

单通道高阶调制线性混合信号的频偏估计

杨 勇¹, 张冬玲¹, 彭 华¹, 涂世龙²

(1. 解放军信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450002; 2. 信号盲处理国家重点实验室, 四川成都 610041)

摘 要: 针对具有固定帧长和固定帧同步序列的单通道高阶调制线性混合信号, 当两路信号编码异步时, 在已知帧长的条件下提出一种基于最大似然准则的频偏估计算法, 并给出了算法的有效频偏估计范围. 算法通过求互相关获得目标函数, 并利用分级搜索的方法估计频偏. 为对算法的性能进行评价, 文中同时推导了混合信号频偏估计的克拉美罗界(Cramer-Rao Bound, CRB). 仿真结果表明, 算法在低 E_b/N_0 下可获得接近 CRB 的估计性能. 此外, 算法还适用于功率非对称的混合信号.

关键词: 单通道混合信号; 高阶调制; 频偏估计; 最大似然估计; 克拉美罗界

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)01-0160-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.01.025

Frequency Offset Estimation in Single-Channel Linear Mixture of High-Order Modulated Signals

YANG Yong¹, ZHANG Dong-ling¹, PENG Hua¹, TU Shi-long²

(1. College of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China;

2. National Key Lab on Blind Signals Processing, Chengdu, Sichuan 610041, China)

Abstract: For single-channel linear mixture of high-order modulated signals which have the fixed frame length and sync code, a frequency offset estimation (FOE) algorithm based on the maximum likelihood criterion is proposed when the two signals are coded asynchronously, and the effective range of FOE is given. FOE is calculated by optimising the objective function, which is obtained from cross-correlation computation, and the optimised process is accomplished by utilising hierarchical search. To evaluate the performance of the proposed algorithm, Cramer-Rao Bound (CRB) of mixed-signal FOE is derived. Simulation results show that, the estimation performance of the algorithm can come close to CRB performance with low E_b/N_0 . The proposed algorithm is also applied to the FOE of a mixed signal whose power is asymmetrical.

Key words: single-channel mixed signals; high-order modulation; frequency offset estimation; maximum likelihood estimation; Cramer-Rao Bound

1 引言

随着无线电通信技术在军事和民事上的广泛应用, 通信环境变得越来越复杂, 即使在普通的窄带接收机中, 同时出现两个或多个信号的情况已不可避免. 以卫星通信为例, 随着成对载波多址^[1] (Paired Carrier Multiple Access, PCMA) 等技术的广泛应用, 接收到时频混叠信号的情况则更为普遍. 因此, 对单通道数字调制混合信号进行研究, 具有非常重要的实际意义和应用价值.

载波同步是实现信号解调的基础. 截止目前, 主流的频偏估计算法都是基于最大似然估计理论. Peng^[2] 在 Moeneclaey^[3] 的基础上对最大似然频差估计算法进行了降复杂度处理, 并提出一种利用 DFT 实现相位展开的

算法, 但该算法在降低复杂度的同时, 损失了部分性能. Leven^[4] 利用非线性操作 $\arctan(\cdot)$ 和 M 次方消除调制信息, 提出一种差分求和的载频估计方法, 但该方法只能应用于 MPSK 信号, 且估计范围局限于 $\pm 1/2MT$ (T 是符号周期). 史治平^[5] 在最大似然准则的基础上提出两种导频联合编码辅助载波同步的算法, 能大幅度提高同步参数的估计精度和范围. 此外, Zhang^[6] 和 Meiyappan^[7] 利用判决辅助的最大似然算法, Li^[8] 利用八阶统计量也都实现了载波的同步. 总之, 在解决单一信号频偏估计的问题上, 目前已经取得一些成就. 当应对多信号时, 针对低阶调制 (BPSK、QPSK 等) 信号, 在完成非线性变换后, 利用最大似然估计 (FFT)^[9] 也能实现载频的估计. 但对于高阶调制混合信号, 非线性变化将因交叉项太多

而失效.因此,单通道高阶调制混合信号的解调成为了当前信号分析领域的一大难题,实现单通道高阶调制混合信号频偏的精确估计已经成为一个亟待解决的问题.

鉴于此,针对具有固定帧长和固定帧同步序列的单通道高阶调制线性混合信号,当两路信号编码异步时,在已知帧长的条件下,提出一种基于最大似然的频偏估计算法.算法不需要知晓定时误差、幅度和相偏,运算复杂度小,具有较好的应用前景.

