

文章编号:1004-9037(2014)03-0421-06

突发 GMSK 混和信号混合位置估计迭代算法

胡昌海 杨育红 朱义君 辛 刚

(解放军信息工程大学信息工程学院,郑州,450002)

摘要:针对高斯滤波最小频移键控(Gaussian minimum shift keying, GMSK)混合信号的混合位置估计问题,提出了一种基于参数估计与混合位置估计的迭代算法。混合信号混合部位和未混合部位在幅度和频率上存在明显差异,通过混合部位信号过零点和极值点得到混合的信号和幅度估计后,可以对采样点是否混合进行判断,同时混合起点对应着相对时延,当混合信号的相对时延较大时,利用未混合部位信号来进行迭代时,其估计精度更高。对混合起点估计的克拉美罗界进行了推导,仿真表明,本文算法估计精度高,所需的数据量小,适用于突发通信,且对参数变化不敏感,具有较强的鲁棒性,在高信噪比下混合位置估计精度接近克拉美罗界。

关键词:混合位置;迭代估计;克拉美罗界

中图分类号:TN911.23

文献标志码:A

Hybrid Position Iterative Estimation Algorithm for Burst GMSK Mixing Signals

Hu Changhai, Yang Yuhong, Zhu Yijun, Xin Gang

(Institute of Information System Engineering, The PLA Information Engineering University, Zhengzhou, 450002, China)

Abstract: The estimation of hybrid position for mixing GMSK signals is considered, and an iterative algorithm is proposed based on parameter estimation and hybrid position estimation. Considering the differences of mixed and non-mixed parts in terms of frequency and amplitude, the frequency and the amplitude can be estimated by zero-crossing and extreme point estimating, therefore, whether each sampling point is mixed or not can be decided. The hybrid origin corresponds to a relative time delay. When the delay is large, the parameter estimation will be better while using the non-mixed part data. The Cramer-Rao lower bound(CRLB) for onset estimating the mixing signals is also considered. The simulation shows that the proposed algorithm can provide higher precision while needs less data, and can be used in burst mode. Further, it is highly robust and not sensitive to parameter change.

Key words: hybrid position; iterative estimation; Cramer-Rao lower bound

引 言

移动蜂窝通信、车载自动识别系统都属于突发通信,它们的调制方式为高斯滤波最小频移键控(Gaussian minimum shift keying, GMSK),采用时分多址(Time division multiple access, TDMA)技术将不同用户划分到不同小区,在同一小区内各用户可以互不干扰进行通信,而接收设备接收这些信号时,由于接收范围覆盖多个小区^[1],通信终端

可能会接收到相互重叠的突发信号。

对于 GMSK 混合信号而言,其混合位置的确定是后期信号处理的关键。目前,对混合位置估计的研究集中于混合起点估计,可以通过时间到达差(Time difference of arrival, TDOA)来实现。文献[2]基于 Bayes 理论,提出了一种粒子滤波联合时延估计算法,能够估计两路信号的时延差,但该算法复杂度高,且对频偏敏感。文献[3]提出一种 GMSK 混合信号时延的并行估计算法,但该算法需要较长的数据长度,不适用于突发状况。文献

[4-5]提出了一种基于最大似然的联合定时估计算法,但由于需要已知信干比,其实用性受到了限制。本文提出的混合位置估计算法,所需数据量小,复杂度低,且不需要借助先验信息,能够实现突发 GMSK 混叠信号混合位置估计。

1 GMSK 混叠信号模型及混合起点估计克拉美罗界

GMSK 调制信号可以表示为

$$s_{\text{GMSK}}(t) = \cos(\omega t + \varphi(t) + \theta) \quad (1)$$

其中

$$\varphi(t) = \pi \sum_{i=1}^m a_i \int_{-\infty}^t h(\tau - iT) d\tau \quad (2)$$

式中: $\varphi(t)$ 为相位函数, ω 表示角频率, θ 为初始相位, T_s 表示码元周期, $a_i = \pm 1$ 表示源信号比特。高斯滤波器的冲激响应函数 $h(t)$ 定义为

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{2T_s} \left\{ Q \left[\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}} \left(t - \frac{L+1}{2} T_s \right) \right] - Q \left[\frac{2\pi B}{\sqrt{\ln 2}} \left(t - \frac{L-1}{2} T_s \right) \right] \right\} & 0 \leq t \leq LT_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt \quad (4)$$

