

基于单路定时准确的低复杂度成对载波复用多址信号盲分离算法

杜健* 巩克现 葛临东

(信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘要: 该文分析了传统逐幸存路径处理(Per-Survivor Processing, PSP)算法模型,给出了改进的前馈非二进制软输出维特比(Soft Output Viterbi Algorithm, SOVA)PSP算法。针对单路定时准确的情况,提出了针对成对载波复用多址(Paired Carrier Multiple Access, PCMA)信号的SOVA-PSP盲分离算法。该算法相对传统的PSP算法状态数由原来的 $M^{2(L-1)}$ 减少到 $M^{(L-1)}$ (其中 M 为调制阶数, L 为等效信道响应长度),从而大幅度地降低了算法复杂度。仿真结果表明,改进的算法在降低复杂度的同时与传统PSP算法相比性能几乎没有损失。

关键词: 信号处理;成对载波复用多址(PCMA);单通道盲信号分离;逐幸存路径处理(PSP);软输出维特比算法(SOVA)

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)08-1872-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01459

Low Complexity Algorithm on Blind Separation of Paired Carrier Multiple Access Signals Based on Single Way Timing Accuracy

Du Jian Gong Ke-xian Ge Lin-dong

(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: The traditional algorithm of the Per-Survivor Processing (PSP) model is analyzed, and the improved algorithm of nonbinary Soft-Output Viterbi Algorithm and PSP (SOVA-PSP) with soft output for feedforward are given. For the condition of the single way timing accurate, the SOVA-PSP algorithm on blind separation of Paired Carrier Multiple Access (PCMA) signals is presented. Relative to the traditional PSP algorithm, the state of the proposed algorithm is reduced from $M^{2(L-1)}$ to $M^{(L-1)}$ (M is the order of the modulator, L is the length of equivalent channel response), so as to greatly reduce the algorithm complexity. Simulation results demonstrate that, compared with the traditional algorithm of PSP, the improved algorithm can reduce the complexity with almost no performance loss.

Key words: Signal processing; Pared Carrier Multiple Access (PCMA); Single-channel blind source separation; Per-Survivor Processing (PSP); Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA)

1 引言

成对载波复用多址(Paired Carrier Multiple Access, PCMA)是一种新型的卫星通信多址技术^[1],它可以成倍提高卫星信道频带利用率,同时又可以防止第三方对双方通信信号的截获。因此,该类信号成为目前通信信号处理领域的一大热点,对PCMA信号进行研究,具有非常重要的实际意义和实用价值。PCMA信号的盲分离属于单通道盲信号分离问题,单通道盲分离问题在数学上是不可解的,但在实际应用中,借助PCMA信号本身的特点则有可能实现正确分离。近几年有关PCMA信号解调分

离算法中,粒子滤波算法^[2,3]和逐幸存路径处理(Per-Survivor Processing, PSP)算法^[4,5]的性能是最优的,因为两种算法都能获得接近理论限的性能。其中,粒子滤波算法的复杂度远高于PSP算法,因此,PSP算法是目前解决该类问题的主流方法。文献[6, 7]于1995年在已有的基础上建立了PSP算法结构,同时探讨了PSP的应用场合。2008年,文献[4]首次将PSP算法应用于单通道盲分离,2009年,文献[8]提出基于M-算法的M-PSP分离算法,取得了比不利用编码更优异的性能,但该算法仅适用于短约束编码的情形,对于长约束码其复杂度急剧增加;2011年,文献[9]借助于软输出维特比算法(Soft Output Viterbi Algorithm, SOVA)的思想,针对递归系统卷积码(Recursive System Convolution code, RSC)系统模型,使PSP分离算法输出符号软信息,

