

基于软信息联合修正的非对称 PCMA 盲分离算法

黄强, 彭华, 李天昀, 巩克现

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要: 针对非对称 PCMA 信号盲分离问题, 在一种低复杂度的盲分离结构基础上, 提出基于软信息联合修正提高强弱信号解调性能的盲分离算法。该算法利用强弱信号解调相互的影响, 通过尝试修正高出错概率的强信号接收符号, 比较修正前后强弱信号星座质量 (软信息) 的优劣来决定是否修正当前强弱信号的硬判决值, 从而降低强弱信号解调误码率。仿真结果表明, 当强信号信噪比高于 17 dB 时, 强弱信号解调误码率分别降低近 2 个数量级, 且算法计算复杂度低于传统基于重构抵消算法的计算复杂度。

关键词: 非对称 PCMA; 盲分离; 软信息; 联合修正

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

Blind separation of asymmetric PCMA signal based on soft information joint correction

HUANG Qiang, PENG Hua, LI Tian-yun, GONG Ke-xian

(School of Information Systems Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: On the basis of a blind separation structure with low complexity, an efficient blind separation algorithm based on soft information joint correction was proposed for asymmetric PCMA to improve the demodulation performance of strong and weak signals. By utilizing the demodulation mutual influence between the strong and weak signals, this algorithm tried to correct the receiving symbols of strong signal with high error probability. Comparing the symbol constellation quality (soft information) of signals before and after correction, it can be decided whether the hard decision values of strong and weak signals need to be modified, which efficiently reduce the demodulation error rate of strong and weak signals. The simulation results show that, the demodulation error rate of strong and weak signals can be reduced by nearly two orders of magnitude after joint correction especially when the signal to noise ratio of strong signal is higher than 17 dB, and the computational complexity of this algorithm is lower than that of the conventional reconstruction cancellation algorithm.

Key words: asymmetric PCMA, blind separation, soft information, joint correction

1 引言

非对称 PCMA (APCMA, asymmetric paired carrier multiple access) 信号是成对载波多址技术^[1] (PCMA, paired carrier multiple access) 在非对称工作模式下的一种应用, 其特点为一个高功率、大带宽的主站强信号与多个低功率、小带宽的小站弱信号在时频域叠加, 并且所有小站弱信号的频谱互不重叠且全部处于主站信号频带中, 这种方式有效提

高了频带利用率, 并且增强了小站弱信号的抗截获能力。在非协作通信中, PCMA 信号盲分离一直是研究的热点, 在语音通信方面单通道盲分离算法的研究^[2-4]比较多, 但这类算法不太适用于 PCMA 信号的盲分离。目前, 针对对称 PCMA 信号盲分离, 自 2008 年涂世龙等^[5,6]首次将 PSP (per-survivor processing) 算法应用于 PCMA 信号盲分离取得了比较好的效果后, 文献[7]借助 SOVA (soft output Viterbi algorithm) 的思想提出利用纠错译码的单通

收稿日期: 2016-08-29; 修回日期: 2016-10-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.61401511)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61401511)

道盲分离算法, 文献[8]提出了基于 CHASE 译码思想的 PCMA 信号盲分离算法, 文献[9]提出了基于判决反馈前馈的 RSDFP-PSP (reduced-state decision feedback-feedforward per-survivor processing) 盲分离算法, 文献[10]提出了基于 Gibbs 采样的盲分离算法, 进一步提高了 PCMA 信号盲分离的性能。针对非对称 PCMA (APCMA) 信号盲分离, 目前的分离方法主要借鉴多用户检测技术中串行干扰抵消的思想^[11], 先将小站弱信号看作对强信号的干扰, 对强信号进行解调, 而后利用强信号的解调数据、幅度、频率、相位和时延信息对强信号波形重构, 从原信号中减去重构后的强信号, 再对弱信号分别解调。受弱信号干扰影响, 强信号解调误码率较高, 通常需要进行迭代重构抵消处理^[12], 即在弱信号解调之后再重构弱信号波形, 从原信号中减去重构的弱信号使下一轮强信号解调结果变得更可靠, 提高分离性能。

基于波形重构抵消的 APCMA 信号盲分离算法需要对强信号波形重构, 不仅要强信号解调, 还要对强信号的幅度、相位、频偏和时延等参数精确估计, 而且为提高分离性能通常需要迭代处理, 整个环节较为复杂, 并且由于通常弱信号解调误码率较高, 未经错误纠正的迭代重构处理对盲分离性能的提升很有限。文献[13]研究了强信号覆盖下弱信号的检测问题, 将混合信号按照强信号进行定时同步与载波同步处理后, 减去强信号的硬判决值, 对减去强信号硬判决值的信号进行能量检测来实现强信号覆盖下弱信号的检测。本文提取弱信号的结构, 首先对混合信号按照强信号进行非数据辅助定时同步与非数据辅助载波同步处理, 对同步后的混合信号硬判决得到强信号硬判决值, 再将按强信号同步采样后的混合信号减去强信号的硬判决值后对其中各路弱信号分别解调得到各路弱信号硬判决值, 以较低的复杂度完成了 APCMA 信号盲分离。受弱信号影响, 强信号解调误码率较高, 弱信号解调误码率也随之变高, 即使在较高的信噪比下, 盲分离的效果也并不理想, 需要进一步研究提高强弱信号解调性能的方法。由于强信号解调直接影响弱信号的解调, 强信号硬判决值的改变将引起相应弱信号硬判决值的变化, 因此, 可以通过尝试修正高出错概率的强信号符号硬判决值, 观察修正前后强弱信号符号星座质量的变化来决定是否接受该修正, 从而达到联合修正强弱信号硬判决值

以及降低强弱信号解调误码率的目的。本文称强弱信号符号星座质量为强弱信号符号的软信息。经过本文算法联合修正后, 能够有效地提高强弱信号解调性能, 并且算法复杂度较低。

2 信号模型与基本假设

非对称 PCMA 频谱叠加情况如图 1 所示, 由图 1 频谱分布可知, 系统能够有效地提高频谱利用效率, 且小站信号隐蔽在主站信号下, 提高了通信的隐蔽性。

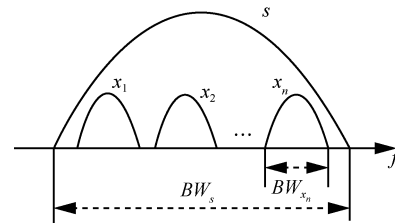


图 1 非对称 PCMA 频谱叠加情况

本文针对强弱信号均为 QPSK 的 APCMA 信号进行讨论, 接收信号模型为

$$z(t) = s(t) + \sum_{i=1}^N x_i(t) + n(t) \quad (1)$$

$$s(t) = A_s \exp(j2\pi f_0 t + \varphi_0) \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g_s(t - mT_s - \tau_s) \quad (2)$$

$$x_i(t) = A_i \exp(j2\pi f_i t + \varphi_i) \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_{i,m} g_i(t - mT_i - \tau_i) \quad (3)$$