2 信号模型

在卫星通信中,考虑接收到两个同符号速率的基带单通道同频 MPSK 或 QAM 线性混合信号,在按符号周期 T 采样后,得到离散形式:

$$y_k = h_1 e^{j(2\pi f_1 kT + \varphi_1)} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{k+m}^{(1)} g_1(-mT + \tau_1) + h_2 e^{j(2\pi f_2 kT + \varphi_2)} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{k+m}^{(2)} g_2(-mT + \tau_2) + v_k \quad (1)$$

其中, h_i 、 f_i 、 φ_i 和 τ_i 分别是幅度衰减、频偏、相偏和定时误差 ($-T/2 \leq \tau_i < T/2$, $i=1,2$), 不失一般性,假定 h_i 、 f_i 、 φ_i 和 τ_i 保持不变. $s_{k+m}^{(i)}$ ($k=0,1,\dots$) 是发送数据序列的第 $k+m$ 个符号, $g_i(\cdot)$ 是由码间串扰 (InterSymbol Interference, ISI) 等效而来的信道滤波器 (成型滤波器和匹配滤波器的响应总和), 码间串扰的有效区间为 $[-L_1 T, L_2 T]$ (L_1 和 L_2 分别是非因果和因果周期), v_k 是均值为零、方差为 $2\sigma_v^2$ 的复加性高斯白噪声采样序列.

不失普遍性,假设两路信号编码异步 (同步码的位置不重叠). 信号的符号帧长为 $N = K + P$, 其中 K 和 P 分别是同步码符号和数据符号, 如图 1 所示. 自数据起点起, 第一路和第二路信号同步码符号的起始位置分别为 n_1 和 n_2 . 单通道线性混合信号的频偏估计就是仅根据接收序列 y_k , 得到 f_1, f_2 的精确估计值.

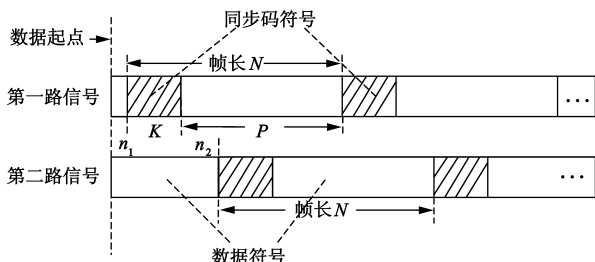


图1 两路信号编码异步示意图

3 基于最大似然准则的频偏估计

3.1 似然函数最大化

引理 设 \mathbf{V}^n 是复数域上的 n 维向量空间, 对于 \mathbf{V}^n 中的任意一个向量 $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, 满足:

$$\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \geq \frac{1}{n} \left| \sum_{i=1}^n x_i \right|^2 \quad (2)$$

证明 在向量空间 \mathbf{V}^n 内取向量 $\mathbf{Y} = (1, 1, \dots, 1)$, 则根据柯西不等式^[10]得到:

$$\left| \sum_{n=1}^n x_i \cdot 1 \right|^2 \leq \sum_{i=1}^n |x_i|^2 \cdot n \quad (3)$$

即 $\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \geq \frac{1}{n} \left| \sum_{i=1}^n x_i \right|^2$, 引理得证.

根据接收到的复基带线性混合信号表达式(1), 若帧数为 N_f , 令 $\Phi = \{h_1, h_2, \tau_1, \tau_2, f_1, f_2, \varphi_1, \varphi_2\}$, $\mathbf{y}_i = \{y_{i+n \cdot N}\} (t = n_i, \dots, n_i + K - 1; n = 0, \dots, N_f - 1; i = 1, 2)$, 则对于第 i 路信号而言, \mathbf{y}_i 关于参数 Φ 的似然函数为:

$$p(\mathbf{y}_i | \Phi) = C \cdot \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} \left| y_{i+t \cdot N} - h_1 e^{j[2\pi f_1(t+n \cdot N)T + \varphi_1]} s_{i+t \cdot N}^{(1)} - h_2 e^{j[2\pi f_2(t+n \cdot N)T + \varphi_2]} s_{i+t \cdot N}^{(2)} \right|^2 \right] \quad (4)$$

其中 $C = (1/\sqrt{2\pi\sigma_v^2})^{N_f \cdot K}$. 根据引理中的式(2), $p(\mathbf{y}_i | \Phi)$ 存在以下关系:

$$p(\mathbf{y}_i | \Phi) \leq C \cdot \exp \left[-\frac{1}{2KN_f\sigma_v^2} \left| \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} (e^{-j[2\pi f_1(t+n \cdot N)T]} y_{i+t \cdot N} - h_1 e^{j[2\pi(f_1-f_i)(t+n \cdot N)T + \varphi_1]} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{i+t \cdot N+m}^{(1)} g_1(-mT + \tau_1) - h_2 e^{j[2\pi(f_2-f_i)(t+n \cdot N)T + \varphi_2]} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{i+t \cdot N+m}^{(2)} g_2(-mT + \tau_2)) \right|^2 \right] = \Lambda_i(\Phi) \quad (5)$$

