

# 采用数据辅助的单通道同频混合信号参数估计方法

彭 闯<sup>1</sup>, 杨晓静<sup>1</sup>, 左 军<sup>2</sup>, 张丹娜<sup>1</sup>

(1. 国防科技大学电子对抗学院, 合肥, 230037; 2. 31437 部队, 沈阳, 110000)

**摘要** 在非合作卫星通信中, 针对具有固定帧长及帧同步序列的单通道同频混合信号参数估计问题, 提出了一种基于数据辅助的参数估计算法。该算法先对帧长及帧头起始位置进行估计, 并提取帧同步数据构建辅助函数。在与混合信号做相关运算后去除干扰项, 峰值搜索得到频率偏移的精确估计值; 使用辅助函数简化混合信号, 随后基于最大似然估计理论, 实现对信号初相信息的提取。在算法研究的基础上, 推导了单通道同频混合信号参数估计的修正克拉美罗界, 为算法的性能分析提供了理论依据。仿真结果表明, 当帧同步信号达到一定数量时, 频率偏移估计方差达到  $10^{-7}$ , 初相估计方差达到  $10^{-3}$ , 性能接近 MCRB 理论界。

**关键词** 同频混合信号; 频率偏移估计; 信号初相估计; 修正克拉美罗界

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2019.02.011

**中图分类号** TN911.7 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2019)02-0072-07

## Parameter Estimation of Single Channel Co-Frequency Mixed Signal Using Data Assisted

PENG Chuang<sup>1</sup>, YANG Xiaojing<sup>1</sup>, ZUO Jun<sup>2</sup>, ZHANG Danna<sup>1</sup>

(1. College of Electronic Countermeasures, National University of Defence Technology, Hefei 230037, China; 2. Unit 31437, Shengyang 110000, China)

**Abstract:** A parameter estimation algorithm based on data assistance is proposed to estimate the parameter estimation problem of single channel co-frequency mixed signal with fixed frame length and frame synchronization sequence in non-cooperative satellite communication. First, the algorithm estimates the frame length and the beginning position of the frame head and extracts the frame synchronization data to construct the auxiliary function. After correlating with mixed signals, the interference term is removed, and the precise estimation of frequency offset is obtained by peak search. The auxiliary function is used to simplify the mixed signal, and then the initial information of the signal is extracted based on the maximum likelihood estimation theory. Finally, the estimation of the signal frequency offset and the initial phase of the signal is realized. Based on algorithm research, the modified Cramer-Rao bound for parameter estimation of single-channel co-frequency mixed signals is derived, which provides a theoretical basis for the performance analysis of the algorithm. The simulation results show that when the frame synchronization signal reaches a certain number, the variance of frequency offset is  $10^{-7}$ , and the initial phase variance is  $10^{-3}$ . The performance of the algorithm is close to the MCRB theory.

**Key words:** co-frequency mixed signal; frequency offset estimation; signal initial phase estimation; MCRB

**收稿日期:** 2018-07-13

**基金项目:** 国家自然科学基金(61201379)

**作者简介:** 彭 闯(1994—), 男, 山东曲阜人, 硕士生, 主要从事通信信息对抗研究。E-mail: pengchuang94@126.com

**引用格式:** 彭闯, 杨晓静, 左军, 等. 采用数据辅助的单通道同频混合信号参数估计方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2019, 20(2): 72-78. Peng Chuang, Yang Xiaojing, Zuo Jun, et al. Parameter Estimation of Single Channel Co-Frequency Mixed Signal Using Data Assisted[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2019, 20(2): 72-78.

成对载波多址(PCMA)复用技术,1998年由 Via-Sat 公司的 Mark Dankberg 提出,是一种能够有效提高卫星通信容量的新技术。该技术允许通信双方在同一频点发送两路相同调制方式的信号,而后通信双方均接收到相同的混叠后的信号,具有节省带宽资源、保密性强的特点<sup>[1-2]</sup>。基于以上优点,PCMA 信号受到了广泛关注。本质上,PCMA 信号属于单通道同频混合信号。同频混合信号研究的核心问题是实现混合信号的盲分离,完成源信号的高效估计。为提高信号盲分离算法的精度,需要先对源信号的调制参数及信道响应进行估计。其中,如何实现对信号频率偏移及初相的高效估计是参数估计领域研究的重点。

目前,主要的参数估计算法多是基于最大似然估计理论的。如,文献[3]将 MM 算法<sup>[4]</sup>应用于卫星信号实现了 DVB-S2 标准下的载波同步。文献[5]使用判决辅助的最大似然算法完成了载波同步。文献[6]将最大似然估计中的最大特征值求解问题转化为范数求解问题,降低算法复杂度。此外,文献[7]使用 SVD 算法对通信信号初相进行估计。文献[8]使用后验概率均值实现了对载波同步参数的精确估计。然而,上述算法只适用于单载波信号参数估计领域。在同频混合信号参数估计领域,因需估计多个同位置参数,仅使用最大似然估计理论效果较差。但学者们使用其他方法,也取得了一定研究成果。文献[9]使用循环矩完成了高阶 PCMA 信号,完成了信号频偏、符号率及信号初相估计,该算法估计参数多但精度较低。文献[10]立足于合作通信方,将单通道中的合作方信号看作干扰信号,实现了频偏与时延的联合估计。文献[11]针对固定帧长信号,构造辅助函数,使用最大似然估计理论,实现了对信号频偏的估计。文献[12]使用比特谱改进循环谱估计算法,提升了运算速度。文献[13]提出了一种数据辅助的单通道信号初相估计算法,算法性能优越,但研究主要针对单通道邻频信号,限制了应用范围。文献[14]从帧同步数据中提取同步信息,构造辅助函数结合传统时延估计方法,实现了对单通道同频混合信号时延的精确估计。

