

基于 CHASE 译码思想的 PCMA 信号盲分离算法

杜健, 巩克现, 彭华

(信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 在软输出逐幸存路径处理 (SOVA-PSP) 算法的基础上, 提出了基于 CHASE 译码思想的载波成对复用多址 (PCMA) 信号的盲分离算法。该算法对 SOVA-PSP 软输出的结果进行可靠性排序, 对于排序中可靠性较低的混合符号进行信号重构, 通过重构信号和接收信号之间的欧式距离对比纠正其中的错误结果。仿真结果表明, 所提算法与 SOVA-PSP 算法相比, 性能有 2 dB 左右的增益。

关键词: 成对载波多址; 逐幸存路径处理; CHASE 译码; 单通道盲分离

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

Algorithm for blind separation of PCMA based on CHASE decoding

DU Jian, GONG Ke-xian, PENG Hua

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

Abstract: On the basis of SOVA-PSP, a novel algorithm for blind separation of PCMA signal was presented based on CHASE decoding. The results of soft output of SOVA-PSP were sorted based on reliability in the algorithm, the mixed symbols that had low reliability in the sorted results were reconstructed. Compared the euclidian distance between reconstructed signal and received signal, the wrong results can be corrected. Simulation results show that compared with the SOVA-PSP algorithm, the novel algorithm can improve the gain of about 2 dB.

Key words: paired carrier multiple access(PCMA); per-survivor processing (PSP); CHASE decoding; single-channel blind source separation

1 引言

PCMA 是一种新型的卫星通信多址技术^[1,2], 它可以成倍提高卫星信道频带利用率, 同时又可以大大提高通信的安全保密性。因此, PCMA 通信体制在卫星通信中应用越来越广泛, 对 PCMA 信号进行研究, 具有重要的实际意义和实用价值。

近几年, 单通道盲分离算法在语音方面的研究比较多^[3-6], 在单通道同频数字调制混合信号的分离算法中, 主要有粒子滤波^[7-9]和逐幸存路径处理 (PSP, per-survivor processing)^[10-12]等算法, 与其他单通道盲信号分离算法相比较, 它们更适合 PCMA 信号的盲分离。2008 年, 涂世龙等^[10]首次将 PSP

算法应用于单通道盲分离。2011 年, 廖灿辉等^[13]针对长约束编码的情形, 借助 SOVA(soft output viterbi algorithm)的思想使 PSP 分离算法输出符号软信息, 进而后端信道译码可以采用基于 SISO 的迭代译码, 获得了比硬判决 PSP 更好的性能。Huang 等^[14]给出了长短帧情况下基于谐振模型的单通道语音信号的盲分离算法, Gao 等^[15]提出了一种基于 Gammatone 滤波器组的交替时频表示的分离算法实现了 2 路混合语音信号的盲分离, Emad M 等^[16]利用一种新的非负矩阵分解的方法给出了快速有效的盲信号分离算法。2013 年, 一种基于 PSP 的抗频偏盲分离算法^[17]被提出来, 它能够很好地实现 GMSK 调制混合信号的盲分离。

收稿日期: 2013-12-11; 修回日期: 2014-08-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61072046); 国防基金资助项目 (9140C860103120C8601); 河南省基础与前沿计划基金资助项目 (132300410049)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61072046); The National Defense Foundation of China (9140C860103120C8601); The Base and Cutting-Edge Technology Research Project of Henan Province(132300410049)

Zhang 等^[18]在基于比特交织编码调制的迭代译码算法基础上提出了一种把解映射和信道译码联合起来的盲分离算法。

基于最大似然的SOVA-PSP算法能够对每一个混合符号输出一个似然比的值, 本文根据线性分组码CHASE译码思想^[19], 依据似然比值对SOVA-PSP输出的混合符号可靠性进行排序, 对可靠性比较低的值进行翻转, 然后根据翻转后的值对信号进行重构, 再利用重构后的信号和接收信号进行比对, 从而纠正SOVA-PSP输出的混合符号中由于噪声引起的部分错误的情况, 使PCMA信号的分离性能得到了很大改善。