2013-09-24 收到, 2014-04-02 改回

国家自然科学基金(61072046)和河南省基础与前沿计划(132300410049)资助课题

*通信作者: 杜健 Jason_du@sina.com

进而后端信道译码可以采用基于软输入软输出(Soft Input Soft Output, SISO)的迭代译码, 获得了比硬判决PSP更好的性能。文献[10]通过极值斜率经验模式分解算法以不同尺度逐次分解混合信号的波动和趋势, 得到一组固有模态函数, 然后将其作为独立分量分析算法的输入信号, 从得到的独立分量中萃取出与源信号相似的独立分量, 通过重构算法恢复源信号, 以实现PCMA信号的盲分离。文献[11]讨论了合作接收时PCMA信号的迭代解调译码算法。2013年文献[12]针对GMSK信号, 提出了一种基于PSP的抗频偏盲分离算法。文献[13]将粒子滤波与进化算法两种方法结合起来, 针对两路同频BPSK混合信号, 提出了一种解决单通道盲分离问题的方法。文献[14]在基于最小均方(Least Mean Square, LMS)跟踪的M-PSP算法框架下, 提出了一种能减小计算复杂度的递归最小二乘PSP(Recursive Least Square and Reduced PSP, RLS-RPSP)算法。

虽然上述PSP分离算法由于良好的分离性能得到了蓬勃的发展, 但PSP分离算法要达到实用要求还需要解决其所面临的高算法复杂度问题。PSP算法复杂度随信号的调制阶数和等效信道响应长度呈指数增长, 无法适用于高阶调制混合信号, 因此降低算法复杂度是目前PSP算法的主要研究问题。

本文在分析了传统PSP算法模型的基础上, 给出了改进的前馈SOVA-PSP软输出算法, 针对单路定时准确的情况, 从理论上分析了其信道响应参数的分布, 在此基础上提出了大幅减少状态数的新算法, 最后通过仿真实验验证了算法的有效性。

2 信号模型

如图 1 所示, 考虑两路多进制相移键控(Multiply Phase Shift Keying, MPSK)调制的PCMA混合信号, 两路信号的符号周期均为 T 。混合模型中将定时偏差造成的码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)等效为图 2 所示的有限冲击响应(Finite Impulse Response, FIR)信道滤波器。该滤波器的结构类似于前馈卷积编码器, 所以可以考虑用卷积码的前馈 SOVA 译码算法来解决 PCMA 信号的盲分离问题。

假设等效信道滤波器响应持续时间为 $[-L_1 T, L_2 T]$, 那么对 PCMA 信号按符号周期 T 进行采样后, 可得到离散形式为

$$y_k = \sum_{i=1}^2 \left[h_{i,k} e^{j(\Delta\omega_{i,k}kT + \varphi_{i,k})} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{k+m}^{(i)} g_i(-mT - \tau_{i,k}) \right] + v_k \quad (1)$$

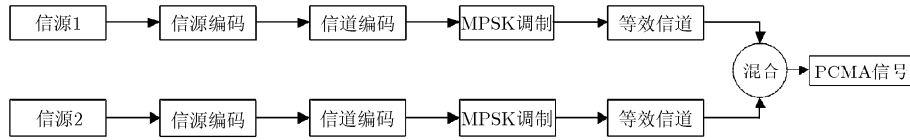


图 1 PCMA 信号模型

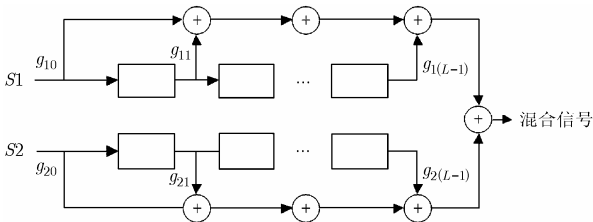


图 2 等效信道滤波器响应

其中 y_k 是 $k(k = 0, 1, \dots, K)$ 时刻对应的信号采样值, v_k 是均值为 0、方差为 σ_v^2 的加性高斯白噪声在 k 时刻的采样值。 $h_{i,k}$, $\Delta\omega_{i,k}$, $\varphi_{i,k}$, $\tau_{i,k}$ 分别是 k 时刻第 $i(i=1, 2)$ 路信号的幅度衰落, 载波频偏, 初始相位和定时偏差, 实际中这 4 个参数是缓慢时变的, 为了简化模型, 可假设它们在短时间内是时不变的, 即 $h_{i,k} = h_i, \Delta\omega_{i,k} = \Delta\omega_i, \varphi_{i,k} = \varphi_i, \tau_{i,k} = \tau_i (-T/2 \leq \tau_i \leq T/2)$ 。 $s_{k+m}^{(i)}$ 是第 i 路信号的第 $(k+m)$ 个输入符号, $g_i(\cdot)$ 是第 i 路信号的等效信道滤波器。设 $L = L_1 + L_2 + 1$, 定义 k 时刻 $L \times 1$ 维等效信道响应向量:

$$g_k^{(i)} = h_i e^{j(\Delta\omega_i kT + \varphi_i)} \cdot [g_i(-(-L_1)T - \tau_i), g_i(-(1-L_1)T - \tau_i), \dots, g_i(-L_2T - \tau_i)]^T \quad (2)$$