本文立足于非合作通信方,基于现有研究成果,针对具有固定帧长和固定帧同步序列的单通道同频混合信号,提出了一种基于数据辅助的频偏与初相估计算法。该算法先对帧长及帧头起始位置进行估计,并提取帧同步数据构建辅助函数。在与混合信号做相关运算后去除干扰项,峰值搜索得到频率偏移的精确估计值;使用辅助函数简化混合信号,随后基于最大似然估计理论,实现对信号初相信息的提取。在算法研究的基础上,推导了单通道同频混合信号参数估计的修正克拉美罗界。修正克拉美罗界(Modified Cramer-Rao

Bound, MCRB)是一种评价算法性能的理论下界。仿真结果表明,当帧同步信号达到一定数量时,频率偏移估计算法估计方差达到  $10^{-7}$ ,初相估计算法估计方差达到  $10^{-3}$ ,算法性能接近 MCRB 理论界。

## 1 信号模型及基本假设

在单通道同频混合信号中,考虑 2 路 MPSK 调制信号,符号周期相同都为  $T$ ,采样间隔为  $T_s = T/m$  ( $m$  为过采样倍数),则接收信号的复基带模型可以表示为<sup>[15]</sup>:

$$y_k = h_1 e^{j(2\pi f_1 k T_s + \theta_1)} x_{1,k} + h_2 e^{j(2\pi f_2 k T_s + \theta_2)} x_{2,k} + v_k \quad (1)$$

式中: $v_k$  是均值为 0,单边功率谱密度为  $N_0$  的加性白噪声; $h_i, f_i, \theta_i$  ( $i=1,2$ ) 表示第  $i$  路信号的幅度、频偏与初始相位; $x_{1,k}$  和  $x_{2,k}$  分别表示 2 路信号的数字基带调制波形。为不失一般性,假设 2 路信号的调制方式相同,且 2 路信号相互统计独立,则  $x_{i,k}$  ( $i=1,2$ ) 可以表示为:

$$x_{i,k} = \sum_{m=-L_1}^{L_1} a_{i,k} g_i(-mT + nT_s + \tau_i) \quad (2)$$

式中: $g_i(\cdot)$  是等效信道滤波器,滤波器持续的有效区间为  $[-L_1, T, L_1 T]$ ;  $\tau_i$  表示第  $i$  信号时延。此外,假设 2 路信号的等效信道滤波满足  $g_i(t) = g(t)$ 。为满足一般性,还需假设 2 路信号具有相同的符号帧长  $N=K+P$ ,即每一帧数据由  $K$  个同步符号及  $P$  个数据符号组成<sup>[16]</sup>。以数据起点为准,第 1 路和第 2 路信号同步起始位置为  $n_1$  和  $n_2$ 。混合信号帧数据结构如图 1 所示。

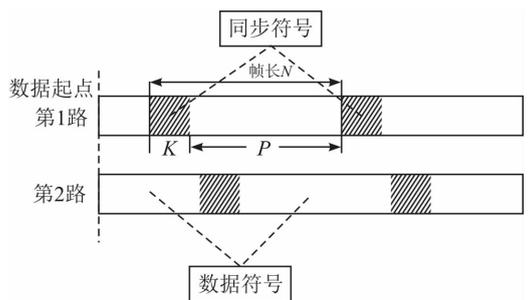


图 1 混合信号帧数据结构

本文提出的单通道同频混合信号的频率偏移及初相估计算法就是根据接收序列  $y_k$ , 在已知信号时延和帧同步数据的条件下,分别得到信号频偏  $f_i$  和初相  $\theta_i$  的精确估计值。

## 2 频率偏移即信号初相估计算法

### 2.1 帧长及帧头起始位置估计

为提取帧同步数据,首先应对信号帧长及同步帧头起始位置进行估计<sup>[17]</sup>。设待估计帧长为  $\hat{N}$ ,取

长度  $\hat{N} + K - 1$  对采样序列  $\{y_k\}$  进行分段, 则各数据段的重叠长度为  $K - 1$ 。对各数据段进行滑动自相关处理, 窗长为  $K$ , 对结果取模得:

$$R_{i,u} = \left| \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} y_{(i-1)N+u+l} y_{iN+u+l}^* \right| \quad (3)$$

式中:  $R_{i,u}$  表示第  $i$  段数据与第  $i + 1$  段数据中第  $u$  到  $u + K - 1$  的个数据之间的互相关值;  $*$  表示共轭运算;  $|\cdot|$  表示取模运算。将式(3)中的相乘项展开并简化, 可得:

$$y_{(i-1)N+u+l} y_{iN+u+l}^* = h_1^2 e^{-j2\pi f_i \hat{N} l} s_{(i-1)N+u+l+m}^{(i)} \cdot (s_{iN+u+l+m}^{(i)})^* g^2(-mT - \tau_i) \quad (4)$$