2 信号模型

本文考虑对称PCMA信号的盲分离, 即产生PCMA信号的2路信号具有相同的调制方式和具有相同(或相近)的调制参数。考虑2路MPSK调制的PCMA混合信号, 2路信号的符号周期均为 T , 其复基带模型为

$$y(t) = h_1(t)e^{j(\Delta\omega_1 t + \varphi_1)} s_1(t) + h_2(t)e^{j(\Delta\omega_2 t + \varphi_2)} s_2(t) + v(t) \quad (1)$$

其中, $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 为2信号的瞬时幅度; $\Delta\omega_1$ 和 $\Delta\omega_2$ 为2信号的残余载波, φ_1 和 φ_2 为2信号的初始相位; $v(t)$ 为加性高斯白噪声; $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别为两站发送的基带数字调制信号。

由于 $y(t)$ 是由两路信号混合而成, 因此在对 $y(t)$ 进行采样时会由于定时偏差而存在码间干扰(ISI, inter-symbol interference), 可以把这种码间干扰等效为FIR(finite impulse response)信道响应滤波器, 对式(1)按符号速率进行采样后, 得到离散形式为

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

其中, y_k 是 k ($k=0,1,2,\dots,K$, K 为截止时刻)时刻混合信号的采样值, $s_{k+m}^{(i)}$ 是第 i ($i=1,2$)路信号的第 $k+m$ 个输入符号, $g_i(\bullet)$ 是第 i 路信号的等效信道响应滤波器, $[-L_1, L_2]$ 为相互影响的符号长度, v_k 是零均值的高斯白噪声信号在 k 时刻的采样值, 其方差为 σ_v^2 。 $h_{i,k}$, $\Delta\omega_{i,k}$, $\varphi_{i,k}$, $\tau_{i,k}$ 分别是 k 时刻第 i 路信号的幅度、残余频偏、初相和定时偏差, 在数字

接收机中这些参数不可能每次都估计的非常准确, 是会发生微小变化的, 为了处理方便, 可假设它们在小时间段内是不变的, 即 $h_{i,k} = h_i$, $\Delta\omega_{i,k} = \Delta\omega_i$, $\varphi_{i,k} = \varphi_i$, $\tau_{i,k} = \tau_i$, ($-T/2 \leq \tau_i \leq T/2$)。

令 $L = L_1 + L_2 + 1$, 定义 k 时刻 $L \times 1$ 维等效信道响应向量

$$\mathbf{g}_k^{(i)} = h_i e^{j(\Delta\omega_i kT + \varphi_i)} [g_i(-(-L_1)T - \tau_i), g_i(-(1-L_1)T - \tau_i), \dots, g_i(-L_2 T - \tau_i)]^T \quad (3)$$

“ T ”是表示转置。定义 k 时刻滤波器的状态向量

$$\mathbf{s}_k^{(i)} = [s_{k-L_1}^{(i)}, s_{k-L_1+1}^{(i)}, \dots, s_{k+L_2}^{(i)}]^T \quad (4)$$

于是式(2)可表示为

$$y_k = \mathbf{g}_k^{(1)T} \mathbf{s}_k^{(1)} + \mathbf{g}_k^{(2)T} \mathbf{s}_k^{(2)} + v_k \quad (5)$$

基于以上模型, PCMA信号的盲分离就是根据接收序列 y_k 恢复出通信双方发送的复调制序列 $\mathbf{s}_k^{(i)}$ ($k=0,1,\dots$)。

3 SOVA-PSP盲分离算法

3.1 PSP分离算法

在未知参数条件下对次最优最大似然序列估计(MLSE, maximum likelihood sequence estimation)进行近似实现时, 一种可能选择是在用Viterbi算法进行序列估计的同时进行逐幸存路径参数估计, 即利用每条幸存路径对应的数据序列作为辅助数据进行参数估计, 对应的方法称为PSP^[10]。

