

doi: 10.7690/bgzd.2015.09.012

## 低复杂度的 Multi- $h$ CPM 调制指数同步算法

杨 春, 钟 声, 谢顺钦, 张 健

(中国工程物理研究院电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

**摘要:** 针对多指数连续相位调制信号的调制指数同步困难且算法复杂的问题, 提出一种实现结构相对简单的低复杂度的 Multi- $h$  CPM 调制指数同步算法。基于最大似然准则获得 Multi- $h$  CPM 信号的调制指数同步误差和残留定时误差的联合估计, 分别利用残留定时误差近似为零的性质与滤波器冲击响应量化函数来降低算法的复杂度, 并进行性能仿真验证。仿真结果表明: 该算法调制指数同步误差估计的性能良好, 适用于全响应和部分响应的 Multi- $h$  CPM 信号。

**关键词:** 多指数连续相位调制; 调制指数; 同步; 低复杂度

**中图分类号:** TP301.6 **文献标志码:** A

## Low Complexity Modulation Index Synchronization Algorithm for Multi- $h$ CPM

Yang Chun, Zhong Sheng, Xie Shunqin, Zhang Jian

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

**Abstract:** To solve the difficulty and complexity of modulation index problem of Multi- $h$  CPM, a low complexity modulation index synchronization algorithm for Multi- $h$  CPM was proposed, whose implementation structure is relatively simple. Joint estimation of modulation index synchronization error and residual timing error was obtained using maximum likelihood principles. Then, computational complexity was reduced through quantification the filter impulse response and residual timing error being approximately equal to zero. Simulation analysis show that, the proposed algorithm is suitable for full response and partial response Multi- $h$  CPM. Meanwhile, it has a good performance.

**Keywords:** multi- $h$  CPM; modulation index; synchronization; low complexity

### 0 引言

多指数连续相位调制 (Multi- $h$  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<sup>[1-4]</sup>以及对功放和信道的非线性特性不敏感等性质, 使其在无线通信系统中有着广泛的应用。多个随时间循环变化的调制指数不仅可以提高抗误码能力<sup>[5]</sup>, 还可以使频谱更加紧凑、带外滚降更快, 提高其频谱利用率, 在带宽和功率受限的条件下, Multi- $h$  CPM 有着比单指数 CPM 更加优异的传输性能。由于 Multi- $h$  CPM 信号的调制指数估计困难且算法复杂度较高, 如何有效地实现 Multi- $h$  CPM 信号的调制指数估计成为了 Multi- $h$  CPM 接收机研究的关键。

传统的非数据辅助 (non data-aided, NDA) 或面向判决 (decision-directed, DD) 的调制指数同步算法主要包括 2 类: 第 1 类为通过直接估计调制指数值以实现调制指数同步的算法, 包括改进型基于周期性的调制指数同步算法<sup>[6-7]</sup>、改进型基于高阶统计量的调制指数同步算法和  $P$  次幂-PLL 的调制指数同步算法<sup>[5]</sup>等; 第 2 类为通过估计调制指数同步误

差以实现调制指数同步的算法, 包括基于 PAM 分解的调制指数同步算法<sup>[8-9]</sup>和基于最大似然 (maximum likelihood, ML) 准则的 ML 的符号定时-调制指数同步算法<sup>[10-11]</sup>等。在第 1 类算法中, 改进型基于高阶统计量的同步算法, 其估计性能较好, 但是只适用于全响应 Multi- $h$  CPM 信号;  $p$  次幂-PLL 同步算法虽然能应用于部分响应 Multi- $h$  CPM 信号, 但  $p$  次幂的处理使得其估计性能相对较差。在第 2 类算法中, 基于 PAM 分解的调制指数同步算法需要实时计算观察序列的自相关函数, 实现复杂度较高; 基于 ML 的符号定时-调制指数同步算法需要利用矢量参数进行调制指数同步误差估计, 实现结构相对复杂。

因此, 笔者借鉴基于 ML 的符号定时-调制指数同步算法<sup>[10]</sup>的基本思路, 通过分别引入残留符号定时误差和量这一物理概念和量化函数, 提出了一种实现结构更为简单的低复杂度的 Multi- $h$  CPM 调制指数同步算法。与降低复杂度前的算法相比, 该算法的估计性能损失几乎可以忽略不计。