在互相关的运算中, 增加做互相关运算的数据段个数可以提高帧长估计的稳定性。当  $\hat{N} \neq N$ , 即估计的帧长度与实际帧长度不同时, 式(4)中的相乘项是随机的, 求得结果  $R_{i,u} \approx 0$ 。当  $\hat{N} = N$ , 估计的帧长度与实际帧长度相同时, 由于帧长和帧同步信号是固定的, 所以在此时  $R_{i,u}$  达到最大值。

在以上求滑动自相关的基础上, 对  $\hat{N}$  做峰值检测。对应的  $\hat{N}$  即信号估计帧长度, 2 个峰值位分别对应 2 路源信号的帧头起始位置, 由此可完成对源信号帧长度即帧起始位置的估计。

## 2.2 频率偏移的精确估计算法

在信号帧同步信号中可以得到频率偏移的粗估计, 但仍需对频率偏移提高估计精度, 以保证随后的信号处理过程的精确性。假设已完成信号时延估计, 利用第 1 路帧同步信号, 构建辅助信号  $z_k = y_k e^{-j2\pi \tilde{f}_1 k T_s}$ , 其中  $\tilde{f}_1$  为帧同步中频率偏移的粗估计值。根据式(1), 可以得到:

$$z_k = h_1 e^{j[2\pi(f_1 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_1]} x_{1,k} + h_2 e^{j[2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_2]} x_{2,k} + v_k \quad (5)$$

由于辅助信号是利用帧同步信号构建的,  $\tilde{f}_1$  与  $f_1$  数值相近, 忽略噪声影响, 则式(5)可以简化为:

$$z_k = h_1 e^{j\theta_1} x_{1,k} + h_2 e^{j[2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_2]} x_{2,k} \quad (6)$$

为提取式(6)中  $f_2$ , 需要先消除等式右边第 1 项。根据估计的帧起始位置, 取辅助信号相应位置的数据, 与第 2 路帧同步数据重构信号做相关运算。此时的第 2 路帧同步数据的重构信号为:

$$s_{2,k} = \sum_{m=-L}^L a_{2,k} g_2(-mT + nT_s + \tau_2) \quad (7)$$

$z_k$  与  $s_{2,k}$  共轭相关运算得:

$$z_k s_{2,k}^* = h_1 e^{j\theta_1} x_{1,k} s_{2,k}^* + h_2 e^{j[2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_2]} x_{2,k} s_{2,k}^* + v'_k \quad (8)$$

由于在信号模型中假设 2 路信号相互独立, 所以式(8)中的第 1 项  $x_{1,k}$  与  $s_{2,k}^*$  的相关性较弱、数值较小, 可忽略其影响。第 2 项  $x_{2,k}$  与  $s_{2,k}^*$  相关性较强, 得以保留。帧同步信号长度  $K$ , 则采样点数为  $I = mK$ 。令  $0 \leq k \leq I - 1$ , 则有:

$$\left| \sum_{k=0}^{I-1} z_k s_{2,k}^* \right| \approx \left| \sum_{k=0}^{I-1} (h_2 x_{2,k} s_{2,k}^*) e^{j[2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_2]} \right| = \left| h_2 x_{2,k} s_{2,k}^* \right| \left| \sum_{k=0}^{I-1} e^{j[2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_2]} \right| = \left| h_2 x_{2,k} s_{2,k}^* \right| \left| e^{j\theta_2} \frac{1 - e^{j2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)T_s N}}{1 - e^{j2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)T_s}} \right| \quad (9)$$

为求  $f_2$  精确估计值, 不妨将式(9)中的  $\tilde{f}_1$  看作变量, 对式(9)中所得结果取平均并继续化简, 结果如下:

$$R(\tilde{f}_1) = \frac{1}{I} \left| \sum_{k=0}^{I-1} z_k s_{2,k}^* \right| = \frac{1}{I} \left| h_2 x_{2,k} s_{2,k}^* \right| \left| \frac{\sin[\pi(f_2 - \tilde{f}_1)T_s N]}{\sin[\pi(f_2 - \tilde{f}_1)T_s]} \right| \quad (10)$$

可以看出, 当式(10)  $f_2 = f$  时, 结果取的最大值。因此, 可以对上式进行峰值搜索, 得到第 2 路信号的频偏估计结果, 即:

$$\tilde{f}_2 = \arg \max R(\tilde{f}_1) \quad (11)$$

同理, 可相应求的第 1 路频偏的精确估计值, 即:

$$\tilde{f}_1 = \arg \max R(\tilde{f}_2) \quad (12)$$

## 2.3 信号初相估计

信号初相的估计<sup>[10]</sup>也是建立在对信号帧长及帧同步估计的基础上, 设置辅助函数与频率偏移算法中的辅助函数相似, 即:

$$z_{1,k} = y_k e^{-j2\pi \tilde{f}_1 k T_s} = h_1 e^{j[2\pi(f_1 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_1]} x_{1,k} + h_2 e^{j[2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s + \theta_2]} x_{2,k} + v_k \quad (13)$$