其中, $z(t)$ 为接收到的混合信号, $s(t)$ 为强信号, $x_i(t) (i=1, 2, \dots, N)$ 为第 i 路弱信号, $n(t)$ 为噪声; T_s 为强信号符号周期, T_i 表示第 i 路弱信号符号周期; A_s 表示强信号幅度, A_i 表示第 i 路弱信号幅度; f_0 表示强信号载波频率, f_i 表示第 i 路弱信号载波频率; φ_0 表示强信号初始相位, φ_i 表示第 i 路弱信号初始相位; τ_s 表示强信号时延, τ_i 表示第 i 路弱信号时延; a_m 表示强信号归一化的符号序列, $b_{i,m}$ 表示第 i 路弱信号归一化的符号序列; g_s 表示强信号成形滤波器, g_i 表示第 i 路弱信号成形滤波器。本文假设成形滤波器均为根升余弦滤波器, 则接收端匹配滤波器也为根升余弦滤波器。约定强信号信噪比为强信号功率与噪声功率之比, 强弱信号总带宽比为强信号带宽与所有弱信号带宽和之比。

本文在无其他先验信息和不考虑信道译码的情况下, 研究从接收到的混合信号 $z(t)$ 提取强信号

符号序列 a_m 和弱信号符号序列 $b_{i,m} (i=1,2,\dots,N)$ 的方法, 即研究 APCMA 信号盲分离的方法。

3 APCMA 盲分离算法

3.1 低复杂度 APCMA 盲分离结构

首先对文献[13]的结构进行描述, 按照单个信号的解调方法对强信号进行匹配滤波、定时同步以及载波同步处理, 并设匹配滤波增益为 1, 此时相当于对接收到的混合信号按照强信号的符号速率 f_s 进行采样, 对其中的弱信号进行了一次采样率变换。由于所有弱信号频谱均处于强信号频带内, 当对强信号匹配滤波时, 弱信号相当于经过一个低通滤波器, 强信号匹配滤波增益为 1, 则对强信号的匹配滤波不会对弱信号造成影响。而当对强信号进行定时同步与载波同步处理时, 弱信号频偏、初始相位、时延均会发生变化。文献[13]给出了混合信号按强信号同步采样之后的信号模型。

$$z_k = A_s a_k + \sum_{i=1}^N x_{i,k} + n_k \quad (4)$$

$$x_{i,k} = A_i \exp(j2\pi f_{si} kT_s + \varphi_{si}) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_{i,m} g_i(kT_s - mT_i - \tau_{si}) \quad (5)$$

其中, $z_k = z(kT_s)$, $n_k = n(kT_s)$, f_{si} 、 φ_{si} 、 τ_{si} 分别为第 i 个弱信号新的频偏、初始相位、时延。

依据上面的模型对强信号硬判决, z_k 减去强信号硬判决值, 得到

$$z'_k = e_k + \sum_{i=1}^N x_{i,k} + n_k \quad (6)$$

$$e_k = A_s a_k - A'_s a'_k \quad (7)$$

其中, a'_k 为 z_k 的硬判决结果, A'_s 为强信号幅度的估计值, e_k 为强信号的错误矢量, z'_k 由弱信号、噪声和强信号误码和幅度估计误差带来的噪声组成。

由上, 先对强信号同步, 利用同步之后的信号减去强信号硬判决值得到 z'_k , 对 z'_k 中各个弱信号分别解调, 即可实现 APCMA 信号的盲分离, 则按照文献[13]的描述, 盲分离的实现如图 2 所示。

与传统基于波形重构抵消的盲分离相比, 该结构避开了较为复杂的波形重构, 在混合信号按照强信号同步采样的基础上实现 APCMA 信号的盲分离, 复杂度大为降低。

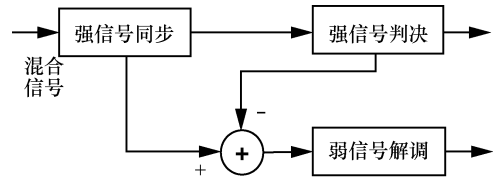


图 2 低复杂度盲分离结构

3.2 软信息联合修正提高盲分离性能

无论是基于波形重构抵消的盲分离还是本文采取的分离结构, 受弱信号影响, 强信号解调误码率较高, 弱信号解调误码率也随之变高, 即使在较高的信噪比下, 盲分离的效果也并不理想。由于强信号硬判决值的改变将引起相应弱信号硬判决值的变化, 因此, 可以通过尝试修正高出错概率的强信号符号硬判决值, 观察修正前后强弱信号符号星座质量的变化来决定是否接受该修正, 从而达到联合修正强弱信号硬判决值, 提高强弱信号解调性能的目的。星座质量的优劣采用误差向量幅度 (EVM, error vector magnitude) 值衡量, EVM 值表示符号星座点到符号硬判决值的距离与信号幅度的比值。在决定是否修正时, 计算修正前后对应 N 路弱信号符号的 EVM 值之和并分别以修正前后的强信号符号 EVM 值为权重, 若修正后的值更小, 说明修正后的强弱信号总体的星座质量更好, 则应当选择修正后的强弱信号硬判决值作为强弱信号硬判决的结果, 反之, 选择修正前的强弱信号硬判决值作为强弱信号硬判决的结果。

假设已得到减去强信号的混合信号 z'_k , 其采样周期为强信号符号周期 T_s , 对第 i 路弱信号解调时, 需要经过匹配滤波、定时同步以及载波同步等步骤。假设匹配滤波增益为 1, 匹配滤波器的脉冲响应为 $h(kT_s)$, 强信号第 m 个错误矢量经匹配滤波有

$$\begin{aligned} e_m \otimes h(kT_s) &= e_m \delta(k - mT_s) \otimes h(kT_s) \\ &= e_m h(kT_s - mT_s) \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)说明强信号错误矢量的能量会随着匹配滤波器的脉冲响应发生扩散。精确估计第 i 路弱信号频偏、初始相位、时延后, 减去强信号的混合信号 z'_k 按第 i 路弱信号匹配滤波、定时同步以及载波同步, 此时采样周期为弱信号符号周期 T_i , 信号表达式可以写为

$$y_{i,k} = A_i b_{i,k} + v_{i,k} + n'_{i,k} \quad (9)$$

$$v_{i,k} = e^{-j(2\pi f_{si} kT_i + \varphi_{si})} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e_m h(kT_i - mT_s + \tau_{si} T_i) \quad (10)$$