为便于表述, 文中  $\tilde{x}$  和  $\hat{x}$  分别表示  $x$  的假设值

收稿日期: 2015-04-30; 修回日期: 2015-06-11

作者简介: 杨 春(1972—), 男, 四川人, 研究员, 硕士生导师, 从事遥测遥控及软件无线电技术研究。

和估计值,  $\partial/\partial x$  表示对  $x$  求偏导, \*表示求共轭,  $\otimes$  表示求卷积,  $\text{Im}(\cdot)$  表示取虚部,  $\text{Re}(\cdot)$  表示取实部,  $E(\cdot)$  表示求数学期望,  $||$  表示求模, LREC 和 LRC 分别表示频率响应脉冲  $f(t)$  为矩形和升余弦的 Multi- $h$  CPM 信号。另外, 为便于表述, 文中凡是涉及到 1 比特量化滤波器冲激响应的, 均称为低复杂度同步算法。

### 1 Multi- $h$ CPM 信号模型

Multi- $h$  CPM 的复基带解析式为:

$$v(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \exp\{j\varphi(t; \mathbf{a})\}; \quad (1)$$

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

式中:  $E_s$  为信号码元能量;  $T$  为码元间隔宽度;  $\mathbf{a} = (\alpha_0, \alpha_1, \dots)$  为发送的  $M$  进制信息符号序列, 即  $\alpha_n \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$ 。  $h_n = u_n/p$  (其中  $u_n$  和  $p$  是互素整数) 为调制指数取自一个有限的离散调制指数集合  $\mathbf{\Pi} = \{h_0, h_1, \dots, h_{N_h-1}\}$ , 且  $h_n$  在每个符号码元周期内保持不变, 若干调制指数  $h_n \in \mathbf{\Pi}$  是以  $N_h$  周期循环变化,  $\underline{n}$  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 低复杂度的调制指数同步算法

#### 2.1 基于最大似然准则的调制指数同步误差估计

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

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

式中:  $n(t)$  为接收端功率谱密度为  $N_0$  的零均值复高斯白噪声;  $\tau$  为符号定时偏差且  $\tau \in [-0.5T, 0.5T)$ , 主要由收发两端时钟偏差和信道的传播延迟引入;

$\zeta$  为符号调制指数同步偏差其值取自一个离散的有限集合  $\mathbf{\Gamma} = \{0, 1, \dots, N_h - 1\}$ , 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;  $\theta$  为残留载波频偏  $\Delta f$ 、载波初相  $\phi_0$ 、符号定时偏差  $\tau$  引入的载波相位, 即

$$\theta = 2\pi\Delta f\tau + 2\pi\Delta ft + \phi_0. \quad (4)$$

基于 ML 的符号定时-调制指数同步算法<sup>[10]</sup>需要利用矢量参数进行调制指数同步误差估计, 实现结构相对复杂。因此, 借鉴文献[10]的基本思路, 研究了一种实现结构更为简单的基于最大似然准则的调制指数同步算法。为便于算法推导, 需要对式 (3) 适当变形, 设经定时恢复后的 Multi- $h$  CPM 的复基带表达式可改写成

$$r(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \exp\{j[\theta + 2\pi \sum_i \alpha_i h_i q(t - iT - \tau_r - \zeta T)]\} + n(t). \quad (5)$$

其中  $\tau_r$  表示定时恢复后信号的残留符号定时误差。

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  $\tilde{\mathbf{a}}$ , 载波相位  $\tilde{\theta}$ , 留符号定时误差  $\tilde{\tau}_r$  和符号调制指数同步偏差  $\tilde{\zeta}$  的联合似然函数可表示为

$$\Lambda(r | \tilde{\mathbf{a}}, \tilde{\theta}, \tilde{\tau}_r, \tilde{\zeta}) = \exp\left\{\frac{1}{N_0} \sqrt{\frac{E_s}{T}} \text{Re}\left[e^{-j\tilde{\theta}} \times \int_0^{L_0 T} r(t) e^{-j2\pi \sum_n \tilde{\alpha}_n h_n q(t - iT - \tilde{\tau}_r - \tilde{\zeta} T)} dt\right]\right\}. \quad (6)$$

