

抗频偏的突发 GMSK 混合信号单通道盲分离算法

廖灿辉, 涂世龙, 万坚

(盲信号处理国家重点实验室, 四川 成都 610041)

摘要: 针对突发 GMSK 混合信号的单通道盲分离问题, 提出了一种基于逐幸存路径处理 (PSP) 的抗频偏盲分离算法。该算法通过在盲分离过程中对信道变化和频偏引起的相位变化分别进行跟踪, 能大大提升算法对残余频偏的容忍能力。仿真表明, 传统 PSP 算法能容忍的归一化频偏误差 (相对符号速率) 不大于 2.0×10^{-4} , 而抗频偏算法在归一化频偏误差达 1.5×10^{-2} 时仍然能收敛, 且不需要对初始相位进行估计, 同时分离性能相比理想条件下的 PSP 算法只下降了约 1dB。

关键词: 高斯滤波最小频移键控; 突发混合; 单通道盲分离; 逐幸存路径处理

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)05-0088-08

Anti-frequency-offset algorithm on single-channel blind separation of burst GMSK mixed signals

LIAO Can-hui, TU Shi-long, WAN Jian

(National Key Laboratory on Blind Signals Processing, Chengdu 610041, China)

Abstract: A per-survivor processing (PSP) based anti-frequency-offset algorithm was proposed for single-channel blind separation of burst GMSK mixed signals. The algorithm traces the phase changes caused by frequency offset and channel changes caused by other matters separately, which remarkably tones up the capacity against frequency offset. Simulation results show that the proposed algorithm can work well even when the unitary frequency offset (compared to symbol rate) grows up to 1.5×10^{-2} , while the traditional PSP algorithm needs the unitary frequency offset less than 2.0×10^{-4} . Furthermore, the proposed algorithm has no need for phase initialization, and a loss of only 1dB on performance can be achieved in comparison with the traditional PSP algorithm.

Key words: GMSK; burst mixed; single-channel blind separation; per-survivor processing

1 引言

近年来,混合信号盲分离已成为信号处理领域中的热点问题^[1]。盲分离要解决的是在不知道混合矩阵情况下,仅根据接收到的混合信号估计出源信号。在盲分离问题中,如果源信号个数大于接收混合信号个数,称之为欠定盲分离。特别地,如果只能接收到一个混合信号,这时的信号盲分离称之为单通道盲分离^[2]。

GMSK 调制是一种相位连续的恒包络调制,具有较好的频谱效率和功率特性,因而在船舶自动识别系统(AIS, automatic identification system)^[3]、蜂窝移动通信 GSM 等中获得了广泛的应用。随着信

息技术的发展,用户数逐渐增多,从而同频用户信号碰撞的概率大大增加,产生的混合信号会极大地影响系统性能。如船舶 AIS 设备采用全向天线发射 GMSK 突发信号,采用星载平台可以利用卫星较宽的上行辐射范围来实现大范围海域内船只 AIS 信息的监控接收,有利于保证大范围海域航行安全性、打击海盗走私以及环境保护,但带来的问题是,当卫星覆盖区内船舶密度很高时,星载平台接收到的很多 AIS 信号会相互重叠,导致 AIS 信号检测概率显著下降^[4]。

已有文献主要考虑利用多天线接收、采用多通道盲分离的思路来对 GMSK 混合信号进行分离。如利用 3 副正交的偶极子天线,采用干扰对消的方法

进行分离^[5]，或者考虑采用多通道盲分离思路，并用五元线阵进行仿真试验^[6]。考虑到多天线的设计复杂度和成本，本文考虑用单天线对 GMSK 信号进行接收，用单通道盲分离思路进行分离。已有文献在此方面研究较少，文献[7]研究了 GMSK 混合信号时延的估计算法，可为单通道盲分离提供初始参数估计；文献[8,9]提出了基于逐幸存路径处理（PSP）的单通道盲分离算法，但主要用于 PSK 混合信号分离。本文先根据 GMSK 信号特点，将 PSP 思想引入到 GMSK 混合信号的单通道盲分离中；考虑到实际中的 GMSK 信号一般是突发信号，而突发混合信号具有时长短、参数估计误差大的特点，基于此本文进一步提出了一种抗频偏的改进算法，不需要进行初始相位估计，并且能容忍较大的初始频偏估计误差。

2 GMSK 混合信号模型

考虑 2 个同频（或近似同频）的 GMSK 混合信号的单通道接收，接收基带等效信号的一般形式可表示为

$$y(t) = h_1(t)e^{j(2\Delta\omega_1 t + \theta_1)}s_1(t) + h_2(t)e^{j(2\Delta\omega_2 t + \theta_2)}s_2(t) + v(t) \quad (1)$$

其中， $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 为两信号的瞬时幅度， $\Delta\omega_1$ 和 $\Delta\omega_2$ 为两信号的残余频偏， θ_1 和 θ_2 为两信号的初始相位， $v(t)$ 为加性高斯白噪声。 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别为两终端发送的基带数字调制信号，根据 GMSK 信号的 Laurent 展开式可知^[10]，GMSK 信号相当于用主脉冲 $p_{\text{GMSK}}(t)$ 进行成型滤波，则接收端经匹配滤波后的信号可表示为

$$s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_{i,n} R_{\text{pp}}(t - nT + \tau_i(t)) \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

其中， T 是符号周期，两信号具有相同的符号周期； $\tau_i(t)$ 为第 i 个信号与本地接收机之间的时钟漂移，假定 $0 \leq \tau_i(t) < T$ ； $x_{i,n}$ 为第 i 路信号的第 n 个符号，若两信号均是从 $n = 0$ 处开始，则 $x_{i,n}$ 与发送符号序列 $a_{i,n}$ 关系为 $x_{i,n} = a_{i,n} j^n$ ， $a_{i,n}$ 取值集合为 $\{+1, -1\}$ 。

$R_{\text{pp}}(t)$ 的表达式为

$$R_{\text{pp}}(t) = \int_{-LT/2}^{+LT/2} p_{\text{GMSK}}(\tau) p_{\text{GMSK}}(\tau + t) d\tau \quad (3)$$