对式(13)中的帧同步符号数据  $z_{1,k}$  求和, 即:

$$r_{1,k} = \sum_{k=0}^{N_f-1} z_{1,k} = q_{1,k} + q_{2,k} \quad (14)$$

式中:  $N_f$  表示数据帧数。将  $q_{1,k}$ 、 $q_{2,k}$  展开, 具体为:

$$\begin{cases} q_{1,k} = h_1 e^{j\theta_1} \sum_{k=0}^{N_f-1} e^{j2\pi(f_1 - \tilde{f}_1)kT_s} x_{1,k} \\ q_{2,k} = h_2 e^{j2\pi(f_2 - \tilde{f}_1)kT_s} x_{2,k} \end{cases} \quad (15)$$

由于发送序列具有固定的帧长和固定的帧同步符号, 且由于升余弦脉冲拖尾的衰减较大, 则式(15)可以化简为:

$$q_{1,k} = h_1 e^{j\theta_1} \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} a_{1,k} g_i(-mT + nT_s + \tau_i) = h_1 N_f e^{j\theta_1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} a_{i,k} g_i(-mT + nT_s + \tau_i) \quad (16)$$

当  $N_f$  足够大时, 由于相关性不同,  $q_{1,k}$  与  $q_{2,k}$  的值差别明显, 通过非线性滤波的方式提取  $q_{1,k}$ , 求  $d_{2,k} = z_{1,k} - q_{1,k}$  的差值, 处理得到  $h_2 e^{j[2\pi f_2 k T_s + \theta_2]} x_{2,k}$  与噪声的混合信号。由信号性质可知, 该混合信号是平稳高斯随机信号。

在上述变换下, 本文使用辅助函数简化混合信号, 其多参数估计问题变为单个参数估计问题, 使用

最大似然估计的方法获得信号初相的估计值。

$d_{2,k}$  的最大似然函数为:

$$p(d_{2,k} | \theta_1) = \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)}$$

$$\exp\left\{-\frac{1}{\sigma_n^2} |d_{2,k} - h_2 e^{j(2\pi f_2 kT_s + \theta_2)} x_{2,k}|^2\right\} \quad (17)$$

上文已经完成了对信号频率偏移的估计且已知白噪声的方差  $\sigma_n^2$ , 为进一步化简上式, 使运算更加简便, 将  $h_2 e^{j(2\pi f_2 kT_s + \theta_2)} x_{2,k}$  写为矩阵形式:

$$p(d_{2,k} | \theta_1) = \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)} \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_n^2} |d_{2,k} - \mathbf{h}_2 \mathbf{\Gamma}(f_2) e^{j\theta_2} \mathbf{X}_{2,k}|^2\right\} \quad (18)$$

式中:  $\mathbf{X}_{2,k} = \mathbf{a}_2 \mathbf{g}_2$ 。令  $\boldsymbol{\psi}_2 = e^{j\theta_2} \mathbf{h}_2 \mathbf{g}_2$ , 取对数后, 最大似然函数变为:

$$\ln \Lambda(d_{2,k} | f_2, \mathbf{a}_2) = -\|\mathbf{d}_{2,k} - \mathbf{\Gamma}(f_2) \mathbf{a}_2\|^2 \quad (19)$$

对式(19)求解可得:

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_2 = [(\mathbf{a}_2^H \mathbf{a}_2)^{-1} \mathbf{a}_2^H \mathbf{\Gamma}(f)^H] \mathbf{d}_{2,k} \quad (20)$$

由于帧同步数据长度为  $K$ , 为提高求解精度, 对每一位帧同步数据的信号初相估计值求平均, 得本文初相估计的公式为:

$$\theta_2 = \frac{1}{K} \sum_{t=n_2}^{n_2+K-1} \arg(\hat{\psi}_{2,t}) \quad (21)$$

式中:  $\arg(\cdot)$  表示求复数相位运算。根据式(13)~(21), 同理可得到对第 1 路相位的估计值, 即:

$$\theta_1 = \frac{1}{K} \sum_{t=n_1}^{n_1+K-1} \arg(\hat{\psi}_{1,t}) \quad (22)$$

### 3 参数估计算法的 MCRB

为研究参数估计算法的性能下界, 文献[18~19]给出了 MCRB。该性能界相比克拉美罗界(Cramer Rao-Bound, CRB)<sup>[20]</sup> 有更精确的性能下界, 且 CRB 多针对单载波信号参数估计, 所以本文使用 MCRB 参数估计的下界, 对本文算法性能进行评估。

#### 3.1 频率偏移算法的 MCRB

MCRB 的推导过程是基于连续信号的, 而本文算法提取的帧同步信号是非连续的。为解决该问题, 本文先采用连续信号模型进行推导, 再对推导结果进行修正使其适用于本文算法。PCMA 信号的复基带形式为:

$$y(t) = x_1(t) + x_2(t) + v(t) \quad (23)$$

式中:  $v(t)$  为均值为 0, 单边功率谱密度为  $N_0$  的加性白噪声;  $x_1(t)$  及  $x_2(t)$  为构成单通道同频混合信号的 2 路信号的数字基带调制波形, 将  $x_i(t) (i=1, 2)$  展开可以表示为:

$$x_i(t) = h_i e^{j(2\pi f_i t + \theta_i)} \sum_{k=-L_1}^{L_1} a_{i,k} g_i(t - kT + \tau_i) \quad (24)$$