假设载波相位  $\tilde{\theta}$  服从  $[-\pi, \pi)$  的均匀分布, 则对式 (6) 求  $\tilde{\theta}$  的数学期望并去除无关项得到

$$\Lambda(r | \tilde{\mathbf{a}}, \tilde{\tau}_r, \tilde{\zeta}) = I_0\left(\frac{1}{N_0} \sqrt{\frac{E_s}{T}} |X|\right). \quad (7)$$

其中复变量  $X$  满足条件

$$X = \int_0^{L_0 T} r(t) e^{-j2\pi \sum_n \tilde{\alpha}_n h_n q(t - iT - \tilde{\tau}_r - \tilde{\zeta} T)} dt. \quad (8)$$

为得到只含有  $\tilde{\tau}_r$  和  $\tilde{\zeta}$  的边缘联合似然函数  $\Lambda(r | \tilde{\tau}_r, \tilde{\zeta})$ , 对式 (7) 求  $\tilde{\mathbf{a}}$  的数学期望, 即

$$\Lambda(r | \tilde{\tau}_r, \tilde{\zeta}) = E_{\tilde{\mathbf{a}}}\left(|X|^2\right). \quad (9)$$

对式 (9) 展开, 并去除所有可能的无关项, 则

Multi-*h* CPM信号关于残留符号定时误差  $\tilde{\tau}_r$  和调制指数同步误差  $\tilde{\zeta}$  的似然函数可表示为

$$\Lambda(r|\tilde{\tau}_r, \tilde{\zeta}) \approx \sum_{k_1=0}^{N_{L_0}-1} \sum_{k_2=0}^{N_{L_0}-1} r(k_1)r^*(k_2) \times F[(k_2 - k_1)T_s, k_2T_s - \tilde{\tau}_r - \tilde{\zeta}T]. \quad (10)$$

用傅里叶级数将式 (10) 展开并去除无关项, 则式 (10) 可改写为

$$\Lambda(r|\tilde{\tau}_r, \tilde{\zeta}) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} B(m) e^{-j2\pi m \tilde{\tau}_r / (TN_h)} e^{-j2\pi m \tilde{\zeta} / N_h} \right\}. \quad (11)$$

式中傅里叶级数的系数  $B(m)$  可表示为

$$B(m) = \sum_{k=0}^{N_{L_0}-1} [r(k) e^{j2\pi k / N \cdot N_h}]^* y_m(k). \quad (12)$$

其中

$$y_m(k) = \sum_{i=0}^{N_{L_0}-1} r(i) p_m(k-i); \quad (13)$$

$$p_m(k) = \frac{1}{N_h T} \int_0^T F[kT_s, u] e^{-j2\pi mu / N_h T} du. \quad (14)$$

与文献[11]中的  $h_m(k)$  一样, 随着  $m$  的逐渐增大,  $p_m(k)$  的高次谐波分量能量快速下降。因此,  $m=1$  所对应的  $p_1(k)$  足以表示 Multi-*h* CPM 信号的调制指数误差估计的似然函数式 (11)。图 1 给出了  $M=4, L=3, h=(4/16, 5/16)$  升余弦成形的 ARTM Tier2 信号的  $p_1(k)$  的波形图。

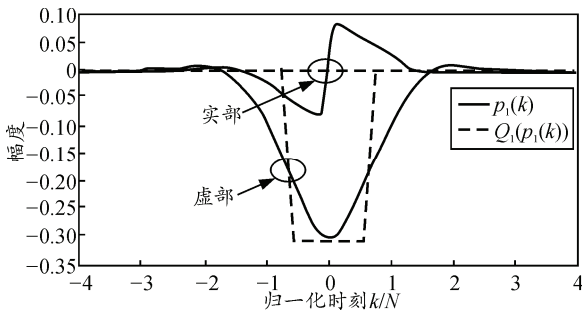


图 1  $p_1(k)$  及其 1 比特量化  $Q_1(p_1(k))$  的波形 (ARTM Tier2)