其中“ T ”是转置操作。进一步, 定义 k 时刻输入 FIR 滤波器的符号向量:

$$s_k^{(i)} = [s_{k-L_1}^{(i)}, s_{k-L_1+1}^{(i)}, \dots, s_{k+L_2}^{(i)}]^T \quad (3)$$

式(1)可表示为

$$y_k = g_k^{(1)T} s_k^{(1)} + g_k^{(2)T} s_k^{(2)} + v_k \quad (4)$$

在此模型下, PCMA 信号的盲分离就是仅根据接收序列 y_k 恢复出通信双方发送的复调制序列 $s_k^{(i)}(k = 0, 1, \dots)$ 。

3 基于非二元码的 SOVA-PSP 软输出分离算法

3.1 前馈非二元码 SOVA

考虑图 2 所示的等效滤波器响应, 可以采用 PSP 的思想来解决 PCMA 信号盲分离问题, 但传

统的 PSP 算法不能提供软输出信息,从而极大限制了后端信道译码的性能,而 SOVA^[15]可以提供软输出,因此需要利用 SOVA 思想改进 PSP 算法,使其提供软输出。文献[9]中给出的 SOVA-PSP 算法是针对递归系统卷积码(Recursive System Convolution code, RSC)模型的,而图 2 中的混合模型与前馈卷积编码模型等效,而且该模型中每一路在每一时刻可能的输入有 M 种(M 为调制阶数),即输入是非二进制码,文献[16]给出了 RSC 系统的非二进制码 SOVA 算法,因此需要在此基础上推导前馈卷积编码系统的非二进制码 SOVA 算法。

记 M 进制的符号序列为 $\mathbf{u} = [u_0, u_1, \dots, u_{K-1}]$, 其中 $u_j \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, $j = 0, 1, \dots, K-1$, \mathbf{SS}_n 对应非二进制码; 设 $\mathbf{v} = s(\mathbf{u}) = [v_0, v_1, \dots, v_{N-1}]$ 为 \mathbf{u} 经过编码后的序列, $v_j \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, $j = 0, 1, \dots, N-1$; 接收序列为 $\mathbf{r} = \mathbf{v} + \mathbf{n}$, 其中 \mathbf{n} 为 N 维的加性高斯白噪声。SOVA 译码器对每个信息符号 u_i 输出一个对数似然比值

$$\Delta_m = \Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n) - \min_{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}} \{\Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n)\},$$

$$\mu \in \{0, 1, \dots, M-1\}$$

其中 $A_{i,\mu}$ 定义为

$$A_{i,\mu} = \ln \frac{p(u_i = \mu | \mathbf{r})}{p(u_i = 0 | \mathbf{r})} \quad (5)$$

利用最大对数最大后验概率(Maximum log Maximum A Posteriori, Max-log-MAP)近似算法,式(5)可以近似为

$$A_{i,\mu} \approx \ln \left(\max_{\mathbf{v}=s(\mathbf{u}):u_i=\mu} p(u_i | \mathbf{r}) \right) - \ln \left(\max_{\mathbf{v}=s(\mathbf{u}):u_i=0} p(u_i | \mathbf{r}) \right) \quad (6)$$

在高斯白噪声信道环境中, $A_{i,\mu}$ 与 $u_i = \mu$ 和 $u_i = 0$ 所对应的编码符号的欧氏距离的平方差成正比关系^[11], 即

$$A_{i,\mu} \propto \min_{\mathbf{v}=s(\mathbf{u}):u_i=\mu} \|\mathbf{r} - \mathbf{v}\|^2 - \min_{\mathbf{v}=s(\mathbf{u}):u_i=0} \|\mathbf{r} - \mathbf{v}\|^2 \quad (7)$$

