

多指数连续相位调制信号非数据辅助的前馈符号定时恢复算法

钟 声*, 谢顺钦, 张 健, 杨 春

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

(* 通信作者电子邮箱 zhongsheng0621@163.com)

摘 要:针对多指数连续相位调制(Multi- h CPM)信号的符号定时恢复困难且算法复杂的问题,提出了一种多指数(Multi- h) CPM 信号的非数据辅助的前馈符号定时恢复算法。该算法基于 Multi- h CPM 信号的调制指数同步偏差和符号定时偏差的联合似然函数,通过平均可能的调制指数同步偏差所对应的期望函数将其联合似然简化,得到符号定时偏差似然函数以及符号定时偏差估计值,并给出了其定时偏差估计算法的修正的 Cramer-Rao 限(MCRB)以及其符号定时恢复的实现方案。仿真结果表明,该算法适用于全响应和部分响应的 Multi- h CPM 信号,符号定时恢复性能良好且对残留载波频偏和调制指数同步偏差不敏感。

关键词:多指数连续相位调制;非数据辅助;前馈;符号定时恢复;联合似然函数

中图分类号: TN927 **文献标志码:** A

Non-data-aided feedforward symbol timing recovery algorithm for multi- h continuous phase modulation signal

ZHONG Sheng*, XIE Shunqin, ZHANG Jian, YANG Chun

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: To solve the difficulty and complexity of symbol timing problem of Multi- h CPM (Continuous Phase Modulation), a non-data-aided feedforward symbol timing recovery algorithm for multi- h CPM was proposed. The joint likelihood functions of modulation index offset and symbol timing offset were simplified into the likelihood functions of symbol timing offset and estimation of symbol timing offset was acquired by means of averaging the expectation functions according to possible modulation index offset. Modified Cramer-Rao Bound (MCRB) and implementation scheme of the proposed symbol timing recovery were presented. The simulation analyses show that, the proposed algorithm is suitable for full response and partial response multi- h CPM. Meanwhile, symbol timing recovery performance is good, and is not sensitive to the carrier frequency offset and modulation index offset.

Key words: Multi- h Continuous Phase Modulation (CPM); non data-aid; feedforward; symbol timing recovery; joint likelihood function

0 引言

连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)是一种有记忆的、高效的、恒包络的非线性调制技术,它所具备的高效频谱效率和功率效率,并且对功放和信道的非线性特性不敏感等性质^[1-3],使其在无线通信系统中有着广泛的应用前景。但由于 CPM 信号相位的连续性,符号与符号之间没有明显的突变,消除了许多符号定时同步方法中必须依赖码元变化的特性,导致利用相对成熟的相移键控调制(M-ary Phase Shift Keying, M-PSK)的同步结构对 CPM 信号进行定时同步信息提取变得相对困难。文献[4-5]提出了一种基于数据辅助的 CPM 的符号定时估计算法。通过计算已知训练序列的傅里叶级数完成其定时误差的估计,但需要在每个突发包中插入固定长度的训练序列,降低了传输效率。文献[6-10]提出了一种面向判决的符号定时估计算法。通过利用不同的基函数将 CPM 信号进行波形分解实现了其低复杂度,但

是该类算法对多进制且部分响应 CPM 信号都会存在假锁的现象,而且还需要接收端恢复出精确的载波相位,这对载波相位恢复困难的 CPM 信号是极为不利的。文献[11]给出了一种在相位上提取符号定时误差的方法。通过对接接收信号差分、鉴相并利用多进制信号特性提取定时误差,但该算法需利用前后码元幅值的累加值来实时调整估计误差值,增加了实现复杂度。文献[12-13]提出了一种非数据辅助的 CPM 信号的符号定时估计算法。通过计算接收信号的最大似然函数获得其符号定时误差的估计值,但是该类算法并不适用于多指数(Multi- h) CPM 信号。文献[14-15]提出了一种针对 Multi- h CPM 信号的符号定时估计算法。通过对接接收信号分别计算早分支度量和迟分支度量,利用维特比译码时的状态网格实现其符号定时偏差的自同步,但是随着进制数等调制参数的增加,该算法的复杂度呈指数形式的增加。

本文拟基于 Multi- h CPM 信号的符号定时偏差和调制指数同步偏差的联合似然函数,提出一种 Multi- h CPM 信号的

收稿日期:2013-09-05;修回日期:2013-11-04。 基金项目:国家自然科学基金资助项目(10876103)。

作者简介:钟声(1981-),男,四川德阳人,助理研究员,博士研究生,主要研究方向:遥测遥控、多指数连续相位调制; 谢顺钦(1987-),男,贵州贵定人,博士研究生,主要研究方向:极窄带通信; 张健(1968-),男,四川达州人,研究员,博士生导师,主要研究方向:太赫兹通信、软件无线电; 杨春(1972-),男,四川德阳人,研究员,主要研究方向:遥测遥控、软件无线电。

