

文章编号: 2095-4980(2015)01-0142-06

GMSK 混合信号的 PSP 盲分离算法

张 豪, 杨育红, 辛 刚, 杜 森

(信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 针对 GMSK 混合信号的单通道盲分离问题进行了研究。由于不能直接采用逐幸存路径处理(PSP)算法对 GMSK 混合信号进行分离, 考虑对 GMSK 信号作线性近似处理, 使得 GMSK 混合信号适用于 PSP 算法。该算法通过在符号序列和信道参数组成的联合空间进行最大似然估计, 保留最优路径, 输出符号对, 从而获得分离信号。仿真结果表明, 使用 PSP 算法对 GMSK 混合信号进行分离的误码率性能略优于粒子滤波算法误码率性能, 但复杂度远低于粒子滤波算法。

关键词: GMSK 混合信号; 线性近似; 盲分离; 逐幸存路径处理

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201501.0142

PSP blind separation algorithm for GMSK mixed signals

ZHANG Hao, YANG Yuhong, XIN Gang, DU Sen

(Information System Engineering Institute, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450002, China)

Abstract: The single-channel blind separation of GMSK(Gaussian Minimum Shift Keying) mixing signals is researched. The GMSK mixing signals can not be separated by the Per-Survivor Processing (PSP) algorithm directly, therefore, linear approximation processing of the GMSK signal is considered, which enables GMSK signal to be separated by the PSP algorithm. This algorithm separates the GMSK mixing signals by maximum likelihood estimation in the joint space of the symbol sequential and the channel parameters, reserves the best path and outputs the symbol pairs to get the separated signals. Simulation results show that the bit error rate performance produced by the PSP algorithm on separating the GMSK mixing signals is slightly better than that produced by the particle filtering algorithm; and the complexity of the proposed PSP algorithm is much smaller.

Key words: GMSK mixing signals; linear approximation; blind separation; Per-Survivor Processing

随着同频复用技术的应用和通信设备的增多, 需要采用盲分离技术^[1]进行处理的通信混合信号越来越多。例如移动蜂窝通信系统、船载自动识别系统等蜂窝小区式系统, 在通信时, 由于受到其他小区的干扰或接收设备覆盖多个小区, 接收端会接收到在时域、频域、空域和码域上都不具备区分度的通信信号^[2], 如何对其进行有效的分离是一个难题。在实际应用中, 接收天线阵元个数往往是有限的, 会出现源信号个数多于接收混合信号个数的情况。特别地, 某些场合下接收到的混合信号只有一个, 这时的信号盲分离称为单通道盲分离^[3-4]。星载自动识别系统(Automatic Identification System, AIS)探测^[5]和全球移动通信系统(Global System for Mobile Communication, GSM)下行链路共信道干扰(Co-Channel Interference, CCI)消除^[6]等应用是典型的高斯最小频移键控(GMSK)单通道混合接收情况, 因此研究 GMSK 混合信号的单通道盲分离具有重要意义。单通道盲分离存在的未知量较多, 因此在数学上不可解, 但通信信号具有有限符号集特征, 可以用符号和参数进行准确描述, 充分利用这些特征将有可能实现分离。目前, 比较典型的算法有基于信号稀疏性的分离方法^[7-8], 基于维纳滤波的方法^[9]等, 这些方法普遍存在分离不完全, 残余成分较大的问题。崔荣涛、涂世龙、廖灿辉等人将粒子滤波^[10]算法、逐幸存路径处理(PSP)算法应用于多进制相移键控(M-ary Phase Shift Keying, MPSK)信号的单通道盲分离^[11-13], 取得了不错的效果, 但 MPSK 信号属于相位不连续调制信号, 实现起来相对容易。对于连续相位调

收稿日期: 2014-01-19; 修回日期: 2014-04-01

基金项目: 国家重大科技专项基金资助项目(2009ZX03003-005-01)

制信号，例如 GMSK 信号，基带信号调制在相位上，某一采样时刻的相位值与前面所有时刻的码元值相关，若前面出现估计错误的码元，会直接导致后续的相位值出错，引发连续错误，分离难度大大增加。迄今为止对 GMSK 信号的单通道盲分离研究很少，张纯^[14]等人利用改进的粒子滤波算法将 GMSK 信号的单通道盲分离问题转变为码元序列和位置参数序贯估计问题，从而实现盲分离，该算法虽然克服了先验信息的不足，抑制了噪声的影响，但其算法复杂度较高。