其中， L 为 GMSK 信号的记忆长度。

将接收信号按符号速率采样，令 $y_k = y(kT)$ ， $h_{i,k} = h_i(kT)$ ， $v_k = v(kT)$ ， $\tau_{i,k} = \tau_i(kT)$ ，设 $R_{\text{pp}}(t)$ 的持续时

间长为 $L_0 T$ ，从 $(1-L_1)T$ 到 $L_2 T$ ， $L_0 = L_1 + L_2$ 。

定义 $L_0 \times 1$ 向量为

$$\mathbf{g}_{i,k} = h_{i,k} e^{j(\Delta\omega_i kT + \theta_i)} [R_{\text{pp}}((L_1 - 1)T + \tau_{i,k}), R_{\text{pp}}((L_1 - 2)T + \tau_{i,k}), \dots, R_{\text{pp}}(-L_2 T + \tau_{i,k})]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{a}_{i,k} = [a_{i,k-L_1+1}, a_{i,k-L_1+2}, \dots, a_{i,k+L_2}]^T \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\rho}_k = [j^{k-L_1+1}, j^{k-L_1+2}, \dots, j^{k+L_2}]^T \quad (6)$$

其中，接收混合信号可以表示成更简洁的形式

$$y_k = \mathbf{g}_{1,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{1,k} + \mathbf{g}_{2,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{2,k} + v_k \quad (7)$$

其中， $\bar{\mathbf{a}}_{i,k} = \mathbf{a}_{i,k} \circ \boldsymbol{\rho}_k$ 定义为两向量对应项的乘积

$$\bar{\mathbf{a}}_{i,k} = [j^{k-L_1+1} a_{i,k-L_1+1}, j^{k-L_1+2} a_{i,k-L_1+2}, \dots, j^{k+L_2} a_{i,k+L_2}]^T \quad (8)$$

单通道盲分离的目的是从一路接收序列中恢复出两路信号的符号序列，即根据接收序列 $y_k, k = 0, 1, \dots$ ，得到符号序列 $a_{i,k}, i = 1, 2, k = 0, 1, \dots$ 的估计。

3 基于 PSP 的单通道盲分离

经 Laurent 展开后，式(7)表示的混合信号模型与文献[8,9]中的 PSK 混合信号模型十分相似，因此可借鉴文献[8,9]的 PSP 盲分离算法进行分离。PSP 算法广泛应用于在信道参数未知或动态变化下对符号序列进行联合估计的场合^[11]，其中的信道参数未知或动态变化可能是某些信道参数（如载波、相位、定时、信道响应等）的估计不准确引起。

PSP 算法是在维特比算法基础上发展而来，需要构建状态转移格图。

定义 k 时刻状态为 $\mathbf{s}_k = [a_{1,k-L_1+2:k+L_2}, a_{2,k-L_1+2:k+L_2}]$ ，在 k 时刻输入符号对 $(a_{1,k+L_2}, a_{2,k+L_2})$ 时状态从 \mathbf{s}_{k-1} 转移到 \mathbf{s}_k ，同时输出 y_k ，状态转移可记为^[8]

$$\mathbf{s}_{k-1} \xrightarrow[y_k]{(a_{1,k+L_2}, a_{2,k+L_2})} \mathbf{s}_k \quad (9)$$

定义 k 时刻的支路路径度量为

$$\lambda(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) = |e(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k)|^2 \quad (10)$$

$$e(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) = y_k - \hat{\mathbf{g}}_{1,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{1,k}(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) - \hat{\mathbf{g}}_{2,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{2,k}(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) \quad (11)$$

其中， $\bar{\mathbf{a}}_{i,k}(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k)$ 是状态转移 $\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k$ 对应的第 i 路信号的符号向量。对每一状态 \mathbf{s}_k ，执行下面的最小化操作来得到累积路径度量。

$$\Gamma(\mathbf{s}_k) = \min_{\phi_{k+L_2}} \left(\Gamma(\mathbf{s}_{k-1}^{\phi_{k+L_2}}) + \lambda(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) \right) \quad (12)$$

其中, $\mathbf{s}_{k-1}^{\phi_{k+L_2}}$ 表示 k 时刻输入符号对 $\phi_{k+L_2} = (a_{1,k+L_2}, a_{2,k+L_2})$ 能到达 \mathbf{s}_k 的所有 $k-1$ 时刻状态。PSP 在每条幸存路径上根据其对应的符号序列进行参数估计, 并将参数估计值用于下一时刻分支路径度量的计算。用 LMS 算法对信道响应进行更新, 有

$$\hat{\mathbf{g}}_{i,k+1} = \hat{\mathbf{g}}_{i,k} + \gamma \bar{\mathbf{a}}_i^*(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_{k+1}) e(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_{k+1})^T \quad (13)$$

其中, γ 为更新步长。

综上, 基于 PSP 的 GMSK 混合信号盲分离算法可描述如下。

1) 初始化。设置时刻 $k=0$, 初始化状态 $\mathbf{s}_0 = [a_{1,-L_1+2:L_2}, a_{2,-L_1+2:L_2}]$ (初始时的状态数共有 $2^{2(L_0-1)}$ 个, 每个状态对应一种取值), 每个状态的初始累积路径度量 $\Gamma(\mathbf{s}_0)$ 和信道响应均相同, 其中, $\Gamma(\mathbf{s}_0)$ 为 0, 信道响应根据式(4)初始化为 $\hat{\mathbf{g}}_{1,0}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{2,0}$ 。

2) 扩展分支。设置 $k=k+1$, 根据输入符号对 $(a_{1,k+L_2+1}, a_{2,k+L_2+1})$ 的 4 种不同取值从每个状态中扩展出 4 条分支路径, 由式(10)计算分支度量 λ 。

3) 保留路径。对汇聚到每个状态的 4 条分支路径, 根据式(12)计算其累积路径度量, 并保留累积路径度量最小的一条路径, 作为该状态对应的幸存路径。

4) 判决输出。比较所有状态对应幸存路径的累积路径度量值, 找到累积路径度量值最小的路径, 该路径为最优幸存路径; 如果 $k \geq \delta$, 根据最优幸存路径输出 $k-\delta$ 时刻的符号对 $(\hat{a}_{1,k-\delta}, \hat{a}_{2,k-\delta})$, 其中, δ 为判决延迟。