采样率较高时, 可实现其中一路信号的最佳采样. 第一路信号实现最佳采样时 ($i=1$):

$$\Lambda_1(\Phi) = C \cdot \exp \left[-\frac{1}{2KN_f\sigma_v^2} \left| \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{t=n_1}^{n_1+K-1} (e^{-j[2\pi f_1(t+n \cdot N)T]} y_{1+t \cdot N} - h_1 e^{j\varphi_1} s_{1+t \cdot N}^{(1)} - h_2 e^{j[2\pi(f_2-f_1)(t+n \cdot N)T + \varphi_2]} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{1+t \cdot N+m}^{(2)} g_2(-mT + \tau_2)) \right|^2 \right] \quad (6)$$

设第 i 路信号的同步码符号为 $\alpha_1^{(i)}, \alpha_2^{(i)}, \dots, \alpha_K^{(i)}$. 对任一路信号而言, 同步码位置的符号是固定的, 所以经过多帧的累加后, 这些位置的符号是同步符号多次累加的结果. 而同步码以外的符号都是不相关的, 所以当 N_f 达到一定阈值以后, 经过 N_f 帧的累加, 这些位置的幅度不会有太大的起伏, 可近似为 0, 则:

$$\Lambda_1(\Phi) \approx C \cdot \exp \left[-\frac{1}{2KN_f\sigma_v^2} \left| \sum_{t=n_1}^{n_1+K-1} \sum_{n=0}^{N_f-1} (e^{-j[2\pi f_1(t+n \cdot N)T]} y_{1+t \cdot N} - h_1 e^{j\varphi_1} s_{1+t \cdot N}^{(1)}) \right|^2 \right] = C \cdot \exp \left[-\frac{1}{2KN_f\sigma_v^2} \left| \sum_{t=n_1}^{n_1+K-1} \left(\sum_{n=0}^{N_f-1} [e^{-j[2\pi f_1(t+n \cdot N)T]} y_{1+t \cdot N}] - h_1 e^{j\varphi_1} \cdot N \alpha_{1-t-n_1+1}^{(1)} \right) \right|^2 \right] \quad (7)$$

定义:

$$\Omega_1(\Phi) =$$

$$\left| \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} \left(\sum_{n=0}^{N_f-1} [e^{-j2\pi f_i(t+n \cdot N)T + \varphi_1}] y_{t+n \cdot N} - h_1 e^{j\varphi_1} \cdot N_f \alpha_{t-n_i+1}^{(1)} \right) \right|^2 \quad (8)$$

则使 $\Omega_1(\Phi)$ 最大等价于令 $\Omega_1(\Phi)$ 最小, 换句话说, $\Omega_1(\Phi)$ 最小等价于似然函数 $p(y_1|\Phi)$ 最大。

同理, $i=2$ 时能得到:

$$\Omega_2(\Phi) = \left| \sum_{t=n_2}^{n_2+K-1} \left(\sum_{n=0}^{N_f-1} [e^{-j2\pi f_2(t+n \cdot N)T + \varphi_2}] y_{t+n \cdot N} - h_2 e^{j\varphi_2} \cdot N_f \alpha_{t-n_2+1}^{(2)} \right) \right|^2 \quad (9)$$

那么 $\Omega_2(\Phi)$ 最小等价于似然函数 $p(y_2|\Phi)$ 最大。

3.2 频偏估计算法

由于相偏和幅度衰减均未知, 所以无法通过求极值点的方式来估计频偏。然而, 当 $f_i (i=1, 2)$ 估计准确时, 对任意 $t \in \{n_i, \dots, n_i + K - 1\}$, 存在以下近似关系:

$$\sum_{n=0}^{N_f-1} e^{-j2\pi f_i(t+n \cdot N)T} y_{t+n \cdot N} \approx h_i e^{j\varphi_i} \cdot N_f \alpha_{t-n_i+1}^{(i)} \quad (10)$$

当 f_i 估计准确时, $\sum_{n=0}^{N_f-1} e^{-j2\pi f_i(t+n \cdot N)T} y_{t+n \cdot N}$ 与 $h_i e^{j\varphi_i} \cdot N_f \alpha_{t-n_i+1}^{(i)}$ 间的互相关值最大与两者间的误差最小是等价的。此外, 由于参数 h_i 和 N_f 仅对相关值的幅度造成影响, φ_i 的影响则可通过求模运算消除。因此, 仅求

$$\sum_{n=0}^{N_f-1} e^{-j2\pi f_i(t+n \cdot N)T} y_{t+n \cdot N} \text{ 与 } \alpha_{t-n_i+1}^{(i)} \text{ 间互相关的模值即可:}$$

$$\rho_i(\Phi) = \left| \frac{1}{K} \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} \left(\alpha_{t-n_i+1}^{(i)} \right)^* \sum_{n=0}^{N_f-1} e^{-j2\pi f_i(t+n \cdot N)T} y_{t+n \cdot N} \right|^2$$

$$= \rho_i(f) |_{f=f_i} \quad (11)$$

到此, 基于最大似然准则下的频偏估计就等效于, 在无需知晓 h_i 和 φ_i 的条件下, 寻找一个 \hat{f}_i 值使 $\rho_i(f)$ 达到最大。

