合信号 $\mathbf{y}_R(k)$ 中分离出来, 得到两个独立的似然函数 $\Lambda_i(k)$, 即

$$\Lambda_i(j) = |\boldsymbol{\gamma}_i(j)|^2 = |\sqrt{E} \|\mathbf{b}_i\|^2 h(j/I - \epsilon_i) + \mathbf{b}_i^H \mathbf{n}(j)|^2 \quad (11)$$

接下来, 考虑如何通过式(11)估计出 ϵ_i 。

由于两节点的时钟误差 μ_1, μ_2 是独立的, 而且 $\Lambda_i(j)$ 只是 ϵ_i 的函数。要实现 ϵ_i 的估计, 一个最直接的方法就是选取靠近最佳采样时刻的 j_1, j_2 作为 ϵ_1, ϵ_2 的估计, 即

$$\hat{\epsilon}_i = \hat{j}_i / I \quad (12)$$

式中 $\hat{j}_i = \arg \max_{j=0, 1, \dots, I-1} \Lambda_i(j)$ 。称这种算法为优选采样点法。

该算法的 MSE 性能与过采样率 I 关系密切, 对于该算法, 最乐观的估计误差也是在 $[-1/(2I), 1/(2I)]$ 上均匀分布, 其 MSE 以 $1/(12I^2)$ 为下界。所以为了得到较好的时钟估计性能, 需要提高中继对接收信号的过采样率 I 。这就对实际应用中的电路设计提出了更高的要求。

为了降低过采样率 I , 且提高估计性能, 现提出一种新的算法。该算法充分利用发送脉冲形状信息, 实现符号时钟的低过采样率估计。对于式(11), 忽略等式中的噪声部分并令 $I=2$, 考虑到实际硬件系统中噪声、干扰等因素, 除法 $\Lambda_i(0)/\Lambda_i(1)$ 计算结果极有可能溢出, 现定义两者差值即(以升余弦脉冲为例)

$$d_i = \Lambda_i(0) - \Lambda_i(1) = H^2 \left[\left(\frac{\sin \pi \epsilon_i}{\pi \epsilon_i} \cdot \frac{\cos \alpha \pi \epsilon_i}{1 - 4\alpha^2 \epsilon_i^2} \right)^2 - \left(\frac{\sin \pi(0.5 - \epsilon_i)}{\pi(0.5 - \epsilon_i)} \cdot \frac{\cos \alpha \pi(0.5 - \epsilon_i)}{1 - 4\alpha^2(0.5 - \epsilon_i)^2} \right)^2 \right] \quad (13)$$

式中 $H = \sqrt{E} \|\mathbf{b}_i\|^2$ 。通过仿真发现当 $\epsilon_i \in (0, 0.5)$ 时, 对

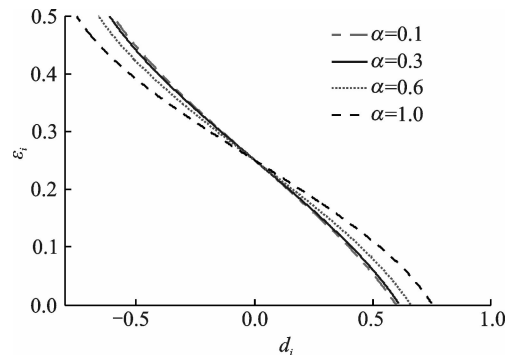


图2 d_i 和 ϵ_i 的函数关系(假设 $H=1$)

Fig. 2 Relationship between d_i and ϵ_i ($H=1$)

某一特定 $h(t)$, d_i 和 ϵ_i 是一一映射的关系,如图 2 所示。图中给出了 $h(t)$ 为升余弦,滚降系数 $\alpha=0.1/0.3/0.6/1.0$ 时, d_i 和 ϵ_i 的函数关系。因此一定存在 $f(\cdot)$ 的反函数 $f^{-1}(\cdot)$, 使得 $\hat{\epsilon}_i = f^{-1}(d_i/H^2)$ 。