由于 Multi-*h* CPM 信号的  $p_1(k)$  同样也是一个物理不可实现的非因果滤波器, 则把  $p_1(k)$  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  $p_1(k)$  被限制在  $0 \leq k \leq 2ND$  范围内。对于 ARTM Tier2 信号,  $D$  取 4。当  $m=1$  时, 通过向右平移  $p_1(k)$ , 式 (13) 和式 (12) 可分别可改写为

$$y_1(k-ND) = r(k) \otimes p_1(k-ND); \quad (15)$$

$$B(1) = \sum_{k=ND}^{N(L_0+D)-1} [r(k) e^{j2\pi(k-ND)/N \cdot N_h}]^* y_1(k-ND). \quad (16)$$

由于定时恢复后信号的残留定时误差  $\tau_r$  可以近似认为等于 0, 即  $\tau_r \approx 0$ 。因此, 为便于算法实现, 当  $m=1$  时, 则 (11) 可以简化表示为

$$\Lambda(r|\tilde{\zeta}) = \text{Re} \{ B(1) e^{-j2\pi \tilde{\zeta} / N_h} \}. \quad (17)$$

那么, 基于最大似然准则非数据辅助的调制指数同步误差提取器 (NDA-MED) 可表示为

$$\hat{\zeta} = \arg \max_{\zeta \in \Gamma} \left\{ \left\{ \text{Re} [B(1) e^{-j2\pi \zeta / N_h}] \right\} \middle| \tilde{\zeta} \right\}. \quad (18)$$

根据以上研究, 笔者给出了基于最大似然准则的调制指数同步误差估计算法的实现框图如图 2, 下面简称为 NDA-MS 算法。

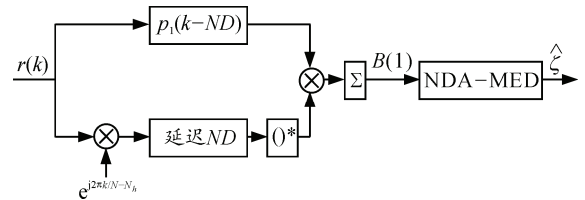


图 2 NDA-MS 算法的实现框图

## 2.2 降低实现复杂度

从图 1 可知: NDA-MS 算法的  $p_1(k)$  是实部奇对称, 虚部偶对称的复序列, 因此, 经平移  $ND$  个采样点后的滤波器  $p_1(k-ND)$  不满足线性相位 FIR 的条件。但是为了高效实现, 可以将复数滤波器  $p_1(k-ND)$  拆分为滤波器系数为其实部值和虚部值的 2 个实数滤波器, 使其分别满足第一类、第二类线性相位 FIR 的条件, 然后再将 2 个实数滤波器的滤波输出进行组合, 从而完成复数滤波器的滤波运算。假设 2 个实数滤波器分别采用第一类、第二类线性相位 FIR 的实现结构, 则完成一次调制指数同步误差  $\hat{\zeta}$  的估计, 即在观察间隔  $L_0$  内, 滤波器一共需要  $4NL_0(1+(L_{p_1[k]}-1)/2)$  次乘法运算和  $2NL_0L_{p_1[k]}$  次加法运算, 其中  $L_{p_1[k]}$  为滤波器长度且为奇数。

为此可以对  $p_1(k)$  进行波形量化, 以降低计算复杂度。量化函数可以表示<sup>[12]</sup>为

$$Q_l(x(k)) = \text{round} \left( \frac{x(k) 2^{l-1}}{M_x} \right) \frac{M_x}{2^{l-1}}, \quad l > 0. \quad (19)$$

$$M_x = \max(|x(k)|). \quad (20)$$

式中： $x(k)$ 表示量化前的波形信号； $\text{round}(x)$ 表示最接近  $x$  的整数， $l$  表示利用  $l+1$  比特量化，其中  $l$  比特用于表示幅度，1 比特用于表示符号位。