为了减少寻找 \hat{f}_i 过程中的计算量, 采用包含粗略搜索和精确搜索两个过程的分级搜索方法。粗略搜索用于确定频偏所处的大致区间范围, 若 $f_i \in [f_a^{(i)}, f_b^{(i)}]$, 则算法步骤为:

步骤 1: 将区间 $[f_a^{(i)}, f_b^{(i)}]$ 均匀划分为 I 个子区间, 并在每个子区间的中心值进行频率采样, 得到 $\hat{f}_i^{(n)}$;

步骤 2: 将 I 个 $\hat{f}_i^{(n)}$ 值分别代入式(11)求得相应的自相关值 $\rho_i(\hat{f}_i^{(n)})$, 并从中找出最大值对应的 $\hat{f}_i^{(m)}$ 。

经过粗略搜索能得到的频率分辨率为 $(f_b^{(i)} - f_a^{(i)})/I$, 为了达到进一步提高频率分辨率的目的, 可采用二分搜索法^[11]对频偏所处的大致区间范围进行细密搜索。若二分法迭代次数为 Q , 则分级搜索的频率分辨率为 $(f_b^{(i)} - f_a^{(i)})/(I \cdot 2^Q)$ 。

3.3 频偏估计的有效范围

当且仅当 $\rho_i(f)$ 在全局范围内具有唯一的极大值点 $f = f_i$ 时, 算法的频偏估计范围不受限制。因此, 要明

确算法适用的频偏估计范围, 有必要分析 $\rho_i(f)$ 的极大值点个数。

除了真实频率点 f_i 外, 假设还存在另一个频率点 $f_i' = f_i + \Delta f_i (\Delta f_i \neq 0)$ 能使 $\rho_i(f)$ 达到极大值, 此时:

$$\rho_i(f) \Big|_{f=f_i'} = \left| \frac{1}{K} \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} \left(\alpha_{t-n_i+1}^{(i)} \right)^* \sum_{n=0}^{N_f-1} e^{-j2\pi(f_i+\Delta f_i)(t+n \cdot N)T} y_{t+n \cdot N} \right|^2$$

$$= \left| \frac{1}{K} \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} \left(\alpha_{t-n_i+1}^{(i)} \right)^* e^{-j2\pi\Delta f_i t} \sum_{n=0}^{N_f-1} e^{-j2\pi f_i(t+n \cdot N)T} y_{t+n \cdot N} \cdot e^{-j2\pi\Delta f_i nNT} \right|^2 \quad (12)$$

根据式(12)中的第一个等效关系可知, 当且仅当 Δf_i 满足 $2\pi\Delta f_i(t+n \cdot N)T = 2k\pi (k=0, \pm 1, \dots)$ 时, 式(12)与式(11)完全等价, 此时 f_i' 也是 $\rho_i(f)$ 的极大值点。然而, 根据泰勒不等式, $e^{-j2\pi\Delta f_i t}$ 项对 $\rho_i(f)$ 的值衰减得很小, 受噪声以及定时误差等因素的干扰后, 实际中这样的衰减可以不予考虑。因此, 只要 Δf_i 满足 $2\pi\Delta f_i nNT = 2k\pi (k=0, \pm 1, \dots)$, 即当 $\Delta f_i = \frac{k}{NT}$ 时, $\rho_i(f)$ 就会出现极大值。

显然, $\rho_i(f)$ 在 $f_i \pm \frac{1}{NT}$ 处出现首个伪极大值点。因此, 要确保极大值的唯一性, 频偏估计的有效范围满足:

$$|f| \leq \frac{1}{2NT} \quad (13)$$

尽管算法的频偏估计范围有限, 但仍可用于整数频偏的估计。具体做法为: 首先, 计算混合信号的 M 次方谱^[12]。虽然高阶调制混合信号的 M 次方谱因交叉项太多难以出现离散谱线, 但根据数字通信信号功率谱的对称性, 可选取功率最强区域的中心频点作为频偏粗估计值, 并利用该值对混合信号做下变频; 之后再利用本文的算法对残余频偏进行精确估计。