本文首先将 GMSK 混合信号与四相相移键控(Quaternary Phase Shift Keying, QPSK)混合信号的状态个数进行对比，得出不能直接采用 PSP 算法对 GMSK 混合信号进行分离的结论，需要对 GMSK 信号作线性近似处理，经线性近似后的 GMSK 信号与传统 GMSK 信号的波形并无较大差别。然后根据联合信道估计与序列检测的思想，采用 PSP 算法对 GMSK 混合信号进行分离，算法复杂度远远低于粒子滤波算法。

1 混合信号的状态

MPSK 信号由绝对相位状态携带信息，因此源信号的比特序列经过 MPSK 调制可以得到传输的码元序列，作为 PSP 算法的输入符号。例如 QPSK 信号，其相位状态只有 4 种： $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ ，传输的码元只有 4 种可能：00,01,11,10，所以对于 QPSK 混合信号，其 PSP 盲分离算法的输入只有 $4^2=16$ 种可能。而 GMSK 信号由频率的偏移，或者说相位的变化携带信息，2 个 GMSK 单信号构成的混合信号状态个数 N_s 为：

$$N_s = (4 \times 2^{L-1})^2 \quad (1)$$

式中 L 表示符号串扰长度为 L 个码元周期。当 $L=3$ 时， $N_s=256$ ；当 $L=4$ 时， $N_s=1024$ 。可以看出，GMSK 混合信号的相位状态个数很多，使得 PSP 算法输入符号状态过多，直接采用 PSP 算法对 GMSK 混合信号进行分离将会过于复杂。

2 GMSK 混合信号模型

2.1 GMSK 信号的线性近似

鉴于 GMSK 混合信号不能直接使用 PSP 算法进行分离，本文考虑 Laurent 提出的二进制连续相位调制的调幅脉冲分解，该方法为 GMSK 提供了非常精确的线性近似^[15]，线性近似后的 GMSK 信号模型与 QPSK 信号模型相似，符号状态个数相同，但在波形上并无较大改变，适合于用 PSP 算法进行处理。下面对 GMSK 信号作线性近似处理。

根据文献[15]，任意二进制相位调制都可以用相移函数 $\varphi(t)$ 和调制指数 h 表示，其中

$$\varphi(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ h\pi, & t \geq LT \end{cases} \quad (2)$$

连续相位调制信号可以表示为

$$s(t) = \exp[j\theta_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \psi(t-nT)] \quad (3)$$

式中： $\{a_i\}$ 为信息比特， $|a_i|=1$ ， θ_0 为一固定相位值，后文中将被忽略。

考虑在时间 $t = NT + \tau (0 \leq \tau < T)$ 时，第 $N+1$ ， $N+2$ ， \dots 个比特引起的相位变化仍是 0，由式(2)和式(3)可以将信号写为

$$s(t) = [\exp(jh\pi)]^{\sum_{n=-\infty}^{N-L} a_n} \times \prod_{i=0}^{L-1} \exp\{j a_{N-i} \varphi[t - (N-i)T]\} \quad (4)$$

下一步需要替换指数项，首先考虑

$$\exp\{j a_n \varphi[t - (N-i)T]\} = \frac{\sin\{h\pi - \varphi[t - (N-i)T]\}}{\sin(h\pi)} + [\exp(jh\pi)]^{a_n} \frac{\sin\{\varphi[t - (N-i)T]\}}{\sin(h\pi)} \quad (5)$$

引入归一化相位脉冲函数：

$$\psi(t) = \begin{cases} \pi \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau, & t < LT \\ h\pi - \pi \int_{-\infty}^{t-LT} g(\tau) d\tau, & t \geq LT \end{cases} \quad (6)$$

由于 GMSK 信号是一种特殊的连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)信号，由(式 4)、式(5)、

式(6)可知, GMSK 线性近似之后可写为

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{2l+1}c_0(t-2lT-T) + j \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{2l}c_0(t-2lT) \quad (7)$$

$$\text{式中: } c_0(t) = \prod_{n=0}^3 \frac{\sin[\psi(t+nT)]}{\sin(h\pi)}, \quad \psi(t) = \begin{cases} \pi \int_{-\infty}^t g(\tau)d\tau, & t < LT \\ h\pi - \pi \int_{-\infty}^{t-LT} g(\tau)d\tau, & t \geq LT \end{cases} \quad \text{式}$$