式中: B 和 L 是 GMSK 信号两个重要参数, B 是高斯滤波器 3 dB 等效带宽, L 表示一个比特周期的基带响应持续 L 个周期。本文选取 $BT_s = 0.4$, $L = 3$ 。

假定接收端接收到的混叠信号由两个同调制参数 GMSK 信号 $s_1(t)$, $s_2(t)$ 混叠而成,经过信号传输后,接收端信号表达式可表示为

$$x(t) = A_1 s_1(t - \tau_1) + A_2 s_2(t - \tau_2) + n(t) = A_1 \cos[\omega_1(t - \tau_1) + \varphi_1(t - \tau_1) + \theta_1] + A_2 \cos[\omega_2(t - \tau_2) + \varphi_2(t - \tau_2) + \theta_2] + n(t) \quad (5)$$

式中: A_i , τ_i , θ_i ($i = 1, 2$) 为分别指第 i 路信号的幅度、延时和初始相位, $n(t)$ 为零均值、功率谱密度为 N_0 的高斯白噪声。

对于突发信号检测,目前已经有很多成熟的算法,由于不是本文的研究内容,这里不作详细阐述。采用能量检测法^[6]对突发混合信号进行检测,以突发信号的起点为时间起点,则接收信号可改写为

$$x(t) = A_1 \cos[\omega_1 t + \varphi_1(t) + \theta_1] + A_2 \cos[\omega_2(t - \tau) + \varphi_2(t - \tau) + \theta_2] + N(t) \quad (6)$$

式中: $\tau = \tau_1 - \tau_2$, $N(t) = n(t + \tau_1)$ 。

对于混合信号起点,有 $\tau = KT_s$,则接收信号的条件概率密度函数可表示为

$$f(x|K) = C \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) - A_1 s_1(t) - A_2 s_2(t - KT_s)]^2 dt \right\} \quad (7)$$

式中: C 为与混合位置无关的常数,对式(7)取对数,并求一阶偏导,则有

$$\frac{\partial \ln(f(x|K))}{\partial K} = -\frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) - A_1 s_1(t) - A_2 s_2(t - KT_s)] \frac{A_2 \partial s_2(t - KT_s)}{\partial K} dt \quad (8)$$

则可得到其 Fisher 信息量为

$$I_{\Phi} = E \left[\frac{\partial^2 \ln f(x|K)}{\partial K^2} \right] = \frac{2A_2^2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\partial s_2(t - KT_s)}{\partial K} \right|^2 dt \quad (9)$$

信号的有效带宽定义为 $\beta^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |s(\omega)|^2 d\omega$ 。

根据傅里叶变换性质,有

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\partial s_2(t - KT_s)}{\partial K} \right|^2 dt &= T_s^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{\partial s_2(t - KT_s)}{\partial KT_s} \right|^2 dt = \\ T_s^2 \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |s_2(\omega)|^2 d\omega &= T_s^2 \beta^2 \end{aligned} \quad (10)$$

则混合起点估计的克拉美罗界为

$$\text{cov}(\Phi) \geq I_{\Phi}^{-1} = \frac{N_0}{2A_2^2 T_s^2 \beta^2} \quad (11)$$

2 混合位置联合估计算法

对于单个 GMSK 信号而言,其频率和幅度值是固定的,当多个信号进行混叠时,其频率和幅度是不断变化的^[7]。本文基于单个和混合信号在频率和幅度上的差异性,提出了一种适用于突发模式下的 GMSK 混叠信号混合位置估计算法。该算法主要包括求分量信号的频率与幅度估计、混合位置迭代估计两个步骤。

2.1 基于过零点检测的混叠信号频率估计

对于单个 GMSK 信号

$$s(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi(t) + \theta) \quad (12)$$

其频率可用过零点检测来估计频率^[8-9]。

假定 t_1, t_2 为单个 GMSK 信号的相邻过零点,则该码元周期内信号频率为

$$f = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} \quad (13)$$

但一般情况下, t_1, t_2 不是采样点, 只能通过附近的采样点对其进行确定。将 GMSK 信号以周期 T_s 进行采样, 得到其离散序列表达式

$$s(n) = A \cos(2\pi f n T_s + \varphi(n) + \theta) \quad (14)$$

对于过零点 $t_i \in [n_i T_s, n_{i+1} T_s]$, 有 $x(n_i) \times x(n_{i+1}) < 0$ 。由此可以找到所有过零点对 $[(n_i, x(n_i)), (n_{i+1}, x(n_{i+1}))]$ 。对过零点对采取拉格朗日插值, 得到过零点的估计

$$t_i = \frac{x(n_i)n_{i+1} - x(n_{i+1})n_i}{x(n_i) - x(n_{i+1})} T_s \quad (15)$$