3.4 克拉美罗界

目前存在的 CRB^[13,14] 均针对单一调制信号。因此, 本文将混合信号的参数视为单路信号多参数的情况, 利用多参量函数的 Cramer-Rao 不等式来获取混合信号频偏估计的下界。

令 $L = L_1 + L_2 + 1$, 在式(1)的基础上定义:

$$\begin{cases} \mathbf{f}_i(\tau_i) = [g_i(-(-L_1)T + \tau_i), g_i(-(1-L_1)T + \tau_i), \dots, \\ \quad g_i(-L_2T + \tau_i)]^T, \\ \mathbf{s}_{i,k} = [S_{k-L_1}^{(i)}, S_{k-L_1+1}^{(i)}, \dots, S_{k+L_2}^{(i)}]^T. \end{cases} \quad (14)$$

其中“T”是转置操作。利用式(14)改写式(1), 可得到似然概率:

$$p(y_k | s_{1,k}, s_{2,k}, \Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp \left(-\frac{|y_k - h_1 e^{j(2\pi f_1 k T + \varphi_1)} f_1^T(\tau_1) s_{1,k} - h_2 e^{j(2\pi f_2 k T + \varphi_2)} f_2^T(\tau_2) s_{2,k}|^2}{2\sigma_v^2} \right) \quad (15)$$

$$J = -E \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \ln p(y_{0:V-1} | s_{1,0:V-1}, s_{2,0:V-1}, \Phi)}{\partial f_1^2} & \frac{\partial^2 \ln p(y_{0:V-1} | s_{1,0:V-1}, s_{2,0:V-1}, \Phi)}{\partial f_1 \partial f_2} \\ \frac{\partial^2 \ln p(y_{0:V-1} | s_{1,0:V-1}, s_{2,0:V-1}, \Phi)}{\partial f_2 \partial f_1} & \frac{\partial^2 \ln p(y_{0:V-1} | s_{1,0:V-1}, s_{2,0:V-1}, \Phi)}{\partial f_2^2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

由于参数 h_i, f_i, φ_i 和 τ_i 互不相关且与噪声 $v_{0:V-1}$ 相互独立, $E(v_k) = E(v_k^*) = 0$, 所以将式(15)代入式(17)并

$$J = \frac{1}{\sigma_v^2} E \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{V-1} (|F'_1(k)|^2 \cdot |f_1^T(\tau_1) s_{1,k}|^2) & \sum_{k=0}^{V-1} \text{Re}(F'_1(k) f_1^T(\tau_1) s_{1,k} \cdot F'_2(k) f_1^H(\tau_1) s_{1,k}^*) \\ \sum_{k=0}^{V-1} \text{Re}(F'_1(k) f_1^T(\tau_1) s_{1,k} \cdot F'_2(k) f_1^H(\tau_1) s_{1,k}^*) & \sum_{k=0}^{V-1} (|F'_2(k)|^2 \cdot |f_2^T(\tau_2) s_{2,k}|^2) \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中“’”、“H”、“*”分别是求偏导数、求共轭转置、求共轭操作, “Re”是取实部, 且:

$$\begin{cases} F'_i(k) = \partial(h_i e^{j(2\pi f_i k T + \varphi_i)}) / \partial f_i = j2\pi k T h_i e^{j(2\pi f_i k T + \varphi_i)}, \\ E[|F'_i(k)|^2] = 4\pi^2 T^2 h_i^2 E[k_i^2]. \end{cases} \quad (19)$$

其中 $E[k_i^2] = \frac{1}{N_f K} \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{t=n_i}^{n_i+K-1} (t + n \cdot N - 1)^2$. 进一步化简, 得到第 i 路信号频偏估计 \hat{f}_i 的 CRB 为:

$$E[(\hat{f}_i - f_i)^2] \geq \frac{M \sigma_v^2}{4\pi^2 T^2 h_i^2 V} \left(E[k_i^2] \sum_{s_{i,k} \in S} |f_i^T(\tau_i) s_{i,k}|^2 \right)^{-1} \quad (20)$$