定义 k 时刻的信道状态 $\mathbf{ST}_k = [s_{k-L_1+1:k+L_2-1}^{(1)}, s_{k-L_1+1:k+L_2-1}^{(2)}]$, 在 k 时刻输入符号对 $(s_{k+L_2}^{(1)}, s_{k+L_2}^{(2)})$ 时, 状态从 \mathbf{ST}_{k-1} 转移到 \mathbf{ST}_k , 同时输出 y_k , 对调制阶数为 M 的PCMA信号来说, $s_{k+L_2}^{(i)} \in \{0,1,2,\dots,M-1\}$ 。那么, 截止时刻 K , 接收信号采样值的似然概率可写为

$$\begin{aligned} & p(\mathbf{y}_{0:K} | \mathbf{s}_{0:K+L_2}^{(1)}, \mathbf{s}_{0:K+L_2}^{(2)}, \mathbf{g}_{0:K}^{(1)}, \mathbf{g}_{0:K}^{(2)}) \\ &= \prod_{k=0}^K p(y_k | s_k^{(1)}, s_k^{(2)}, \mathbf{g}_{0:K}^{(1)}, \mathbf{g}_{0:K}^{(2)}) \\ &= C \exp\left(-\frac{1}{N_0} \sum_{k=0}^K |y_k - \mathbf{g}_k^{(1)T} \mathbf{s}_k^{(1)} - \mathbf{g}_k^{(2)T} \mathbf{s}_k^{(2)}|^2\right) \quad (6) \end{aligned}$$

其中, N_0 为噪声的单边功率谱密度, $C = (\pi N_0)^{-\frac{K+1}{2}}$ 。

令 $d_k = |y_k - \mathbf{g}_k^{(1)T} \mathbf{s}_k^{(1)} - \mathbf{g}_k^{(2)T} \mathbf{s}_k^{(2)}|^2$, 则式(6)中的似然概

率最大等价于 $\sum_{k=0}^K d_k$ 最小, 于是 k 时刻的分支路径度量可用 d_k 表示, 其物理意义为在 k 时刻接收到的混合符号和模型输出之间的平方欧氏距离。

在任一时刻 k , 通过对输入符号与信道响应的交替估计, 在估计符号的同时, 同步跟踪信道响应。若正确路径没有被丢弃, 信道响应的性能将达到基于训练序列时的估计性能, 而 PSP 算法的性能也将达到信道响应准确已知条件下最大似然算法的性能。

基于 PSP 分离算法可以描述如下。

步骤 1 初始化。 $k=0$, 根据 $h_{i,k}$, $\Delta\omega_{i,k}$, $\varphi_{i,k}$, $\tau_{i,k}$ 的初始估计值对网格图中的各状态 ST_0 按式(3)初始化 $g_0^{(1)}$ 和 $g_0^{(2)}$, 并设置各状态路径度量值 $\Gamma(ST_0)=0$;

步骤 2 输出 $k-\delta$ 时刻估计出的符号。若 $k \geq \delta$, 选择最小的路径度量对应的 $k-\delta$ 时刻的符号对 $(\hat{s}_{k-\delta+L_2}^{(1)}, \hat{s}_{k-\delta+L_2}^{(2)})$ 作为输出, 其中 δ 为滑动窗长;

步骤 3 扩展分支。当前时刻每一状态向下一时刻扩展出 M^2 条分支, 更新路径度量 $\Gamma(ST_k) = \Gamma(ST_{k-1}) + d_k$, 同时令 $k = k+1$;

步骤 4 保留路径。对汇聚到每个状态的 M^2 条分支, 选择路径度量 $\Gamma(ST_k)$ 最小的作为幸存路径保留;

步骤 5 更新信道响应。根据式(7)更新信道响应。

$$\mathbf{g}_k^{(i)} = \mathbf{g}_{k-1}^{(i)} + \mu(y_k - \mathbf{g}_{k-1}^{(1)\top} \mathbf{s}_k^{(1)} - \mathbf{g}_{k-1}^{(2)\top} \mathbf{s}_k^{(2)}) \mathbf{s}_k^{(i)*} \quad (7)$$

其中, μ 是步长因子, $*$ 表示取共轭操作。

步骤 6 返回步骤 2, 直到符号估计完毕。

3.2 SOVA-PSP 分离算法的软输出计算

在 PSP 盲分离算法中, 定义 ST_{n-1}^m 表示 n 时刻输入符号 m 能到达状态 ST_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 PCMA 信号, SOVA-PSP 在不考虑参数更新的情况下, 就是一个 M^2 元的 SOVA, 它在每个时刻都需要输出一个 $\delta \times M^2$ 维矩阵 $\mathbf{L}(ST_n) = [L_{j,\mu}(ST_n)]$, 用来记录滑动窗内 $\delta \times M^2$ 个符号对的可靠性度量。根据文献 [20] 中的软输出更新算法, 可以得到 SOVA-PSP 软输出的更新算法如下

