

## 基于 Turbo 均衡和信道估计的单通道盲信号恢复算法

张冬玲, 杨勇, 李静, 葛临东

(解放军信息工程大学 信息系统工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘 要:** 定时同步是单通道盲信号接收端处理的难点, 提出了一种无需定时同步基于 Turbo 均衡的单通道盲信号恢复算法。该算法将定时同步偏差等效为符号间干扰 (ISI, inter-symbol interference) 信道, 通过信道估计和 Turbo 均衡相互反馈软信息来改善源信号信息恢复性能。重点研究了初始盲均衡算法、信道估计算法、混合信号的 MMSE 均衡算法以及三者间的软信息交互。算法复杂度低、计算量小, 适用于高阶调制信号。仿真结果表明, 对 BPSK、QPSK 和 8PSK 信号, 该算法都能得到较好的性能, 且对等功率和不等功率信号同样适用。

**关键词:** 盲分离; 单通道; 成对载波多址; Turbo 均衡; 递归最小二乘信道估计

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)01-0047-07

## Blind data recovery of single-channel mixed signals based on Turbo equalization and channel estimation

ZHANG Dong-ling, YANG Yong, LI Jing, GE Lin-dong

(Information System Engineering College, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** The timing synchronization is the key technique of the single-channel blind signal receiver. The single-channel blind recovery algorithm based on Turbo equalization was proposed, which does not require the timing synchronization. In the algorithm, the timing offset is taken as inter-symbol interference channel, which can improve the restorability of source signals by the feedback soft information between channel estimation and the turbo equalization. The primary works include the research on initial blind equalization algorithm, the channel estimation algorithm, MMSE equalization algorithm for the mixed signals and the soft information interaction among those three algorithms. The proposed algorithm has low computational complexity and small computational load, which can be applied to high-order modulated signals. Simulation results show that, good performance could be achieved for BPSK, QPSK and 8PSK modulated signals. In addition, the proposed algorithm is suitable for both equal power and unequal power signals.

**Key words:** blind separation; single-channel; paired carrier multiple access; Turbo equalization; recursive least square channel estimation

### 1 引言

单通道盲信号恢复 (SCBSR, single channel blind source recovery) 指单个传感器接收到的信号是由多个源信号线性组合而成的, 仅依据该观测信号恢复出多个源信号, 这是一个病态问题, 非常难解决<sup>[1]</sup>。

迄今为止, 性能相对比较优越的 SCBSR 算法大致可以分为 2 类: 一是利用源信号参数差异基于粒子滤波实现源信号恢复<sup>[2,3]</sup>, 二是利用编码信息基

于逐幸存路径处理 (PSP, per-survivor processing) 算法<sup>[4-6]</sup>。结合编码的 PSP 算法复杂度比粒子滤波低, 却可以获得与其一样接近最优的性能。但现有的 PSP 算法都是采用基于 MLSE 准则全程跟踪估计信道参数方法和实现信号分离, 算法的复杂度高、计算量大, 很难实现。

通信信号接收处理的目的是还原出通信信息, 故 SCBSR 算法的最终目的是获取各路源信号的信源信息, 即 SCBSR 算法要完成混合信号的分离、解调和信道译码。要实现解调, 仅根据单通道混合

信号实现各路信号的定时同步是一个非常棘手的问题。避开定时同步,把定时偏差造成的影响等效为多径信道响应,采取直接估计信道响应的方法解决符号同步问题。定时偏差的存在会造成符号间干扰,故需要均衡算法来消除 ISI。

Turbo 均衡 (TE, Turbo equalization) 由于使用了均衡与信道译码之间的迭代处理,能够在较低信噪比条件下很好地克服严重的信道失真。绝大部分 TE 均衡算法都是讨论在信号响应精确已知的条件下进行的<sup>[7]</sup>,在应用 TE 算法时,首先需要进行信道估计。针对单通道混合信号,每路源信号都有各自的信道,很难在 TE 算法前进行信道估计。另外,在信道条件较恶劣的情况下,先验信息不足,TE 很难开始工作。超指数 (super-exponential) 方法是一种基于高阶累积量的盲均衡算法,适用于训练序列、先验信息和信道均未知的盲接收场合<sup>[8]</sup>。不过,超指数盲均衡算法是一种线性滤波,它在补偿信道响应中强频率凹陷时,会严重放大信道噪声<sup>[7]</sup>,因此若独立使用只适合信噪比较高的情形,而 Turbo 均衡可以在信噪比较低的情况下获得较好的性能。若利用超指数算法作为初始化算法,就可能在信噪比不高的情况下为信道估计和 Turbo 均衡提供一定的先验信息。

然而已有文献中的超指数均衡是针对单一信号的,本文针对单通道信号提出了一种混合信号超指数均衡算法。该算法在实现盲均衡的同时完成混合信号的分离,这样就可以得到每路源信号的先验信息。

本文提出了一种基于 Turbo 均衡的单通道混合信号盲分离、解调和译码方案。在该方案中,无需训练序列或先验信息,利用混合信号超指数盲均衡算法来启动信道估计和 Turbo 均衡。针对单通道混合信号的特点,提出适合混合信号的 RLS 信道估计算法和 Turbo 均衡算法,无需定时同步也能有效地恢复源信号,且算法复杂度低、计算量小,易于实现。

## 2 问题描述

成对载波多址 (PCMA, paired carrier multiple access) 信号是典型的单通道混合通信信号,是由 2 个相互独立的同频 (或近似同频) 且同调制 (均为 PSK 调制) 方式的信号混合而成。每路信号发送端采用通信标准中广泛推荐的比特交织编码调制 (BICM, bit-interleaved code modulation) 结构,设信道编码采用码率为  $R$  的卷积码。信息序列