4 实验仿真

考虑两路 8PSK/16QAM 同频混合信号, 符号帧长 $N = 1600$, 每一帧中同步码符号长度为 $K = 10$, $n_1 = 101$, $n_2 = 11$, 两路信号成形滤波器和匹配滤波器都采用滚降系数为 0.33 的平方根升余弦脉冲. 幅度 $h_1 = 1.0$, $h_2 = 0.8$, 归一化频偏 (以符号速率归一化) f_1 和 f_2 在区间 $[-1/(2N), 1/(2N)]$ 内随机选取, 相偏 φ_1 和 φ_2 在 $[-\pi, \pi]$ 内随机选取, 定时误差 $\tau_1 = 0.2T$, $\tau_2 = 0.4T$, 码间串扰的有效区间为 $[-3T, 3T]$. 粗搜索划分的子区间数 $I = 30$, 二分法搜索迭代次数 $Q = 5$. 第 i 路信号归一化的频偏估计方差定义为 $\sigma_{f_i}^2 = T^2 \sum_{k=1}^C (f_i - \hat{f}_i^{(k)})^2 / C$ (C 是 Monte Carlo 试验次数), 混合信号归一化频偏估计的平均方差定义为 $\sigma_e^2 = (\sigma_{f_1}^2 + \sigma_{f_2}^2) / 2$, 混合信号 E_b/N_0 定义为两信号单位比特能量之和与噪声功率谱密度的比值 $E_b/N_0 = 10 \log_{10}(2/N_0)$, 平均 CRB 是指两路信号频偏估计 CRB 的均值.

4.1 不同调制方式下帧数对估计性能的影响

图 2 分别给出了 8PSK 和 16QAM 调制混合信号频

根据确定参数的多参量 Cramer-Rao 不等式, 若考虑 V 个符号, 则频偏估计 \hat{f}_i 的方差满足:

$$E[(\hat{f}_i - f_i)^2] \geq J^{-1} \quad (16)$$

其中 J^{-1} 是矩阵 J 的第 i 行第 i 列元素, J 是 Fisher 信息矩阵 (Fisher Information Matrix, FIM), 表达式为:

化简得到:

$$\begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{V-1} \text{Re}(F'_1(k) f_1^T(\tau_1) s_{1,k} \cdot F'_2(k) f_1^H(\tau_1) s_{1,k}^*) & \sum_{k=0}^{V-1} (|F'_2(k)|^2 \cdot |f_2^T(\tau_2) s_{2,k}|^2) \end{bmatrix} \quad (18)$$

偏估计性能随帧数的变化曲线. 从图中可以看出, 在上述仿真条件下, $E_b/N_0 > 10\text{dB}$ 时, 不论 8PSK 还是 16QAM 调制的混合信号, 仅需 20 帧的数据, σ_e^2 可接近 10^{-12} , 40 帧的数据则可使 σ_e^2 达到 10^{-13} 数量级. 为了对比算法的性能, 图中还分别给出了两种调制信号频偏估计方差的平均 CRB. 通过对比, 在同样的条件下, 随着 E_b/N_0 的增加, 频偏估计算法的 σ_e^2 与平均 CRB 之间的距离越来越远. 分析原因不难发现, 当 E_b/N_0 较小时, 噪声是影响频偏估计性能的主要因素, 因此频偏估计方差可接近 CRB; 当 E_b/N_0 增加到一定程度时, 噪声对频偏估计的影响成为次要因素, 而粗搜索划分子区间数和二分法搜索的次数成为影响估计性能的主要因素. 因此, 受到算法设置条件的限制, 随着 E_b/N_0 的增加, σ_e^2 与平均 CRB 之间的距离越来越远. 此外, 从图中可以看出, 在低 E_b/N_0 下, 算法的 σ_e^2 与平均 CRB 之间存在微小差距, 这是因为 CRB 的推导是在已知定时误差和幅度的情况下推导的, 而本文的算法认为这些参数都未知.

4.2 定时误差对估计性能的影响

考虑两路 8PSK 混合信号, 帧数取 $N_f = 40$, τ_1 和 τ_2 均在 $[-T/2, T/2]$ 之间均匀变化. 图 3 给出了 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 时频偏估计性能随 τ_1 和 τ_2 联合变化的三维曲面图. 从图中可以看出, 在给定仿真条件下, 随着定时误差的变化, 归一化频偏估计方差 σ_e^2 的波动范围仅约 6×10^{-13} . 因此, 在推导过程中尽管忽略了定时误差带来的码间干扰, 但算法对存在码间干扰的情形同样适用.