其中, $v_{i,k}$ 表示强信号错误矢量随着第 i 路弱信号匹配滤波以及定时同步载波同步处理后的结果, 可以看到由于匹配滤波, 弱信号每个符号的判决都会受到所有强信号错误矢量的影响。分析式(9)和式(10), 弱信号的判决受高斯噪声 $n'_{i,k}$ 以及 $v_{i,k}$ 的影响。设弱信号 $y_{i,k}$ 硬判决值为 $A'_i b'_{i,k}$, A'_i 为弱信号的幅度估计值, $b'_{i,k}$ 为硬判决结果, 下面具体讨论如何降低强弱信号的解调误码率。

成形滤波器为根升余弦滤波器, 则匹配滤波器也为根升余弦滤波器, 根升余弦滤波器形状类似 Sa 函数形式, 能量主要集中在中间部分, 拖尾部分的能量较低。强信号错误矢量经匹配滤波后, 滤波器脉冲响应的拖尾部分对弱信号的影响很小, 可以只考虑滤波器脉冲响应中间部分对弱信号的影响, 由滤波器脉冲响应中间部分占 2 个符号周期, 因此, 可以认为强信号的错误矢量只对其最近邻的 2 个弱信号接收符号星座点的判决造成影响, 即可以认为每个弱信号接收符号星座点的判决只受到前后共 2 个符号周期的强信号错误矢量影响, 式(10)中 m 的取值范围满足

$$-T_i \leq kT_i + \tau_{si}T_i - mT_s \leq T_i \quad (11)$$

式(10)改写为

$$v_{i,k} = e^{-j(2\pi f_{si}kT_i + \tau_{si})} \sum_{m=\lfloor (k+\tau_{si}-1)\frac{T_i}{T_s} \rfloor}^{\lceil (k+\tau_{si}+1)\frac{T_i}{T_s} \rceil} e_m h(kT_i + \tau_{si}T_i - mT_s) \quad (12)$$

其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。如果已知所有的 e_m , 将 e_m 代入式(12)得到 $v_{i,k}$, $y'_{i,k} = y_{i,k} - v_{i,k}$, 以 $y'_{i,k}$ 为修正后弱信号符号的星座点, 能使弱信号判决不受强信号误码影响。

在实际盲接收过程中, 无法得知解调后强信号的错误矢量 e_m , 需要划分强信号高出错概率的符号星座点区域。遍历处于该区域中每个强信号符号可能的 e_m 值, 观察 e_m 对其最近邻的 2 个弱信号接收符号星座点以及强信号本身 EVM 值的变化, 选择最小的 EVM 值对应的 e_m 值作为当前强信号符号星座点的错误矢量, 修正强弱信号的符号星座点位置。对于调制方式为 QPSK 的强信号而言, 当叠加高斯噪声时, 信号星座图将在每个象限以圆的形式散开, 圆心为强信号的实际的星座点位置, 半径为干扰幅度可能的最大值。随着噪声能量的增强, 圆的半径逐渐增大, 当散开的星座点从一个象限跨越到另一个象限时, 则硬判决发生错误, 因此叠加高

斯噪声时强信号高出错概率的符号星座点区域可以用图 3 中阴影部分表示。

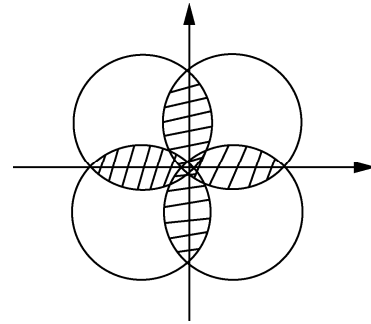


图 3 高出错概率的判决区域

实际 APCMA 通信系统中与主站强信号通信的小站弱信号通常较多, 一般超过 4 路, 本文针对弱信号超过 4 路的情况讨论, 根据文献[14]对强信号解调误码率的分析, 此时可以将弱信号对强信号的影响等效为高斯噪声对强信号的影响, 因此, 可以通过估计每个星座圆的半径来划定强信号高出错概率的符号星座点区域。估计每个星座圆的半径, 即估计干扰(弱信号与噪声之和)模值的范围。需要注意的是, 由于噪声是随机的, 该范围本身是很大的, 这里要估计的是主要范围。本文将干扰建模为高斯噪声, 在估计出干扰方差的基础上, 可在一定置信水平下求得干扰模值的主要范围。

首先, 基于极大似然法, 估计强信号的幅度与干扰的方差, 文献[15]给出了强信号幅度极大似然估计式为

$$A'_s = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} \text{Re} \left[z_k \exp \left(\frac{-j2\pi p_k}{M} \right) \right] \quad (13)$$

其中, L 为数据量, $\frac{2\pi p_k}{M}$ 为 z_k 硬判决值的相位。进一步, 依据式(13), 文献[15]给出了干扰方差的估计为

$$\sigma'^2 = \frac{\frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} |z_k|^2 - A_s'^2}{2} \quad (14)$$

干扰建模为高斯噪声, 则其实部 I 与虚部 Q 均服从高斯分布 $N(0, \sigma'^2)$, 则 $\frac{1}{\sigma'} I$ 与 $\frac{1}{\sigma'} Q$ 服从高斯分布 $N(0, 1)$, 干扰模 Y 的平方为

$$Y^2 = I^2 + Q^2 \quad (15)$$

两边同除以 σ'^2 有

$$\frac{1}{\sigma'^2} Y^2 = \left(\frac{1}{\sigma'} I \right)^2 + \left(\frac{1}{\sigma'} Q \right)^2 \quad (16)$$

由上可知, $\frac{1}{\sigma'^2} Y^2$ 服从自由度为 2 的 χ^2 分布。

为得到干扰模值的范围, 这里关注 $\frac{1}{\sigma'^2} Y^2$ 的上限值, 根据 χ^2 分布概率密度函数的特性, 对于给定值 $\alpha(0 < \alpha < 1)$, 有 $(0, \chi_{1-\alpha}^2(2))$ 是 $\frac{1}{\sigma'^2} Y^2$ 置信水平为 $1-\alpha$ 的单侧置信区间, 由此可得到置信水平为 $1-\alpha$ 时各象限圆半径

$$R = \sigma' \sqrt{\chi_{1-\alpha}^2(2)} \quad (17)$$

对混合信号按强信号判决, z_k 对应的判决值为

$$A'_s a'_k = A'_s \exp\left(\frac{j\pi(2p_k - 1)}{4}\right), p_k \in \{1, 2, 3, 4\} \quad (18)$$