$$\begin{cases} \Delta_m = \Gamma(ST_{n-1}^m, ST_n) - \min_{m \in \{0,1,\dots,M^2-1\}} \{\Gamma(ST_{n-1}^m, ST_n)\} \\ L_{n,\mu}(ST_n) = \begin{cases} 0, \mathbf{ss}_n = \mu \\ \infty, \mathbf{ss}_n \neq \mu \end{cases} \\ L_{j,\mu}(ST_n) = \min_{m \in \{0,1,\dots,M^2-1\}} \{L_{j,\mu}(ST_{n-1}^m) + \Delta_m\}, \\ \quad j = n - \delta + 1, \dots, n - 1 \\ L_s(\mathbf{ss}_n = \mu) = \frac{\ln p(\mathbf{ss}_n = \mu | y)}{\ln p(\mathbf{ss}_n = 0 | y)} \approx L_{n,\mu}(ST_n) - L_{n,0}(ST_n) \end{cases} \quad (8)$$

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 基于 CHASE 译码思想的 PCMA 盲分离算法

4.1 算法原理与实现

CHASE 算法^[19]是一种近似最大似然序列估计的方法, 其基本思想是认为接收序列中可信用度较低的位置出错的概率大, 由此构造一个错误图样集合, 用这些错误图样修正接收到的硬判决序列, 再利用硬判决译码器获得相应的候选码字, 最后在所得到的候选码字中选出与接收序列欧氏距离最小的候选码字作为最终译码结果。

根据 2.2 节中软输出的计算方法, 最终得到所有时刻的似然比值为 $(K+1) \times M^2$ 的矩阵。每个时刻, 混合符号最佳判决结果为使 $L_s(\mathbf{ss}_k = \mu_k^i) = 0$, ($i = 0, 1, \dots, M^2$) 的 μ_k , 从而得到最佳判决混合符号序列

$$\boldsymbol{\mu} = (\mu_0 \quad \mu_1 \quad \dots \quad \mu_K) \quad (9)$$

再对每一个时刻 k , 从 M^2 个似然比值中选取最小的非零似然比值 $L'_s(\mathbf{ss}_k)$ 作为该时刻判决的次最佳结果, 从而得到次最佳判决结果的似然比值序列

$$\mathbf{L}' = (L'_s(\mathbf{ss}_0) \quad L'_s(\mathbf{ss}_1) \quad \dots \quad L'_s(\mathbf{ss}_K)) \quad (10)$$

\mathbf{L}' 的大小决定了每个时刻最佳判决结果的可靠性, 故定义 \mathbf{L}' 为每个时刻最佳判决结果的可靠性度量, 其值越小则判决结果的可靠性越小。

式(10)对应的混合符号序列为

$$\boldsymbol{\mu}' = (\mu'_0 \quad \mu'_1 \quad \dots \quad \mu'_K) \quad (11)$$

再对式(10)序列中的元素按照由小到大的顺序进行排序, 得到

$$L' = (L'_s(ss_{i_0}) \quad L'_s(ss_{i_1}) \quad \cdots \quad L'_s(ss_{i_k})) \quad (12)$$

其中, $(i_0, i_1, \dots, i_k) \in (0, 1, \dots, K)$, 选取式(11)中对应式(12)的前 t 个最不可靠符号

$$\mu'' = (\mu''_{i_0} \quad \mu''_{i_1} \quad \cdots \quad \mu''_{i_t}) \quad (13)$$

作为这 t 个时刻最佳判决结果的候选混合符号, 候选混合符号为这 t 个时刻的次最佳判决结果, 分别对这 t 个混合符号进行翻转, 得到候选混合符号集

$$E = (\mu''_0 \quad \mu''_1 \quad \cdots \quad \mu''_{2^t-1}) \quad (14)$$

利用 E 中的每一项重构混合符号序列

$$Y'_j = (y'_0 \quad y'_1 \quad \cdots \quad y'_k) \quad (15)$$

其中, $j = (0 \quad 1 \quad \cdots \quad 2^t - 1)$, 分别求接收符号序列 Y 和重构混合符号序列 Y'_j 之间的平方欧式距离为