中的 $g(\tau)$ 是宽度为比特周期 T 、幅度为 1 的矩形脉冲通过高斯滤波器的输出, $b_{2l} = a_{2l}b_{2l-1}$, $b_{2l+1} = -a_{2l+1}b_{2l}$, $b_{-1} = 1$, 其中, $a = 1, -1$ 为传输的比特信息。

图 1 和图 2 分别为传统调制产生的 GMSK 信号实部波形与 GMSK 线性近似信号的实部波形, 可以看出 2 个波形并无较大差别。其中横轴差别的原因可以从信号模型中看出, 传统调制 GMSK 信号 1 个比特构成 1 个符号, 而 GMSK 线性近似信号的 2 个比特才构成 1 个符号。

由于线性近似之后的 GMSK 信号与传统调制产生的 GMSK 信号波形几乎没有差别, 因此在接收端虽然接收到的是经过传统调制产生的 GMSK 信号的混合信号, 但可以将其当作经过线性近似后的 GMSK 混合信号, 对其进行盲分离, 同样可解调出源信号的信息。

2.2 GMSK 线性近似信号混合模型

以两路 GMSK 混合信号为例, 单接收机同时接收到 2 个发射机发送的 GMSK 信号, 则接收到的混合基带信号可近似表示为:

$$y(t) = h_1(t)e^{j(2\pi\Delta f_1 t + \varphi_1)}s_1(t - \tau_1) + h_2(t)e^{j(2\pi\Delta f_2 t + \varphi_2)}s_2(t - \tau_2) + n(t) \quad (8)$$

其中, $h_i(t)$ 为信号幅度, Δf_i 为两路调制信号相对于载频的微小漂移, φ_i 为初始相位, τ_i 为信号时延, $i=1,2$; $n(t)$ 为信道加性高斯白噪声。

接收到的信号经过匹配滤波后, 以 P 倍速率进行过采样, 可以得到其离散混合信号表达式为:

$$y(n) = h_1(n)e^{j(2\pi\Delta f_1 nT/P + \varphi_1)} \left[\sum_l b_{2l+1}^1 c(n-2lP-P-\tau_1) + j \sum_l b_{2l}^1 c(n-2lP-\tau_1) \right] + h_2(n)e^{j(2\pi\Delta f_2 nT/P + \varphi_2)} \left[\sum_l b_{2l+1}^2 c(n-2lP-P-\tau_2) + j \sum_l b_{2l}^2 c(n-2lP-\tau_2) \right] + n(t) \quad (9)$$

式中: $c(t)$ 为等效信道滤波器, 包括成型滤波器、信道滤波器、匹配滤波器, 高斯白噪声下, 信道滤波器近似为 1。 b_{2l}^i 为第 i 路信号的符号序列。

3 GMSK 混合信号的 PSP 盲分离算法

3.1 算法概述

分析式(7)可知, $c_0(t)$ 相当于一个滤波器, $s(t)$ 可以理解为 $b_{2l+1}, j b_{2l}$ 通过滤波器 $c_0(t)$ 形成的信号。而 b_{2l+1} 只有可能是 ± 1 , $j b_{2l}$ 只有可能是 $\pm j$ 。滤波器 $c_0(t)$ 的输入 b_{2l+1} 与 $j b_{2l}$ 构成的符号只有 4 种可能, 这与 QPSK 的输入符号个数一样, 因此, 可以将 b_{2l+1} 与 $j b_{2l}$ 构成的 4 种可能符号映射为 00,01,11,10, 这样即可采用 PSP 算法对 GMSK 混合信号进行分离。盲分离的目的是通过接收到的序列 $\{y_k, k=0,1,\dots\}$ 估计出两路信号的信息序列 $\{a_k^i, k=0,1,\dots; i=1,2\}$, 可采用最大似然的思想进行估计。但信道响应 $g_k^i, k=0,1,\dots; i=1,2$ 在很多情况下是未知的, 因此最大似然估计需要在序列和参数组成的联合空间进行:

$$\Phi = \arg \max_{\Phi, G} p(Y / \Phi, G) \quad (10)$$

式中: Φ 代表由 $\{a_k^i, k=0,1,\dots; i=1,2\}$ 组成的两路符号序列; Y 代表由 $\{y_k, k=0,1,\dots\}$ 组成的接收序列; G 代表由 $\{g_k^i, k=0,1,\dots; i=1,2\}$ 组成的信道响应。