得到置信水平为 $1-\alpha$ 的强信号高出错概率的符号星座点集合 E 为

$$E = \left\{ z_k \mid \min_{\substack{m=1,2,3,4 \\ m \neq p_k}} \left(\left| z_k - A'_s \exp\left(\frac{j\pi(2m-1)}{4}\right) \right| \right) < R \right\} \quad (19)$$

集合 E 中一部分点是错误判决的, 另一部分点是正确判决的, 因此需要根据实际情况合理选择 α 的值。

得到强信号高出错概率的符号星座点区域后, 每个强信号的高出错概率符号星座点都会影响最近邻 2 个弱信号星座点。由于强信号为 QPSK 调制信号, 当高出错概率符号星座点判决错误时, 该符号星座点正确的硬判决值有 3 种可能取值, 又由于强信号功率较高, 则判决出错时该符号正确的硬判决值最有可能的应当是除当前硬判决值外, 距离该符号星座点最近的硬判决值, 因此本文算法只考虑除当前硬判决值外可能性最大的硬判决值, 计算得到对应的错误矢量 e_k , 并用 e_k 去修正弱信号的符号星座位置。计算 N 路弱信号接收符号 EVM 值之和并以强信号符号 EVM 值为权重, 若修正后 EVM 值更小, 则决定修正当前强弱信号硬判决值。

下面对该算法用数学符号进行描述。不妨设强信号第 l 个接收符号 $z_l \in E$, 其对应的硬判决值为 $A'_s a'_l$, 如果 z_l 发生判决错误, 则 z_l 实际的硬判决值最有可能的应当是除 $A'_s a'_l$ 外, 距离 z_l 最近的硬判决值, 令该硬判决值为 $A'_s a'_l$, 结合式(18)和式(19), 该硬判决值为

$$A'_s a'_l = A'_s \exp\left(\frac{j\pi(2q_l - 1)}{4}\right) \quad (20)$$

$$q_l = \arg \min_{\substack{m=1,2,3,4 \\ m \neq p_l}} \left(\left| z_l - A'_s \exp\left(\frac{j\pi(2m-1)}{4}\right) \right| \right) \quad (21)$$

错误矢量为

$$e_l = A'_s a'_l - A'_s a'_l \quad (22)$$

由式(19)可知, 在得到集合 E 的同时可以求得 $A'_s a'_l$ 与 e_l 。

由式(11)可得

$$l \frac{T_s}{T_i} - 1 - \tau_{si} \leq k \leq l \frac{T_s}{T_i} + 1 - \tau_{si} \quad (23)$$

由式(23)得到受影响的最近邻的 2 个弱信号接收符号时刻分别用 p_i 和 p_{i+1} 表示。修正前, 第 i 路弱信号的第 k 个接收符号星座点 EVM 值为

$$evm_{i,k} = \frac{|y_{i,k} - A'_i b'_{i,k}|}{A'_i}, k = p_i, p_{i+1} \quad (24)$$

其中, $p_i = \left\lfloor \frac{mT_s}{T_i} - 1 - \tau_{si} \right\rfloor$, 可得到受 z_l 影响的 N 路弱信号接收符号星座点 EVM 值的和为

$$evm_1 = \sum_{i=1}^N (evm_{i,p_i} + evm_{i,p_{i+1}}) \quad (25)$$

再根据式(12), 可得第 i 路弱信号的第 k 个接收符号星座点修正矢量 $v'_{i,k}$

$$v'_{i,k} = e^{-j(2\pi f_{si} k T_i + \tau_{si})} e_l h(kT_i + \tau_{si} T_i - lT_s), k = p_i, p_{i+1} \quad (26)$$

修正后, 第 i 路弱信号的第 k 个符号星座点 EVM 值为

$$evm'_{i,k} = \frac{|y'_{i,k} - A'_i b''_{i,k}|}{A'_i} \quad (27)$$

其中, $y'_{i,k} = y_{i,k} - v'_{i,k}$, $A'_i b''_{i,k}$ 为 $y'_{i,k}$ 的硬判决值, 式(27)中 k 取值为 p_i 和 p_{i+1} 。则修正后受 z_l 影响的 N 路弱信号符号星座点 EVM 值之和为

$$evm_2 = \sum_{i=1}^N (evm'_{i,p_i} + evm'_{i,p_{i+1}}) \quad (28)$$

考虑到划分得到的高出错概率的星座点集合 E 中有部分点是正确判决的, 因此在判断是否修正时, 需要考虑强信号符号的位置质量, 因此以强信

号符号 EVM 值为权重，修改式(25)和式(28)为

$$evm_1 = \frac{|z_l - A'_s a'_l|}{A'_s} \sum_{i=1}^N (evm_{i,p_i} + evm_{i,p_i+1}) \quad (29)$$

$$evm_2 = \frac{|z_l - A'_s a''_l|}{A'_s} \sum_{i=1}^N (evm'_{i,p_i} + evm'_{i,p_i+1}) \quad (30)$$

通过比较 evm_1 与 evm_2 的大小，决定修不修正当前强信号与弱信号的星座点，即若 $evm_2 < evm_1$ ，则对该部分的强弱信号符号星座点进行修正，否则，不进行修正。

以上给出了提高 APCMA 盲分离性能的方法，而且由于对弱信号同步时，可以很容易得到弱信号同步参数即得到弱信号频偏、时延与相位信息，因此，根据式(26)能够很容易计算各弱信号星座点的修正矢量，能够较容易计算 evm_1 与 evm_2 的值，这使整个算法复杂度很低，并且能够有效地提高盲分离的性能。

下面以复数乘法的次数为依据分析比较本文算法计算复杂度与重构抵消算法以及迭代重构抵消算法的计算复杂度。由于各算法中强信号的匹配滤波与强弱信号同步的过程是一致的，因此不比较强信号匹配滤波与强弱信号同步过程中的计算量，假设接收信号采样周期为 T_z ，接收信号总数据量为 L ，根升余弦滤波器拖尾保留 M 个，设 $P_s = \frac{T_s}{T_z}, P_i = \frac{T_i}{T_z} (i=1,2,\dots,N)$ ， P_s 表示混合信号中强信号一个符号采了 P_s 个点， P_i 表示混合信号中第 i 路弱信号一个符号采了 P_i 个点，则强信号成形滤波器脉冲响应长度为 $\frac{2MT_s}{T_z} + 1 = 2MP_s + 1$ 。首先，重构抵消算法重构强信号的波形需要 $L(2MP_s + 1)$ 次复数乘法。其次，在对弱信号解调时，重构抵消算法对 N 路弱信号进行匹配滤波处理时一共需要 $NL \left(\frac{2MT_i}{T_z} + 1 \right) = NL(2MP_i + 1)$ 次复数乘法，本文算法是在混合信号按强信号同步采样的基础上实现对弱信号的解调，则本文算法对 N 路弱信号进行匹配滤波处理时一共需要 $NL \left(\frac{2MT_i}{T_s} + 1 \right) = NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 1 \right)$ 次复数乘法。再次，假设本文算法划分的集合 E 中强信号符号个数为 $L_E (L_E \leq L)$ ，由式