非数据辅助的符号定时偏差估计算法,并给出了其定时偏差估计性能的修正 Cramer-Rao 限 (Modified Cramer-Rao Bound, MCRB),最后给出了基于该算法的前馈符号定时恢复的实现方案和计算机仿真验证结果。为便于表述,本文中 \bar{x} 和 \hat{x} 分别表示 x 的假设值和估计值, \bar{x} 表示矢量 x 的平均值,*表示求共轭, \otimes 表示求卷积,mod表示求模,frc(x)表示求 x 的小数部分的值,int(x)求 x 的整数部分的值,LREC(Rectangular Frequency Pulse with L length)和LRC(Raised Cosine Pulse with L length)分别表示部分响应长度为 L 且频率响应脉冲 $f(t)$ 为矩形和升余弦的成型脉冲,xMLREC(x -ary with LREC)和xMLRC(x -ary with LRC)分别表示为 x 进制且成型脉冲分别为LREC和LRC的Multi- h CPM信号。

1 信号模型

Multi- h CPM的复基带解析式为:

$$v(t) = \sqrt{E_s/T} \exp\{j\varphi(t;\alpha)\} \quad (1)$$

$$\varphi(t;\alpha) = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h_n q(t-nT) \quad (2)$$

其中: E_s 为信号码元能量; T 为码元间隔宽度; $\alpha = (\alpha_0, \alpha_1, \dots)$ 为发送的 M 进制信息符号序列,即 $\alpha_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$;调制指数 $h_n = k_n/p$,其中 k_n 和 p 是互素整数,且 h_n 在每个码元周期内保持不变,若干调制指数 $\{h_0, h_1, \dots, h_{N_h-1}\}$ 是以 N_h 周期循环变化, n 表示 n 模 N_h 的运算。相位响应脉冲为 $q(t) = \int_0^t f(\tau) d\tau$,频率响应脉冲 $f(t)$ 在时间间隔 $(0, LT)$ 内受限,即 $\int_0^{LT} f(\tau) d\tau = q(LT) = 1/2$ 。 L 为正整数,表示CPM信号的部分响应长度, $L=1$ 表示全响应CPM信号, $L>1$ 表示部分响应CPM信号。

2 非数据辅助的前馈符号定时恢复

2.1 基于最大似然准则的符号定时偏差估计

在加性高斯白噪声(Add White Gaussian Noise, AWGN)信道中,经过数字下变频和载波频偏恢复后的接收Multi- h CPM信号的复基带式可以表示为:

$$r(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \exp\left\{j\left[\theta + 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n h_n q(t-nT-\zeta T)\right]\right\} + n(t) \quad (3)$$

其中: $n(t)$ 为接收端功率谱密度为 N_0 的零均值复高斯白噪声; τ 为符号定时偏差且 $\tau \in [-0.5T, 0.5T]$,它主要由收发两端时钟偏差和信道的传播延迟引入; ζ 为符号调制指数同步偏差其值取自一个离散的有限集合 $\Gamma = \{0, 1, \dots, N_h-1\}$,它是由接收端恢复的调制指数周期循环变化的顺序与发送端的调制指数周期循环变化的顺序不一致引入; θ 为信道引入的随机载波相位。

在观察间隔 $0 \leq t \leq L_0 T$ 内(L_0 为观察的符号间隔长度且为 N_h 的整数倍),未知的信息符号序列 $\bar{\alpha}$,载波相位 $\bar{\theta}$,符号定时偏差 $\bar{\tau}$ 和符号调制指数同步偏差 $\bar{\zeta}$ 的联合似然函数可表示为:

$$\Lambda(r|\bar{\alpha}, \bar{\theta}, \bar{\tau}, \bar{\zeta}) = \exp\left\{\frac{1}{N_0} \sqrt{\frac{E_s}{T}} \operatorname{Re}\left[e^{-j\bar{\theta}} \int_0^{L_0 T} r(t) e^{-j2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{\alpha}_n h_n q(t-nT-\bar{\tau}-\bar{\zeta}T)} dt\right]\right\} \quad (4)$$

假设载波相位 $\bar{\theta}$ 服从 $[-\pi, \pi]$ 的均匀分布^[6],则对式(4)