$u_m^i (i=1,2)$  经编码、比特交织和调制得到的调制符号序列  $s_m^i (i=1,2)$ ,再经成型后得到序列  $x_i(t), i=1,2$ 。PCMA 系统等效基带发送端模型如图 1 所示。

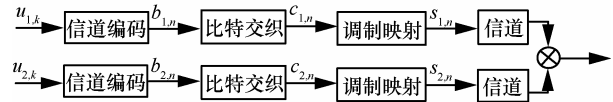


图 1 PCMA 系统等效发送端模型

设信道为加性复高斯白噪声  $w(t)$  信道,其方差为  $\sigma_w^2$ 。则接收基带等效信号可以表示为

$$y(t) = \sum_{i=1}^2 x_i(t) + w(t) \quad (1)$$

其中,  $x_i(t)$  表示源信号,可以进一步表示为

$$x_i(t) = A_i(t) e^{-j(2\pi\Delta f_i t + \phi_i)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m^i g_i(t - mT - \tau^i(t)) + w(t) \quad (2)$$

其中,  $A_i(t)$  是信道增益,假设信道是平坦慢衰弱的,则可以认为  $A_i(t)$  在有限的时间内不随时间变化,记为  $A_i$ ;  $\Delta f_i$  是 2 个源信号经下变频处理后各自载波残留频率;  $\phi_i$  为初始相位;  $s_{i,m}$  是能量归一化的第  $m$  个信息传输符号,取值与调制方式有关,即  $s_m^i = \{e^{j\lambda 2\pi/M}\}$ ,  $\lambda = 0,1,\dots,M-1$ ,  $M$  为调制阶数;  $g_i(t)$  是等效信道滤波器的冲激响应,本文假设  $g_1(t) = g_2(t) = g(t)$  是滚降系数为  $\alpha$  的升余弦滤波器的冲激响应;假设两路信号的符号周期相同,  $T$  为符号周期;假设定时偏差  $\tau^i(t)$  不随时间变化,记为  $\tau^i$ ,为本地参考时钟与接收信号之间的定时偏差,且  $0 \leq \tau^i < T$ 。

假设信道等效冲激响应持续时间为  $[-L_2T, L_1T]$ ,其中,  $L_1$  和  $L_2$  分别指信道滤波器因果部分和非因果部分的长度,则对混合  $y(t)$  按符号率采样 (令  $t = kT$ ) 后得到的采样序列为

$$y(kT) = \sum_{i=1}^2 A_i e^{-j(2\pi\Delta f_i kT + \phi_i)} \sum_{m=-L_2}^{L_1} s_{k+m}^i g(-mT - \tau^i) + w(kT) \quad (3)$$

令  $L = L_1 + L_2 + 1$ , 定义  $L \times 1$  维信道冲激响应矢量  $H_i = [g(-(L_1)T - \tau^i), g(-(L_1 - 1)T - \tau^i), \dots, g(-(-L_2)T - \tau^i)]^T = [h_{L_1}^i, h_{L_1-1}^i, \dots, h_{-L_2}^i]^T$ , 相应的  $L \times 1$  符号矢量  $S_k^i = [s_{k-L_1}^i, s_{k-L_1+1}^i, \dots, s_{k+L_2}^i]^T$ , 其中,“T”表示矩阵转置操作。由于 2 个源信号的定时偏差不同,所以对应的信道冲激响应矢量不同,但都不随时间变化,故式 (3) 可以改写为

$$y_k = e^{-j(2\pi\Delta f_1 k + \phi_1)} \mathbf{H}_1^T \mathbf{S}_k^1 + e^{-j(2\pi\Delta f_2 k + \phi_2)} \mathbf{H}_2^T \mathbf{S}_k^2 + w_k \quad (4)$$

假设接收信号  $y_k$  已完成载波同步，则

$$y_k = \mathbf{H}_1^T \mathbf{S}_k^1 + \mathbf{H}_2^T \mathbf{S}_k^2 + w_k = \mathbf{H}^T \mathbf{S}_k + w_k \quad (5)$$

其中， $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2]$ ， $\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_k^1 \\ \mathbf{S}_k^2 \end{bmatrix}$ 。

### 3 单通道盲信号恢复基带接收模型

本文算法的基带接收端处理流程如图 2 所示。

单通道盲信号恢复基带接收端处理分为 3 个模块，分别是盲均衡、信道估计和 Turbo 均衡，其中，Turbo 均衡中包含一个最小均方误差线性均衡（MMSE-LE, minimum mean square error linear equalization）模块<sup>[9]</sup>和 2 个比特交织编码调制迭代译码(BICM-ID, bit interleaved coded modulation-iterative decoding)<sup>[10]</sup>处理模块。

对于一帧数据，由盲均衡为信道估计和 Turbo 均衡提供先验信息，完成均衡的启动工作。信道估计模块依据先验信息估计各路信道响应，MMSE-LE 依据符号先验信息和信道响应进一步对混合信号进行均衡，为后续的 BICM-ID 模块提供较为可靠的先验信息，BICM-ID 模块计算出每个比特新增的信息，这样就完成了 MMSE 均衡的第一次迭代。第二次迭代起，信道估计器和 MMSE 均衡器依据 BICM-ID 模块提供先验信息进行工作<sup>[11]</sup>，所得结果又传递给 BICM-ID 模块，以此反复循环迭代，直到迭代停止。

#### 3.1 初始盲均衡

超指数盲均衡是一种基于线性滤波的均衡算法，其在均衡器输出信号功率一定的条件下，以输出信号四阶累积量最大为设计准则来求得横向均衡滤波器的最佳系数，且系数以一帧为基础来迭代