4.3 幅度比对估计性能的影响

针对两路 8PSK 混合信号, 固定第 1 路信号的幅度为 $h_1 = 1.0$, 第 2 路信号的幅度 h_2 在 $[0.1, 1.0]$ 之间均

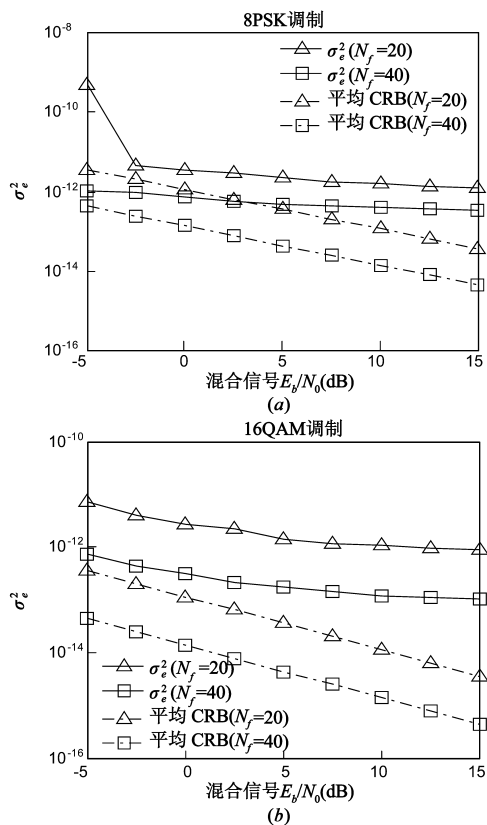


图2 不同混合信号的频偏估计性能

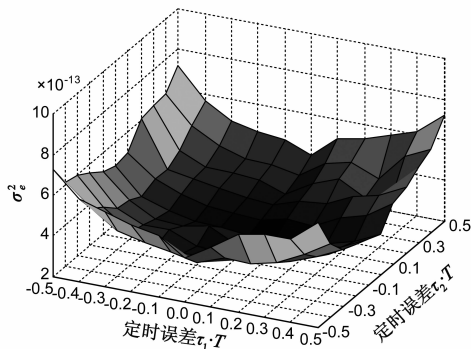


图3 定时误差对估计性能的影响

匀变化, $N_f = 40$, 其它条件保持不变。

图4给出了 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 时频偏估计性能随幅度比变化的曲线。从图中可以看出, 随着幅度比 h_2/h_1 的增加, 第2路信号的频偏估计性能逐渐提升, 当幅度比 $h_2/h_1 > 0.4$ 时, σ_e^2 可接近 10^{-12} 。而对第1路信号来说, 随着幅度比 h_2/h_1 的增加, 频偏的估计性能缓慢降低。分析原因不难发现: 当幅度比较低时, 由于第2路信号的幅度较小, 在计算第1路信号的目标函数 $\Lambda_1(\Phi)$ 时, 误差几乎为0, 所以第1路信号的估计性能接近单路信号频偏的估计性能; 当幅度比逐渐增加时, 第2路信号的幅度增加, 由于累加的帧数有限, 所以目标函数

$\Lambda_1(\Phi)$ 的近似计算将存在误差, 从而导致第1路信号的频偏估计性能下降。然而, 考虑到第2路信号的幅度不大于第1路, 加之第2路信号内部符号间是不相关的, 所以即便经过有限帧的累加, 第2路信号对目标函数 $\Lambda_1(\Phi)$ 的影响也非常微小, 因而第1路信号的估计性能是缓慢下降的。同理, 当幅度比较小时, 第1路信号的幅度较大。此时, 目标函数 $\Lambda_2(\Phi)$ 的近似计算存在较大的误差。当幅度比低于一定阈值时, $\Lambda_2(\Phi)$ 的近似计算将不再成立, 此时, 第2路信号的频偏估计失效。

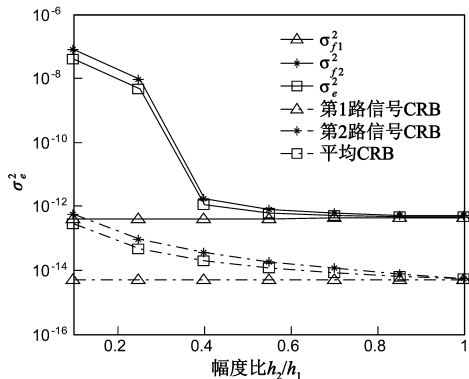


图4 幅度比对估计性能的影响

5 运算复杂度分析

对混合信号中的任一路信号而言, 算法的运算复杂度主要来自于分级搜索过程, 不论是第一级搜索还是第二级搜索, 复数乘的次数来自于去频偏和求相关, 复数加的次数则来自于帧累加和求相关, 第一级搜索复数乘次数为 $I(N_f \cdot K + K)$, 复数加次数为 $I(N_f \cdot K + K)$, 第二级搜索的复数乘和复数加次数则分别为 $2Q(N_f \cdot K + K)$ 和 $2Q(N_f \cdot K + K)$, 若 $N_f = 40$, 则在上面的仿真条件下, 执行算法所需的复数乘法和复数加法次数各为 16400 次。