求 $\bar{\theta}$ 的数学期望得到:

$$\Lambda(r|\bar{\alpha}, \bar{\tau}, \bar{\zeta}) = I_0\left(\frac{1}{N_0} \sqrt{\frac{E_s}{T}} |X|\right) \quad (5)$$

其中: $X = \int_0^{L_0 T} r(t) e^{-j2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{\alpha}_n h_n q(t-nT-\bar{\tau}-\bar{\zeta}T)} dt$, $I_0(\cdot)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数且在低信噪比下满足性质 $I_0(x) = 1 + x^2/4$ 。

为得到只含有 $\bar{\tau}$ 和 $\bar{\zeta}$ 的联合似然函数 $\Lambda(r|\bar{\tau}, \bar{\zeta})$,对式(5)求 $\bar{\alpha}$ 的数学期望,即:

$$\Lambda(r|\bar{\tau}, \bar{\zeta}) = E_{\bar{\alpha}}(|X|^2) \quad (6)$$

对式(6)展开,并去除所有可能的无关项,则Multi- h CPM信号的关于符号定时偏差和调制指数同步偏差的联合似然函数可表示为:

$$\Lambda(r|\bar{\tau}, \bar{\zeta}) \approx \sum_{k_1=0}^{M_0-1} \sum_{k_2=0}^{M_0-1} r(k_1) r^*(k_2) F_{\bar{\zeta}}[(k_2 - k_1)T_s, k_2 T_s - \bar{\tau} - \bar{\zeta}T] \quad (7)$$

其中: $r(k)$ 为数字离散化后的接收信号 $r(t)$, T_s 为接收端的采样周期且 $N = T/T_s$,包含调制指数同步偏差信息的期望函数 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 可表示为:

$$F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t] = \prod_{i=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{M} \frac{\sin[2\pi h_{i+\bar{\zeta}} M q(\Delta t, t - iT - \bar{\zeta}T)]}{\sin[2\pi h_{i+\bar{\zeta}} q(\Delta t, t - iT - \bar{\zeta}T)]} \quad (8)$$

$$q(\Delta t, t) = q(t) - q(t - \Delta t) \quad (9)$$

其中:Multi- h CPM信号的期望函数 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 同样也是以 T 为周期的周期函数,即满足 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t] = F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t+T]$ 。为此只需计算一个周期 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 的值,即 $t \in (0, T)$ 。当 $t \in (0, T)$ 且 $\Delta t > 0$ 时, i 被限定为 $-[L + \text{floor}(\Delta t/T)] \leq i \leq 0$,其中 $\text{floor}(z)$ 表示不超过 z 的整数。值得注意的是,当 $q(\Delta t, t)$ 的值趋近于0时,需通过求极限来计算 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 的值。

由于 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 与调制指数同步偏差的假设值 $\bar{\zeta}$ 有关且在一般情况下,难以在接收端符号定时同步之前完成对调制指数同步偏差的估计^[15]。既然 $\bar{\zeta}$ 取自一个离散的有限集合 Γ ,为此可平均所有可能的 $\bar{\zeta}$ 所对应的 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 对似然函数式(7)进行化简。平均所有 $\bar{\zeta}$ 所对应的 $F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t]$ 可表示为:

$$\bar{F}[\Delta t, t] = \frac{1}{N_h} \sum_{\bar{\zeta}=0}^{N_h-1} F_{\bar{\zeta}}[\Delta t, t] \quad (10)$$

由于 $\bar{F}[\Delta t, t]$ 也是以 T 为周期的周期函数,则用傅里叶级数将展开并代入式(7),则Multi- h CPM信号的关于符号定时偏差的似然函数可表示为:

$$\Lambda(r|\bar{\tau}) = \operatorname{Re}\left\{\sum_{m=1}^{\infty} A(m) e^{j2\pi m \bar{\tau}/T}\right\} \quad (11)$$

其中傅里叶级数的系数 $A(m)$ 可表示为:

$$A(m) = \sum_{k=0}^{N L_0-1} [r(k) e^{-j\pi m k/N}] y_m^*(k) \quad (12)$$

其中:

$$y_m(k) = \sum_{i=0}^{M_0-1} [r(i) e^{j\pi m i/N}] \bar{h}_m(k-i) \quad (13)$$

$$\bar{h}_m(k) = \frac{1}{T} e^{j\pi m k/N} \int_0^T \bar{F}[-kT_s, u] e^{j2\pi m u/T} du \quad (14)$$