状态转移网格图中的每个节点有 M 条分支进入, 也有 M 条分支引出。定义 $L_{i,\mu}$ 为全局最大似然编码序列和 $u_i = \mu$ 可能性最大编码序列间的可靠性差异, 则

$$L_{i,\mu} = \min_{\mathbf{v}=s(\mathbf{u}):u_i=\mu} \|\mathbf{r} - \mathbf{v}\|^2 - \min_{\mathbf{v}=s(\mathbf{u})} \|\mathbf{r} - \mathbf{v}\|^2 \quad (8)$$

式中, $\mu = 0, 1, \dots, M-1$ 。有

$$A_{i,\mu} = L_{i,0} - L_{i,\mu} \quad (9)$$

为了计算软输出, SOVA 不仅需要存储 $n-1$ 时刻每个状态 \mathbf{SS}_{n-1} 对应路径的累积度量, 还需要存储一个 $\delta \times M$ 维的可靠性度量矩阵, 即: $\mathbf{L}(\mathbf{SS}_{n-1}) = [L_{j,u}(\mathbf{SS}_{n-1})]$, $j = n-\delta, n-\delta-1, \dots, n-1, u = 0, 1, \dots, M-1$, 其中 δ 是滑动窗长度。

每个状态 \mathbf{SS}_n 都有 M 条分支路径到达。设 \mathbf{SS}_{n-1}^m

是 $n-1$ 时刻输入信息符号 m ($m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$) 能到达状态 \mathbf{SS}_n 的当前状态。每条路径对应的累积度量值记为 $\Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^0, \mathbf{SS}_n), \Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^1, \mathbf{SS}_n), \dots, \Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^{M-1}, \mathbf{SS}_n)$, 状态 \mathbf{SS}_n 对应的幸存路径的累积度量值为

$$\Gamma(\mathbf{SS}_n) = \min_{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}} \{\Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n)\} \quad (10)$$

进一步定义

$$\Delta_m = \Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n) - \min_{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}} \{\Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n)\} \quad (11)$$

则状态 \mathbf{SS}_n 的幸存路径所对应的 $\Delta_m = 0$, 说明此时输入第 m 个符号的可靠性最高。

$\mathbf{L}(\mathbf{SS}_n)$ 的更新分为当前时刻以及以前时刻两部分进行:

(1) 对于 RSC 系统, 会聚到同一状态的 M 条分支路径对应不同的输入符号, 根据文献[10]有

$$L_{n,\mu}(\mathbf{SS}_n) = \Delta_\mu \quad (12)$$

而图 2 所示的模型是前馈编码系统, 因此会聚到同一状态的 M 条分支路径对应相同的输入符号, n 时刻对数似然比值按本文提出的式(13)进行更新:

$$L_{n,\mu}(\mathbf{SS}_n) = \begin{cases} 0, & u_n = \mu \\ \infty, & u_n \neq \mu \end{cases} \quad (13)$$

因为对前馈卷积编码模型, 到达状态 $M^{2(L-1)}$ 的所有路径对应相同的输入符号 μ , 所以对该状态来说, 在选择 M 种可能的输入符号时, 只有在选择该输入符号 μ 时才是最可靠的, 其可靠性度量值取 0, 而对于其它的输入符号, 因为都不可能到达该状态, 所以选择其它输入符号都是非常不可靠的, 其可靠性度量值取 ∞ (最终判决是选择似然比值为 0 的符号)。

(2) 对 n 时刻以前的时刻 $\mathbf{L}_{j,\mu}(\mathbf{SS}_n)$, $j = n-\delta+1, n-\delta, \dots, n-1$, 按式(14)更新:

$$\mathbf{L}_{j,\mu}(\mathbf{SS}_n) = \min_{m \in \{0, 1, \dots, M-1\}} \{\mathbf{L}_{j,\mu}(\mathbf{SS}_{n-1}^m) + \Delta_m\} \quad (14)$$

综上所述, 前馈非二进制码的 SOVA 步骤为:

步骤 1 对到达状态 \mathbf{SS}_n 的 M 条路径计算其对应的累积度量, 按照式(10)选择度量值最小的路径作为状态 \mathbf{SS}_n 的幸存路径;

步骤 2 对到达状态 \mathbf{SS}_n 的每条路径, 按照式(11)计算幸存路径与其余路径之间的度量差 Δ_m ;

步骤 3 按照式(13)和式(14)更新可靠性度量矩阵 $\mathbf{L}(\mathbf{SS}_n)$;