调整。

设  $L_w$  为均衡滤波器的长度，第  $n$  次迭代时权向量为  $\mathbf{W}_n = [w_0, w_1, \dots, w_{L_w-1}]^T$ ， $k$  时刻输入信号向量为  $\mathbf{Y}_k = [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-L_w+1}]^T$ ，输出信号向量为  $\hat{\mathbf{S}}_{n,k}$ ，则有

$$\hat{\mathbf{S}}_{n,k} = \mathbf{Y}_k \mathbf{W}_n^T \quad (6)$$

进一步定义  $L_w \times L_w$  维矩阵  $\mathbf{R}$ ，第  $i$  行第  $j$  列元素  $R_{i,j}$  为

$$R_{i,j} = \frac{\text{cum}\{y_{k-i}; y_{k-j}^*\}}{\text{cum}\{s_k; s_k^*\}} \quad (7)$$

其中， $\text{cum}\{\cdot\}$  代表求累积量， $s_k$  为调制信号。对单个信号而言， $s_k \in \{e^{j2\pi p/M}\}$ ， $p = 0, 1, \dots, M-1$ ， $M$  为调制阶数；对于混合信号， $s_k = \alpha$ ， $\alpha \in \{A_1 e^{j2\pi p/M} + A_2 e^{j2\pi q/M}\}$ 。  $p, q = 0, 1, \dots, M-1$ 。

定义  $L_w \times 1$  维列矢量  $\hat{\mathbf{D}}_n$ ， $n$  表示第  $n$  次迭代，其第  $i$  个元素为

$$d_{n,i} = \frac{\text{cum}\{\hat{s}_{n,k}; \hat{s}_{n,k}; \hat{s}_{n,k}^*; y_{k-1}^*\}}{\text{cum}\{s_k; s_k; \hat{s}_{n,k}^*; \hat{s}_{n,k}^*\}} \quad (8)$$

则第  $n+1$  次迭代，滤波器权值更新为

$$\mathbf{W}'_{n+1} = \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{D}}_n \quad (9)$$

$$\mathbf{W}_{n+1} = \frac{\mathbf{W}'_{n+1}}{\sqrt{\mathbf{W}_{n+1}^H \mathbf{R} \mathbf{W}_{n+1}}} \quad (10)$$

其中，“H”表示共轭转置，下同。

随着迭代次数的增加，超指数均衡器权值不断更新，直至收敛到稳态值，迭代停止。但当信道失真较严重时，迭代次数多对噪声的放大也严重，因此超指数均衡一般只需迭代 2~3 次<sup>[7]</sup>。

超指数混合信号均衡器属于常模算法，它对信号的相位偏差敏感，以致均衡器输出信号中会含

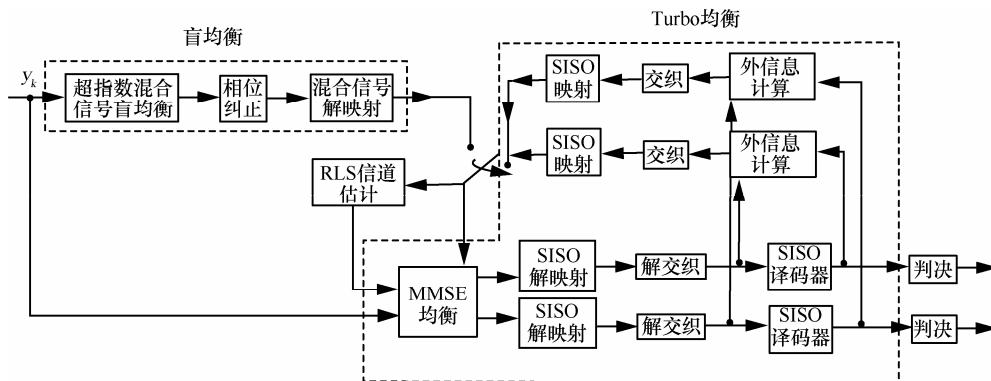


图 2 SCBSS 基带接收端处理流程

有未知的相位偏差。因此，解映射之前必须对信号进行相位纠正。

超指数混合信号均衡器输出信号完成相位纠正后，假设  $p(\hat{s}_{n,k} | s_k = \alpha)$  服从均值为  $\alpha$ ，方差为  $\sigma^2$  的高斯分布，且认为  $\hat{s}_{n,k}$  经过均衡后已无 ISI，仅考虑信道噪声过线性均衡器的输出噪声。将  $\hat{s}_{n,k}$  按混合信号解映射准则<sup>[12]</sup>解映射，完成混合信号到每路源信息比特的转换。软解映射器输出的每路比特软信息为信道估计和 Turbo 均衡提供了先验信息。

### 3.2 信道估计

单通道混合信号经过初始盲均衡模块处理后，去除了部分 ISI，还实现了信号的分离，同时计算出了每路比特的先验信息，据此可以计算出每路发送符号的均值和方差。

独立于均衡器的信道估计器一般采用自适应滤波算法，使得代价函数最小来求信道的估计值。自适应算法采用收敛速度较快的 RLS 算法<sup>[13]</sup>。 $k$  时刻观测向量为  $\mathbf{Y}_k$ ，设自适应滤波器的长度为  $L = L_1 + L_2 + 1$ ，信道估计值即自适应滤波器的系数向量为  $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2]$ ，其中， $\hat{\mathbf{H}}_i = [\hat{h}_{l_1}^i, \hat{h}_{l_1-1}^i, \dots, \hat{h}_{-l_2}^i]^T$ ， $k$  时刻输入信号向量为  $\bar{\mathbf{S}}_k = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{S}}_k^1 \\ \bar{\mathbf{S}}_k^2 \end{bmatrix}$ ，其中， $\bar{\mathbf{S}}_k^i = [\bar{s}_{k-L_1}^i, \bar{s}_{k-L_1+1}^i, \dots, \bar{s}_{k+L_2}^i]^T$ ，则误差向量可表示为

$$\mathbf{E}_k = \mathbf{Y}_k - \hat{\mathbf{H}}^T \bar{\mathbf{S}}_k \quad (11)$$