(20)~式(30)可知，本文算法在联合修正的过程中一共需要 $L_E(5 + 6N)$ 次复数乘法，而迭代重构抵消算法迭代时，对弱信号波形重构，需要 $NL(2MP_i + 1)$ 次复数乘法。不考虑强信号匹配滤波与强弱信号同步过程中的计算量，则本文算法修正前、修正后，重构抵消以及迭代重构抵消一次需要的复数乘法次数如表 1 所示。

表 1 各算法计算复杂度对比

算法	复数乘法次数
本文算法修正前	$NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 1 \right)$
本文算法修正后	$NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 1 \right) + L_E(5 + 6N)$
重构抵消算法	$L(2MP_s + 1) + NL(2MP_i + 1)$
迭代重构抵消	$L(2MP_s + 1) + 2NL(2MP_i + 1)$

从表 1 可以看到，3.1 节提到的低复杂度结构（本文算法修正前）复数乘法次数比重构抵消方法少了约 P_s 倍，经本文算法联合修正后复数乘法次数为 $NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 1 \right) + L_E(5 + 6N)$ ，再由 $L_E \leq L$ ，有

$$NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 1 \right) + L_E(5 + 6N) \leq NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 1 \right) + L(5 + 6N) = NL \left(\frac{2MP_i}{P_s} + 7 \right) + 5L \quad (31)$$

由式(31)可知，经联合修正后，计算量尽管比修正前略有提升，但是相较于基于重构抵消的算法，计算复杂度的降低仍然是明显的，而且通常高出错概率强信号符号星座点集合 E 的数量 L_E 相对总数据长度 L 来说是较小的，因此与基于重构抵消的算法相比，本文算法在计算复杂度方面的优势是明显的。

另外虽然本文针对强弱信号调制方式均为 QPSK 的信号进行讨论，但从整个推导过程来看，本文算法能够较为容易地推广到其他 PSK 以及 QAM 调制的信号，只是划分的强信号高出错概率的符号星座点区域将会与本文划分的区域有所差异。

整个 APCMA 信号盲分离算法可以描述如下。

1) 参考文献[16]中单个信号非数据辅助定时同步和非数据辅助载波同步的方法，将混合信号按

强信号进行同步处理，同步采样之后的混合信号为 z_k ，混合信号按强信号硬判决得到 a'_k 。

2) 估计强信号幅度 A'_s ， z_k 减去 $A'_s a'_k$ 得到 z'_k ，参考文献[16]中单个信号非数据辅助定时同步和非数据辅助载波同步的方法，对 z'_k 中 N 路弱信号分别解调得到各路弱信号星座点 $y_{i,k} (i=1,2,\dots,N)$ ，同时可得到各路弱信号频偏、时延与相位信息，估计第 i 路弱信号幅度为 A'_i ，对 $y_{i,k}$ 硬判决得到 $b'_{i,k}$ 。

3) 估计对强信号的干扰（弱信号与噪声和）方差 σ' ，得到置信水平为 $1-\alpha$ 的高出错概率的强信号符号星座点集合 E ，当强信号第 l 个符号 $z_l \in E$ 时，计算出其最有可能的硬判决结果 a'_l 与错误矢量 e_l 。

4) 通过式(23)~式(30)计算得到 evm_1 与 evm_2 的值，若 $evm_1 < evm_2$ ，则决定不修正当前强信号接收符号及每路弱信号中对应的 2 个接收符号的硬判决值，若 $evm_1 > evm_2$ ，则决定修正当前强信号接收符号及每路弱信号中对应的 2 个接收符号的硬判决值。

4 仿真分析

强弱信号解调性能受强弱信号总带宽比、强弱信号功率比、强弱信号信噪比和弱信号个数的影响，因此，需要在不同强弱信号总带宽比、不同强弱信号功率比、不同强弱信号信噪比和不同弱信号个数的条件下，仿真分析本文算法解调误码率性能，其中，强信号解调误码率与直接硬判决以及迭代重构抵消得到的强弱信号解调误码率进行比较，弱信号解调误码率与联合修正前、重构抵消未迭代、重构抵消迭代一次得到的解调误码率以及无强信号时弱信号解调误码率的理论值进行比较。其中，无强信号时弱信号解调误码率表示强信号与各路弱信号均未发生频谱重叠时的弱信号解调误码率，此时对弱信号解调即对单个信号解调，单个信号解调误码率理论值由文献[17]给出。由于通常 APCMA 通信系统中各小站弱信号带宽与功率均基本相同，故仿真时，设置所有弱信号带宽、功率相同。定义弱信号解调误码率为所有弱信号解调误码率的均值，成形滤波器为根升余弦成形，滚降系数为 0.2。为便于分析算法的性能，实验 1~实验 5 中算法假定同步是理想的，实验 6 与实验 7 讨论实际同步时导致的同步误差对算法的影

响。同步算法采用经典的 O&M 定时同步算法^[16]与 L&R 载波同步算法^[16]。

实验 1 3.2 节提到需要合理选择 α 的值， α 值越小，置信水平越高，集合 E 中包含的星座点也就越多； α 值越大，集合 E 中包含的星座点也就越少。定义总带宽比表示强弱信号的总带宽比，功率比表示强弱信号功率比（强信号与单个弱信号功率之比），信噪比表示弱信号与噪声功率之比，图 4 给出了不同条件下强信号解调误码率随 $\chi^2_{1-\alpha}(2)$ 值的变化。