$d(Y, Y'_j) = \sum_{k=0}^K |y_k - y'_k|^2$, 选取 $d(Y, Y'_j)$ 最小的一个 Y'_j 作为这 t 时刻最终的判决结果。

本文算法可以描述如下。

步骤 1 对接收符号序列 Y 进行 SOVA-PSP 处理, 得到各时刻混合符号的软输出结果, 包括似然比值 $L_s(ss_k = \mu'_k) (i = 0, 1, \dots, M^2)$ 和最佳判决结果 μ (式(9));

步骤 2 根据步骤 1 中似然比值 $L_s(ss_k = \mu'_k)$ 得到次最佳判决结果的似然比值序列 L' (式(10))及其对应的混合符号序列 μ' (式(11));

步骤 3 对 L' 按照从小到大的顺序排序, 取出前 t 个最不可靠位对应的输出混合符号 μ'' (式(11));

步骤 4 根据 μ'' 构造候选混合符号集 E (式(14));

步骤 5 分别利用 E 中的序列重构信号 $Y'_j (j = (0 \quad 1 \quad \cdots \quad 2^t - 1))$ (式(15));

步骤 6 求 $\min_{j \in (0 \quad 1 \quad \cdots \quad 2^t - 1)} d(Y, Y'_j)$ 对应的 j , 得到序列 μ''_j , 利用 μ''_j 中的 t 个混合符号替代最佳判决结果 μ 中对应的 t 个混合符号作为最终输出。

4.2 算法复杂度分析

本文算法是针对传统 PSP 算法之后的数据进一步处理, 所以算法复杂度主要体现在 PSP 之后的处

理过程。3.1 节中的算法复杂度主要取决于选择的不可靠混合符号的个数 t , t 个不可靠混合符号联合翻转会产生 2^t 个候选混合符号, 要分别比较这 2^t 个候选混合符号产生的重构混合符号序列和接收符号序列之间的距离, 所以增加的复杂度与 t 成指数增长关系。

在实际处理中, 如果定时同步存在偏差, 则前后相关的符号与成型滤波器的长度 L 有关, 所以在对混合符号序列可靠性排序后, 对其中不连续的符号进行单独翻转, 对其中连续的符号进行联合翻转, 若连续长度超过成型滤波器的长度 L , 则对其进行截短, 因为对当前的符号进行翻转重构混合符号序列时, 超出 L 的符号对重构结果是没有影响的, 所以可以截短以降低算法的复杂度, 这样就把连续翻转的长度控制在 L 以内, 即距离的比较次数不会超过 2^L 。

5 实验仿真

实验 1 2路 QPSK 信号混合产生 PCMA 信号, 2 路 QPSK 信号幅度 $h_1: h_2 = 1: 0.85$, 频偏 $\Delta f_1 = \Delta f_2 = 10^{-5}/T$ (T 为符号周期), 初相均为 0。实验随机产生 10 000 帧数据, 每帧长 2 048 个混合符号, 过升余弦滤波器, 采样率 $f_s = 8/T$, 载噪比 $CNR = 16$ dB。分别采用文献[13,18]中 SOVA-PSP 和本文算法在不同相对时延条件下对该信号进行盲分离, 表 1 和表 2 分别给出了 2 种算法在等效滤波器长度 $L=3$ 和 $L=4$ 时 10 000 帧数据统计平均的结果对比。

从表 1 和表 2 中结果可知, 在取不同等效滤波器长度以及不同定时偏差的条件下, 本文算法能够纠正 SOVA-PSP 分离结果中的大部分错误, 在 $\Delta\tau = 3/8T$ 和 $\Delta\tau = 2/8T$ 时效果最好。随着等效滤波器长度 L 的增大, 在大的定时偏差条件下, 2 种算法的性能都在增加, 而且 $\Delta\tau = 4/8T$ 时的性能超过 $\Delta\tau = 2/8T$ 的性能, 但随着 L 的增大, 计算复杂度也成指数关系增加。

表 1 2 种算法分离结果对比 ($L=3$) (10 000 帧统计平均)