然而对于不同的发送脉冲 $p(t)$, 不一定能找到 $f^{-1}(\cdot)$ 的精确表达式。如当发送脉冲 $p(t)$ 为根升余弦和半正弦时, 因式(13)涉及到三角函数的平方运算, 很难甚至不可能得出 $f^{-1}(\cdot)$ 的精确表达式。这里采用拟合多项式来近似 $f^{-1}(\cdot)$, 即

$$f^{-1}(x) = a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_1 x + a_0 \quad a_i \in \mathbf{R} \quad (14)$$

式中 \mathbf{R} 表示实数集。

表 1 和表 2 列出了不同发送脉冲下, 分别基于 12 点和 25 点拟合的 5 阶多项式系数。值得注意的是, 当发送脉冲 $p(t)$ 为矩形时, 因为 d_i 与 ϵ_i 之间是线性关系, 可以找到 $f^{-1}(x)$ 的精确闭合表达式。

表 1 不同发送脉冲下基于 12 点拟合的 5 阶多项式系数

Tab. 1 The 5th order polynomial coefficients based on 12-point fitting under different sending pulses

| 脉冲 | | 系 数 | | | | | |
|------|--------------|----------|----------|----------|---------|----------|---------|
| | | a_5 | a_4 | a_3 | a_2 | a_1 | a_0 |
| 矩形 | | 0.000 0 | 0.000 0 | 0.000 0 | 0.000 0 | -0.333 3 | 0.250 0 |
| 半正弦 | | -0.819 1 | -0.012 0 | -0.227 3 | 0.001 5 | -0.512 0 | 0.250 0 |
| 根升余弦 | $\alpha=0.1$ | -0.225 1 | -0.005 6 | -0.086 6 | 0.001 4 | -0.359 1 | 0.250 0 |
| | $\alpha=0.3$ | -0.220 4 | -0.006 0 | -0.079 6 | 0.001 5 | -0.347 6 | 0.250 0 |
| | $\alpha=0.6$ | -0.204 4 | -0.007 2 | -0.058 3 | 0.002 1 | -0.315 2 | 0.249 9 |
| | $\alpha=1.0$ | -0.333 1 | -0.032 8 | 0.057 0 | 0.013 0 | -0.271 3 | 0.249 4 |

表 2 不同发送脉冲下基于 25 点拟合的 5 阶多项式系数

Tab. 2 The 5th order polynomial coefficients based on 25-point fitting under different sending pulses

| 脉冲 | | 系 数 | | | | | |
|------|--------------|----------|----------|----------|---------|----------|---------|
| | | a_5 | a_4 | a_3 | a_2 | a_1 | a_0 |
| 矩形 | | 0.000 0 | 0.000 0 | 0.000 0 | 0.000 0 | -0.333 3 | 0.250 0 |
| 半正弦 | | -0.809 5 | -0.009 0 | -0.228 8 | 0.001 1 | -0.512 0 | 0.250 0 |
| 根升余弦 | $\alpha=0.1$ | -0.222 3 | -0.004 0 | -0.087 6 | 0.001 0 | -0.359 0 | 0.250 0 |
| | $\alpha=0.3$ | -0.217 7 | -0.004 2 | -0.080 5 | 0.001 1 | -0.347 5 | 0.250 0 |
| | $\alpha=0.6$ | -0.201 7 | -0.004 8 | -0.059 5 | 0.001 4 | -0.315 1 | 0.250 0 |
| | $\alpha=1.0$ | -0.240 1 | -0.030 4 | 0.011 3 | 0.011 5 | -0.267 1 | 0.249 5 |