假设 2 路信号发送的数据符号相互独立, 令  $\mathbf{a} = (a_1, a_2)$  且  $a_i = \{a_{i,m}\}$ , 则有:

$$E[a_{1,m} (a_{1,m})^*] = \begin{cases} A, & k_1 = k_2 \& i_1 = i_2 \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (25)$$

若第  $i$  路信号时延  $\tau_i$  已知, 且在  $[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$  内均匀分布。对第  $i$  路信号频率偏移进行估计时, 参数集合为  $\mathbf{w} = (f_i)^T$ , 其估计方差的下界为:

$$E_y[\hat{f}_i - f_i^2] \geq \text{MCRB}(f_i) = \mathbf{I}^{-1}(\mathbf{f}_i, \mathbf{a}) \quad (26)$$

$$\mathbf{I}(\mathbf{f}_i, \mathbf{a}) = \frac{2}{N_0} \int E_a \left[ \left| \frac{\partial x_i(t)}{\partial \mathbf{f}_i} \right|^2 \right] dt \quad (27)$$

$$E_a \left[ \left| \frac{\partial x_i(t)}{\partial \mathbf{f}_i} \right|^2 \right] =$$

$$4\pi A h_i^2 t^2 E_{\tau_i} \left[ \sum_{k=-L_1}^{L_1} g_i^2(t - kT + \tau_i) \right] \quad (28)$$

将式(28)带入式(27), 整理得:

$$\mathbf{I}(\mathbf{f}_i, \mathbf{a}) = \frac{2\pi A h_i^2 (2L_1 + 1)^3 T^2 G_i(0)}{3 N_0} \quad (29)$$

所以, 求得第  $i$  路信号频偏估计的 MCRB 为:

$$\text{MCRB}(f_i) = \frac{1}{\mathbf{I}(\mathbf{f}_i, \mathbf{a})} =$$

$$\frac{3(1 + \frac{h_i^2}{h_i^2})}{2\pi^2 (2L_1 + 1)^3 T^2 \frac{E_s}{N_0}} \quad (30)$$

式(30)中的结果适用于时间连续信号, 但本文基于数据辅助信号各帧信号之间是不连续的, 为使上式适用于本文算法, 还需要对其进行修改。本文算法使用帧同步数据进行辅助, 帧信号中的  $K$  个符号是连续的。本文使用帧同步数据估计信号频率偏移, 再对估计结果做  $N_f$  (帧信号个数) 次平均。因此, 本文算法估计方差的下界为:

$$\text{MCRB}(f_i) = \frac{3(1 + \frac{h_i^2}{h_i^2})}{2\pi^2 K^3 N_f^3 T^2 \frac{E_s}{N_0}} \quad (31)$$

#### 3.2 信号初相算法的 MCRB

本文的信号初相估计算法是建立在信号过采样处理的基础上的, 为了使推导的 MCRB 更具通用性及适用性, 采用的连续信号模型进行推导。在频率偏移算法 MCRB 推导中使用的信号模型公式(23)依然适用于初相估计算法的推导。

若接收信号为  $y$ , 则对于待估参数  $\theta_i$  的无偏估计  $\hat{\theta}_i$  的估计方差可由 MCRB 给出:

$$E_y[(\theta_i - \hat{\theta}_i)] \geq \text{MCRB}(\theta_i) = \frac{1}{E_{u_{\theta_i}} \{ E_{y|u_{\theta_i}} \left[ -\frac{\partial \ln^2 p(\mathbf{d}_{i,k}, \theta_i)}{\partial \theta_i^2} \right] \}} \quad (32)$$

式中:  $u_{\theta_i}$  为信号其他参数集合, 具体为  $u_{\theta_i} = \{\theta_i, a, f_i, h_i, \tau_i\}$ ,  $a = (a_1, a_2)$  且  $a_i = \{a_{i,m}\}$ 。  $u_{\theta_i}$  中  $\bar{i}$  的值与  $i$  相关, 当  $i=1$  时,  $\bar{i}=2$ ; 当  $i=2$  时,  $\bar{i}=1$ 。 当已知信号其它参数时,  $p(\mathbf{d}_{i,k}, \theta_i)$  满足高斯分布, 即:

$$p(\mathbf{d}_{i,k}, \theta_i) =$$

$$(\pi N_0)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int |y(t) - x(t)|^2 dt\right) \quad (33)$$

对信号求统计平均可以通过对噪声求统计平均来代替, 将式(33)带入式(32)并进行化简, 可得

$$\text{MCRB}(\theta_i) = \frac{N_0}{2E_{u_{\theta_i}} \left( \int \left| \frac{\partial x(t)}{\partial \theta_i} \right|^2 dt \right)} = \frac{N_0}{2h_i^2 E_{a_i, \tau_i} \left( \int |q_i(t)|^2 dt \right)} \quad (34)$$

式中:  $q_i(t) = \sum_{k=-L_1}^{L_1} a_{i,k} g_i(t - kT + \tau_i)$ 。 对数据  $a_{i,k}$  求统计平均, 可得:

$$E_{a_i, k} (|q_i(t)|^2) = C \sum_{k=-L_1}^{L_1} a_{i,k} g_i(t - kT + \tau_i) \quad (35)$$