5) 参数更新。对每个状态, 根据式(13)对信道响应进行更新, 然后回到 2)。

4 抗频偏的单通道盲分离

不幸的是, 基于 PSP 的单通道盲分离算法需要十分准确的频偏估计。这是因为, PSP 在估计符号序列的同时需要对信道响应 $\mathbf{g}_{i,k}$ 进行跟踪。根据式(4)可知, $\mathbf{g}_{i,k}$ 的变化主要由 $h_{i,k}$ 、 $\tau_{i,k}$ 和 $\Delta\omega_i$ 引起, 其中, $h_{i,k}$ 和 $\tau_{i,k}$ 的变化十分缓慢, 可认为在考察的时间范围内为恒定值, 而 $\Delta\omega_i$ 的存在使得 $\mathbf{g}_{i,k}$ 随时间变化, 且 $\Delta\omega_i$ 越大, $\mathbf{g}_{i,k}$ 的变化越快。当 $\Delta\omega_i$ 增大到超出 PSP 算法的跟踪能力时, 算法就会失效。

对于突发 GMSK 混合信号而言, 突发信号长度一般较短, 参数估计尤其是频偏估计会存在较大误差, 难以满足 PSP 算法对频偏精度的估计要求。如在 AIS 中, 船舶发射的 GMSK 突发信号长度只有 200 多个符号。对于星载平台而言, 一方面接收的混合信号数据长度较短, 另一方面从混合后的信号中估计出两路信号参数的性能远远低于同等条件下单信号的参数估计性能^[12], 从而估计出的频偏等参数误差比较大。

一种可能的解决方法是, 采用参数跟踪能力更强的算法, 如 RLS 算法等, 但它对频偏误差的容忍能力不会有数量级上的提高, 且算法不如 LMS 稳定。基于此, 本节提出一种改进算法, 不要求频偏估计很准确。

令 $\theta_{i,k} = \Delta\omega_i kT + \theta_i$, 将 $\theta_{i,k}$ 的影响从 $\mathbf{g}_{i,k}$ 中去除, 即将 $\mathbf{g}_{i,k}$ 写为

$$\mathbf{g}_{i,k} = h_{i,k} [R_{pp}((L_1-1)T + \tau_{i,k}), R_{pp}((L_1-2)T + \tau_{i,k}), \dots, R_{pp}(-L_2T + \tau_{i,k})]^T \quad (14)$$

则接收混合信号可写为

$$y_k = e^{j\theta_{1,k}} \mathbf{g}_{1,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{1,k} + e^{j\theta_{2,k}} \mathbf{g}_{2,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{2,k} + v_k \quad (15)$$

其中, $\bar{\mathbf{a}}_{i,k}$ 的定义与前面相同。由于 $\mathbf{g}_{i,k}$ 中不含 $\theta_{i,k}$, 因此 $\mathbf{g}_{i,k}$ 的误差主要由幅度估计误差和时延估计误差引起, 且在考虑的时间范围内是非时变的, 用 LMS 算法就可对 $\mathbf{g}_{i,k}$ 误差进行有效跟踪。

分离过程分 2 步进行。

1) 根据前一个符号时刻处估计出的相位值, 用 PSP 算法对当前符号进行分离。根据第 3 节相同的方法定义 PSP 状态和状态转移方程, 设 $\hat{\theta}_{1,k}$ 和 $\hat{\theta}_{2,k}$ 是 $k-1$ 时刻处估计出的当前相位值, 则 k 时刻的分支路径度量定义为

$$\lambda(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) = |e(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k)|^2 \quad (16)$$

$$e(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) = y_k - e^{j\hat{\theta}_{1,k}} \hat{\mathbf{g}}_{1,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{1,k}(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) - e^{j\hat{\theta}_{2,k}} \hat{\mathbf{g}}_{2,k}^T \bar{\mathbf{a}}_{2,k}(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) \quad (17)$$

对每一状态 \mathbf{s}_k , 执行最小化操作来得到累积路径度量。

$$\Gamma(\mathbf{s}_k) = \min_{\phi_{k+L_2}} \left(\Gamma(\mathbf{s}_{k-1}^{\phi_{k+L_2}}) + \lambda(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k) \right) \quad (18)$$

其中, $\bar{\mathbf{a}}_{i,k}(\mathbf{s}_{k-1} \rightarrow \mathbf{s}_k)$ 、 $\mathbf{s}_{k-1}^{\phi_{k+L_2}}$ 的定义与第 3 节相同。

2) PSP 在每条幸存路径上根据其对应的符号序列进行参数估计, 并将参数估计值用于下一时刻分支路径度量的计算。与传统方法不同的是, 每条幸存路径除了需要对 $\mathbf{g}_{i,k}$ 进行更新外, 还需估计出下一时刻的相位值 $\hat{\theta}_{1,k+1}$ 和 $\hat{\theta}_{2,k+1}$ 。

先用 LMS 算法对 $\hat{\mathbf{g}}_{i,k}$ 进行更新, 如下

$$\hat{\mathbf{g}}_{i,k+1} = \hat{\mathbf{g}}_{i,k} + \gamma e^{-j\hat{\theta}_{i,k}} \bar{\mathbf{a}}_i^*(s_k \rightarrow s_{k+1}) e(s_k \rightarrow s_{k+1})^T \quad (19)$$

其中, * 表示取共轭。

然后对 $\hat{\theta}_{i,k+1}$ 进行估计。

由于每条幸存路径存储有前些时刻的符号序列, 因此可以根据这些符号序列重构出基带信号波形。记

$$\mathbf{A}_i(s_k) = [a_{i,k-L_1-N+2}, a_{i,k-L_1-N+3}, \dots, a_{i,k+L_2}]^T \quad (20)$$