图1给出了 $M=4, L=1, h=(4/16, 5/16)$ 矩形成型的4M1REC, $h=(4/16, 5/16)$ 信号的 $\bar{h}_m(t)$ 时域波形图。 $\bar{h}_m(t)$ 是以 $t=0$ 偶对称的实函数且随着 m 的逐渐增大, $\bar{h}_m(t)$ 的高次谐波分量能量快速下降。因此, $m=1$ 所对应的 $\bar{h}_1(t)$ 足以表示Multi- h CPM信号的符号定时偏差的似然函数式(7)。

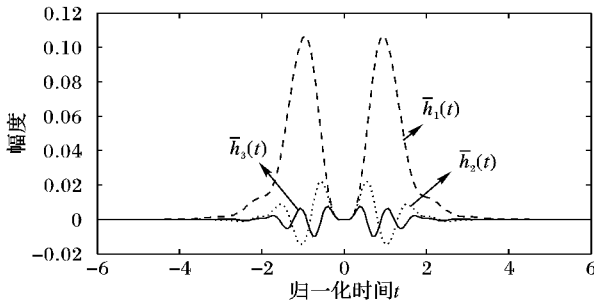


图1 4M1REC, $h = \{4/16, 5/16\}$ 信号的 $\bar{h}_m(t)$ 时域波形

由于 Multi- h CPM 信号的 $\bar{h}_1(k)$ 同样也是一个物理不可实现的非因果滤波器, 则把 $\bar{h}_1(k)$ 向右平移 ND 个采样点将其转变成物理可实现的因果滤波器, 则 $\bar{h}_1(k)$ 被限制在 $0 \leq k \leq 2ND$ 内。例如对图 1 中的 4M1REC, $h = \{4/16, 5/16\}$ 信号, 则 D 取 4。当 $m = 1$ 时, 通过向右平移 $\bar{h}_1(k)$, 式 (13) 和式 (12) 可分别可改写为:

$$y_1(k - ND) = [r(k) e^{j\pi k/N}] \otimes \bar{h}_1(k - ND) \quad (15)$$

$$A(1) = \sum_{k=ND}^{N(L_0+D)-1} [r(k) e^{j\pi(k-ND)/N}] y_1^*(k - ND) \quad (16)$$

把式 (16) 和式 (15) 代入式 (11) 后求其 τ 的偏导并令其等于零, 则 Multi- h CPM 信号的符号定时偏差的估计值可表示为:

$$\hat{\tau} = -\frac{T}{2\pi} \arg\{A(1)\} \quad (17)$$

其中 \arg 表示求幅角。

2.2 Kalman 滤波

由于接收信号对 T 是周期平稳的随机过程, 在噪声的影响下使得逐块 (观察间隔长度 L_0) 进行符号定时偏差估计的算法存在从当前稳定点变化到邻近稳定点的周期跳转现象, 若直接用其估计值来进行定时恢复, 将会使解调后的误比特率恶化, 特别是对部分响应长度较长的 CPM 信号, 其误比特率将急剧恶化^[13]。由于 τ 的缓变特性, 可用一阶 Kalman 滤波对估计值进行平滑处理使其值限定于 $[-0.5T, 0.5T]$ 内, 从而达到相位展开 (Unwrap) 的效果, 则 Kalman 滤波平滑处理后的 Multi- h CPM 信号的符号定时偏差的估计值 $\hat{\tau}_{\text{final}}^{(l)}$ 可表示为:

$$\hat{\tau}_{\text{final}}^{(l)} = \hat{\tau}_{\text{final}}^{(l-1)} + \text{SAW}(\hat{\tau}_{\text{final}}^{(l-1)} - \hat{\tau}_{\text{final}}^{(l)}); \quad l = 1, 2, \dots \quad (18)$$

其中: l 表示逐块进行符号定时偏差估计的块序号, 锯齿波函数 SAW 可表示为:

$$\text{SAW}(x) = (x + 0.5T)_{\text{mod } T} - 0.5T \quad (19)$$

2.3 插值计算

经过符号定时偏差估计和 Kalman 滤波平滑处理后, 接收机还需改变 A/D 采样时钟相位 (同步采样恢复) 或对接收信号进行插值计算 (异步采样恢复) 恢复出接收信号的最佳采样点。在全数字接收机中, 通常采用异步采样恢复方式, 即不调整 A/D 采样时钟相位, 而是通过插值计算对接收信号进行修正, 由于不需要改变时钟相位, 接收机具有更好的稳定性。

一般情况下, 通常采用具有流水线结构的 Farrow 插值滤波器对接收信号进行插值计算, 且插值滤波器的输出可表示为:

$$y(iT_s) = \sum_k h_l[kT_s + u_k^{(l)} T_s] r[(m_k^{(l)} - k) T_s]; \quad l = k \bmod NL_0 \quad (20)$$