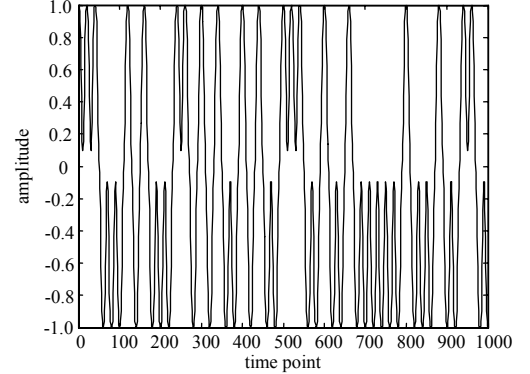


Fig.1 GMSK signal modulated traditionally
图 1 传统调制产生的 GMSK 信号

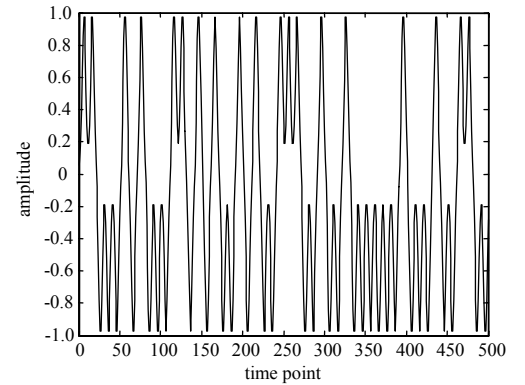


Fig.2 GMSK linear approximation signal
图 2 GMSK 线性近似信号

PSP 算法提供了一种不确定环境下最大似然序列估计的近似实现途径。此处的不确定指信道响应未知或者需要实时跟踪。因此 PSP 的基本思想是将基于数据辅助的未知参数估计技术嵌入到维特比算法结构中，来实现参数与序列的联合估计。

3.2 算法步骤

采用 PSP 算法对 GMSK 混合信号进行分离的详细步骤如下：

Step1 对 GMSK 信号作线性近似处理，使之适用于 PSP 算法。

Step2 建立混合信号的符号状态，以及所有可能的符号转移状态。记 k 时刻混合信号符号状态为 $s_k = [a_{k-L_1+2:k+L_2}^1, a_{k-L_1+2:k+L_2}^2]$ ，因为混合信号为两路信号，由式(7)知每路信号有 4 种可能的符号，所以混合信号的符号状态共有 $4^2=16$ 种可能。从当前时刻的符号状态转移到下一时刻的符号状态会有 $16^2=256$ 种可能。记 k 时刻状态为 $s_k = [a_{k-L_1+2:k+L_2}^1, a_{k-L_1+2:k+L_2}^2]$ ，在 k 时刻输入符号对 $(a_{k+L_2}^1, a_{k+L_2}^2)$ ，状态从 s_{k-1} 转移到 s_k ，同时输出 y_k ，状态转移可记为 $s_{k-1} \xrightarrow{(a_{k+L_2}^1, a_{k+L_2}^2)} s_k$ 。截止到时刻 k ，式(10)中的似然概率可以写成

$$p(Y / \Phi, G) = p(y_{0:K} | a_{0:k+L_2}^1, a_{0:k+L_2}^2, g_{0:K}^1, g_{0:K}^2) = \prod_{k=0}^K p(y_k | a_k^1, a_k^2, g_k^1, g_k^2) = C \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^K |y_k - (g_k^1)^T a_k^1 - (g_k^2)^T a_k^2|^2\right) \quad (11)$$

式中 $C = (\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}})^{K+1}$ 。

Step3 路径度量、信道的初始化。在时刻 $k=0$ 处设定初始状态 s_0 ，将累积路径度量 $\Gamma(s_0)$ 初始化为 0；信道初始响应为 g_0^1 和 g_0^2 。

Step4 输出符号对。假设 δ 为判决延迟，若 $k \geq \delta$ ，根据最优留存路径输出 $(k-\delta)$ 时刻的符号对 $(a_{k-\delta}^1, a_{k-\delta}^2)$ 。