GMSK 信号一经混叠, 其频率会发生变化, 不具有固定频率, 以两个信号混叠为例

$$s(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1(t) + \theta_1) + A_2 \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2(t) + \theta_2) \quad (16)$$

不失一般性, 假定 $A_1 > A_2$, 且 A_2 远大于 $A_1 - A_2$, 则式(16)可表示为

$$\begin{aligned} s(t) = & A_2 [\cos(2\pi f_1 t + \varphi_1(t) + \theta_1) + \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2(t))] + \\ & (A_1 - A_2) \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1(t) + \theta_2) \approx \\ & 2A_2 \cos\left(\frac{2\pi(f_1 - f_2)t + \varphi_1(t) - \varphi_2(t) + \theta_1 - \theta_2}{2}\right) \cdot \\ & \cos\left(\frac{2\pi(f_1 + f_2)t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t) + \theta_1 + \theta_2}{2}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

经过一段时间混合后, 最大过零点间距 Δt_{\max} 接近 $\frac{1}{|f_1 - f_2|}$, 最小过零点间距 Δt_{\min} 接近

$\frac{1}{|f_1 + f_2|}$, 则, 通过最大和最小过零点间距, 可以对混合信号的频率进行估计。假定 $f_1 > f_2$, 则有

$$f_1 \approx \frac{1}{\Delta t_{\min}} + \frac{1}{\Delta t_{\max}}, f_2 \approx \frac{1}{\Delta t_{\min}} - \frac{1}{\Delta t_{\max}} \quad (18)$$

由于混合信号的过零点间距在 $\left(\frac{1}{|f_1 + f_2|}, \frac{1}{|f_1 - f_2|}\right)$ 内变化, 而不是固定值, 因此可以根据相邻过零点间的距离对混叠信号的混合性进行判断。

2.2 基于极值点检测的混合信号幅度估计

假定混合 GMSK 信号由两个分量信号构成, 不考虑噪声, 则接收端混合信号表达式可表示为

$$\begin{aligned} x(t) = & A_1 \cos(2\pi f_c t + \varphi_1(t) + \theta_1) + \\ & A_2 \cos(2\pi f_c(t - \tau) + \varphi_1(t - \tau) + \theta_2) = \\ & A_1 \cos(\varphi_1(t)) + A_2 \cos(\varphi_2(t)) = \\ & \text{re}(A_1 e^{j\varphi_1(t)}) + \text{re}(A_2 e^{j\varphi_2(t)}) = \\ & \text{re}(A(t) e^{j\varphi(t)}) \end{aligned} \quad (19)$$

混合信号是可以看成两个分量信号的矢量合成。由于两个分量信号调制信息的不同, GMSK 混合信号的两个分量信号相位差在 $[0, 2\pi]$ 内变化, 从而导致混合信号的幅度出现波动, 如图 1, 2 所示。

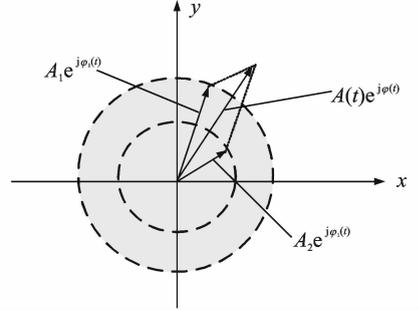


图 1 混合信号矢量合成图

Fig. 1 Vectorial resultant picture of mix signals

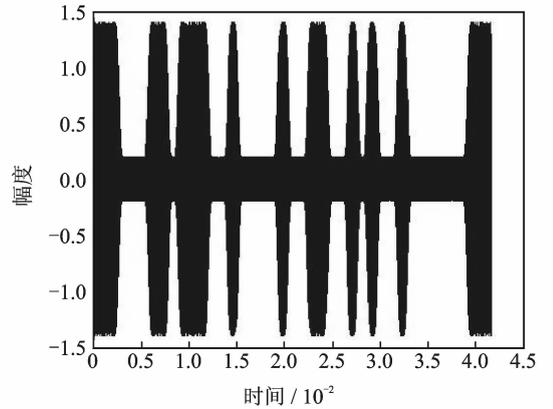


图 2 GMSK 混合信号时域图

Fig. 2 GMSK mix signals in time domain

在两个相邻过零点对之间有且只有一个极值点, 对于极值点 $x(k_j)$, 有 $|x(k_j)| > |x(k_{j-1})|$, $|x(k_j)| > |x(k_{j+1})|$, 以两个过零点为间隔, 将接收信号进行分段后求所有极值点, 这样就得到了接收信号的所有幅度值序列。