步骤 4 令 $n = n+1$, 回到步骤 1 继续。

3.2 前馈非二进制码 SOVA-PSP 盲分离算法的软输出计算

在 PSP 盲分离算法中, 定义 $\mathbf{SS}_n = [s_{n-L_1:n+L_2-1}^{(1)}, s_{n-L_1:n+L_2-1}^{(2)}]$ 为 n 时刻混合模型的状态, \mathbf{SS}_{n-1}^m 表示 n 时刻输入符号 m 能到达态 \mathbf{SS}_n 的当前状态, n 时刻输入符号对 $\mathbf{ss}_n = (s_{n+L_2}^{(1)}, s_{n+L_2}^{(2)})$ 。对于调制阶数为 M 的两路混合信号, PSP 盲分离软输出算法相当于一

个 M^2 元的 SOVA, 其需要输出一个 $\delta \times M^2$ 维的可靠性度量矩阵 $L(\mathbf{SS}_n) = [L_{j,u}(\mathbf{SS}_n)]$ 。比较 PSP 盲分离算法和 SOVA 可以发现, 前者中的 $\mathbf{SS}_{n-1}^m (m \in \{0, 1, \dots, M^2-1\})$, \mathbf{SS}_n , M^2 , $\Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m) + \lambda(\mathbf{SS}_{n-1} \rightarrow \mathbf{SS}_n)$, $\mathbf{y}_{0:n}$ 和 \mathbf{ss}_n 分别与后者中的 $\mathbf{SS}_{n-1}^m (m \in \{0, 1, \dots, M^2-1\})$, \mathbf{SS}_n , M , $\Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n)$, \mathbf{r} 和 u_i 是一一对应的, 因此参照前馈非二进制 SOVA 的更新过程可以得到 PSP 盲分离软输出的更新过程为

$$\left. \begin{aligned} \Delta_m &= \Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n) - \min_{m \in \{0, 1, \dots, M^2-1\}} \{ \Gamma(\mathbf{SS}_{n-1}^m, \mathbf{SS}_n) \} \\ L_{n,\mu}(\mathbf{SS}_n) &= \begin{cases} 0, & \mathbf{ss}_n = \mu \\ \infty, & \mathbf{ss}_n \neq \mu \end{cases} \\ L_{j,\mu}(\mathbf{SS}_n) &= \min_{m \in \{0, 1, \dots, M^2-1\}} \{ L_{j,\mu}(\mathbf{SS}_{n-1}^m) + \Delta_m \}, \\ & \quad j = n - \delta + 1, n - \delta, \dots, n - 1 \\ L_s(\mathbf{ss}_{n'} = \mu) &= \frac{\ln p(\mathbf{ss}_{n'} = \mu | y)}{\ln p(\mathbf{ss}_{n'} = 0 | y)} \\ & \approx L_{n',\mu}(\mathbf{SS}_n) - L_{n',0}(\mathbf{SS}_n) \end{aligned} \right\} (15)$$

其中, $n' = n - \delta + 1$ 是 n 时刻滑动窗的判决位置, $L_s(\mathbf{ss}_{n'} = \mu)$ 用来表示判决位置处输入符号对为 $\mu (\mu = 0, \dots, M^2 - 1)$ 时的似然比信息。

4 单路定时准确时低复杂度 PSP 算法

4.1 算法原理

PSP 分离算法要求估计每一帧数据的幅度、初相和定时偏差, 然后利用式(2)初始化信道响应。式(2)中等效信道响应的长度非常重要, 直接影响着算法最终的性能和运算复杂度。设升余弦成型脉冲的持续时间为 10 个符号周期, 对信号按符号周期 T 采样后, 当选取的采样位置与最佳采样位置存在不同程度的偏差时, 等效信道滤波器就是存在定时偏差时对升余弦脉冲按周期 T 采样后的结果。不同定时偏差下等效信道滤波器的各个抽头值分布情况如图 3 所示。

从图3中可以看出, 当不存在定时偏差也就是定时准确时, 抽头仅有一个非零值, 而当定时偏差存

在时, 非零抽头值主要集中于4个点以内, 因此综合考虑分离性能的损失量和运算复杂度, 等效信道滤波器的阶数设置为4, 但若对运算速度要求较高, 那么信道滤波器阶数可设置为3。