其中， $\mathbf{E}_k = [e(0), e(1), \dots, e(k-1)]$ ，代价函数定义为

$$J = \sum_{i=0}^{k-1} \lambda^{k-1-i} |e(i)|^2 \quad (12)$$

其中， $0 < \lambda \leq 1$  称为遗忘因子。

若定义

$$\begin{cases} \mathbf{A}_k = \text{diag}[\lambda^{k-1}, \lambda^{k-2}, \dots, \lambda, 1] \\ \mathbf{R}_{ys}(k) = \bar{\mathbf{S}}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Y}_k^H \\ \mathbf{R}_s(k) = \bar{\mathbf{S}}_k \mathbf{A}_k \bar{\mathbf{S}}_k^H \end{cases} \quad (13)$$

则结合式(11)~式(13)可得

$$\begin{aligned} J &= \sum_{i=0}^{k-1} \lambda^{k-1-i} |e(i)|^2 \\ &= \mathbf{Y}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Y}_k^H - 2\text{Re}[\hat{\mathbf{H}} \mathbf{R}_{ys}(k)] + \hat{\mathbf{H}} \mathbf{R}_s(k) \hat{\mathbf{H}}^H \end{aligned} \quad (14)$$

令  $\frac{\partial J}{\partial \mathbf{H}_k} = 0$ ，则可得到解为

$$\hat{\mathbf{H}}^T = \mathbf{R}_s^{-1}(k) \mathbf{R}_{ys}(k) \quad (15)$$

为避免式(15)中矩阵求逆运算，可以采用递归计算。RLS 算法估计信道的具体流程如下：

1) 令  $\mathbf{P}_k = \mathbf{R}_s^{-1}(k)$ ，且  $\mathbf{P}_0 = \delta^{-1} \mathbf{I}$ ，( $\delta$  是一个非常小的正数)；

$$2) \text{ 令 } \mathbf{G}_k = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}_{k-1} \bar{\mathbf{S}}_k^*}{1 + \lambda^{-1} \bar{\mathbf{S}}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \bar{\mathbf{S}}_k^*};$$

$$3) \hat{\mathbf{H}}_k = \hat{\mathbf{H}}_{k-1} + \mathbf{G}_k \mathbf{E}_k;$$

$$4) \mathbf{P}_k = \lambda^{-1} [\mathbf{P}_{k-1} - \mathbf{G}_k \mathbf{S}_k^T \mathbf{P}_{k-1}].$$

对于时不变信道，当迭代次数达到设定的次数  $K$  后，认为  $K$  时刻自适应滤波器参数  $\hat{\mathbf{H}}_k$  就是信道的最佳估计值  $\hat{\mathbf{H}}$ 。依据  $\hat{\mathbf{H}}$  可以进行信道响应已知条件下的 Turbo 均衡。

### 3.3 混合信号的 MMSE 均衡

MMSE-LE 是最常用的线性均衡器，式(5)所示的信号满足线性均衡器的模型要求。但已有的 MMSE 均衡算法都是针对单个信号的<sup>[7,9]</sup>，下面推导混合信号的 MMSE 均衡器原理。

设  $N_1$  和  $N_2$  分别指均衡滤波器非因果部分和因果部分的长度， $N = N_1 + N_2 + 1$  为均衡滤波器的总长度，设  $k$  时刻均衡器的输入向量  $\mathbf{Y}_k = [y_{k-N_2}, y_{k-N_2+1}, \dots, y_{k+N_1}]^T$ ，MMSE-LE 利用观测向量  $\mathbf{Y}_k$  通过权向量为  $\mathbf{F}_k = [f_{k+N_2}, f_{k+N_2-1}, \dots, f_{k-N_1}]^T$  的 FIR 滤波器来估计发送符号  $\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_k^1 \\ \mathbf{S}_k^2 \end{bmatrix}$ ，定义 2 个  $N \times (N+L-1)$  维信道转移矩阵  $\hat{\mathbf{H}}_1$  和  $\hat{\mathbf{H}}_2$ 。

$$\hat{\mathbf{H}}_i = \begin{bmatrix} \hat{h}_{l_1}^i & \hat{h}_{l_1-1}^i & \dots & \hat{h}_{-l_2}^i & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \hat{h}_{l_1}^i & \hat{h}_{l_1-1}^i & \dots & \hat{h}_{-l_2}^i & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & & \ddots & & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \hat{h}_{l_1}^i & \hat{h}_{l_1-1}^i & \dots & \hat{h}_{-l_2}^i \end{bmatrix}, i=1, 2 \quad (16)$$

则有  $N \times 2(N+L-1)$   $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2]$ ，故

$$\mathbf{Y}_k = [\hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{S}_k^1 \\ \mathbf{S}_k^2 \end{bmatrix} + \mathbf{W}_k = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{S}_k + \mathbf{W}_k \quad (17)$$

按已有  $\mathbf{F}_k$  的设计方法，即

$$\mathbf{F}_k = \text{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{Y}_k)^{-1} \text{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{S}_k) \quad (18)$$