为 k 时刻状态 s_k 幸存路径对应的符号序列, 截取长度为 $N + L_0 - 1$ 。根据序列 $[a_{i,k-L_1+1}, a_{i,k-L_1+2}, \dots, a_{i,k+L_2}]$ 可重构出 k 时刻第 i 路信号的基带波形, 从而根据式(20)所示序列可重构出第 $k - N + 1 \sim k$ 时刻第 i 路信号的基带波形

$$y_{i,l} = \hat{\mathbf{g}}_{i,k}^T(s_k) \bar{\mathbf{a}}_{i,l}(s_k) \quad (21)$$

调制上当前时刻相位 $\hat{\theta}_{i,k}$ 后为调制波形, 如下

$$\hat{y}_{i,l} = e^{j\hat{\theta}_{i,k}} \hat{\mathbf{g}}_{i,k}^T(s_k) \bar{\mathbf{a}}_{i,l}(s_k) \quad (22)$$

其中, $\hat{\mathbf{g}}_{i,k}(s_k)$ 为状态 s_k 幸存路径对应的信道响应, $\bar{\mathbf{a}}_{i,l}(s_k) = [a_{i,l-L_1+1}, a_{i,l-L_1+2}, \dots, a_{i,l+L_2}]^T$ 为状态 s_k 对应符号序列在 l 时刻处的向量, $k - N + 1 \leq l \leq k$ 。

用下式估计出下一时刻相位 $\hat{\theta}_{1,k+1}$, 如下:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{1,k+1} &= \arctan \sum_{l=k-N+1}^k [y_l - \hat{y}_{2,l}] y_{1,l}^* \\ &= \arctan \sum_{l=k-N+1}^k \left[y_l - e^{j\hat{\theta}_{2,k}} \hat{\mathbf{g}}_{2,k}^T(s_k) \bar{\mathbf{a}}_{2,l}(s_k) \right] \cdot \left[(\hat{\mathbf{g}}_{1,k}^T(s_k) \bar{\mathbf{a}}_{1,l}(s_k))^* \right] \end{aligned} \quad (23)$$

同理, $\hat{\theta}_{2,k+1}$ 的估计式为

$$\hat{\theta}_{2,k+1} = \arctan \sum_{l=k-N+1}^k \left[y_l - e^{j\hat{\theta}_{1,k}} \hat{\mathbf{g}}_{1,k}^T(s_k) \bar{\mathbf{a}}_{1,l}(s_k) \right] \cdot \left[(\hat{\mathbf{g}}_{2,k}^T(s_k) \bar{\mathbf{a}}_{2,l}(s_k))^* \right] \quad (24)$$

以符号串扰长度 $L_0 = 5$ 为例, 其中, $L_1 = 3$ 、 $L_2 = 2$, 图 1 给出了用 $N = 5$ 个符号区间重构的波

形值进行相位估计的示意。可见, 相关估计出的相位实际上是 $k - 2$ 时刻处的相位, 上面算法将其作为 $k + 1$ 时刻的相位估计值是存在偏差的, 偏差大小为 $6\pi\Delta f_i T$, 其中, Δf_i 为频偏误差。当 $\Delta f_i T$ 较小时, 偏差也较小, 上述近似是可行的。

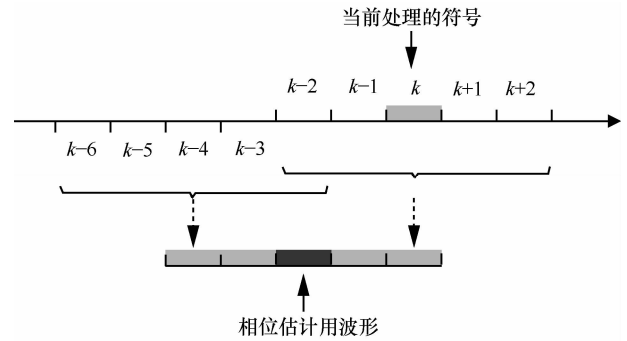


图 1 相位估计用波形重构区间示意

改进算法是通过将信道响应拆分成由频偏估计误差引起的相位变化和其他因素引起的信道变化两部分, 分别对两部分进行跟踪来实现的。由于除去频偏影响后的信道变化比较缓慢, 用 LMS 算法可以很好跟踪, 因而算法对频偏误差的容忍能力大大增加。

图 2 给出了抗频偏 GSMK 混合信号盲分离流程。混合 GSMK 信号输入后, 首先需要对混合信号参数进行估计, 包括两路信号的频率 f_i 、时延 $\tau_{i,0}$ 和幅度 $h_{i,0}$, 然后根据两路信号的中心频率 $f_0 = \frac{(f_1 + f_2)}{2}$ 变频到基带并匹配滤波, 再输入盲分离模块进行分离。其中, 参数估计不是本文重点, 读者可参考相关文献, 如文献[7,13]。需指出的是, 传统 PSP 算法要求频率 f_i 的估计十分准确, 并且要求对相位 $\theta_{i,0}$ 进行估计, 而抗频偏算法则不需要。

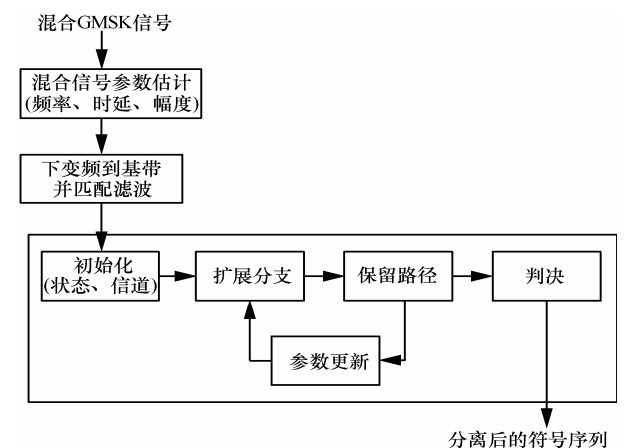


图 2 GSMK 混合信号盲分离流程

盲分离部分的详细流程可描述如下。

1) 初始化。设置时刻 $k=0$ ，用与第 3 节相同的方法初始化状态 \mathbf{s}_0 以及每个状态对应的初始累积路径度量 $\Gamma(\mathbf{s}_0)$ ，信道响应根据式(14)初始化为 $\hat{\mathbf{g}}_{1,0}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{2,0}$ ，初始化每个状态的相位值 $\hat{\theta}_{1,0}$ 和 $\hat{\theta}_{2,0}$ 为 0。