在此基础上对时间  $t$  求积分并进行化简, 可得:

$$\int E_{a_i, k} (|q_i(t)|^2) dt = C \sum_{k=-L_1}^{L_1} \int g_i(t - kT + \tau_i) dt = C \sum_{k=-L_1}^{L_1} [e^{j\omega(kT + \tau_i)} G_2(\omega)]_{\omega=0} = (2L_1 + 1) C G_2(0) \quad (36)$$

式中:  $G_2(\omega)$  是  $g^2(t)$  的傅里叶变换。 将式(34)带入式(32)可得:

$$\text{MCRB}(\theta_i) = \frac{N_0}{2h_i^2 (2L_1 + 1) C G_2(0)} \quad (37)$$

此外, 每个混合符号的能量为  $E_s = (h_i^2 + h_{\bar{i}}^2) C G_2(0)$ , 将信号能量带入式(35), 化简可得:

$$\text{MCRB}(\theta_i) = \frac{1 + \frac{h_{\bar{i}}^2}{h_i^2}}{2(2L_1 + 1) \frac{E_s}{N_0}} \quad (38)$$

信号初相估计算法同频率偏移估计算法一样, 式(38)推导的 MCRB 仅适用于连续信号, 则本文信号初相估计算法性能下界应为:

$$\text{MCRB}(\theta_i) = \frac{1 + \frac{h_{\bar{i}}^2}{h_i^2}}{2KN_f \frac{E_s}{N_0}} \quad (39)$$

## 4 仿真分析

本文使用数据辅助的方法对单通道同频混合信号参数进行估计, 主要研究了频率偏移及信号初相的估计方法。 在参数估计算法的基础上, 研究了参

数估计算法性能界。 通过式(31)、式(39)可以看出, 算法估计性能下界与混合信号信噪比、信号幅度比及帧同步符号个数等参数有关。 本文通过以下实验, 研究信噪比、信号幅度比及帧信号个数对参数估计算法精度的影响, 并于 MCRB 相比较, 验证本文算法的可行性及高效性。

生成 QPSK 调制的 PCMA 信号, 对本文提出的频率偏移即信号初相估计算法进行仿真实验。 仿真实验参数设置为: 使用滚降系数  $\alpha=0.25$  根升余弦成型滤波器, 假设符号帧长  $N=1600$ , 帧同步符号个数  $K=10$ ; 信号频率偏移  $f_1, f_2$  在  $[-2 \times 10^{-3}, 2 \times 10^{-3}]$  范围内随机产生, 信号初相  $\theta_1$  及  $\theta_2$  在  $[-\pi, \pi]$  范围内随机产生, 时延  $\tau_1$  及  $\tau_2$  在  $[-T/2, T/2]$  内随机产生。 在以下仿真验证中, 每点实验数据均蒙特卡罗实验 1000 次, 使用估计误差评估参数估计算法性能。 定义 2 路源信号频率偏移估计方差的均值为频率偏移的平均估计方差, 即  $\sigma_f^2 = (\sigma_{f_1}^2 + \sigma_{f_2}^2) / 2$ ; 定义 2 路源信号初相估计方差的均值为信号初相的平均估计方差  $\sigma_\theta^2 = (\sigma_{\theta_1}^2 + \sigma_{\theta_2}^2) / 2$ 。 定义平均 MCRB 表示 2 路源信号估计算法 MCRB 的均值。

**实验 1** 混合信号信噪比对参数估计算法性能的影响。 针对混合信号, 固定信号幅度比  $h_1 : h_2$  为  $1 : 0.8$ , 改变帧数  $N_f$ , 在不同信噪比  $E_s/N_0$  下, 本文算法信号频率偏移、信号初相估计算法性能变化及相应算法 MCRB 见图 2、图 3, 图中实线为本文算法性能曲线, 虚线为对应的 MCRB。

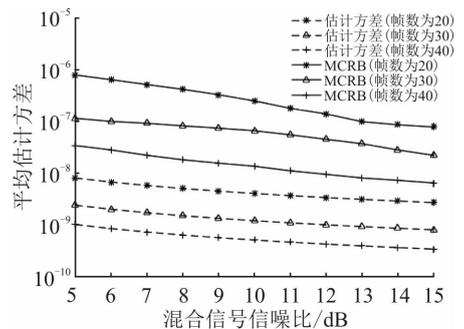


图 2 混合信号信噪比对频偏估计算法的影响

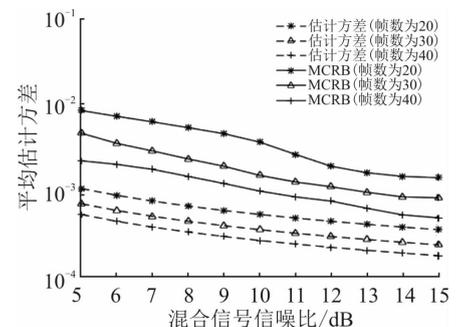


图 3 混合信号信噪比对初相估计算法的影响

由图 2 可以看出, 在不同帧数下, 随信噪比变化

信号频率偏移估计算法的平均估计方差随之变化。在低信噪比时,算法频偏估计方差矩 MCRB 较远,而随信噪比增加,算法的估计方差也随之减小,当信噪比  $E_s/N_0 > 10$  dB 时,算法性能逐渐稳定并逼近 MCRB。从图中还可以看出,在实验中的给定条件下,随帧数  $N_f$  增加,频偏的平均估计方差越来越小。当信噪比较高时,频偏估计方差可到  $10^{-7}$ ,具有较高的估计精度。