所以，发送符号的估计值  $\hat{\mathbf{S}}_k$  为

$$\hat{\mathbf{S}}_k = \mathbf{E}(\mathbf{S}_k) + \mathbf{F}_k^H [\mathbf{Y}_k - \mathbf{E}(\mathbf{Y}_k)] \quad (19)$$

其中， $\text{cov}(\cdot)$  表示向量的协方差矩阵。

在此基础上做进一步推导, 因为

$$\mathbf{V}_k = \text{cov}(\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_k) = \text{E}\{[\mathbf{S}_k - \text{E}(\mathbf{S}_k)][\mathbf{S}_k - \text{E}(\mathbf{S}_k)]^H\} \quad (20)$$

于是有

$$\begin{aligned} \text{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{Y}_k) &= \hat{\mathbf{H}} \text{cov}(\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_k) \hat{\mathbf{H}}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I} \\ &= \hat{\mathbf{H}} \mathbf{V}_k \hat{\mathbf{H}}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (21)$$

又因为发送端采用了 BICM 结构, 发送比特经过了交织, 因而可以认为不同符号之间是相互独立的, 故  $\mathbf{V}_k$  是一个对角矩阵, 对角线向量为  $[v_{k-L+1}, v_{k-L+2}, \dots, v_{k+L}]$ ,  $v_k$  为  $\mathbf{S}_k$  的方差。

令向量  $\boldsymbol{\Theta} \stackrel{\text{def}}{=} \hat{\mathbf{H}}[\mathbf{0}_{1 \times L} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times L}]^T$ , 则有

$$\text{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{S}_k) = \hat{\mathbf{H}} \text{cov}(\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_k) = v_k \boldsymbol{\Theta} \quad (22)$$

式 (18) 可以改写为

$$\mathbf{F}_k = v_k (\hat{\mathbf{H}} \mathbf{V}_k \hat{\mathbf{H}}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I})^{-1} \boldsymbol{\Theta} \quad (23)$$

有了  $\mathbf{F}_k$ , 利用式 (19) 可以完成对混合信号的均衡, 进一步消除了信道引起的 ISI, 为下一步的解映射和译码提供更为可靠的先验信息。由于此时已经得到每路源信息比特的先验信息, 可以每路信号单独利用 BICM-ID 模块来计算外信息, 以获取尽可能多的先验信息。为了减少性能损失, 本文 BICM-ID 算法采用软输入软输出 (SISO, soft input soft output), 即用编码比特后验概率的对数似然比 (LLR, log-likelihood ratio) [14] 来传递软信息。

至此, 单通道盲信号恢复算法步骤如下。

**step1** 单通道基带信号经过超指数混合信号盲均衡处理, 即由式 (7) ~ 式 (10) 计算得到超指数均衡滤波器的权向量  $\mathbf{W}_n$ , 再由式 (6) 得到均衡后的信号向量  $\hat{\mathbf{S}}_{n,k}$ , 经过数次迭代后得到信号向量的估计值  $\hat{\mathbf{S}}_k$ 。

**step2** 相位纠正, 根据估计出的相位对  $\hat{\mathbf{S}}_k$  进行相位估计, 得到  $\hat{\mathbf{S}}_k'$ 。

**step3** 混合信号解映射, 根据混合信号解映射规则, 对符号  $\hat{\mathbf{S}}_k'$  解映射, 计算每路信息比特和校验比特的 LLR。

**step4** RLS 信道估计, 依据每比特的 LLR, 计算其均值和方差, 按照 RLS 算法流程估计信道  $\hat{\mathbf{H}}$ 。

**step5** MMSE 均衡, 根据已估计的信道参数  $\hat{\mathbf{H}}$  和每比特的先验信息, 依据式 (23) 计算均衡滤波器的抽头系数  $\mathbf{F}_k$ , 再根据式 (19) 估计出信号  $\hat{\mathbf{S}}_k$ , 进而得到  $\hat{\mathbf{S}}_k^1$  和  $\hat{\mathbf{S}}_k^2$ 。

**step6** 解映射译码, 根据 BICM-ID 处理流程, 采用 BCJR 译码算法分两路计算每路比特的 LLR。

**step7** 若迭代解映射/译码达到设定的次数, 或系统的误比特率达到预定的门限时, 迭代停止, 则根据 SISO 软译码输出的似然值  $L_p(c_k^j)$  进行硬判决, 结束整个处理过程; 否则, 返回 step4, 继续下一次迭代。

由于两路 BICM-ID 模块可以并行处理, 因此本文算法的复杂度与单个信号采用 Turbo 均衡处理的复杂度相当。调制阶数为  $M$ , 混合信号解映射部分的计算量是  $O(M^2)$ , BICM-ID 模块中解映射部分的计算量是  $O(M)$ 。信道估计算法的计算量与信道响应长度  $L$  无关。整个算法中有 3 个迭代算法, 一是初始盲均衡内部的迭代, 对同一帧数据迭代 2~3 次, 设帧长为  $L_b$ , 则计算量为  $O(L_b)$ ; 二是信道估计部分的迭代, 由于采用了收敛快的 RLS 算法, 一般需要 80~100 符号就可以收敛, 计算量有限; 三是 Turbo 均衡内部迭代, 对同一帧数据迭代 4~5 次, 则计算量为  $O(L_b)$ 。显然, 随着调制阶数或信道响应的长度变化, 本文算法的复杂度和计算量增加有限。而 PSP 算法是基于 viterbi 思想实现的, 长度为  $L$  的信道状态有  $M^{2(L-1)}$  个, 每个状态扩展出  $M^2$  条分支, 则每个符号需要的波形重构次数为  $M^2 \cdot M^{2(L-1)} = M^{2L}$ , 其计算量为  $O(M^{2L})$ , 不适合处理高阶调制信号。