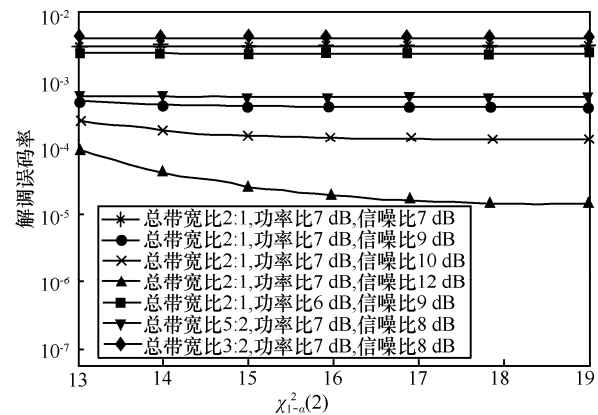


图 4 不同 α 值下强信号解调误码率

从图 4 结果可以看到，由于本文算法依赖于弱信号星座点的符号质量，当噪声功率较强时，弱信号星座点符号质量受噪声影响较严重。 α 越小，尽管包含错误的判决点越多，但此时包含正确判决的星座点也越多，越容易将正确判决的星座点修正成错误结果，而且计算量也越大，因此，当噪声功率较强时 α 不宜取值过小；当噪声功率较弱时，弱信号星座点符号质量较好， α 越小，能够修正错误判决的星座点越多，此时 α 的值应当取小一些。另外，从仿真结果也可以看出，解调误码率随 α 的变化主要受弱信号信噪比影响，受强弱信号功率比以及强弱信号总带宽比的影响很小。结合算法计算量与性能综合考虑，当弱信号信噪比低于 9 dB，本文选择 $\chi^2_{1-\alpha}(2)=16$ ，此时 $\alpha=0.0003$ ，得到置信水平为 0.9997 的集合 E ；当弱信号信噪比高于 9 dB，本文选择 $\chi^2_{1-\alpha}(2)=18$ ，此时 $\alpha=0.0001$ ，得到置信水平为 0.9999 的集合 E 。

实验 2 固定强弱信号功率比为 7 dB，强信号信噪比 $\frac{E_s}{N_0} = 18$ dB，弱信号个数为 4 个，比较经过

本文算法修正前后的强弱信号误码率受强弱信号总带宽比的影响，如图 5 所示。

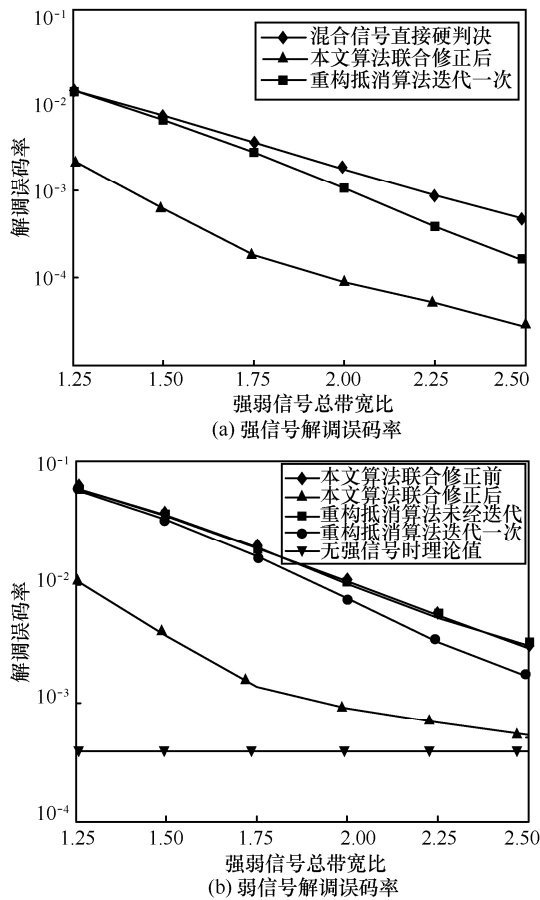


图 5 不同强弱信号带宽比下强弱信号解调误码率

图 5(b)中“无强信号时理论值”表示在给定实验条件下，当强信号与各路弱信号均未发生频谱重叠时，随强弱信号总带宽比的变化，弱信号解调误码率即单个信号解调误码率的理论值^[17]，此时弱信号信噪比不变，因此，该理论值不变。进一步分析图 5 结果，首先从图 5(b)中可以看出在本文算法联合修正前，即经过 3.1 节中的盲分离结构后的弱信号解调误码率与基于重构抵消得到的弱信号解调误码率基本相同，后面各实验仿真结果也类似，这说明与基于重构抵消的盲分离算法相比，3.1 节中的盲分离结构在计算量大为减少的情况下，性能几乎没有损失。随着强弱信号总带宽比的增加，强弱信号解调误码率降低。带宽越窄，弱信号总的能量相对强信号越小，强信号出错概率越小，此时弱信号解调信息越可靠，因此，经过迭代重构抵消算法后强弱信号解调误码率降低越明显，经过本文算法后强弱信号解调

误码率一开始也随着弱信号带宽变窄降低越明显，而后当弱信号带宽较窄时，弱信号解调误码率逐渐接近于无强信号时的理论值，此时弱信号解调误码率降低得越来越缓慢，强信号解调误码率降低也较之前缓慢下来。经过本文算法联合修正后强弱信号解调误码率能比迭代重构后强弱信号解调误码率低一个数量级左右，弱信号总带宽越窄，修正后弱信号的解调误码率越接近于无强信号时的误码率。

实验 3 固定强弱信号总带宽比为 2:1，强信号信噪比 $\frac{E_s}{N_0} = 18$ dB，弱信号个数为 4 个，比较经过

本文算法修正前后的强弱信号误码率受强弱信号功率比的影响，如图 6 所示。

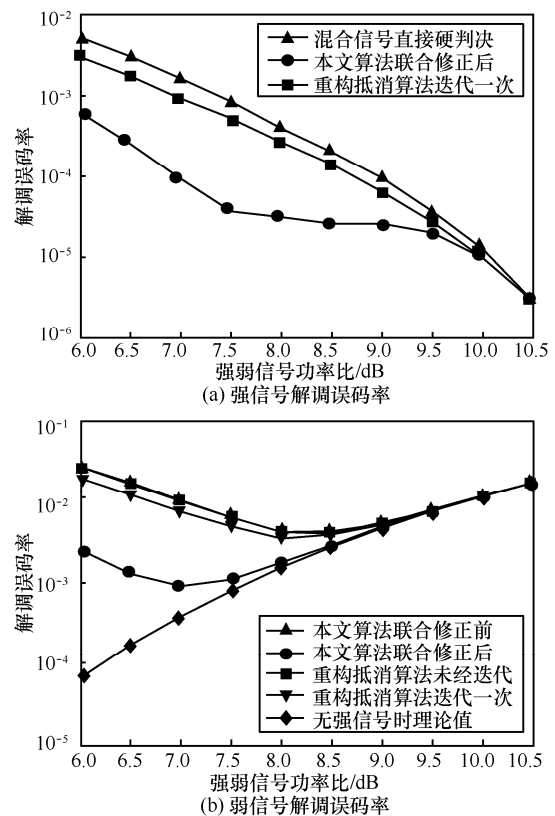


图 6 不同强弱信号功率比下强弱信号解调误码率

图 6(b)中“无强信号时理论值”表示在给定实验条件下，当强信号与各路弱信号均未发生频谱重叠时，随强弱信号功率比的变化，弱信号解调误码率的理论值，此时随强弱信号功率比的变化，弱信号信噪比发生变化，相应的弱信号解调误码率理论值也随之改变。进一步分析图 6 的结果，在强弱信号功率比较小时，由于弱信号功率