2) 扩展分支。设置 $k=k+1$ ，根据输入符号对 $(a_{1,k+L_2+1}, a_{2,k+L_2+1})$ 的 4 种不同取值从每个状态中扩展出 4 条分支，由式(16)计算分支度量 λ 。

3) 保留路径。对汇聚到每个状态的 4 条分支路径，根据式(18)计算其累积路径度量，并保留累积路径度量最小的一条路径，作为该状态对应的幸存路径。

4) 判决输出。比较所有状态对应幸存路径的累积路径度量值，找到累积路径度量值最小的路径，该路径为最优幸存路径；如果 $k \geq \delta$ ，根据最优幸存路径输出 $k-\delta$ 时刻的符号对 $(\hat{a}_{1,k-\delta}, \hat{a}_{2,k-\delta})$ ，其中， δ 为判决延迟。

5) 参数更新。对每个状态，根据式(19)对信道响应进行更新，根据式(23)和式(24)对相位进行更新，然后回到 2)。

5 实验仿真

本节对传统 PSP 算法和抗频偏算法的性能进行 MATLAB 仿真。以下如不作特别说明，仿真条件为：先产生 2 个 GMSK 突发信号（其中，GMSK 调制取时间带宽积 $BT=0.3$ ，调制指数 $h=0.5$ ，记忆长度 $L=3$ ），两信号时延分别为 $\tau_1=0.2T$ 、 $\tau_2=0.6T$ ，相位为 $\theta_1=0.2$ 弧度、 $\theta_2=0.7$ 弧度，频偏由具体实验确定，每个突发长度为 300 个符号。将 2 个信号按幅度比 $h_1:h_2=1:1$ 叠加，并添加高斯白噪声后生成具有指定载噪比的混合信号。采用传统 PSP 算法或抗频偏算法进行分离时，均取过采样倍数为 2，符号串扰长度 $L_0=5$ ，LMS 更新步长 $\gamma=0.01$ ，判决延迟 $\delta=9$ ，抗频偏算法中用于相位估计的波形重构符号区间长度取 $N=5$ 。PSP 算法从单倍采样到 2 倍过采样时性能有较大提升，继续增加过采样倍数时复杂度增加，而性能基本保持不变^[14]，因此取过采样倍数为 2；取记忆长度 $L=3$ 时，根据式(2)，符号串扰长度为 5；LMS 步长需要在收敛速度和稳态误差间进行折中，LMS 步长越大，收敛越快，但收敛后的稳态误差也越大，这里取经验值 $\gamma=0.01$ ；波形重构符号区间长度较短时相位估计精度不够，较长时当前估计值与真实相位值间的偏差会比较大，这里取

经验值 $N=5$ 。

1) 仿真步骤和实施过程说明

为了使读者对仿真步骤以及实施过程有更清晰的认识，下面详细说明。

Step1 产生仿真用的混合信号。先根据 GMSK 信号的生成方式产生基带信号波形，然后延迟 τ_1 、 τ_2 生成具有指定时延的信号 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ ，如图 3 所示。将 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别调制 $h_1 \exp(j(2\pi\Delta f_1 T + \theta_1))$ 和 $h_2 \exp(j(2\pi\Delta f_2 T + \theta_2))$ 后生成调制信号波形，其中， h_1 、 h_2 、 τ_1 、 τ_2 、 θ_1 、 θ_2 为真实参数， Δf_1 和 Δf_2 为频偏误差。将两路信号叠加并添加噪声后生成混合信号。

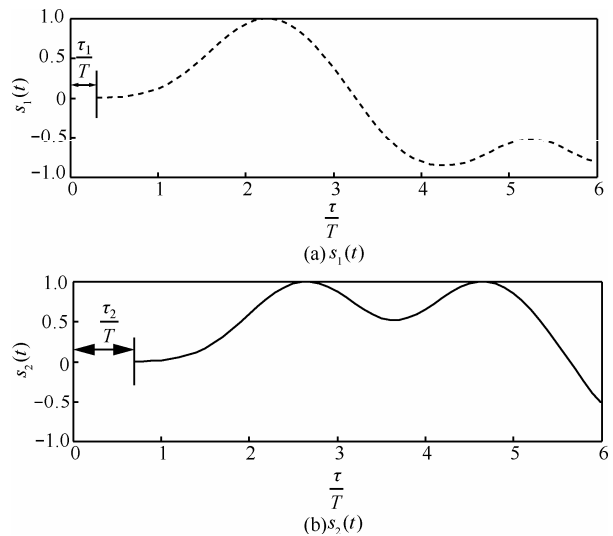


图 3 基带数据产生（实部）

Step2 对混合信号用主脉冲 $p_{\text{GMSK}}(t)$ 进行匹配滤波，并降采样至 2 倍过采样。这是因为在信号产生和匹配滤波时，为了保证精度，一般取较高的过采样率；而分离时为了降低复杂度，再将过采样倍数降低。

Step3 如果进行传统 PSP 分离，则根据式(4)和初始参数值 \hat{h}_1 、 \hat{h}_2 、 $\hat{\tau}_1$ 、 $\hat{\tau}_2$ 、 $\hat{\theta}_1$ 、 $\hat{\theta}_2$ 对信道响应进行初始化得到 $\hat{\mathbf{g}}_{1,0}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{2,0}$ ，按第 3 节算法进行分离，输出每个时刻最优路径对应的符号对 $(\hat{a}_{1,k-\delta}, \hat{a}_{2,k-\delta})$ 及信道响应估计值 $\hat{\mathbf{g}}_{1,k}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{2,k}$ 。