当  $l=1$  量化后，将  $p_1(k)$  量化成为如图 1 所示的实部为零，虚部为矩形脉冲的  $Q_1(p_1(k))$ ，使滤波器  $Q_1(p_1(k-ND))$  变成无乘法运算滤波器，从而得到了一种低复杂度 NDA-MS 算法。由于量化后的  $Q_1(p_1(k))$  仅有虚部而没有实部，当不考虑对滤波器  $Q_1(p_1(k-ND))$  的长度截短时，低复杂度 NDA-MS 算法滤波器加法运算降低到  $Q_1(p_1(k-ND))$  次。

### 2.3 基于后处理细估计的两级级联算法

图 3 给出了在不同信噪比时， $L=3$ ， $M=4$  的 Multi- $h$  CPM 信号似然函数  $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  的效果图。从图中可以看出：当无噪声时， $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  的峰值较为明显，当  $E_s/N_0=10$  dB 时， $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  的峰值被淹没于噪声之中，几乎都无法正确识别，从而造成系统性能的恶化。

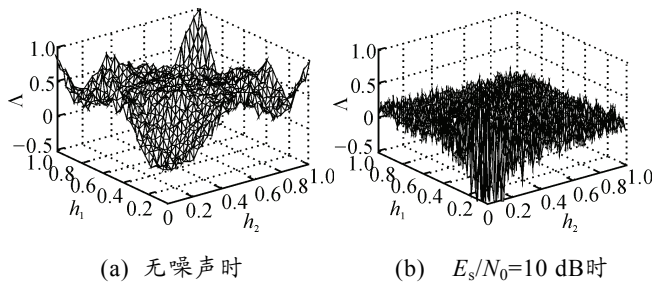


图 3 不同信噪比时  $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  的效果图

针对这一问题，文献[8, 10]给出了一种后处理方法，通过后处理以降低噪声对似然函数  $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  的影响，从而有效地改善了算法估计性能。从图 3 可知，似然函数  $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  对噪声十分敏感，在噪声的影响下 NDA-MS 算法可能会得到随机的错误估计值  $\hat{\zeta}(j)$ ，造成了估计性能的恶化。在连续通信的条件下，对某次接收而言，只要接收端准确地完成定时同步，那么调制指数同步误差真实值  $\zeta$  则应为一个未知的常数  $C$ ，且  $C \in \Gamma$ 。因此，仍然可以引入后处理方法，通过设置合理的后处理门限值，对 NDA-MS 算法得到的以真实值为均值的粗估计值

多次估计保护，以保护后的细估计值代替真实值，从而改善了 NDA-MS 算法似然函数对噪声敏感而造成的估计性能恶化，这也是文中研究的另外一种调制指数同步算法，即两级级联算法。该算法由 2 部分组成：1) 基于 NDA-MS 算法的粗估计；2) 基于后处理的细估计。粗估计算法用于得到调制指数同步误差的粗估计值，细估计算法用于改善估计性能。图 4 给出了基于后处理的两级级联算法的实现框图，当其中的 NDA-MS 算法用低复杂度 NDA-MS 算法代替时，两级级联算法就简化为低复杂度两级级联算法。

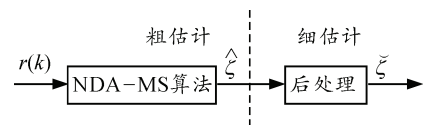


图 4 两级级联算法的实现框图

为便于表述，定义由 NDA-MS 算法得到的估计值为粗估计值  $\hat{\zeta}$ ；利用后处理得到的估计值为细估计值  $\tilde{\zeta}$ ，则两级级联算法中的后处理细估计过程可表述为：