为了获得表中的系数, 需解方程组, 计算量较大。所幸的是, 对于某一特定的发送脉冲, 多项式是固定不变的, 方程组只要预先解算一次。

3 仿真结果与讨论

为了反映优选采样点法和本文所提新算法的性能, 通过蒙特卡罗仿真来分别计算两种方法下估计值的 MSE。将新算法的 MSE 和优选采样点法比较, 并在此基础上探讨各种参数以及发送脉冲对新算法性能的影响。在所有仿真中, μ_i 在 $(-0.5, 0.5)$ 内均匀分布, 训练序列如式(3)所示, 其中 z 采用 Chu 序列^[22], 循环前缀和循环后缀的长度 $M=4$, MSE 取 10^4 次估计的平均, $f^{-1}(x)$ 的拟合多项式系数如表 2 所示。

仿真 1 为了衡量所提新算法的性能, 这里仿真比较优选采样点法和本文新方法的 MSE。仿真中正交训练序列长度 $M_t=32$, $h(t)$ 为滚降系数 0.3 的升余弦脉冲。

图 3 比较了优选采样点法在 $I=2, I=4, I=8$ 和新提出的 $I=2$ 算法的 MSE 性能。从图中可以看

出,两种算法的 MSE 都随着信噪比的增大而减小。但是优选采样点法在 SNR=10 dB 时,其 MSE 就达到了下界,不再随着信噪比 SNR 的增大而减小。虽然增大过采样率 I 性能有所改善,但其 MSE 仍存在下界 $\frac{1}{(12I^2)}$ 。而本方法的 MSE 随着信噪比的增加呈线性减小的趋势。通过比较还可以发现,当 $I=2$,信噪比大于 5 dB 时,新提出算法的 MSE 比优选采样点法至少低 1 个数量级。

仿真 2 从仿真 1 可以看出,在相同的仿真参数下,新方法的 MSE 性能比优选采样点法优越。为了进一步了解新算法在不同参数下的性能,分别仿真该算法在不同的升余弦滚降系数和训练序列长度下的 MSE 性能。

图 4 给出了训练序列长度 $M_t=32$,信噪比分别为 4,12 和 20 dB 时,本方法的 MSE 性能与升余弦滚降系数的变化关系。从图中可以看出,相同的滚降系数下,信噪比为 20 dB 的 MSE 性能要比 4 dB 的性能更好。对于 4 dB 的低信噪比,算法的 MSE 接近 2×10^{-3} ,对于 20 dB 的高信噪比,其 MSE 要小于 1×10^{-4} 。并且对于所有的滚降系数 $\alpha=0.1/0.3/0.6/1.0$,算法性能都能很好地保持。注意的是,不同滚降系数下的 $f^{-1}(x)$ 近似表达式需根据表 2 做出变化。

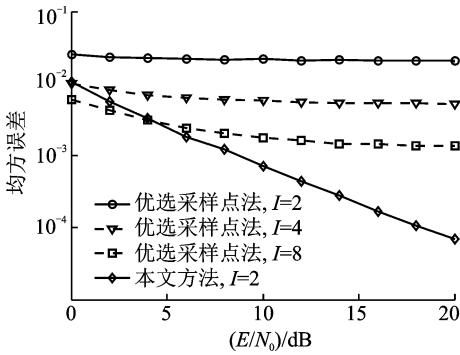


图 3 本文方法与优选采样点法的 MSE 性能比较

Fig. 3 Comparison of MSE between the proposed method and the preferred sampling point method

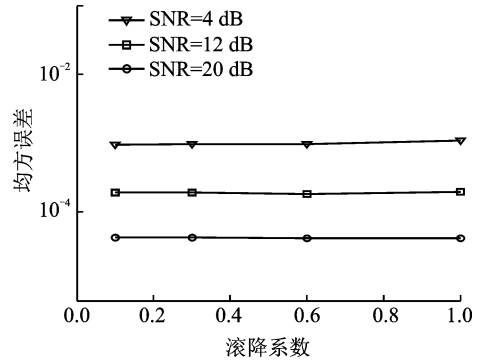


图 4 不同滚降系数下 MSE 性能

Fig. 4 MSE vs. different roll-off factors

图 5 表明了不同训练序列长度的 MSE 性能,可以看出随着训练序列长度的增加,算法的 MSE 显著减小。例如在 $MSE=10^{-4}$ 时,训练序列长度 $M_t=64$ 的性能比 $M_t=32$ 提高了 3 dB 左右。