Step4 如果进行抗频偏 PSP 分离，则根据式(14)和初始参数值 \hat{h}_1 、 \hat{h}_2 、 $\hat{\tau}_1$ 、 $\hat{\tau}_2$ 对信道响应进行初始化得到 $\hat{\mathbf{g}}_{1,0}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{2,0}$ ，按第 4 节算法进行分离，输出每个时刻最优路径对应的符号对 $(\hat{a}_{1,k-\delta}, \hat{a}_{2,k-\delta})$ 、信道响应估计值 $\hat{\mathbf{g}}_{1,k}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{2,k}$ 及相位跟踪值 $\hat{\theta}_{1,k}$ 和 $\hat{\theta}_{2,k}$ 。

Step5 将 $(\hat{a}_{1,k-\delta}, \hat{a}_{2,k-\delta})$ 与真实值 $(a_{1,k-\delta}, a_{2,k-\delta})$

比较可得到误码率，将 $\hat{\mathbf{g}}_{1,k}$ 、 $\hat{\mathbf{g}}_{2,k}$ 与真实值 $\mathbf{g}_{1,k}$ 、 $\mathbf{g}_{2,k}$ 比较可得到信道估计误差，根据 $\hat{\theta}_{1,k}$ 和 $\hat{\theta}_{2,k}$ 可得到相位跟踪曲线。

2) 不同频偏误差下的跟踪能力仿真

取混合信号载噪比 15dB，考虑到实际应用时参数估计不可避免地存在误差，因此将分离算法的初始参数（时延、幅度、相位）设置成与准确值间存在一定偏差，其中幅度比初始值设置为 $\hat{h}_1:\hat{h}_2=0.9:1.1$ ，时延初始值设置为 $\hat{\tau}_1=0.3T$ 、 $\hat{\tau}_2=0.5T$ ，传统 PSP 算法分离时相位初始值设置为 $\hat{\theta}_1=0.0$ 、 $\hat{\theta}_2=0.5$ 弧度，抗频偏算法分离时不要求对相位初始值进行设置。给信号设置不同的频偏误差，并测试算法是否能够正常收敛，以此判断算法在给定频偏误差下的跟踪能力。

算法是否收敛用归一化信道响应误差来衡量，若信道响应误差逐渐减小并收敛至某一较小值，则表明算法收敛，若信道响应误差发散变大，则表明算法不收敛。

归一化信道响应误差定义为

$$\frac{(\hat{\mathbf{g}}_{i,k} - \mathbf{g}_{i,k})^H (\hat{\mathbf{g}}_{i,k} - \mathbf{g}_{i,k})}{\mathbf{g}_{i,k}^H \mathbf{g}_{i,k}} \quad (25)$$

其中， $\mathbf{g}_{i,k}$ 是 i 路信号第 k 时刻的真实信道参数， $\hat{\mathbf{g}}_{i,k}$ 是对应的 PSP 估计出的信道参数， H 表示共轭转置。

图 4 和图 5 分别给出了传统 PSP 算法在相对符号速率的归一化频偏误差分别为 $\pm 1.0 \times 10^{-4}$ 、 $\pm 2.0 \times 10^{-4}$ 时的信道跟踪曲线。可见，当归一化频偏误差为 $\pm 1.0 \times 10^{-4}$ 时，传统 PSP 算法能正常收敛，而当归一化频偏误差增大到 $\pm 2.0 \times 10^{-4}$ 时，传统 PSP 算法开始发散。因此，传统 PSP 算法一般要求归一化频偏估计误差小于 2.0×10^{-4} 。

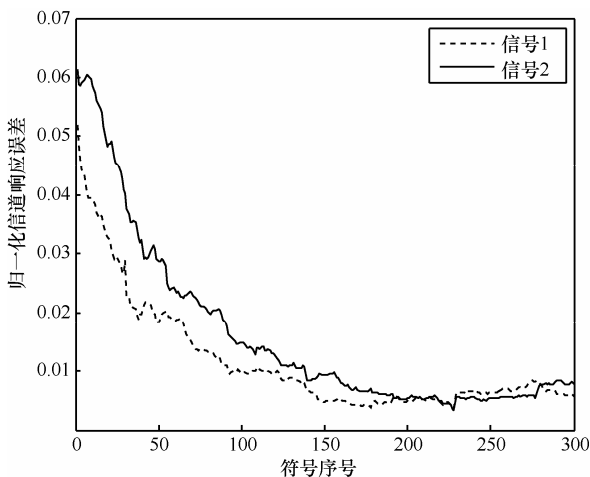


图 4 传统 PSP 算法的信道跟踪曲线（归一化频偏误差 1.0×10^{-4} ）

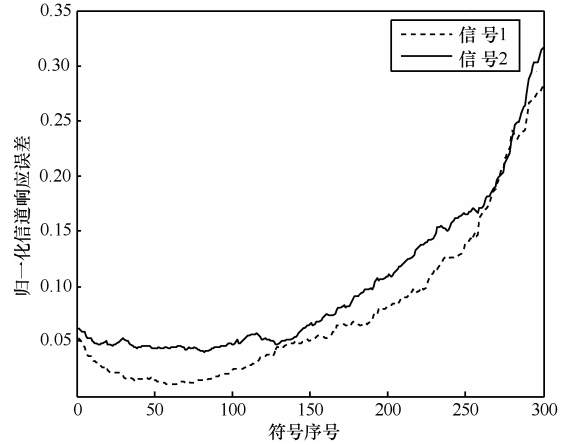
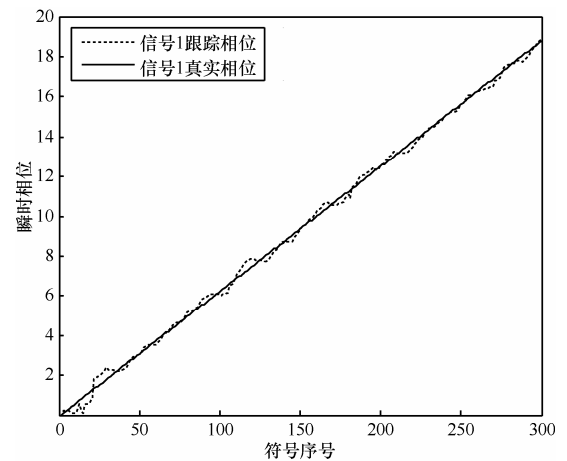
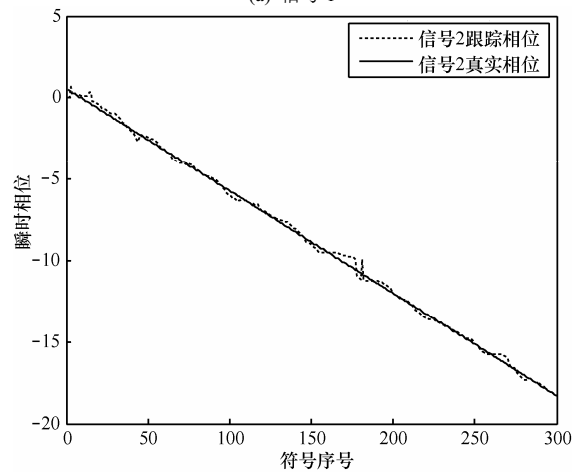