- 1) 当  $j=1$  时，令  $\tilde{\zeta}(1)=\hat{\zeta}(1)$ ， $C(1)=0$ 。其中  $C(j)$  表示信赖函数，其取值范围为  $C(j) \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$ ， $C(j)$  值越大表示细估计值越可信， $N_c$  表示允许连续出现的当前粗估计值不等于前一次细估计值的次数，即后处理门限值。
- 2) 当  $j \geq 2$  时，若  $\hat{\zeta}(j)=\tilde{\zeta}(j-1)$ ，则令  $\tilde{\zeta}(j)=\hat{\zeta}(j)$ ， $C(j)=C(j-1)+1$ 。（若  $C(j) \geq N_c$ ，则令  $C(j)=N_c$ ）。
- 3) 当  $j \geq 2$  时，若  $\hat{\zeta}(j) \neq \tilde{\zeta}(j-1)$ ，则令  $\tilde{\zeta}(j)=\tilde{\zeta}(j-1)$ ， $C(j)=C(j-1)-1$ 。（若  $C(j) \leq 0$ ，则令  $C(j)=0$ ）。
- 4) 当  $j \geq 2$  时，若  $\hat{\zeta}(j) \neq \tilde{\zeta}(j-1)$  且  $C(j)=0$ ，则令  $\tilde{\zeta}(j)=\hat{\zeta}(j)$ ， $C(j)=0$ 。

### 3 性能仿真与分析

为验证该算法性能，对不同调制参数的 Multi- $h$  CPM 信号进行性能仿真：1) NDA-MS 算法的观察间隔  $L_0$ 、后处理的门限值  $N_c$  根据仿真方案选取；2) 信道为加性 AWGN 信道。其估计性能用错误估计概率  $P_{\text{err}}$  来衡量，即

$$P_{err} = \frac{\text{错误估计数目}}{\text{总估计数}} \quad (21)$$

1) 不同观察间隔  $L_0$  时 NDA-MS 算法及两级级联算法的  $P_{err}$  性能。

图 5 是在 ARTM Tier2 系统下, 当观察间隔  $L_0$  分别为 256、512、1 024、2 048 时, NDA-MS 算法及两级级联算法的  $P_{err}$  性能曲线。从图中可以看出, 单独利用 NDA-MS 算法进行调制指数同步误差估计时, 当  $L_0=256$  时, 在高信噪比条件下, NDA-MS 算法的  $P_{err}$  性能没有明显的改善并且保持在 0.1 左右。但是随着  $L_0$  的增加, 其  $P_{err}$  性能有了明显的提高, 特别是在  $E_s/N_0=19$  dB 时,  $L_0=2 048$  的 NDA-MS 算法的  $P_{err}$  性能能达到  $10^{-5}$  数量级。但是当采用了基于后处理细估计的两级级联算法后, 在  $E_s/N_0=20$  dB 时,  $N_c=8$ 、 $L_0=1 024$  的两级级联算法的  $P_{err}$  性能同样也能到达  $10^{-5}$  数量级, 而且其在低信噪比下的表现明显优于  $L_0=2 048$  的 NDA-MS 算法性能。对于  $N_c=8$ 、 $L_0=2 048$  的两级级联算法的  $P_{err}$  性能, 后处理细估计对  $P_{err}$  性能改善表现的尤为明显, 仅仅在  $E_s/N_0=9.5$  dB 时, 其  $P_{err}$  就能达到  $10^{-5}$  数量级。由此可见, 与单独利用 NDA-MS 算法进行调制指数同步误差估计相比, 两级级联算法能有效地克服 NDA-MS 算法似然函数  $\Lambda(r|\tilde{\zeta})$  对噪声敏感的问题, 并且能极大改善系统的  $P_{err}$  性能。

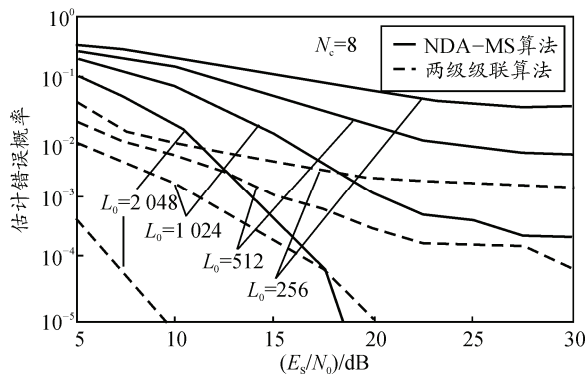


图 5 不同观察间隔  $L_0$  时, NDA-MS 算法及两级级联算法的  $P_{err}$  性能 (ARTM Tier2)