大，导致强信号误码率较高，从而导致此时弱信号误码率较高，随着强弱信号功率比变大，强信号误码率降低，弱信号误码率也逐渐降低；当强弱信号功率比较大时，强信号误码率较低，但由于此时弱信号功率相对噪声功率较小，弱信号的误码率较高。因此，随着强弱信号功率比由小到大变化，强信号误码率总体呈下降趋势，而弱信号误码率先由高到低变化，再由低到高变化，总体呈现先下降后上升的趋势。在强弱信号功率比较小时，此时弱信号功率高，弱信号的误码大部分由强信号的错误判决造成，经过本文算法联合修正后，能使此时的强弱信号误码性能有较大提升。在强弱信号功率比较大时，此时噪声对弱信号的误码影响较大，噪声使基于 EVM 的弱信号星座点符号质量的衡量不再可靠，此时本文算法对强弱信号误码性能的提高有限，当强弱信号功率比进一步变大时，强信号误码率很低，发生判决错误的情况很少，此时弱信号误码率接近无强信号时的理论值。在该实验给定条件下，随着强弱信号功率比由小到大变化，经过本文算法后强弱信号误码率先下降的较为明显，在强弱信号功率比为 7 dB 左右时，弱信号解调误码率达到极小值，之后随着强弱信号功率比变大，弱信号解调误码率逐渐上升，当强弱信号功率比高于 10.5 dB 时，算法逐渐失效。另外从图 6 中可以看出，在该实验给定条件下，与本文算法相比，未经译码的迭代重构抵消算法几乎很难提高强弱信号的误码性能。

实验 4 固定强弱信号总带宽比为 2:1，固定强弱信号功率比为 7 dB，弱信号个数为 4 个，比较经过本文算法修正前后的强弱信号误码率受强信号信噪比的影响，如图 7 所示。

图 7(b)中“无强信号时理论值”表示在给定实验条件下，当强信号与各路弱信号均未发生频谱重叠时，随强信号信噪比的变化，弱信号解调误码率的理论值，此时由于强弱信号功率比不变，当强信号信噪比变化时，弱信号信噪比也发生变化，相应的弱信号解调误码率理论值也随之改变。进一步分析图 7 结果，总体上，随着强信号信噪比由低变高，强弱信号误码率均越来越低。随着强信号信噪比逐渐增高，弱信号信噪比也随之逐渐增高，弱信号的星座点受噪声的干扰越来越少，因此经过本文算法联合修正的结果越来越可靠，误码性能的改善越明

显。在给定实验条件下，当强信号信噪比较高时，经本文算法后强弱信号误码率能降低近 2 个数量级，而基于迭代重构抵消的算法几乎很难改善强弱信号的误码性能。

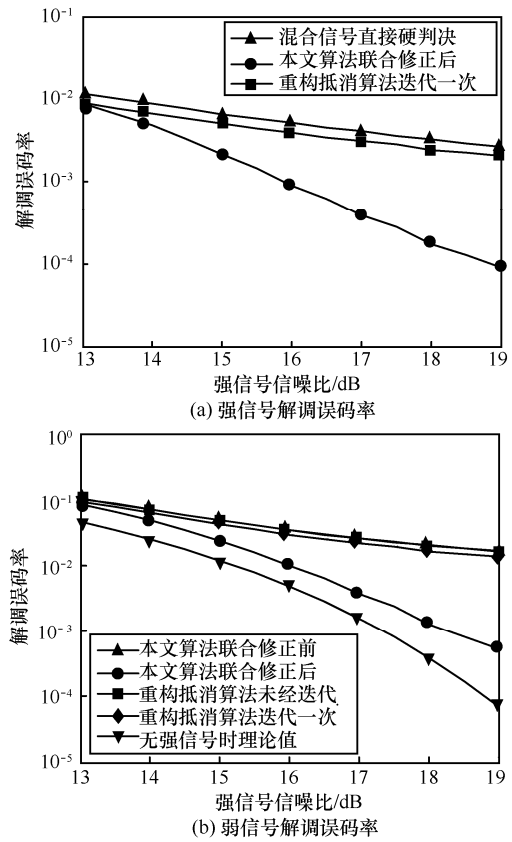


图 7 不同强信号信噪比下强弱信号解调误码率

实验 5 固定强弱信号总带宽比为 2:1，强弱信号功率比为 7 dB，强信号信噪比 $\frac{E_s}{N_0} = 18$ dB，比较

经过本文算法修正前后的强弱信号误码率受弱信号路数的影响，如图 8 所示。

图 8(b)中“无强信号时理论值”表示在给定实验条件下，当强信号与各路弱信号均未发生频谱重叠时，随弱信号个数的变化，弱信号解调误码率的理论值，此时弱信号信噪比不变，因此该理论值不变。进一步分析图 8 结果，当弱信号占用的总带宽不变时，弱信号个数越多，强弱信号解调误码率均略有上升趋势，这是因为弱信号个数较多时，在某个时刻，当所有弱信号相位相同时，弱信号叠加后的瞬时功率将远大于平均功率，即弱信号个数越多，弱信号叠加后的峰值平均功率比^[16]越高，这导致了强信号解调误码率略有上升，相应的弱信号解调误码率也略有上升。在给定实验条件下，弱信