## 4 仿真与性能分析

对本文所提出的算法进行了计算机仿真。实验中产生 2 个不相关的伪随机序列作为各个源信号的信息传输符号; 采用 (2, 1, 2) 系统递归卷积码对信道编码, 其生成多项式为 (7, 5)g, 码率为 1/2; 采用伪随机交织器; 数据帧长  $L_b = 1024$ , 每次实验用 800 帧数据; 成型滤波器和匹配滤波器的滚降系数均为 0.33; 采用 AWGN 信道, 定义混合信号信噪比 (SNR, signal noise rate) 定义为  $E_b / N_0 = 10 \lg (2 / N_0)$ , 等效的信道响应长度  $L = 5 (L_1 = 2, L_2 = 2)$ 。

**实验 1** 针对不同调制方式信号算法的性能效果。设两路源信号的调制方式相同, 分别为 BPSK、QPSK 和 8PSK。BPSK 和 QPSK 调制的两路信号参数设为: 幅度  $A_1 = 1, A_2 = 0.8$ , 定时偏差  $\tau^1 = 0.15T$ ,  $\tau^2 = 0.43T$ , 频偏  $\Delta f_1 = -\Delta f_2 = 10^{-4}/T$ , 相偏  $\phi_1 = 0.1\pi$ ,  $\phi_2 = -0.15\pi$ 。8PSK 调制的两路信号参数设为: 定时

误差  $\tau^1 = 0.05T$ ,  $\tau^2 = 0.23T$ , 其他参数同上。图 3 给出了不同调制方式下算法性能与 SNR 的关系曲线。

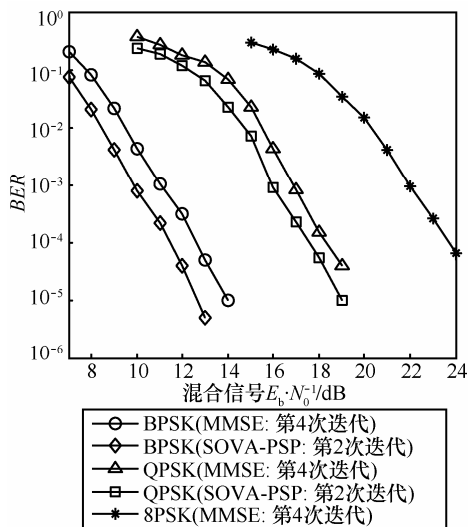


图 3 不同调制方式的 BER 随 SNR 的变化

从图 3 中可以看出, 算法适用于这 3 种调制方式。BPSK 调制 PCMA 混合信号在信噪比为 13 dB 左右误比特率 (BER, bit error rate) 达到  $10^{-4}$ ; QPSK 调制信号在 18 dB 左右 BER 达到  $10^{-4}$ 。为了能与已有的分离算法进行对比, 采用同样的仿真条件, 在信道初始响应估计准确的情况下, 图中同时给出了文献[8]中 SOVA-PSP 算法的分离性能。比较发现, 针对 BPSK 和 QPSK 2 种调制方式下的混合信号, SOVA-PSP 算法经过 2 次迭代后的分离性能优于本文算法经过 4 次迭代后的性能, 能使信噪比改善近 1 dB。然而, SOVA-PSP 算法或者其他的 PSP 算法复杂度都过高, 无法应用于 8PSK 混合信号的分离, 而本文算法是可行的, 在  $E_b/N_0$  大于 24 dB 以后能达到  $10^{-4}$  的分离性能, 这也正是本文算法最大的优势。

对于载波存在的频差和初始相位, 分别在解映射和均衡时适当修改星座和信道响应, 可以去除载波不同步的影响。

**实验 2 源信号幅度差异对算法性能的影响**

设两路源信号均已完成载波同步, 每种调制信号的定时误差与实验 1 相同, 幅度比  $A = A_2 / A_1$ , 假设  $A_1 \geq A_2$ , 迭代 4 次。

从图 4 可以看出, 当  $A$  较小时, 小功率信号被大功率信号淹没, 故小信号的 BER 较高, 使得整个系统的误比特率较高; 随着  $A$  的增大, 小功率信号逐渐增大, BER 也随之改善, 实验结果显示, 算法在

$A \in [0.6, 1.0]$  时, 误比特率在  $10^{-3}$  以下, 因此本文算法不仅对等功率混合信号 ( $A_1 = A_2$ ) 有效, 对不等功率信号 ( $A_1 \neq A_2$ ) 也有效。

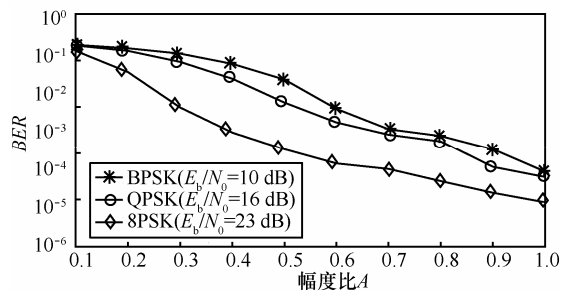


图 4 BER 随 A 的变化

**实验 3 基于 RLS 信道估计性能**

对于 RLS 算法, 设置遗忘因子  $\lambda = 0.90$ ,  $\delta = 0.001$ ; 算法跟踪信道的精度用两路信道归一化估计方差的均值  $\sigma_h^2$  来表征, 令  $C$  为蒙特卡罗仿真的次数, 则

$$\sigma_h^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \frac{\sum_{j=1}^C \|H_i - \hat{H}_j\|^2}{C \|H_i\|^2} \quad (24)$$