若不考虑信道更新等方面的计算量, 从第 2 节中可以看出 PSP 的算法复杂度完全由前馈编码器状态数所决定, 而状态数的个数取决于等效信道响应长度, 当等效信道响应长度为 L 时, 对应的状态数为 $M^{2(L-1)}$, 所以当等效信道响应长度较长的时候, 即便对于 QPSK 调制下的 PCMA 信号而言 ($M=4$), 这样的计算量也是非常大的。

然而, 从图 3 中可以看出, 当不存在偏差时或定时偏差特别小时, 由 ISI 等效而来的信道滤波器抽头仅有一个较大的点, 其它的点都是接近于零。鉴于此, 当对 PCMA 信号按符号速率进行采样时, 若对准其中一路信号的近似最佳采样位置进行采样, 那么得到的混合采样数据 $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_K]$ 中有一路符号是近似无码间干扰的, 因此, 对于图 1 模型中采样准确的一路可认为等效信道滤波器仅有 1 个非零抽头, 所以可将该路信道约束长度设置为 1, 仅需对存在定时偏差的另外一路信号构造网格即可 (如图 4 所示), 从而每一时刻信道状态数为从 $M^{2(L-1)}$ 变为 $M^{(L-1)}$, 极大地降低了计算复杂度。

在上述改进算法下, 由于图 4 中定时准确的一路信号没有参与网格构造, 在网格图中寻找到达某一状态的幸存路径时, 需要遍历该路径的 M 种可能输入, 从中选择对应路径度量最小的一个作为当前的该路输入符号。

文献[17]对单通道混合信号的每路信号时延进行了估计, 信噪比大于 16 dB 时, 时延估计的归一化均方误差(以准确的时延值归一化)下降到 10^{-3} , 且随着信噪比的增加越来越接近 Cramer-Rao 界。在准确估计出两路信号时延值的条件下, 就可以对混合信号实现某一路信号的准确采样。

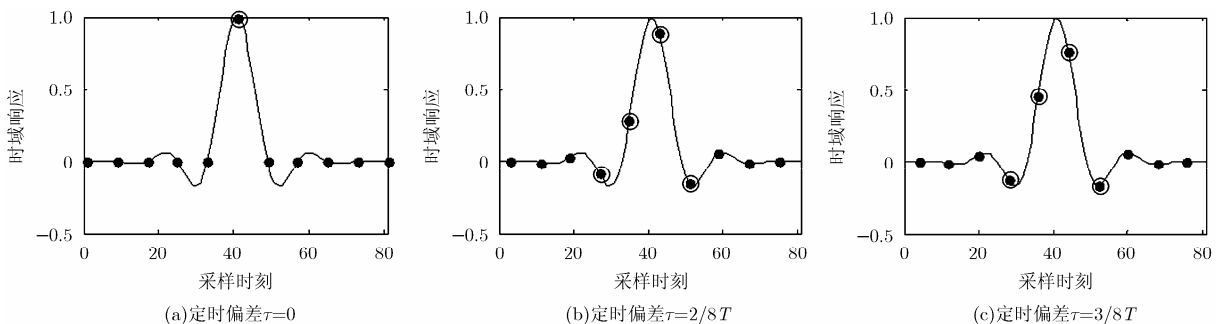


图 3 不同定时偏差下等效信道滤波器的抽头值分布情况

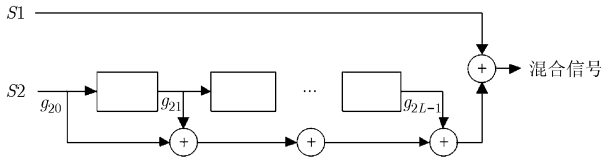


图 4 改进的等效信道滤波器响应

4.2 复杂度分析

传统 SOVA-PSP 盲分离算法网格的状态数为

$M^{2(L-1)}$ ，每个状态有 M^2 个分支，则每时刻要计算的分支数为 M^{2L} ，若以每个时刻估计一个符号对需要计算的分支数作为运算复杂度的衡量标准，则传统 SOVA-PSP 算法需要 M^{2L} 次，而本文提出的算法估计一个符号对需要计算的分支数为 $M^{(L-1)}M^2 = M^{L+1}$ 。表 1 给出两种算法在每时刻要计算的分支个数。