2) 不同后处理门限值  $N_c$  时两级级联算法的  $P_{err}$  性能。

图 6 是在 ARTM Tier2 系统下, 后处理门限值  $N_c$  分别为 4、8、16 时, 两级级联算法的  $P_{err}$  性能曲线。从图中可以看出, 当粗估计算法中的  $L_0=2 048$  固定不变时, 随着  $N_c$  的增加, 两级级联算法的  $P_{err}$  性能有一定程度的改善。当  $P_{err}=10^{-5}$  时, 与  $N_c=4$  的两级级联算法相比,  $N_c=8$  的两级级联算法有约 2 dB

的性能改善, 但是当  $N_c$  增加到 16 时,  $N_c=16$  的两级级联算法性能却没有明显改善。这说明基于后处理细估计的算法已经达到了性能下限, 在不增加  $L_0$  长度的前提下, 一味地增加  $N_c$  并不一定会改善系统的  $P_{err}$  性能。事实上, 对于  $N_c$  参数的选取, 往往取决于系统应用背景和系统指标, 在合作且连续通信的条件下, 可以选取较大的  $N_c$  以保证系统的  $P_{err}$  性能, 在突发通信的条件下, 则  $N_c$  的取值需要在解调实时性和系统性能之间做出合理的选择。

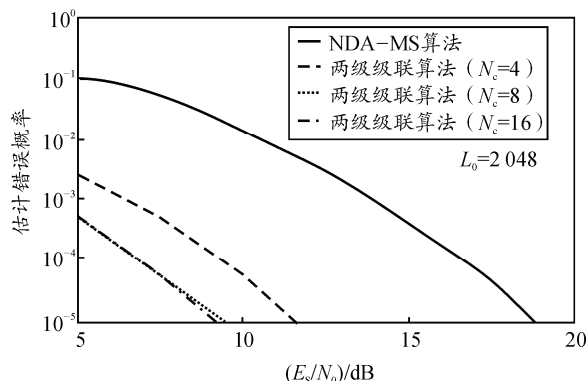


图 6 不同后处理门限值  $N_c$  时, 两级级联算法的  $P_{err}$  性能 (ARTM Tier2)

3) 低复杂度 NDA-MS 算法及低复杂度两级级联算法的  $P_{err}$  性能。

图 7 是在 ARTM Tier2 系统下, 当观察间隔  $L_0=2 048$  和后处理门限值  $N_c=8$  时, 低复杂度 NDA-MS 算法及低复杂度两级级联算法的  $P_{err}$  性能曲线。从图中可以看出, 当  $P_{err}=10^{-5}$  时, 与 NDA-MS 算法相比, 低复杂度 NDA-MS 算法仅有约 0.1 dB 的性能损失, 几乎可以忽略不计。而低复杂度两级级联算法更是表现出优异的  $P_{err}$  性能, 其估计性能几乎与两级级联算法一致。

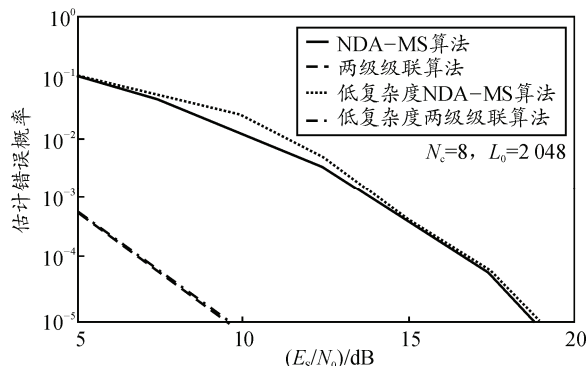


图 7 低复杂度 NDA-MS 算法及低复杂度两级级联算法的  $P_{err}$  性能 (ARTM Tier2)