RLS 信道估计算法和 Turbo 均衡算法构成迭代, 如图 5 所示, 随着迭代次数的增加, RLS 信道估计的均方误差不断减小, 估计值逐渐逼近真实的信道响应值。

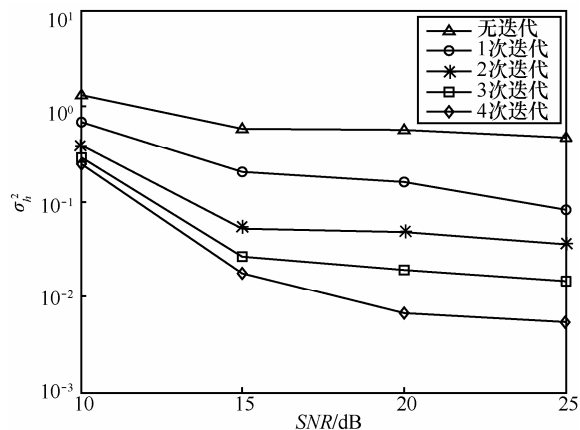


图 5 RLS 信道估计的均方误差随着迭代次数和 SNR 的变化

为了检验 RLS 算法的收敛速度, 图 6 给出了 RLS 算法和 LMS 算法在不同混合信号  $E_b/N_0$  下, 随符号数不同的信道跟踪性能曲线。实验采用两路 8PSK 调制按符号率采样后的 PCMA 混合信号, 给出迭代 4 次后的结果。从图中可以看出, 当  $E_b/N_0$

大于 20 dB 时, RLS 算法仅需要 80 个符号就能使信道的归一化估计方差达到 $10^{-2}$ , 这样的复杂度即便是对于 8PSK 调制混合信号也是可以接受的。同时, 从图中也能看到, 即使信噪比再高, LMS 算法在 100 个符号左右不可能获得较好的信道估计性能。所以对于两路 8PSK 调制混合信号, 利用 LMS 算法用较短的数据来估计信道是不可行的, 由此也就验证了本文采用 RLS 算法估计信道是非常必要的。

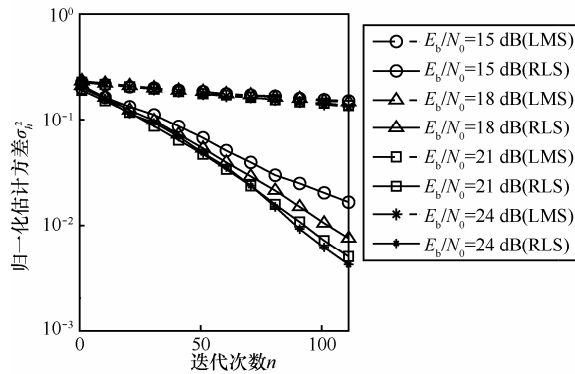


图 6 RLS 信道估计的均方随符号数的变化

**实验 4 信道的估计误差对分离/译码性能的影响**

由于 Turbo 均衡算法是在已知信道响应的情况下进行的, 算法本身不具有对信道进行跟踪的能力, 所以在“启动”均衡算法之前, 信道的估计误差会对算法的分离性能产生一定的影响。鉴于此, 针对按符号率采样后的两路 8PSK 调制混合信号, 当存在不同程度的信道估计误差 $\sigma_h^2$ 时, 图 7 给出了算法在不同 $E_b/N_0$ 下的分离性能曲线。从图 7 中可以看出, 随着 $\sigma_h^2$ 的增大, 分离性能逐渐变差, 当 $\sigma_h^2$ 大于 0.05 后, 在同样的 $E_b/N_0$ 下, 误比特率降低了一个数量级, 由此可见, 信道具有较高的估计精度是本文算法具有较好分离性能的充分条件。

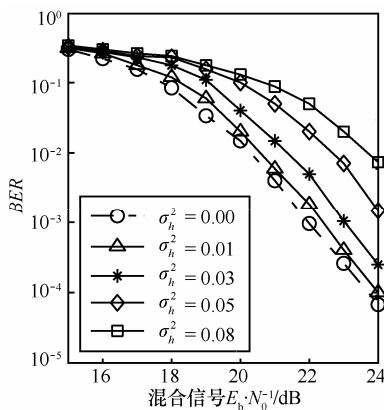


图 7 信道估计误差对分离性能的影响

**5 结束语**

本文基于 Turbo 均衡的算法思想提出了一种单通道混合信号盲恢复算法。文中推导了适用于混合信号的超指数均衡算法和根据单通道混合信号估计两路信道响应的 RLS 算法。在信道响应已知的条件下, 给出了针对混合信号的 MMSE 均衡算法。仿真结果表明, 本文算法对高阶调制的信号也可以得到优越的性能, 对等功率和不等功率的信号同样适用, 且算法比 M-PSP 算法简单易实现。