表 1 两种算法的复杂度对比

调制方式	等效信道滤波器长度	传统 PSP 分支数	本文算法分支数	复杂度之比
QPSK	$L=3$	4096	256	16:1
	$L=4$	65536	1024	64:1
8PSK	$L=3$	262144	4096	64:1
	$L=4$	16777216	32768	512:1

观察表 1 可以发现，随着等效信道滤波器长度以及调制阶数的增加，本文算法的复杂度降低倍数也越高。因此，改进的 SOVA-PSP 盲分离算法更加适合工程上的应用，而且使得高阶调制的 PCMA 信号的分离有了可能。

5 实验仿真

由两路同频的 QPSK 调制信号混合产生 PCMA 信号，QPSK 调制信号采用根升余弦成形，滚降系数为 0.35，成形波形持续 10 个符号周期。两路信号幅度比为 $h_1:h_2=1.0:0.8$ ，频偏和初相均为 0。

图 5 中给出的是由两路 QPSK 信号在不同时延差下生成的 PCMA 信号，在取不同等效信道滤波器

响应长度时，两种算法的盲分离结果对比。图 5(a) 是等效信道滤波器响应长度 $L=3$ 时的对比结果，从中可以看出两种算法在不同时延差条件下性能几乎相当，而且两种算法的性能都随着两路信号之间时延差的增大而提高。图 5(b) 是等效信道滤波器响应长度 $L=4$ 时的对比结果，从中可以看出两种算法在不同时延差条件下性能也是几乎相当，而且相比于等效信道滤波器响应长度 $L=3$ 时，分离性能约有 1 dB 左右的提升，所以增加等效信道滤波器响应长度可以提升盲分离的性能，但这是以增加复杂度为代价的，而且从表 1 中可以看出增加的复杂度是成指数增加的，使用本文提出的单路定时准确的 PSP 算法则可以有效地降低复杂度。

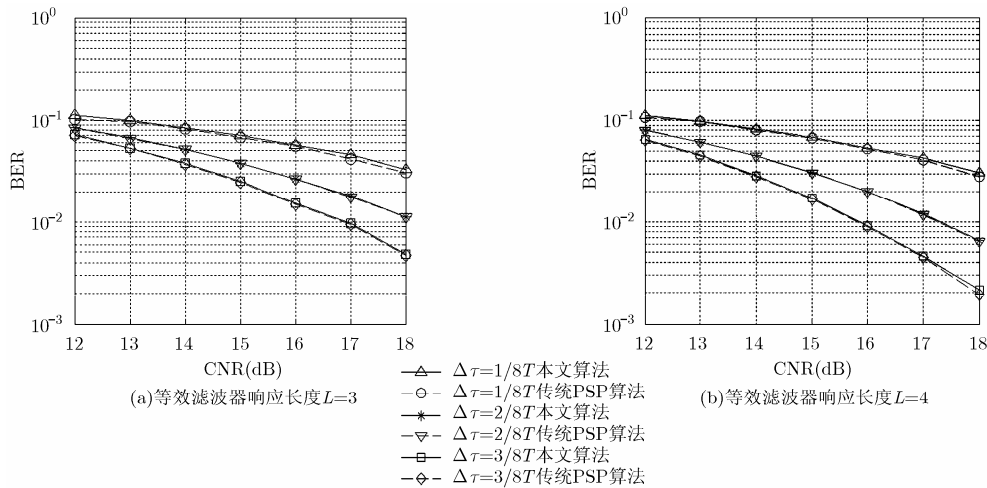


图 5 等效信道滤波器长度 $L=3$ 和 $L=4$ 时两种算法对比

6 结束语

本文分析了传统 PSP 算法模型, 在此基础上, 给出了更适合 PSP 实现的前馈 SOVA-PSP 软输出算法。针对单路定时准确的情况, 提出了将其中定时准确的一路信道响应长度设为 1, 从而在构造网格图时, 仅考虑另外一路, 使得总的状态数由 $M^{2(L-1)}$ 变为 $M^{(L-1)}$, 极大地降低了算法的复杂度, 而且经过仿真实验表明基于单路定时准确的算法和传统 PSP 算法在各种混合条件下性能上几乎没有差异。