2 路相对定时偏差 $\Delta\tau$	SOVA-PSP (错误混合符号个数)	本文算法 (错误混合符号个数)	对 SOVA-PSP 结果中错误纠正率
1/8T	222	99	55.4%
2/8T	119	33	72.3%
3/8T	109	16	85.3%
4/8T	129	60	53.5%

表2 2种算法分离结果对比 ($L=4$) (10 000 帧统计平均)

2路相对定时偏差 $\Delta\tau$	SOVA-PSP (错误混合符号个数)	本文算法(错误混合符号个数)	对 SOVA-PSP 结果中错误纠正率
$1/8T$	202	87	56.9%
$2/8T$	85	13	84.7%
$3/8T$	54	3	94.4%
$4/8T$	75	10	86.7%

实验2 信号产生条件同实验1, 2种算法在不同载噪比条件下分离性能对比结果如图1所示。

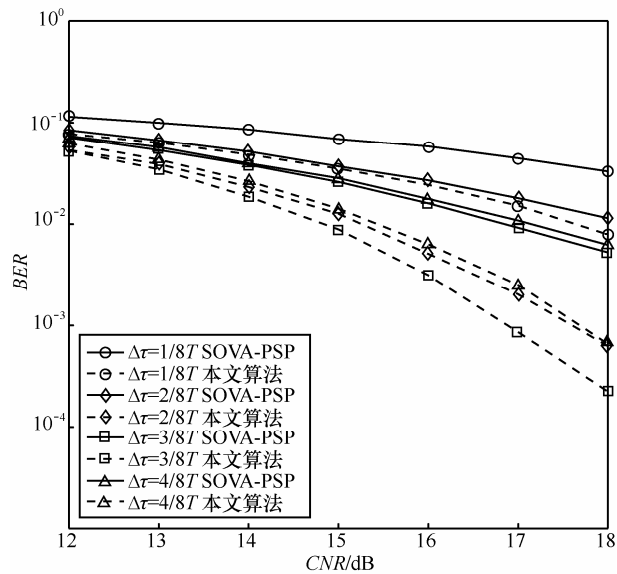
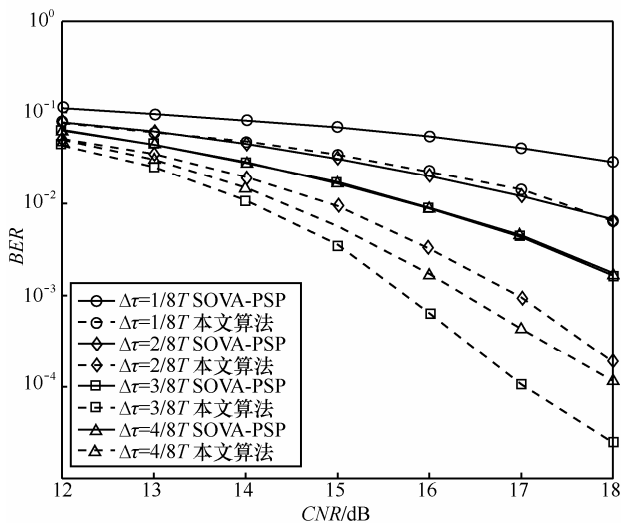
(a) 等效滤波器长度 $L=3$ 时的2种算法对比结果(b) 等效滤波器长度 $L=4$ 时的2种算法对比结果

图1 2种算法在不同等效滤波器长度下的分离结果对比

从图1可看出, 在不同等效滤波器长度以及不同定时偏差的条件下, 本文算法比 SOVA-PSP 算法

高出 2 dB 左右的增益, 在 $\Delta\tau=3/8T$ 时分离效果最好。

6 结束语

针对非合作接收的 PCMA 信号, 本文在 SOVA-PSP 算法的基础上, 提出了基于 CHASE 译码思想的盲分离算法, 对 SOVA-PSP 软输出的结果进一步处理, 纠正了 SOVA-PSP 分离结果中的大部分错误混合符号, 从而进一步提高了 PCMA 信号盲分离的整体性能。

本文算法复杂度随着算法中不可靠符号个数 t 成指数增加, 故在实际工程中 t 的取值要兼顾算法复杂度和分离性能。

参考文献:

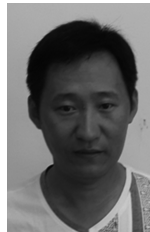
- [1] DANKBERG M, MACK J, MILLER. Self-Interference Cancellations for Two-Party Relayed Communication[P]. US: Patent 5596439. 1997. 1-21.
- [2] DANKBERG M. Paired carrier multiple access (PCMA) for satellite communication[A]. Pacific Telecommunications Conference[C]. 1998. 787-791.
- [3] MOWLAEE P, CHRISTENSEN M G, JENSEN S H. New results on single-channel speech separation using sinusoidal modeling[J]. IEEE Trans on Audio Speech and Language Processing, 2011, 19(5): 1265-1277.
- [4] DEMIR C, SARAÇLAR M, CEMGİL A T. Single-channel speech-music separation for robust ASR with mixture models[J]. IEEE Trans on Audio Speech and Language Processing, 2013, 21(4): 725-736.
- [5] TENGTRAIAT N, GAO B, WOO W L, *et al.* Single-channel blind separation using pseudo-stereo mixture and complex 2-D histogram[J]. IEEE Trans on Neural Networks and Learning Systems, 2013, 24(11): 1722-1735.
- [6] EMAD M, GRAIS, ERDOGAN H. Single channel speech-music separation using matching pursuit and spectral masks[A]. IEEE 19th Signal Processing and Communications Applications Conference[C]. 2011. 323-326.
- [7] CHOU R, BOERS Y, GEIST M. Performance evaluation for particle filters[A]. Information Fusion, Proceedings of the 14th International Conference[C]. 2011.1-7.
- [8] WANG Z Y, LIU Z T, LIU W Q. Particle filter algorithm based on adaptive resampling strategy[A]. International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology[C]. 2011. 3138-3141.
- [9] CHOYCHUEN K, CHAMNONGTHAI K. Efficient particle filter using non-stationary gaussian based model[A]. Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 8th International Conference[C]. 2011.468-471.
- [10] TU S L, ZHENG H, GU N. Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[A]. IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems[C]. 2008.473-476.
- [11] MANUEL A VÁZQUEZ M J. A per-survivor processing receiver for MIMO transmission systems with one unknown channel order per output[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2011, 60(9): 4415-4426.

- [12] SAFARI N, VAHLIN A, LUND S A. Low complexity implementation of per-survivor processing for carrier-phase tracking in uncertain environments[A]. Radio and Wireless Symposium[C]. 2012.195-198.
- [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 C H, TU S L, WAN J. Iteration algorithm on single-channel blind separation and decoding of co-frequency modulated signals[J]. Journal on Communications, 2011, 32(8): 111-117.
- [14] HUANG Q H, WANG D M. Single-channel speech separation based on long-short frame associated harmonic model[J]. Digital Signal Processing, 2011, 21(4):497-507.
- [15] GAO B, WOO W L, DLAY S S. Unsupervised single-channel separation of nonstationary signals using gammatone filterbank and itakura-saito nonnegative matrix two-dimensional factorizations[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 2013, 60(3):662-675.
- [16] EMAD M, GRAIS E H. Spectro-temporal post-smoothing in NMF based single-channel source separation[A]. 20th European Signal Processing Conference[C]. 2012.584-588.
- [17] 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 C H, TU S L, WAN J. Anti-frequency-offset algorithm on single-channel blind separation of burst GMSK mixed signals[J]. Journal on Communications, 2013, 34(5): 89-94.
- [18] ZHANG D L, XU Y Q, ZHANG J, *et al.* Blind separation of the single-channel mixed signal based on BICM-ID[A]. Computer Science and Automation Engineering, IEEE International Conference[C]. 2012. 194-198.
- [19] CHASE D. A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information[J]. IEEE Trans Information Theory, 2000, 18(1):170-182.
- [20] HAGENAUER J, HOEHER P. A Viterbi decoding algorithm with soft-decision outputs and its applications[A]. IEEE Global Conference on Communications[C]. 1989.1680-1686.

作者简介:



杜健 (1978-), 男, 湖北襄阳人, 信息工程大学讲师, 主要研究方向为信道编码、盲信号处理。



巩克现 (1975-), 男, 山东泰安人, 博士, 信息工程大学副教授, 主要研究方向为通信信号处理等。



彭华 (1971-), 男, 江西萍乡人, 信息工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等。