将极值点与其邻近的两个采样点采用 Newton 二项式插值

$$\begin{aligned} x(k_{m_j}) = & x(k_{j-1}) + a_1(k_{m_j} - k_{j-1}) + \\ & a_2[(k_{m_j} - k_{j-1})(k_{m_j} - k_j)] \end{aligned} \quad (20)$$

式中: a_1, a_2 为 Newton 插值系数。对上式求导并令其导数为零, 得到极值点所对应的时刻, 此时有

$$k_{m_j} = k_{j-1} + \frac{x(k_{j+1}) - x(k_{j-1})}{2[2x(k_j) - x(k_{j-1}) - x(k_{j+1})] + 1} \quad (21)$$

由此得到分段信号的幅度估计

$$A(k_j) = \left| x(k_j) + \frac{[x(k_{j+1}) - x(k_{j-1})]}{8[2x(k_j) - x(k_{j-1}) - x(k_{j+1})]} \right| \quad (22)$$

混合信号经过一段时间混合后,其幅度会达到最大值和最小值,当两个分离信号的相位差为 0 时,混合信号的幅度取得最大,当相位差为 π 时,其幅度为最小。当混合信号的幅度出现最大值和最小值时,有

$$\begin{cases} A_{\max}(k_{\max}) = |A_1 + A_2|, & \text{当分量相位差为 } 0 \\ A_{\min}(k_{\min}) = |A_1 - A_2|, & \text{当分量相位差为 } \pi \end{cases} \quad (23)$$

通过求得混合信号幅度最大值和最小值,就可以得到分量信号幅度 A_1, A_2 的估计,不妨设 $A_1 > A_2$, 则有

$$\begin{cases} A_1 = (A_{\max} + A_{\min})/2 \\ A_2 = (A_{\max} - A_{\min})/2 \end{cases} \quad (24)$$

由于混合信号的幅度在 $(|A_1 - A_2|, |A_1 + A_2|)$ 内变化,而不是固定值,因此可以根据混合信号的幅度对混叠信号的混合性进行判断。

2.3 参数与混合位置迭代估计

对于单个 GMSK 信号而言,考虑到噪声的影响,其幅度与频率估计会有误差,但其也只会一定范围内波动,可以看作恒定不变。对于混合 GMSK 信号而言,其过零点间距远小于或大于分量信号的过零点间距,其幅度将会在 $[A_1 - A_2, A_1 + A_2]$ 内变化,由此可以对混叠信号的混合位置进行估计。得到混合位置估计后,由于未混合部位信号为单个 GMSK 信号,用未混合部分数据对频率与幅度进行再估计,可以进一步提高估计精度,这样就得到了参数估计与混合位置估计迭代算法,其具体步骤如下:

(1) 以过零点对作为间隔点将信号分段,求所有过零点和极大值点,并估计出混合信号的频率 f_1, f_2 和幅度 A_1, A_2 ;

(2) 对于任意采样点 $x(k)$, 若 $|x(k)| > \max(A_1, A_2)$, 则该混合点确定为混合点; 对于极值点 $x(k_j)$, 若 $|x(k_j)| < \min(A_1, A_2)$ 则该极值点为混合点;

(3) 对相邻的两个过零点对 $[(n_{i-1}, x(n_{i-1}))], (n_i, x(n_i)), [(n_{i+1}, x(n_{i+1})), (n_{i+2}, x(n_{i+2}))]$ ($n_i < k_j < n_{i+1}$), 计算出其过零点时刻 t_{i-1}, t_i , 若 $(t_i - t_{i-1}) > \max(\frac{1}{2f_1}, \frac{1}{2f_2})$ 或 $(t_i - t_{i-1}) < \min(\frac{1}{2f_1}, \frac{1}{2f_2})$, 则该混合极值点所在的分段信号为混合信号;

(4) 求出所有混合点, 就得到了混合位置的估计。假定未混合部分前后段分别有 M_1 和 M_2 个过零点, 其过零点的时间总长度分别为 Δt_1 和 Δt_2 , 则

更新分量信号的频率估计: $f_1 = \frac{M_1 - 1}{2\Delta t_1}, f_2 = \frac{M_2 - 1}{2\Delta t_2}$; 假定未混合部分前后段有 N_1 和 N_2 个极值