其中 $h_l(t)$ 表示插值滤波的冲击响应, 用于控制插值点位置

的分数基点 u_k 和整数基点 m_k 可表示为:

$$u_k^{(l)} = \text{frc}\left(u_k^{(l-1)} + \frac{\hat{\tau}_{\text{final}}^{(l)} - \hat{\tau}_{\text{final}}^{(l-1)}}{T_s}\right) \quad (21)$$

$$m_k^{(l)} = m_k^{(l-1)} + \text{int}\left(u_k^{(l-1)} + \frac{\hat{\tau}_{\text{final}}^{(l)} - \hat{\tau}_{\text{final}}^{(l-1)}}{T_s}\right) \quad (22)$$

图 2 给出了 Multi- h CPM 信号的非数据辅助的前馈符号定时恢复的实现框图。首先经过匹配滤波和数字离散化的接收信号 $r(k)$ 以采样速率 T_s 分别送入到上下两个支路与混频信号 $e^{j\pi k/N}$ 和 $e^{-j\pi k/N}$ 进行混频, 经过混频后的上支路信号送入到冲击响应为 $\bar{h}_1(k - ND)$ 的滤波器中进行滤波, 并对滤波后的值进行求共轭; 混频后的下支路信号经过 ND 个采样周期延迟后与上支路的输出进行两两相乘, 并对 NL_0 个采样点累积求和后得到傅里叶级数系数 $A(1)$, 然后对 $A(1)$ 求其幅角, 得到第 l 块接收信号的定时偏差估计值 $\hat{\tau}^{(l)}$; 该估计值然后经过 Kalman 滤波后得到平滑后的定时偏差估计值 $\hat{\tau}_{\text{final}}^{(l)}$, 并将其送入到插值控制器中进行插值点位置的计算; 插值滤波器根据插值点位置对经过数据缓存的该块接收信号进行插值计算, 最后输出经过定时恢复的信号 $y(iT_s)$ 。

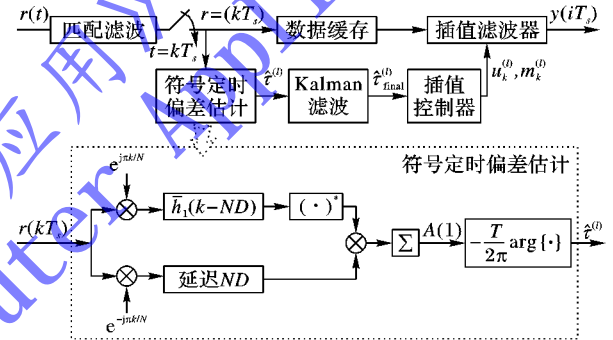


图2 Multi- h CPM 信号的非数据辅助的前馈符号定时恢复的实现

2.4 符号定时偏差估计的计算复杂度分析

Kalman 滤波、插值控制和插值滤波的计算复杂度的分析具有一般性, 因此本节主要分析本文算法的符号定时偏差估计模块的计算复杂度。为便于分析, 设接收信号长度为观察的符号间隔长度 L_0 且滤波器 $\bar{h}_1(k - ND)$ 为直接形式的有限长单位冲激响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器结构, 则一共需要 $NL_0(2DN + 3)$ 次复数乘法和 $2DN(NL_0 - 1) + 1$ 次复数加法, 由此可知其乘加法运算量均与 L_0 成正比例关系, 其计算复杂度为 $O(n)$, 该算法易于实现。

3 定时偏差估计算法的 MCRB

修正的 Cramer-Rao 限 (MCRB) 是评估符号定时偏差估计算法性能的常用方法。为此利用文献 [12] 中单指数 CPM 的符号定时偏差估计的 MCRB 模型, 得到 Multi- h CPM 信号的形如式 (23) 所示的期望函数:

$$G(t, \tau) = E_{\alpha} \left\{ \left| \sum_i \alpha_i h_i f(t - iT - \tau - \zeta T) \right|^2 \right\} = \frac{(M^2 - 1)}{3} \sum_i h_i^2 f^2(t - iT - \tau - \zeta T) \quad (23)$$