Step5 路径度量的拓展和筛选。设置 $k=k+1$ ，因为输入混合信号的符号状态有 16 种可能，所以从每条留存路径中都可以拓展出 16 条分支。根据式(11)可定义 k 时刻的分支路径度量为

$$\lambda(s_{k-1} \rightarrow s_k) = |e(s_{k-1} \rightarrow s_k)|^2 \quad (12)$$

共有 16 种情况，其中

$$e(s_{k-1} \rightarrow s_k) = y_k - g_k^{1T} a_k^1(s_{k-1} \rightarrow s_k) - g_k^{2T} a_k^2(s_{k-1} \rightarrow s_k) \quad (13)$$

累积路径度量为上一步累积路径度量与本次分支路径度量之和的最小值

$$\Gamma(s_k) = \min(\Gamma(s_{k-1}) + \lambda(s_{k-1} \rightarrow s_k)) \quad (14)$$

Step6 参数更新。PSP 算法在每条留存路径上依据对应的符号序列进行参数估计，并将估计出的参数值用于下一时刻分支路径度量的计算。采用 LMS 算法进行参数更新：

$$g_{k+1}^i = g_k^i + \gamma a^{i*} e(s_{k-1} \rightarrow s_k)^T \quad (15)$$

式中： γ 为更新步长， $*$ 表示取共轭。参数更新之后，回到步骤 3)。

4 算法仿真与分析

对 GMSK 混合信号的 PSP 盲分离算法进行 MATLAB 仿真。

实验一：码元速率为 $R_b = 9600 \text{ bit/s}$ ，时间带宽积 $BT_b = 0.3$ ，调制指数为 0.5，滤波器截短长度为 3，每个码元采样点数为 $N=10$ ，无时延、频偏，初始相位为 0，混合信号中 2 个单信号的幅度分别为 1 和 0.5，LMS 更新步长取经验值 0.005，加入高斯白噪声，在不同的信噪比下采用 PSP 算法进行盲分离，算法性能用误码率衡量，得到如图 3 所示结果。

实验二：码元速率为 $R_b = 9600 \text{ bit/s}$ ，时间带宽积 $BT_b = 0.3$ ，调制指数为 0.5，滤波器截短长度为 3，每个码元采样点数为 $N=10$ ，频偏，初始相位为 0，混合信号中 2 个单信号的幅度都为 1，时延差为 0.2 个码元周期，最小均方(Least Mean Square, LMS)算法更新步长取经验值 0.005，加入高斯白噪声，在不同信噪比下采用 PSP 算法进行盲分离，算法性能用误码率衡量，得到如图 4 所示结果。

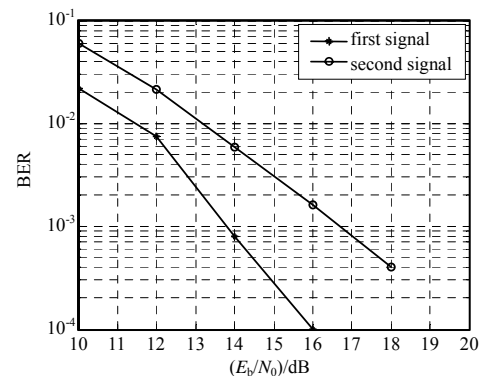


Fig.3 Amplitude for 1 and 0.5
图 3 幅度分别为 1 和 0.5

实验三：码元速率为 $R_b = 9\ 600$ bit/s，时间带宽积 $BT_b = 0.3$ ，调制指数为 0.5，滤波器截短长度为 3，每个码元采样点数为 $N = 10$ ，时延，初始相位为 0，混合信号中 2 个单信号的幅度都为 1，归一化频偏为 2×10^{-3} (相对符号速率)，LMS 更新步长取经验值 0.005，加入高斯白噪声，在不同的信噪比下采用 PSP 算法进行盲分离，算法性能用误码率衡量，得到如图 5 所示结果。

实验四：码元速率为 $R_b = 9\ 600$ bit/s，时间带宽积 $BT_b = 0.3$ ，调制指数为 0.5，滤波器截短长度为 3，每个码元采样点数为 $N = 10$ ，时延，频偏为 0，混合信号中 2 个单信号相位差为 $\pi/3$ ，LMS 更新步长取经验值 0.005，加入高斯白噪声，在不同的信噪比下采用 PSP 算法进行盲分离，算法性能用误码率衡量，得到如图 6 所示结果。