点, 则更新分量信号的幅度估计: $A_1 = \frac{1}{N_1} \sum_{i=1}^{N_1} A_{\max}(i)$,

$$A_2 = \frac{1}{N_2} \sum_{j=1}^{N_2} A_{\max}(j);$$

(5) 重复步骤(2)至步骤(4), 直至收敛。

3 实验结果及分析

3.1 时延对混合位置估计的影响

仿真采用两个同频 GMSK 混合信号, 码元为速率 9 600 B, 载波频率为 10 倍码元速率, 过采样倍数为 16, 符号长度为 20 个码元, 对每个仿真点进行 5 000 次蒙特卡洛实验, 采用均方误差来衡量算法的估计性能, 其仿真结果如图 3 和图 4 所示。

从仿真结果可以看出, 本文算法能够实现不同时延下的混合起点估计, 在 E_b/N_0 较小的条件下, 算法的估计性能均不是太理想, 但随着 E_b/N_0 的

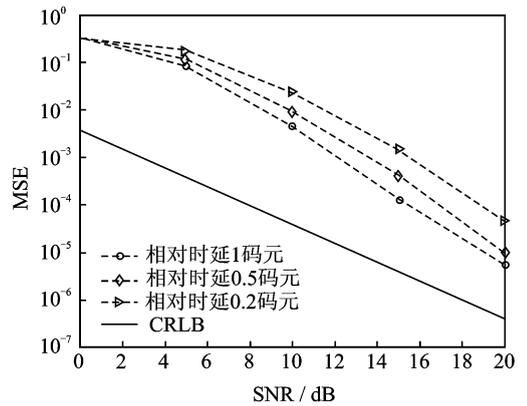


图 3 相对时延较小下混合起点估计

Fig. 3 onset estimation with little relative time delay

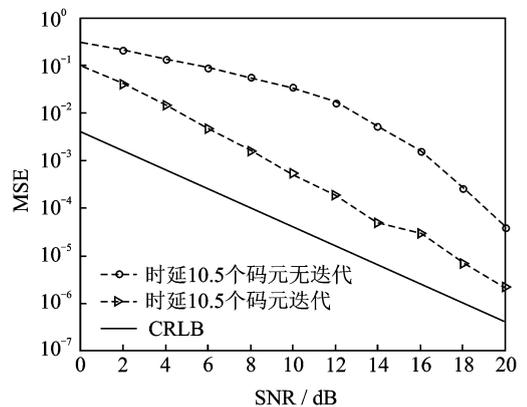


图 4 相对时延较大下混合起点估计

Fig. 4 onset estimation with much relative time delay

提高,其性能也越来越好。当混合信号的相对时延较大时,通过迭代,能够获得更好的估计精度,这是由于当相对时延较大时,利用未混合部位的单个信号数据对参数进行估计时,其结果更精确。

3.2 其他参数对混合位置估计的影响

仿真条件设置如 3.1 节设置一致,相对时延为 10 个码元,混合信号在不同功率比、初始相位和频偏下进行仿真,得到仿真结果如图 5-7。

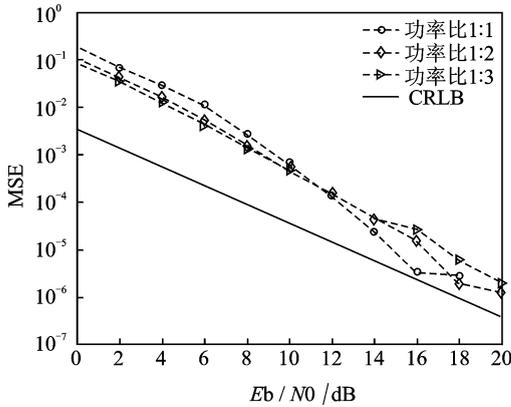


图 5 不同功率下混合位置估计

Fig. 5 Hybrid position estimation in different power

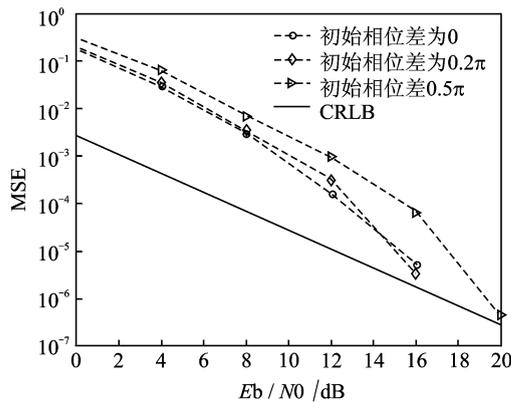


图 6 不同初始相位下混合位置估计

Fig. 6 Hybrid position estimation in different initial phase

由仿真结果可以看出,本文混合位置估计算法对功率、频偏等参数变化不敏感,具有较好的鲁棒性。同时,算法不需要先验比特信息,属于盲估计,在实验中只利用了 20 个码元(可以更少)就实现了混合位置估计,适用于突发通信下混叠信号的混合位置估计。