由图 3 可以看出,在不同帧数下,随信噪比变化信号初相估计算法的平均估计方差随之变化。在给定的仿真条件下,随  $N_f$  的增加,信号初相估计算法的平均估计方差变小,在高信噪比时,  $N_f$  的差别造成的算法性能差别变大。当信噪比较高时,初相估计算法估计方差可到  $10^{-3}$ ,具有较高的估计精度。

**实验 2** 信号幅度比对参数估计算法性能影响。为研究混合信号幅度比对参数估计算法性能的影响,固定信噪比  $E_s/N_0 = 14$  dB,在以上条件下,对不同帧数信号,改变混合信号幅度比,观察算法的平均估计方差的变化。固定第 1 路信号幅度  $h_1 = 1$ ,在  $[0.3 \sim 1]$  的范围内改变第 2 路信号幅度  $h_2$ 。在不同幅度比条件下,本文频率偏移估计算法及信号初相估计算法的性能变化及相应 MCRB,见图 4、图 5,图中实现虚线含义与图 2、图 3 相同。

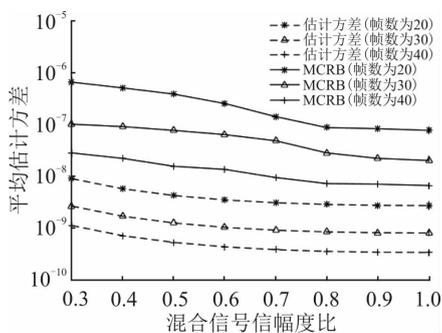


图 4 混合信号幅度比对频偏估计算法的影响

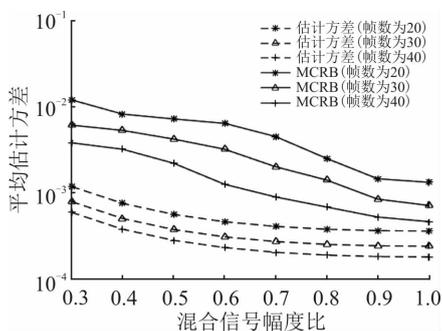


图 5 混合信号幅度比对初相估计算法的影响

由图 4、图 5 可以看出,随混合信号的幅度比增大,即 2 路子信号功率相近时,本文算法的平均估计误差减小。当 2 路信号幅度相同时,频偏估计算法估计方差可达  $10^{-7}$ ,初相估计算法估计方差可到

$10^{-3}$ ,估计结果精度较高。此外,随信号帧数  $N_f$  的增加,算法有更小的平均估计方差。特别的,由图 5 可以看出,本文频偏估计算法在混合信号幅度比较小时,距 MCRB 仍有一段距离,说明相比于低信噪比环境,2 路信号功率相差较大时,对本文频偏估计算法影响较大。

对仿真结果进行分析可以发现,在相同条件下,算法性能随累加帧数增多而提高。这是由于可使用的帧同步信号增多,相当于对信号内容了解增多,所以算法性能增加。然而,实际中帧数不可能过大,  $N_f$  的值可根据信号参数变化的快慢程度进行选择。本文研究是立足于非合作通信方,对信号内容的了解仅限于帧同步数据,所以在实验中  $N_f$  值不宜太大。

## 5 结语

本文立足于卫星通信中的非合作通信方,针对单通道同频混合信号参数估计问题,提出了一种基于数据辅助的参数估计算法,在算法研究基础上,推导了参数估计的 MCRB。由于最大似然估计理论不适用于单通道同频混合信号,所以本文使用帧同步序列构造辅助函数对信号频率偏移及信号初相进行估计,实现了对单通道同频混合信号的性能估计。为验证算法可行性,在仿真实验中充分考虑混合信号信噪比及混合信号幅度比对参数估计算法性能的影响。仿真结果表明,当帧同步信号累加到一定数量时,本文算法有接近 MCRB 的估计性能,对实际信号处理有一定的指引作用。