仿真 3 仿真 2 给出了在根升余弦发送脉冲下本方法的 MSE 性能,并考查了训练序列长度和滚降系数对其影响。在此基础上进一步仿真其他发送脉冲(矩形和半正弦)下所提算法的 MSE。

图 6 表示了训练序列长度为 $M_t=32$,3 种发送脉冲下本文方法的 MSE。从图中可以得出,当发送

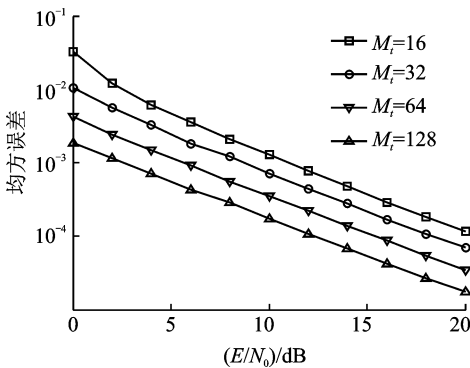


图 5 不同训练序列长度下 MSE 性能

Fig. 5 MSE vs. different training sequence length

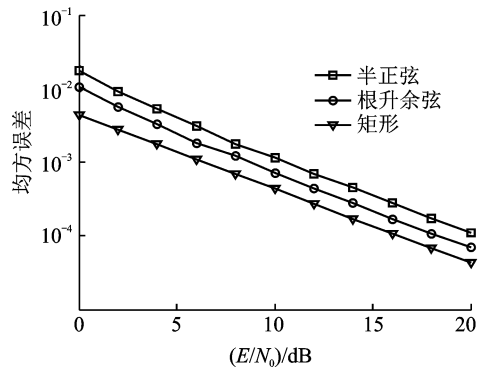


图 6 不同发送脉冲下 MSE 性能比较

Fig. 6 MSE vs. different sending pulse

脉冲为矩形时,性能最好,根升余弦其次,半正弦一般。这是由于根据式(15)估计 ϵ_s ,当发送脉冲为矩形, $f^{-1}(x)$ 为精确的闭合表达式。而根升余弦和半正弦成形时, $f^{-1}(x)$ 需用多项式来近似,存在误差。另外,由于半正弦函数的频谱范围为无穷大,匹配滤波时相比于根升余弦引入的噪声大,所以性能一般。但 MSK 在频谱上、非线性功放上具有优势,在这不展开论述,可参考文献[23]。

4 结束语

本文针对双向中继信道物理层网络编码中的时钟估计问题提出了一种基于最大似然估计准则的低过采样率时钟估计算法。该算法假定两端节点之间存在相对时钟差,即两终端信号到达中继节点的时刻不同。通过充分利用发送脉冲形状信息,分别估计出两端节点的时钟误差,并且该算法的过采样率仅为 2。仿真表明,当信噪比大于 5 dB 时,新提算法的 MSE 性能比相同过采样率下的优选采样点法至少好 1 个数量级,而且本方法的 MSE 随着信噪比的增大呈线性减小的趋势。同时研究了该算法的性能与发送脉冲的关系,可以得出当发送脉冲为半正弦时性能一般,根升余弦中等,矩形最好。

参考文献:

- [1] 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. California, USA:[s. n.], 2006: 358-365.
- [2] Liew S C, Zhang S, Lu L. Physical-layer network coding: Tutorial, survey, and beyond[J]. Physical Communication, 2013, 6: 4-42.
- [3] Ahlswede R, Cai N, Li S R, et al. Network information flow[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(4): 1204-1216.
- [4] 闫龙,覃团发,李亮亮,等. 基于网络编码的无线体域网多中继协作节能策略[J]. 电讯技术, 2014, 54(3):355-360.
Yan Long, Qin Tuanfa, Li Liangliang, et al. A multi-relay cooperative energy-saving strategy based on network coding in wireless body area networks[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(3): 355-360.
- [5] 卢科学,许进,张帅. 采用网络编码的双向中继信道中软信息的传输方法[J]. 中兴通讯技术, 2014, 20(2):22-25.
Lu Kexue, Xu Jin, Zhang Shuai. A soft information delivery scheme in two-way relay channels with network coding[J]. ZTE Technology Journal, 2014,20(2): 22-25.
- [6] Shu F, Huang X, Hu J, et al. Spatial channel pairing based coherent combining for relay networks[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2016,17(9): 938-945.
- [7] Zhang S, Zhou Q, Kai C. Full diversity physical-layer network coding in two-way relay channels with multiple antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(8): 4273-4282.
- [8] Lee N, Heath R. Space-time physical-layer network coding[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(2): 323-336.
- [9] Shu F, Zhou Y, Chen R, et al. High-performance beamformer and low-complexity detector for DF-based full-duplex mimo relaying networks[J]. China Communications, 2017,14(2): 173-182.
- [10] 崔玉荻,束锋,王进,等. 全双工 MIMO 中继系统中基于最大速率的波束成形算法[J]. 数据采集与处理, 2017, 32(6): 1134-1140.
Cui Yudi, Shu Feng, Wang Jin, et al. Maximum rate-based beamforming algorithm in full-duplex MIMO relay systems[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2017,32(6): 1134-1140.
- [11] To D, Choi J. Convolutional codes in two-way relay networks with physical-layer network coding[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(9): 2724-2729.
- [12] Xu K, Xu Y, Liang W, et al. Joint LDPC and physical network coding with power allocation for two way wireless relaying [C]//IEEE International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Nanjing, China:[s. n.], 2011: 1-5.
- [13] 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.

Sha Nan, Gao Yuanyuan, Yi Xiaoxin, et al. Physical-layer network coding based on cpfsk modulation detection and performance analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1454-1459.

- [14] Zhang S, Liew S C, Lam P. On the synchronization of physical-layer network coding[C]//*Proceedings of the Information Theory Workshop*. Chengdu, China:[s. n.], 2006: 404-408.
- [15] Lu L, Liew S C. Asynchronous physical-layer network coding[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(2): 819-831.
- [16] Guan X, Chan C. Physical-layer network coding in coherent optical OFDM systems[J]. *Optics Express*, 2015, 23(8): 10057-10063.
- [17] Wang J, Yu H, Wu Y, et al. Pilot optimization and power allocation for OFDM-based full-duplex relay networks with IQ-imbalance[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 24344-24352.
- [18] Lu L, Wang T, Liew S C. Implementation of physical-layer network coding[J]. *Physical Communication*, 2013, 6: 74-87.
- [19] Proakis J G, Salehi M. *Digital communications*[M]. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2008: 1028-1031.
- [20] Dai L, Wang Z, Wang J, et al. Joint channel estimation and time-frequency synchronization for uplink TDS-OFDMA systems[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2010, 56(2): 494-500.
- [21] Feher K. *Digital communications; Satellite/earth station engineering*[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1981.
- [22] Chu D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1972: 531-532.
- [23] Simon M K. *Bandwidth-efficient digital modulation with application to deep space communications*[M]. California: JPL, 2001: 3-125.

作者简介:



党小宇(1973-),男,博士,教授,研究方向:航空航天通信测控、卫星通信、蜂群通信、卫星导航, E-mail: dang@nuaa.edu.cn.



李强(1992-),男,硕士生,研究方向:同步、信道编码理论、调制解调技术。



顾晓宇(1992-),女,硕士生,研究方向:信号检测、调制解调。



虞湘宾(1972-),男,博士,教授,研究方向:5G 通信网络、资源优化技术。

(编辑:夏道家)