4) 不同调制参数时低复杂度两级级联算法的  $P_{err}$  性能。

图 8 是在不同调制参数 Multi- $h$  CPM 条件下, 当观察间隔  $L_0=256$  和后处理门限值  $N_c=8$  时, 低复杂度两级级联算法的  $P_{err}$  性能曲线。从图中可看出: 对于不同的部分响应长度  $L$ , 成型脉冲形状和调制指数集的 Multi- $h$  CPM 信号该算法均有较好的仿真结果。对调制参数相似的 Multi- $h$  CPM 信号, 随着  $L$  的增加,  $P_{err}$  性能随之下降。除与调制指数集  $h$  的值有关外, 这主要是因为部分响应长度  $L$  较长时, 粗估计算法似然函数  $\Lambda(r|\xi)$  变得对噪声十分敏感, 虽然细估计算法能一定程度上改善粗估计算法的估计性能, 但是并没有改变粗估计算法  $\Lambda(r|\xi)$  对噪声敏感的特性, 当噪声达到一定值后, 粗估计算法可能会得到多次的错误估计值, 对其多次估计保护必然造成细估计值变成有偏估计, 从而使得其性能恶化。因此, 可通过增加粗估计算法的观察间隔  $L_0$  长度, 以提高两级级联算法的估计性能。

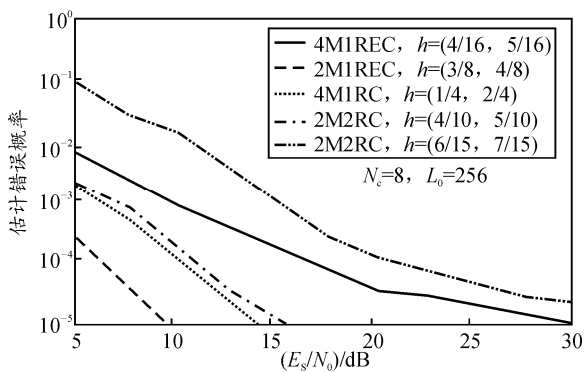


图 8 不同调制参数下 Multi- $h$  CPM 信号的低复杂度两级级联算法的  $P_{err}$  性能

#### 4 结束语

笔者提出了一种 Multi- $h$  CPM 的低复杂度低复杂度调制指数同步算法。该算法不需要矢量参数估计, 简化了实现结构。另外, 通过量化其滤波器冲激响应波形, 有效地降低了该算法的复杂度且性能损失很小, 最后进行了性能仿真验证。仿真结果表明: 该算法同时适用于全响应和部分响应的 Multi- $h$

CPM 信号, 并且可以快速准确地进行调制指数同步, 适合于 Multi- $h$  CPM 信号的软件无线电系统。

#### 参考文献:

- [1] Barbieri A, Fertonal D, Colavolpe G. Spectrally efficient continuous phase modulations[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1564-1572.
- [2] Perotti A, Tarable A, Benedetto S. Capacity-achieving CPM schemes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(4): 1521-1541.
- [3] Han G, Marcus B. Asymptotic of entropy rate in special families of hidden Markov chains[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(3): 1287-1295.
- [4] 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.
- [5] Mazur B A, Taylor D P. Demodulation and Carrier Synchronization of Multi-h Phase Codes[J]. IEEE Transactions on Communication, 1981, 29(3): 1041-1045.
- [6] Chandran P, Perrins E. Symbol timing recovery for CPM with correlated data symbols[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(5): 1265-1270.
- [7] 刘璐. Multi- $h$  CPM 低复杂度解调方法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2012: 49-56.
- [8] Wang Y G, Liu A j, Zhang Y X, et al. Reduced-complexity Superbaud Timing Recovery for PAM-based Multi-h CPM Receivers[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Victoria BC, Canada, 2013: 3900-3904.
- [9] Fonollosa J R, Fonollosa J A. Estimation of the modulation index of CPM signals using high-order statistics[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 63(4): 268-271.
- [10] Ginesi A, Mengali U, Morelli M. Symbol and superbaud timing recovery in multi-H continuous-phase modulation[J]. IEEE Transactions on Communication, 1999, 47(1): 664-666.
- [11] D'Andrea A N, Menguli U. Symbol timing estimate with CPM modulation[J]. IEEE Transactions on Communication, 1996, 44(10): 1362-1372.
- [12] Chandran P, Perrins E. Symbol timing recovery for CPM with correlated data symbols[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(5): 1265-1270.