参考文献

- [1] Mark D. Paired Carrier Multiple Access(PCMA) for satellite communication[C]. Pacific Telecommunications Conference, Honolulu, Hawaii, 1998: 787-791.
- [2] Chou R, Boers Y, Podt M, *et al.* Performance evaluation for particle filters[C]. Information Fusion, Proceedings of the 14th International Conference, Chicago, 2011: 1-7.
- [3] Wang Zhao-ying, Liu Zhen-tao, Liu Wei-qun, *et al.* Particle filter algorithm based on adaptive resampling strategy[C]. International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology, Harbin, China, 2011, 6: 3138-3141.
- [4] Tu Shi-long, Zheng Hui, and Gu Na. Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[C]. IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, China, 2008: 473-476.
- [5] Vázquez M A and Míguez J. A per-survivor processing receiver for MIMO transmission systems with one unknown channel order per output[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(9): 4415-4426.
- [6] Yoshino H, Fukawa K, and Suzuki H. Interference Canceling Equalizer (ICE) for mobile radio communications[C]. IEEE International Conference on Serving Humanity Through Communications(ICC'94), New Orleans, France, 1994: 1427-1432.
- [7] Li Ying and Steele R. Serial interference cancellation method for CDMA[J]. *Electronics Letters*, 1994, 30(19): 1581-1583.
- [8] 涂世龙, 陈越新, 郑辉. 利用纠错编码的同频调制混合信号单通道盲分离[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(9): 2113-2117.
Tu Shi-long, Chen Yue-xin, and Zheng Hui. Exploiting error-control codes in single-channel blind separation of co-frequency modulated signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(9): 2113-2117.
- [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 Can-hui, Tu Shi-long, and Wan Jian. Iteration algorithm on single-channel blind separation and decoding of co-frequency modulated signals[J]. *Journal on Communications*, 2011, 32(8): 111-117.
- [10] 张纯, 杨俊安, 叶丰. 极值斜率经验模式分解结合独立分量分析的单通道盲分离[J]. 电路与系统学报, 2013, 18(2): 67-73.
Zhang Chun, Yang Jun-an, and Ye Feng. Single channel blind separation based on extremum slope empirical mode decomposition and ICA [J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2013, 18(2): 67-73.
- [11] 杨勇, 张冬玲, 彭华. 基于迭代处理的PCMA混合信号解调/译码算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(12): 2870-2875.
Yang Yong, Zhang Dong-ling, and Peng Hua. The demodulation/decoding algorithm of PCMA mixed signals based on iteration processing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(12): 2870-2875.
- [12] 廖灿辉, 涂世龙, 万坚. 抗频偏的突发 GMSK 混合信号单通道盲分离算法[J]. 通信学报, 2013, 34(5): 89-94.
Liao Can-hui, Tu Shi-long, and Wan Jian. Anti-frequency-offset algorithm on single-channel blind separation of burst GMSK mixed signals[J]. *Journal on Communications*, 2013, 34(5): 89-94.
- [13] 赵文红, 王巍. 求解单通道盲分离问题的一种新方法[J]. 计算机科学, 2013, 40(6A): 61-63.
Zhao Wen-hong and Wang Wei. Novel algorithm for single channel blind separation[J]. *Computer Science*, 2013, 40(6A): 61-63.
- [14] 杨勇, 张冬玲, 彭华. 结合编码信息的单通道盲信号分离改进算法[J]. 计算机工程与应用, 2013, 49(12): 172-177.
Yang Yong, Zhang Dong-ling, and Peng Hua. Improved algorithm combined with coded information in single-channel blind signal separation[J]. *Computer Engineering and Application*, 2013, 49(12): 172-177.
- [15] Marc P and Steele R. On the equivalence between SOVA and Max-Log-MAP decodings[J]. *IEEE Communications Letters*, 1998, 2(5): 137-139.
- [16] Ling Gong, Wu Xiao-fu, and Yi Xiao-xin. On SOVA for nonbinary codes[J]. *IEEE Communications Letters*, 1999, 3(12): 335-337.
- [17] 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 Can-hui, Zhou Shi-dong, and Zhu Zhong-liang. ML-based joint timing estimation algorithm for co-frequency signals[J]. *Systems Engineering and Electronic*, 2010, 32(6): 1121-1124.

杜健: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为盲信号处理。

巩克现: 男, 1975年生, 副教授, 研究方向为通信信号处理等。

葛临东: 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为软件无线电、通信信号处理等。