为简化推导过程, 令调制指数同步偏差 $\zeta = 0$ 且均方平均其周期循环变化调制指数 h_i , 即:

$$\bar{h}^2 = \frac{1}{N_h} \sum_{i=0}^{N_h-1} h_i^2 \quad (24)$$

则 Multi- h CPM 信号的符号定时偏差估计算法性能的 MCRB

可以表示为:

$$\begin{cases} T^2 \times MCRB_{LRC}(\tau) = \frac{3L}{2L_0 \pi^2 h^2 (M^2 - 1)} \times \frac{1}{E_s/N_0} \\ T^2 \times MCRB_{LRC}(\tau) = \frac{L}{L_0 \pi^2 h^2 (M^2 - 1)} \times \frac{1}{E_s/N_0} \end{cases} \quad (25)$$

4 仿真结果与分析

利用 Matlab 软件仿真验证本文算法的有效性, Multi- h CPM 的调制参数根据不同的仿真方案选择, 观察符号间隔长度 L_0 为 128 (块长度), 仿真样点为 5000 块, 过采样倍数 N 为 4, 比特到符号选择自然码映射, 插值滤波器采用立方插值的 Farrow 滤波器, 信道为加性 AWGN 信道, 符号译码为最大似然序列检测。

图 3 给出了不同调制模式下的 Multi- h CPM 信号的本文算法的符号定时偏差估计的性能曲线和 MCRB, 从图中可以看出, 当 $L_0 = 128$ 时, 本文算法对 1REC、1RC 和 2RC 成形的 Multi- h CPM 信号均有较好的仿真结果且定时估计的性能能满足其信号解调的要求。2RC 成形的 Multi- h CPM 信号要比 1RC 成形的 Multi- h CPM 信号的性能要差, 这是因为 $L = 2$ 引入了很大的码间干扰且随着 L 的增加, 性能随之下降。矩形成形的 Multi- h CPM 信号要比升余弦成形的 Multi- h CPM 信号要差, 这是因为升余弦成形的 Multi- h CPM 信号的波形形状要比矩形成形的 Multi- h CPM 信号的窄且使最大似然函数 $\Lambda(r|\hat{r}) = 0$ 的极值点明显。但随着信噪比的增加, 本文算法的估计性能却达到了一个错误平台, 这主要是由本文算法的似然函数形式和 CPM 信号自身特点引起的。一方面 CPM 信号通过引入码间串扰 (Inter-Symbol Interference, ISI) 提高了其频谱效率, 另一方面似然函数中的 $\sum_{k_1} \sum_{k_2} r(k_1) r^*(k_2)$ 项相当于又引入了一项 ISI, 从而造成了一个固定干扰项。在低信噪比阶段, 噪声是主要的干扰, 而在中高信噪比阶段, ISI 变成主要的干扰, 由于 ISI 是固定存在的, 不会随着信噪比的增加而减少, 从而造成其估计性能几乎与信噪比无关。

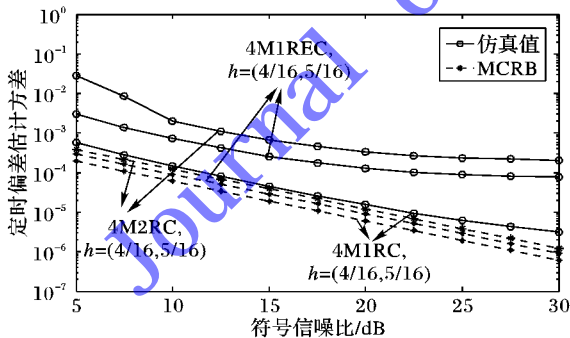


图 3 Multi- h CPM 信号的符号定时偏差估计性能

图 4 给出了本文的符号定时偏差估计算法在归一化残留载波频偏 $\Delta f T = 0.01$ 时的符号定时偏差估计性能。从图中可以看出, 当 $\Delta f T$ 为 0.01 时, 其符号定时偏差估计的性能基本上与无残留载波频偏时的性能一致, 即本文算法对残留载波频偏不敏感。

图 5 给出了通过本文算法对 Multi- h CPM 信号定时恢复后的误比特率曲线。从图中可以看出, 当存在符号定时偏差 $\tau = 0.25T$ 且调制指数同步偏差 $\zeta = 1$ 时, 4M1REC, $h =$

(4/16, 5/16) 和 4M2RC, $h = (4/16, 5/16)$ 两种信号定时恢复后的误比特率性能逼近理想解调性能, 在误比特率为 10^{-4} 时, 其检测性能仅损失约 0.02 dB 和 0.06 dB。