另外, 本文算法思想同样适用于 TPC 码和 LDPC 码, 仅需要调整相应的译码算法即可。

**参考文献:**

- [1] 刘璐, 何振亚. 盲源分离与盲反卷积[J]. 电子学报, 2002, 30(4): 570-576.  
LIU J, HE Z Y. A survey of blind source separation and blind deconvolution[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(4): 570-576.
- [2] LIU K, LI H, DAI X C, et al. Single channel blind separation of co-frequency MPSK signals[A]. Proc Commu, Internet, and Inf Technology (CIIT 2006)[C]. USA, 2006.42-46.
- [3] TU S L, CHEN S H, ZHENG H, et al. Particle filtering based signal-channel blind separation of co-frequency MPSK signals[A]. Proc ISPACS'07[C]. Xiamen, China, 2007.89-92.
- [4] 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]. Macao, China, 2008.473-476.
- [5] LIAO C H, TU S L, ZHOU S D. Particle filtering algorithms for single-channel blind separation of convolutionally coded signals[A]. IS-PACS'09[C]. Kanazawa, Japan, 2009.623-626.
- [6] 廖灿辉, 黄渊凌, 周世东. 卫星成对载波多址信号的一种联合分离解调算法[J]. 通信学报, 2010, 31(6): 99-105.  
LIAO C H, HUANG Y L, ZHOU S D. Joint separation and demodulation algorithm for paired carrier multiple access signals[J]. Journal on Communications, 2010, 31(6): 99-105.
- [7] 李静. 用于盲接收的 Turbo 均衡与迭代信道估计[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(8): 1887-1890.  
LI J. Turbo equalization and iterative channel estimation for blind receiver[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(8): 1887-1890.
- [8] SHALVI O, WEINSTEIN E. Super-exponential methods for blind deconvolution[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1993, 39(2): 504-519.
- [9] 曾嵘, 李光球. 码分导频 CDMA 系统中低复杂度自适应 MMSE 均衡其设计[J]. 电路与系统学报, 2010, 15(2): 33-38.  
ZENG R, LI G Q. Low complexity code-multiplexed pilot aided adaptive MMSE equalization for CDMA systems[J]. Journal of Circuits and Systems, 2010, 15(2): 33-38.
- [10] LI X D, RITCEY J A. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8PSK signaling[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(8): 1250-1257.

(下转第 61 页)

- [15] 林旺群. 基于非合作动态博弈的网络安全主动防御技术研究[J]. 计算机研究与发展, 2011,48(2):306-316.  
LIN W Q. Research on active defense technology in network security based on non-cooperative dynamic game theory[J]. Journal of Computer Research and Development, 2011,48(2):306-316.
- [16] 杨刚, 薛惠锋. 高校团队内知识转移的系统动力学建模与仿真[J]. 科学与科学技术管理, 2009,(6):87-92.  
YANG G. XUE H F. Modeling and simulation of knowledge transfer in groups of universities using system dynamics[J]. Science of Science and Management of S & T, 2009, (6):87-92.
- [17] 吴传荣, 曾德明, 陈英武. 高技术企业技术创新网络的系统动力学建模与仿真[J]. 系统工程理论与实践, 2010(4):587-593.  
WU C R ZENG D M, CHEN Y W. Modeling and simulation of high-tech enterprises innovation networks using system dynamics[J]. Systems engineering-theory & practice, 2010(4):587-593.
- [18] DONG-HWAN K, DOAHOON K. A system dynamics model for a mixed-strategy game between police and driver[J]. System Dynamics Review, 1997,(13):33-52.
- [19] 姜永, 陈山枝, 胡博. 异构无线网络中基于 Stackelberg 博弈的分布式定价和资源分配算法[J]. 通信学报, 2013, 34(1):61-67.  
JIANG Y, CHEN S Z, HU B. Stackelberg games-based distributed algorithm of pricing and resource allocation in heterogeneous wireless networks[J]. Journal of Communication, 2013, 34(1):61-67.
- [20] 杨健. 云计算安全问题研究综述[J]. 小型微型计算机系统, 2012,(3):473-479.

YANG J. Survey on some security issues of cloud computing[J]. Journal of Chinese Computer Systems, 2012,(3):473-479.

#### 作者简介:



**朱建明** (1965-), 男, 山西太原人, 中央财经大学信息学院院长、教授、博士生导师, 主要研究方向为信息安全、电子商务安全和无线网络安全。



**宋彪** (1983-), 男, 蒙古族, 内蒙古兴安盟人, 中央财经大学博士生, 内蒙古财经大学讲师, 主要研究方向为 ERP 项目实施与开发、数据挖掘、信息安全、网络舆情。



**黄启发** (1979-), 男, 山东滕州人, 中央财经大学博士生, 主要研究方向为网络安全。

(上接第 53 页)

- [11] 芮赟, 唐斯亮, 李明齐等. 基于卷积码的 DFT-S-GMC 系统迭代检测算法[J]. 通信学报, 2011,32(3):33-39.  
RUI Y, TANG S L, LI M Q, *et al.* Convolutional coding based iterative detection algorithm for DFT-S-GMC systems[J]. Journal on Communications, 2011,32(3):33-39.
- [12] 张冬玲. 基于 BICM-ID 系统的单通道混合信号盲恢复算法[J]. 系统工程与电子技术, 2012,34(2):379-384.  
ZHANG D L. Blind data recovery of single-channel mixed signals based on BICM-ID[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(2):379-384.
- [13] NASSERI M, BAKHSHI H. Iterative channel estimation algorithm in multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing systems[J]. Journal of Computer Science, 2010,6(2):224-228.
- [14] 任德锋. 新颖的低延迟并行 Turbo 译码方案[J]. 通信学报, 2011, 32(6):38-44.  
REN D F. Novel low-delay scheme for parallel Turbo decoding[J]. Journal on Communications, 2011,32(6):38-44.

#### 作者简介:



**张冬玲** (1976-), 女, 江苏盐城人, 解放军信息工程大学博士生, 主要研究方向为单通道信号盲分离、信道均衡、解调及译码。

**杨勇** (1988-), 男, 云南大理人, 解放军信息工程大学硕士生, 主要研究方向为单通道信号盲分离、信道均衡、解调及译码。

**李静** (1972-), 女, 山东烟台人, 博士, 解放军信息工程大学副教授, 主要研究方向为信道均衡、解调及译码。

**葛临东** (1945-), 男, 山东济南人, 博士, 解放军信息工程大学教授, 主要研究方向为软件无线电信号处理。