针对高阶调制混合信号的频偏估计, 公开的文献尚未发现相关的研究。而低阶调制混合信号(如 BPSK、QPSK)的频偏估计, 最经典的方法是通过非线性变换后的最大似然估计(FFT)法, 因此将其作为对比算法来进行复杂度的分析。若 FFT 点数为 V_F , 要使频偏 σ_e^2 估计方差低于 10^{-12} , 则归一化频谱分辨率需满足 $1/V_F \leq 2 \times 10^{-6}$, 即 $V_F \geq 5 \times 10^5$ 。不考虑非线性变换操作的运算复杂度, 用基 2 时分 FFT 运算需要的复数乘法和复数加法次数分别为 $V_F/2 \cdot \log_2 V_F$ 和 $V_F/2 \cdot \log_2 V_F$ 。取 $V_F = 5 \times 10^5$, 则在不考虑非线性变换操作运算复杂度的条件下, 要使 σ_e^2 低于 10^{-12} , 算法所需的复数乘法和加法次数各为 4.73×10^6 。

通过对比, 相比传统最大似然估计(FFT)的方法,

本文从最大似然的角度,利用分级搜索的方法估计频偏,复杂度显著降低,且算法的运算复杂度不随信号调制阶数的增加而变化。

6 结束语

针对具有固定帧长和固定帧同步序列的单通道高阶调制混合信号,当两路信号编码异步时,在已知帧长的条件下提出一种基于最大似然的频偏估计算法。仿真表明算法具有较高的估计精度,加之算法运算复杂度不随调制阶数的增加而变化,因而具有较好的应用前景。然而,算法的有效估计范围局限于 $\pm 1/2NT$ (N 为符号帧长)。因此,扩大算法的有效估计范围将是下一步研究的重点。

参考文献

- [1] Dankberg M. Paired carrier multiple access(PCMA) for satellite communication[A]. Pacific Telecommunications Conference[C]. Honolulu, Hawaii, 1998. 787 – 791.
- [2] 彭华,李静,葛临东.一种非判决辅助前向结构载波频差估计方法[J].电子学报,2001,29(7):984 – 986.
Peng Hua, Li Jing, Ge Lin-dong. Non-decision-aided feedforward carrier frequencyoffset estimator[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(7):984 – 986. (in Chinese)
- [3] Moeneclaey M, et al. ML-Oriented NDA carrier synchronization for general rotationally symmetric signal constellations[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(8):2531 – 2533.
- [4] Leven A, Kaneda A, et al. Frequency estimation in intradyne reception[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(6):366 – 368.
- [5] 失治平,唐发建,晏辉,龚万春.极低信噪比下的导频联合编码辅助载波同步算法[J].电子与信息学报,2011,33(10):2506 – 2510.
Shi Zhi-ping, Tang Fa-jian, Yan Hui, Gong Wan-chun. Joint assisted carrier synchronization algorithm by pilot and code at extremely low SNR[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(10):2506 – 2510. (in Chinese)
- [6] Zhang S, Kam P Y, Chen J, et al. Decision-aided maximum likelihood detection in coherent optical phase-shift-keying system[J]. Optics Express, 2009, 17(2):703 – 715.
- [7] Meiyappan A, Kam P Y, Kim H. A complex-weighted, decision-aided, maximum-likelihood carrier phase and frequency-offset estimation algorithm for coherent optical detection[J]. Optics Express, 2012, 20(18):20102 – 20114.
- [8] Li M, Chen L K. Blind carrier frequency offset estimation based on eighth-order statistics for coherent optical QAM systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(21):1612 – 1614.
- [9] Kay S. Modern Spectral Estimation: Theory and Application[M]. Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1988.
- [10] Richard V K. Ageneralized schwarz inequality and algebraic invariants for operator algebras[J]. Annals of Mathematics, 1952, 56(3):494 – 503.
- [11] Aboutanios E. A modified dichotomous search frequency estimator[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(2):186 – 188.
- [12] 万坚,李明,朱中梁.卫星数字调制混合信号的自动识别[J].电讯技术,2007,47(1):71 – 74.
WanJian, Li Ming, Zhu Zhong-liang. Automatic modulation recognition of digital mixed signals in satellite communication systems[J]. Telecommunication Engineering, 2007, 47(1):71 – 74. (in Chinese)
- [13] Noels N, Steendam H, Moeneclaey M. The true Cramer-Rao bound for carrier frequency estimation from a PSK signal[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(5):834 – 844.
- [14] Moeneclaey M. On the true and modified Cramer-Rao bound for the estimation of a scalar parameter in the presence of nuisance parameters[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(11):1536 – 1544.

作者简介



杨 勇 男,1988 年生于云南,现为解放军信息工程大学在读博士研究生.研究方向为盲信号处理,信道编译码技术等.
E-mail: yangyong328@163.com



张冬玲 女,1976 年生于江苏,副教授,主要研究方向为盲信号处理,信道编译码技术等。



彭 华 男,1973 年生于江西,教授,博士生导师,主要研究方向为软件无线电,通信信号处理等。