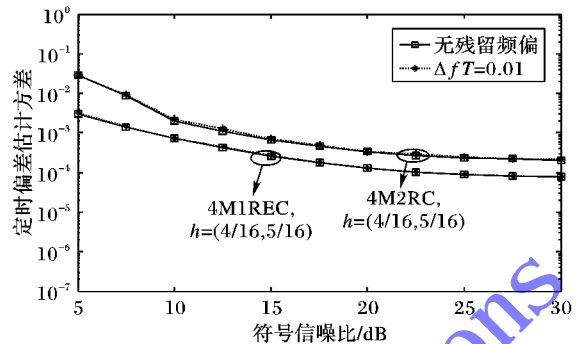


图 4 存在残留载波频偏时, Multi- h CPM 信号的定时偏差估计性能

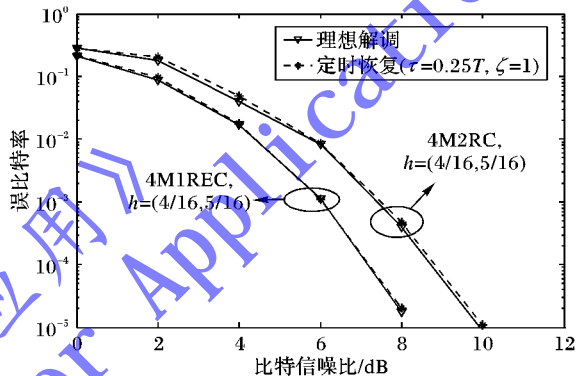


图 5 Multi- h CPM 信号非数据辅助的前馈符号定时恢复误比特率曲线

5 结语

本文提出了一种非数据辅助的 Multi- h CPM 信号的前馈符号定时恢复算法, 并给出了其符号定时偏差估计算法性能 MCRB 和其实现方案。该算法同时适用于全响应和部分响应的 Multi- h CPM 信号, 符号定时恢复的性能良好且对残留载波频偏不敏感。该算法的计算复杂度较低且实现相对简单, 可以快速准确地进行符号定时恢复, 适合于要求快速解调的 Multi- h CPM 通信系统。

参考文献:

- [1] PEROTT A, TARABLE A, BENEDETT S. Capacity-achieving CPM schemes [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(4): 1521–1541.
- [2] ZHOU H, BRUCK J. Efficient generation of random bits from finite state Markov chains [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(4): 2490–2506.
- [3] LI J. An estimate algorithm for the SNR of continuous phase modulation signals [J]. Information and Electronic Engineering, 2010, 8(1): 71–76. (李娟. 连续相位调制信号的信噪比估计[J]. 信息与电子工程, 2010, 8(1): 71–76.)
- [4] SHEN W L, ZHAO M J, QIU P L. Data aided symbol timing estimation in space-time coding systems with continuous phase modulation [J]. European Transactions on Telecommunications, 2009, 20(2): 227–232.
- [5] HOSSEINI E, PERRINS E. Training sequence design for data-aided synchronization of burst-mode CPM [C]// Proceedings of the 2012 IEEE Global Communications Conference. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2012: 2234–2239.

的利用率及网络对消息的传输性能;在网络资源不足时,合理利用有限资源,减缓节点的拥塞程度,进而实现整个网络的拥塞控制。实验结果表明,在不同条件下,DARP算法在递交率、负载比率及消息丢失率3个重要性能指标上都表现出良好性能,总体增强了DTN的综合传输性能。下一步将继续研究针对其他路由算法的主动拥塞控制方法。

参考文献:

- [1] FALL K. A delay-tolerant network architecture for challenged Internets [C]// Proceedings of the 2003 Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communications. New York: ACM Press, 2003: 27-34.
 - [2] FAN X, WANG M. Delay-tolerant network routing algorithm based on energy restriction and history information [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2009, 29(4): 332-335. (樊秀梅, 王明娟. 基于能量约束和历史信息的容迟网络路由算法[J]. 北京理工大学学报, 2009, 29(4): 332-335.)
 - [3] SU J, HU Q, ZHAO B, *et al.* Routing techniques on delay/disruption tolerant networks [J]. Journal of Software, 2010, 21(1): 119-132. (苏金树, 胡乔林, 赵宝康, 等. 容迟容断网络路由技术[J]. 软件学报, 2010, 21(1): 119-132.)
 - [4] ZHANG X L, NEGLIA G, KUROSE J, *et al.* Performance modeling of epidemic routing [J]. The International Journal of Computer and Telecommunications Networking, 2007, 51(10): 2867-2891.
 - [5] KRIFA A, BARAKA C, SPYROPOULOS T. Optimal buffer management policies for delay tolerant networks [C]// SECON'08: Proceedings of the 5th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2008: 260-268.
 - [6] LINDGREN A, PHANSE K S. Evaluation of queuing policies and forwarding strategies for routing in intermittently connected networks [C]// Proceedings of the First International Conference on Communication System Software and Middleware. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2006: 1-10.
 - [7] WANG G, XU Z, LI X. Congestion control strategy based on quality of message in DTN [J]. Computer Engineering and Applications, 2012, 48(9): 74-77. (王贵竹, 徐正欢, 李晓峰. DTN中依据报文质量的拥塞控制策略[J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(9): 74-77.)
 - [8] LIU Q, PAN Y, LI Y, *et al.* Congestion control strategy based on copy rate in DTN [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010, 33(4): 88-92. (刘期烈, 潘英俊, 李云, 等. 延迟容忍网络中基于复制率的拥塞控制算法[J]. 北京邮电大学学报, 2010, 33(4): 88-92.)
 - [9] WANG C, SOHRABY K. SenTCP: a hop-by-hop congestion control protocol for wireless sensor networks [C]// INFOCOM 2005: Proceedings of the 24th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005: 1003-1016.
 - [10] AKAN O B, AKYILDIZ I F. ESRT: event-to-sink reliable transport in wireless sensor networks [J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2005, 13(10): 1003-1016.
 - [11] BURLEIGH S, JENNINGS E, SCHOOLCRAFT J. Autonomous congestion control for an interplanetary Internet [EB/OL]. [2013-08-30]. <http://arc.aiaa.org/doi/pdf/10.2514/6.2006-5970>.
 - [12] FAN X, SHAN Z, ZHANG B, *et al.* State-of-art of the architecture and techniques for delay-tolerant networks [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(1): 161-170. (樊秀梅, 单志广, 张宝贤, 等. 容迟网络体系结构及其关键技术研究[J]. 电子学报, 2008, 36(1): 161-170.)
 - [13] KARENOS K, KALOCERAKI V, KRISHNAMURTHY S V. Cluster-based congestion control for supporting multiple classes of traffic in sensor networks [J]. ACM Transactions on Sensor Networks, 2008, 4(1): 107-114.
 - [14] IYER Y G, GANDHAM S, VENKATESAN S. STCP: a generic transport layer protocol for wireless sensor networks [C]// Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Computer Communications and Networks. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005: 449-454.
-
- (上接第643页)
- [6] PERRINS E, BOSE S, WYLIE-GREEN M P. Timing recovery based on the PAM representation of CPM [C]// MILCOM 2008: Proceedings of the 2008 IEEE Military Communications Conference. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2008: 1-8.
 - [7] ZHAO Q, STUBER G L. Robust time and phase synchronization for continuous phase modulation [J]. IEEE Transactions on Communication, 2006, 54(10): 1857-1869.
 - [8] LIU X, LIAO C, WANG M. Joint timing and phase estimation algorithm for CPM signals [J]. Computer Engineering, 2012, 38(2): 103-106. (刘晓明, 廖聪, 汪梦柔. CPM信号的定时-相位联合估计算法[J]. 计算机工程, 2012, 38(2): 103-106.)
 - [9] ANDREA E, FRANCESCA Z, GABRIELE B, *et al.* Spread-spectrum continuous-phase-modulated signals for satellite navigation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4): 3234-3249.
 - [10] TANG W Y, SHWEDYK E. ML estimation of symbol timing and carrier phase for CPM in Walsh signal space [J]. IEEE Transactions on Communication, 2001, 49(6): 969-974.
 - [11] ZHONG L, ZHAO M, ZHONG J, *et al.* A symbol timing tracking algorithm for MCPFSK [J]. Journal of Circuits and Systems, 2012, 17(3): 1-5. (钟烈, 赵民健, 钟杰, 等. 一种多进制连续相位调制信号的符号定时跟踪方法[J]. 电路与系统学报, 2012, 17(3): 1-5.)
 - [12] D'ANDREA A N, MENGULI U, MORELI M. Symbol timing estimation with CPM modulation [J]. IEEE Transactions on Communication, 1996, 44(10): 1362-1372.
 - [13] TANG W Y, SHWEDYK E. Reduced-complexity non-data-aided timing recovery for PAM-based M-ary CPM receivers [J]. IEEE Transactions on Communication, 2012, 4(6): 87-96.
 - [14] KULIKOV G V, UNGER A U, SUHANOV P G. Phase and clock synchronization of the Viterbi demodulator of continuous-phase modulation signals [J]. Journal of Communications Technology and Electronics, 2011, 56(6): 656-662.
 - [15] KULIKOV G V, UNGER A U, SUHANOV P G. A digital implementation of multi-h CPM modem [C]// Proceedings of the 2010 East-West Design and Test Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 271-273.