## 参考文献 (References):

- [1] MARK D. Paired Carrier Multiple Access (PCMA) for Satellite Communications [C]//Pacific Telecommunications Conference, Hawaii, USA:IEEE, 1998:787-791.
- [2] DUAN C, ZHAN Y, LIANG H. More General Performance Evaluation for Single-Channel PCMA Signals Blind Separation[J]. IET Communications, 2017, 11 (15): 2297-2302.
- [3] 纪健超,王宇.应用于卫星通信的 DVB-S2 载波同步算法研究[J].信息通信, 2011(4):1-2,5.  
JI J C, WANG Y. Research on DVB-S2 Carrier Synchronization Algorithm for Satellite Communication [J]. Information Communication, 2011 (4): 1-2, 5. (in Chinese)
- [4] MEIYAPPAN A, KIM H, KAM P Y. 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.
- [5] MENGALI U, MORELLI M. Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1): 23-25.
- [6] 谢铁城,达新宇,褚振勇,等.基于 $F$ -范数的变换域通信系统同步参数估计算法[J].空军工程大学学报(自然科学版),2014,15(1):57-61.  
XIE T C, DA X Y, CHU Z Y, et al. Synchronization Parameter Estimation Algorithm for Transform Domain Communication Systems Based on  $F$ -Norm[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2014, 15(1): 57-61 (in Chinese)
- [7] 解辉,姚智刚,吕萌,等.基于SVD的通信信号背景下脉冲波形和初相估计[J].系统工程与电子技术,2017,39(11):2422-2427.  
XIE H, YAO Z G, LYU M, et al. Pulse Waveform and Initial Phase Estimation in the Context of SVD-Based Communication Signals [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2017, 39(11): 2422-2427. (in Chinese)
- [8] 韩立峰,尚耀波,张东伟.一种新的CPM信号载波同步算法[J].空军工程大学学报(自然科学版),2018,19(1):48-53.  
HAN L F, SHANG Y B, ZHANG D W. A New Carrier Synchronization Algorithm for CPM Signals[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018,19(1): 48-53. (in Chinese)
- [9] 曹玉健,赵宇峰,涂世龙,等.基于循环矩的高阶调制PCMA信号的参数估计[J].遥测遥控,2015,36(6):24-32.  
CAO Y J, ZHAO Y F, TU S L, et al. Parameter Estimation of High-Order Modulated PCMA Signals Based on Cyclic Moments [J]. Telemetry and Remote Control, 2015,36(6): 24-32. (in Chinese)
- [10] 魏雪娟,杨勇,郭一鸣,等.PCMA系统中干扰信号的频偏与时延联合估计[J].通信学报,2017,38(2):173-182.  
WEI X J, YANG Y, GUO Y M, et al. Joint Estimation of Frequency Offset and Delay of Interfering Signals in PCMA System [J]. Journal of Communications, 2017, 38(2): 173-182. (in Chinese)
- [11] 杨勇,张冬玲,彭华,等.单通道高阶调制线性混合信号的频偏估计[J].电子学报,2015,43(1):160-165.  
YANG Y, ZHANG D L, PENG H, et al. Frequency Offset Estimation of Single Channel High Order Modulation Linear Mixed Signals[J]. Journal of Electronics, 2015,43(1): 160-165. (in Chinese)
- [12] 张洋,彭华.比特谱相关改进循环谱的单通道混合信号参数估计快速算法[J].信号处理,2016,32(4):404-416.  
ZHANG Y, PENG H. Fast Algorithm for Estimating Parameters of Single Channel Mixed Signals Based on Improved Cyclic Spectrum by Bit Spectrum Correlation [J]. Signal Processing, 2016, 32(4): 404-416. (in Chinese)
- [13] 杨勇,郭一鸣,王海昕,等.单通道邻频数字调制混合信号的载波初相估计[J].通信学报,2016,37(10):141-148.  
YANG Y, GUO Y M, WANG H X, et al. Carrier Initial Phase Estimation for Single Channel Digital Modulation Mixed Signals with Adjacent Frequency [J]. Journal of Communications, 2016, 37(10): 141-148. (in Chinese)
- [14] 郭一鸣,杨勇,张冬玲,等.单通道同频混合信号时延高效估计方法[J].系统工程与电子技术,2014,36(7):1416-1421.  
GUO Y M, YANG Y, ZHANG D L, et al. Efficient Time Delay Estimation Method for Single Channel Mixed Signals with the Same Frequency [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2014, 36(7): 1416-1421. (in Chinese)
- [15] TU S L, ZHENG H, GU N. Single-Channel Blind Separation of Two QPSK Signals Using Per-Survivor Processing [C]//IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems. [S. l.]:IEEE, 2008:473-476.
- [16] 郭蒸,鄢社锋,徐立军,等.最大似然参数估计水声通信帧同步技术研究[J].声学学报,2018,43(3):283-290.  
GUO Z, YAN S F, XU L J, et al. Research on Frame Synchronization Technology for Underwater Acoustic Communication Based on Maximum Likelihood Parameter Estimation [J]. Acta Acoustica Sinica, 2018, 43(3): 283-290. (in Chinese)
- [17] 张永光.一种非合作通信帧同步分析方法[J].通信对抗,2016,35(1):1-4,12.  
ZHANG Y G. A Non-Synchronous Communication Frame Synchronization Analysis Method [J]. Communication countermeasure, 2016, 35(1): 1-4, 12. (in Chinese)
- [18] D'ANDREA A N D, MENGALI U, REGGIANNINI R. Modified Cramer-Rao Bound and Its Application to Synchronization Problems[J]. IEEE Trans Commun, 1994, 42(234):1391-1399.
- [19] 瞿孟虹,何晓霜,游凌.同频混合信号参数联合最大似然递归估计[J].电子科技大学学报,2015,44(3):339-343,380.  
QU M H, HE X S, YOU L. Joint Maximum Likelihood Recursive Estimation of Simultaneous Frequency Mixed Signal Parameters [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology, 2015,44(3): 339-343,380. (in Chinese)
- [20] LI Y, MIN N H, ZENG J. An Average Cramer-Rao Bound for Frequency Offset Estimation in Frequency-Selective Fading Channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(3):871-875.