4 结束语

本文提出了一种适用于突发 GMSK 混叠信号

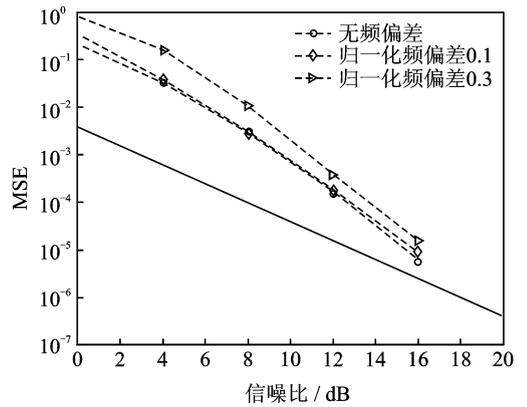


图 7 不同频偏下混合位置估计

Fig. 7 Hybrid position estimation in different frequency deviation

混合位置快速估计方法,该方法首先由过零点/极点检测对混合信号的频率/幅度进行了估计,并根据估计得到的参数对混合位置进行了初步估计,最后对参数估计与混合位置估计进行联合迭代处理,以达到减小误差的目的。为衡量混合位置估计的精度,本文对混合位置起点的克拉美罗界进行了推导,仿真表明,本文算法的精度高,在 E_b/N_0 较高条件下,其估计性能接近克拉美罗界。同时,本文算法对参数变化不敏感,具有较强的鲁棒性。

参考文献:

- [1] Marian J G, Ulrich S. Coherent receiver for AIS satellite detection[C]// ISCCSP. Limassol, Cyprus: [s. n.], 2010: 1-4.
- [2] Chen S H, Tu S L, Wan J. Sequential monte Carlo method for blind signal separation using the difference of time delay[C]// IEEE Region Conference. Taipei, China: IEEE, 2007: 1-4.
- [3] 芮国胜,徐彬,张嵩. GMSK 混合信号时延的并行估计算法[J]. 通信学报, 2011, 32(6): 32-37.
Rui Guosheng, Xu Bin, Zhang Song. Parallel time-delay estimation algorithm for GMSK mixing signals [J]. Journal on Communications, 2011, 32(6): 32-37.
- [4] 廖灿辉,周世东,朱中梁. 基于最大似然的同频混合信号联合定时估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(6): 1121-1124.
Liao Canhui, Zhou Shidong, Zhu Zhongliang. ML-based joint timing estimation algorithm for co-frequency signals [J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(6): 1121-1124.
- [5] 涂世龙,郑辉. 单通道同频线性调制混合信号的时延估计[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(4): 449-453.

- Tu Shilong, Zheng Hui. Time delay estimation of co-frequency linear modulated signals using single-channel mixture[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2010, 25(4):449-453.
- [6] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals[J]. Proceedings of the IEEE, 1967, 55(4):523-531.
- [7] Zanier F, Luise M. Fundamental issues in time-delay estimation of multicarrier signals with applications to next-generation GNSS[C]// The 10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications. Rhodes, Greece:[s. n.], 2008:1-8.
- [8] Viladimir F. A zero crossing algorithm for estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42(11): 1565-1569.
- [9] 孙晖,朱善安. 基于过零点-极点估计的瞬时频率幅度算法[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(5):905-908.
- Sui Hui, Zhu Shan'an. The algorithm based on zero-crossing and extremum estimation to obtain instantaneous frequency and instantaneous amplitude [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2006, 28(5):905-908.
- 作者简介:**胡昌海(1985-),男,硕士研究生,研究方向:通信中的信号处理, E-mail: canghai_hu@163.com; 杨育红(1964-),女,副教授,研究方向:卫星通信网络安全; 朱义君(1976-),男,副教授,研究方向:通信信号处理,移动通信; 辛刚(1979-),男,讲师,研究方向:通信信号处理。