图 5 传统 PSP 算法的信道跟踪曲线（归一化频偏误差 2.0×10^{-4} ）

将两信号的归一化频偏误差增大到 $\pm 1.0 \times 10^{-2}$ ，其余参数与上面相同，采用抗频偏算法进行分离。图 6 给出了抗频偏算法的相位跟踪曲线。可见，即使在较大的频偏误差 (1.0×10^{-2}) 下，该算法仍然能对变化的相位进行跟踪，从而能正常分离。



(a) 信号 1



(b) 信号 2

图 6 抗频偏算法的相位跟踪曲线（归一化频偏误差 1.0×10^{-2} ）

进一步仿真知,抗频偏算法在归一化频偏误差达 1.5×10^{-2} 时仍然能稳定收敛,但当频偏误差超过 1.5×10^{-2} 时会变得不稳定。这说明,抗频偏算法对频偏误差的容忍能力大大增加。此外,抗频偏算法除了不要求频偏估计很准确外,也不需要相位进行初始化,而传统 PSP 算法不但要求频偏估计十分准确,还要求对相位、时延和幅度均进行初始化。由于频偏、相位通常难以估计,尤其在突发模式下,因而抗频偏算法能大大扩展盲分离的适应范围。

3) 重构波形仿真

与传统 PSP 算法相比,抗频偏算法的关键在于对相位进行估计与跟踪。相位估计需要根据幸存路径存储的符号序列重构调制信号波形后,根据式(23)和式(24)进行估计,因此重构波形的准确与否直接决定了相位估计是否可行。根据式(21),当前样点的波形值主要由当前时刻的信道响应、符号序列及符号串扰长度决定。由图 4 可知,在算法收敛后,最优留存路径对应的信道响应误差很小,载噪比较高时对应的符号序列可认为是基本准确的,此时重构精度主要由符号串扰长度决定。

考虑到算法中用于相位估计的波形重构符号区间长度为 $N=5$,过采样倍数为 2,即重构出的波形只有 10 个样点,不利于比较。为了使对比更直观,本文将重构区间长度设置为 20 个符号,过采样倍数设置为 10,并且信号没有加噪。图 7 和图 8 分别给出了符号串扰长度 $L_0=3$ 、 $L_0=5$ 时的最优留存路径对应的重构波形与原始波形的对比。

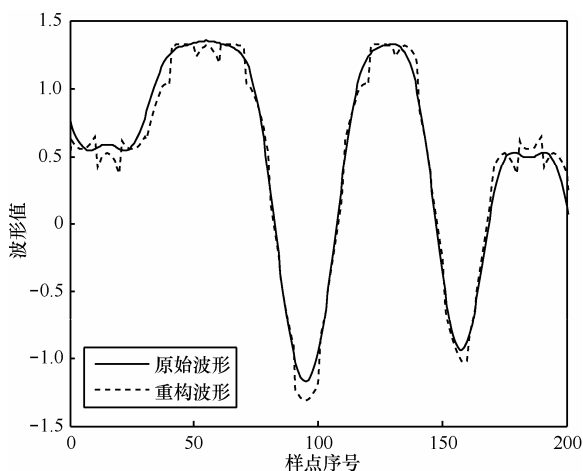


图 7 重构波形与原始波形比较(符号串扰长度为 3)

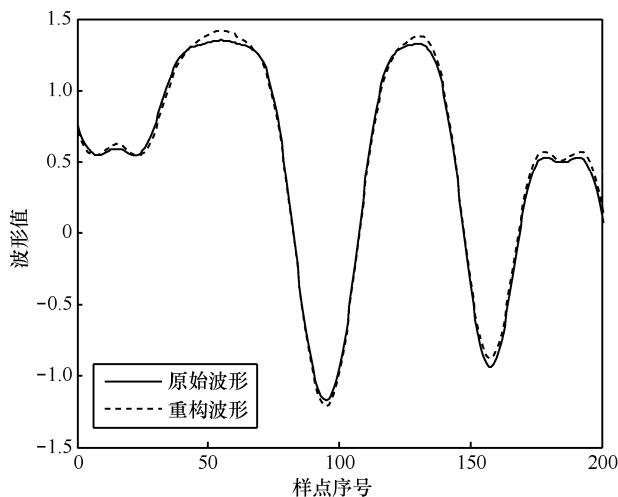


图 8 重构波形与原始波形比较(符号串扰长度为 5)

由图 7 与图 8 可知,符号串扰长度为 3 时,重构波形存在较大误差;而取符号串扰长度为 5 时,波形重构误差较小。因此在分离时将符号串扰长度设置为 5。由图 5 的相位跟踪结果可知,此时波形重构精度能够满足相位估计要求。继续增加符号串扰长度时波形重构精度会更高,但同时盲分离算法复杂度也会越高,这是因为盲分离状态数为 $2^{2(L_0-1)}$,随符号串扰长度增加呈指数增长,因此取符号串扰长度为 5 比较合适。