由上述 4 个实验可以看出，对于幅度、时延、频偏、相位，只要一个参数存在差异，即可将混合信号分离。其中仅存在归一化频偏差时，分离性能并不理想。说明该算法抗频偏性能较差。这是由于 PSP 算法在估计符号序列的同时需要对信道响应 g_k^i 进行跟踪，信道响应主要受幅度、时延、残余频偏的影响，其中，幅度和时延的变化十分缓慢，可认为在考察时间范围内为恒定值，而残余频偏的存在使得信道响应随时间变化，且残余频偏越大，信道响应变化越快，当残余频偏增大到超过 PSP 算法的跟踪能力时，算法即会失效。

下面对 PSP 算法和粒子滤波算法的复杂度进行比较。粒子滤波算法的计算复杂度主要集中在符号采样和粒子权重更新上，而这两者又可归结为对分支路径度量的计算，即对式(16)的计算。

$$y_k - g_k^{1T} a_k^1 - g_k^{2T} a_k^2 \quad (16)$$

PSP 算法的复杂度主要集中在分支路径度量的计算上，即式(13)的计算上。式(13)和式(16)具有相同的形式，因此可用该类计算的次数作为衡量指标。根据文献[16]可知，粒子滤波算法与 PSP 算法的计算复杂度分别为 $NM^2(1-M^{2(D+1)})/(1-M^2)$ 和 $M^{2(L-1)}$ 。其中 N 是粒子滤波算法中的粒子数，为了保证粒子滤波算法的性能，粒子数不能取太小，一般为几百左右，这里取 100， D 为平滑长度，一般取 $D=2$ ， L 是用 PSP 算法进行分离时的符号串扰长度，仿真中 $L=3$ 。 M 为调制阶数，对于经过线性近似的 GMSK 信号，可取 $M=4$ 。经过计算可知，粒子滤波算法与 PSP 算法的复杂度之比为 436 800:1。

5 结论

本文提出了 GMSK 混合信号的 PSP 分离算法，主要创新点在于对 GMSK 信号作线性近似处理，使得 PSP 算法适用于对 GMSK 混合信号进行分离。仿真结果表明：在先验知识不足的情况下，当混合信号中的两路 GMSK 信号存在幅度差异、时延差异或者相位差异时，该算法能实现混合信号的盲分离；而当存在频偏差异时，分离性能较差，说明该算法抗频偏性能较差。本文是将 PSP 算法应用于 GMSK 混合信号的盲分离中的一种尝试，能够成功地解调出混合信号中的两路源信号，而目前对 GMSK 混合信号的盲分离研究较少，因此，本文对 GMSK 混合信号的盲分离具有一定贡献。

参考文献：

- [1] Haykin S. Unsupervised Adaptive Filtering, Volume 1: Blind Source Separation[M]. USA: John Wiley & Sons Inc, 2000.
- [2] Burzigotti P, Ginesi A, Colavolpe G. Advanced receiver design for satellite-based automatic identification system signal detection[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2012, 30: 52-63.
- [3] 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 Geng, HUANG Zhitao, JIANG Wenli, et al. Development and perspective of single channel blind signal separation[J].)