4) 分离性能仿真

本小节对传统 PSP 算法和抗频偏算法的分离性能进行仿真。传统 PSP 算法分离时两信号归一化频偏误差为零,分离时幅度、时延、相位初始值设置准确;抗频偏算法分离时两信号归一化频偏误差为 $\pm 1.0 \times 10^{-2}$,分离时幅度、时延初始值设置准确。进行 300 次试验,计算平均误码率。这里将分离时的初始参数设置成准确值主要是避开分离算法在分离开始时需要经历的收敛过程,因为算法未收敛导致的误码会对误码统计造成影响。

根据图 5 可知,抗频偏算法在对相位进行跟踪时会出现抖动,该抖动会引起分离性能的下降。为了减小相位跟踪抖动,可在分离得到相位跟踪曲线后进行最小二乘拟合,用拟合出的相位代替相位跟踪值后进行第二次分离,具体如下。

第一次分离时,输出每个符号时刻最优幸存路径对应的相位估计值。对突发长度为 H 混合信号,输出的相位序列为

$$\hat{\theta}_i = [\hat{\theta}_{i,0}, \hat{\theta}_{i,1}, \dots, \hat{\theta}_{i,H-1}]^T, i=1,2 \quad (26)$$

定义矩阵

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & H-1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}^T \quad (27)$$

则最小二乘拟合后的相位值为

$$\hat{\theta}_i = A(A^T A)^{-1} A^T \hat{\theta}_i \quad (28)$$

根据 $\hat{\theta}_i$ 启动第二次分离，除在分离过程中不进行相位估计，而是直接用 $\hat{\theta}_i$ 中的值作为所有路径对应的当前相位值进行计算外，其余操作与第 4 节中的流程完全相同。

图 9 给出了 2 种算法分离误码率随混合信号载噪比的变化曲线，其中，抗频偏算法中对相位进行了最小二乘拟合。从图 9 可以看出，相比传统 PSP 算法，抗频偏算法的性能下降了约 1dB。传统 PSP 算法是在频偏误差为零且初始参数设置准确时进行的分离，因而基本代表了理想条件下的分离性能；而抗频偏算法需要根据第一次分离得到的相位跟踪值进行最小二乘拟合，虽然拟合值与真实值间的误差会减小，但该误差仍然存在，从而导致了分离性能下降。图 9 表明拟合后的误差已经较小，算法性能的下跌幅度不大。

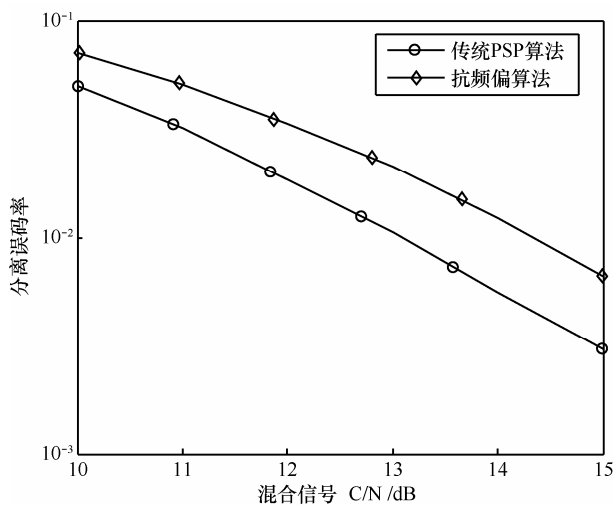


图 9 2 种算法的分离误码率曲线

6 结束语

本文主要研究了突发 GMSK 混合信号的单通道盲分离问题，提出了一种基于 PSP 的抗频偏盲分离算法。该算法对频偏误差的容忍能力强，且不需要对初始相位进行估计，能够很好地克服突发混合信号由于突发时长短导致的参数估计误差大的问题。在 GMSK 中，随着用户数的增多，由

同频 GMSK 信号碰撞形成的混合信号也会越来越多，使得系统性能下降严重，而本文方法可以将混合信号进行成功分离，能有效提升系统性能，同时与多通道方法需要采用阵列天线相比，本文算法只需要单个天线，更为经济，具有较好的应用价值。

参考文献：

- [1] 彭耿, 黄知涛, 姜文利等. 单通道盲信号分离研究进展与展望[J]. 中国电子科学研究院学报, 2009, 4(3):268-277.
PENG G, HUANG Z T, JIANG W L, *et al.* Development and perspective of single channel blind signal separation[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information, 2009, 4(3):268-277.
- [2] LI Y Q, AMARI S, CICHOCKI A, *et al.* Undetermined blind source separation based on sparse representation[J]. IEEE Trans On Signal Processing, 2006, 54(2):423-437.
- [3] Technical Characteristics for a Universal Shipborne Automatic Identification System Using Time Division Multiple Access in the VHF Maritime Mobile Band[S]. ITU-R M.1371-1, 2001.
- [4] CERVERA M A, GINESI A. On the performance analysis of a satellite-based AIS system[A]. 10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications[C]. 2008.
- [5] OLE F H D. Space-based AIS Receiver for Maritime Traffic Monitoring Using Interference Cancellation[D]. Trondheim: Norwegian University of Science and Technology, 2006.
- [6] 潘宝凤, 梁先明. 星载 AIS 接收系统设计及关键技术[J]. 电讯技术, 2011, 51(5):1-5.
PAN B F, LIANG X M. Satellite-based AIS receiver system design and related key techniques[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(5):1-5.
- [7] 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 G S, XU B, ZHANG S. Parallel time-delay estimation algorithm for GMSK mixing signals[J]. Journal on Communications, 2011, 32(6): 32-37.
- [8] TU S L, ZHENG H, GU N. Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[A]. APCCAS08[C]. Macao, China, 2008. 473-476.
- [9] 廖灿辉, 涂世龙, 万坚. 基于迭代的同频混合信号单通道盲分离/译码算法[J]. 通信学报, 2011, 32(8):111-117.
LIAO C H, TU S L, WAN J. Iterative algorithm on single-channel blind separation and decoding of co-frequency modulated signals[J]. Journal on Communications, 2011, 32(8):111-117.
- [10] LAURENT P A. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP)[J]. IEEE Trans Commun, 1986, Com-34(2):150-160.

(下转第 106 页)