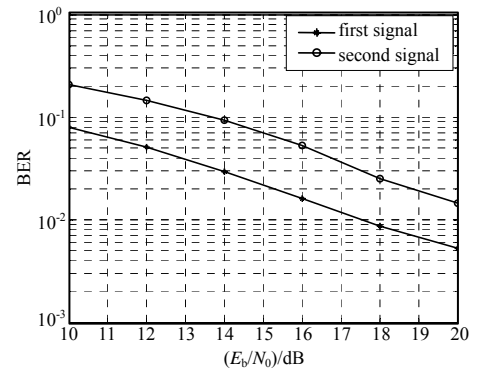


Fig.4 Time delay for 0.1 and 0.3
图 4 时延分别为 0.1 和 0.3

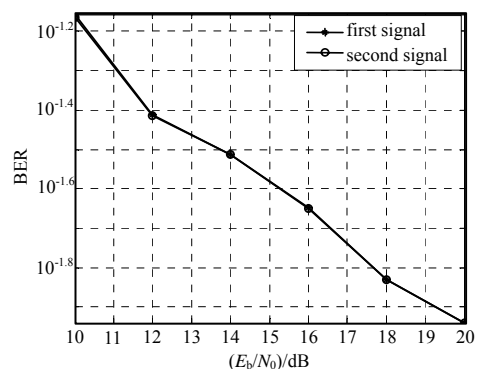


Fig.5 Normalized frequency deviation is 2×10^{-3}
图 5 归一化频偏差为 2×10^{-3}

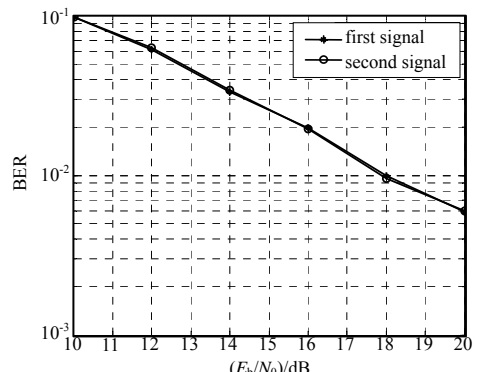


Fig.6 Phase deviation is $\pi/3$
图 6 相位差为 $\pi/3$

- Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2009,4(3):268–277.)
- [4] Jang G J, Lee T W. Single channel signal separation using time domain basis functions[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2003,10(6):168–171.
- [5] Torkild E, Gudrun H, Bjorn N. Maritime traffic monitoring using a space-based AIS receiver[J]. Acta Astronautica, 2006, 58(10):537–549.
- [6] Sabah B H, Peter A H, Wen X. Single antenna interference cancellation (SAIC) for cellular TDMA networks by means of decoupled linear filtering/nonlinear detection[C]// IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Helsinki, Finland: IEEE, 2006.
- [7] Li Y Q, Amari S, Cichocki A, et al. Undetermined blind source separation based on sparse representation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006,54(2):423–437.
- [8] Fevotte C, Godsill S J. A Bayesian approach for blind separation of sparse sources[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2006,14(6):2174–2188.
- [9] Hopgood J R, Rayner P. Single channel nonstationary stochastic signal separation using linear time-varying filters[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2003,51(7):1739–1752.
- [10] Arulampalam S, Maskell S, Gordon N. A tutorial on particle filters for on-line nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002,50(2):174–188.
- [11] 崔荣涛, 李辉, 万坚, 等. 一种基于过采样的单通道 MPSK 信号盲分离算法[J]. 电子与信息学报, 2009,31(3):566–569. (CUI Rongtao, LI Hui, WAN Jian, et al. An over-sampling based blind separation algorithm of single channel MPSK signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009,31(3):566–569.)
- [12] 涂世龙, 郑辉. 同频不同速率数字调制混合信号的单通道盲分离[J]. 电路与系统学报, 2010,15(3):43–47. (TU Shilong, ZHENG Hui. Single-channel blind separation for digital modulated mixed signal with the same frequency and different rate[J]. Journal of Circuits and Systems, 2010,15(3):43–47.)
- [13] 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 Canhui, TU Shilong, WAN Jian. Iterative algorithm on single-channel blind separation and decoding of co-frequency modulated signals. Journal on Communications, 2011,32(8):111–117.)
- [14] 张纯, 杨俊安, 张琼. 连续相位调制信号的单通道盲分离算法研究[J]. 信号处理, 2011,27(4):569–574. (ZHANG Chun, YANG Junan, ZHANG Qiong. Research on single channel blind separation algorithm for continuous phase modulation signals[J]. Signal Processing, 2011,27(4):569–574.)
- [15] Laurent P A. Exact and approximation construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated signals[J]. IEEE Transactions on Communication, 1986,34(2):150–160.
- [16] 万坚, 涂世龙, 廖灿辉, 等. 通信混合信号盲分离理论与技术[M]. 国防工业出版社, 2012. (WAN Jian, TU Shilong, LIAO Canhui, et al. Theory and technology on blind source separation of communication signals[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012.)

作者简介:



张 豪(1989–), 男, 湖北省鄂州市人, 硕士, 主要研究方向为通信信号处理. email: 724213197@qq.com.

杨育红(1964–), 女, 南昌市人, 硕士, 副教授, 主要研究方向为卫星通信.

辛 刚((1976–), 男, 郑州市人, 博士研究生, 副教授, 主要研究方向为通信信号处理, 卫星通信.

杜 森(1990–), 男, 陕西省咸阳市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信.