号总功率不变，弱信号个数越多，单路弱信号的功率越低，对应到每路弱信号的信噪比越低，因此，会随着弱信号路数的增多，本文算法的强弱信号解调误码率也会略有上升。

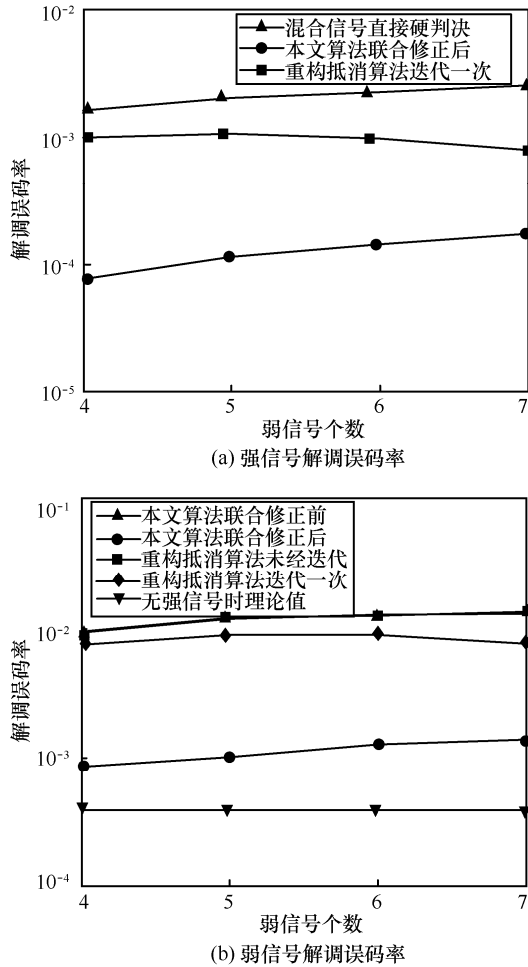


图 8 不同弱信号个数下强弱信号解调误码率

另外，由于强信号信噪比较高，强信号的同步偏差较小，对整个算法造成的影响较小，而弱信号信噪比相对较低，弱信号同步偏差对算法造成的影响较大，因此，本文主要讨论弱信号的同步误差对算法造成的影响。

实验 6 对于卫星信号而言，同步算法导致的偏差主要受信噪比的影响，因此固定强弱信号总带宽比为 2:1，强弱信号功率比为 7 dB，弱信号个数为 4 个，以强信号信噪比为变量，本文分别对经过 O&M 定时同步、L&R 载波同步后的强弱信号解调误码率受强信号信噪比的影响与理想同步后的强弱信号解调误码率受强信号信噪比的影响进行比较，如图 9 所示。

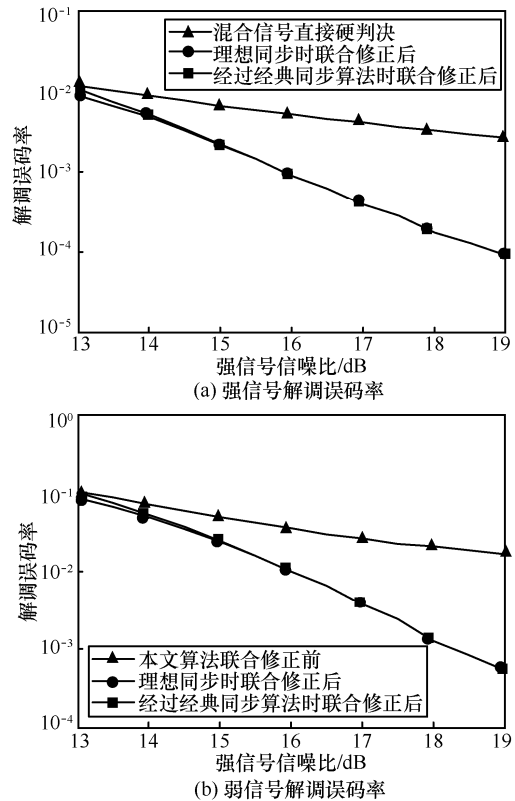


图 9 经过实际同步算法后强弱信号解调误码率

分析图 9 结果，在信噪比较低的时候，同步算法的偏差较大导致性能稍有损失，随着信噪比的改善，同步算法的偏差较小，经过实际同步算法后强弱信号解调误码率性能基本与理想同步情况下的相同。

实验 7 为进一步分析定时同步偏差对算法性能的影响，固定强弱信号总带宽比为 2:1，强弱信号功率比为 7 dB，强信号信噪比为 18 dB，弱信号个数为 4 个，在弱信号不同定时偏差下，本文分别对理想载波同步后的强信号解调误码率与 L&R 载波同步后的强弱信号解调误码率进行比较，如图 10 所示。

图 10 中横坐标 τ 表示弱信号定时偏差与弱信号符号周期的比值。分析图 10 的结果，经实际载波同步后的强弱信号解调误码率与理想载波同步后的强弱信号解调误码率差别较小，在相同条件下，随着定时偏差越来越大，弱信号解调后的信息越来越不可靠，算法性能越来越差。

通过以上分析可知，基于软信息联合修正的盲分离算法在强弱信号误码性能方面的改善主要受噪声影响。当噪声功率较高时，此时算法在误码性能方面的改进有限；当噪声功率较低时，经本文算法联合修

正后, 强弱信号的解调误码率均能比修正前低 1~2 个数量级, 而且此时本文算法以较低的计算复杂度获得了较大的性能改善。另外, 若由于一些外界因素的干扰导致定时偏差较大或存在信道失真, 需要加入均衡器以减小定时偏差对算法造成的影响。

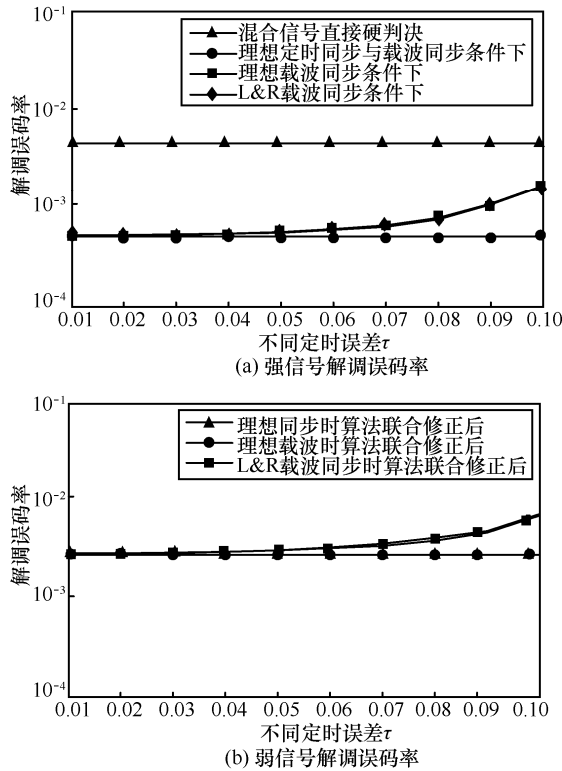


图 10 不同定时偏差下强弱信号解调误码率

5 结束语

针对 APCMA 信号盲分离问题, 本文在一种低复杂度的盲分离结构基础上, 利用强信号硬判决对弱信号硬判决值的影响, 通过尝试修正高出错概率的强信号硬判决值, 比较修正前后的强弱信号符号星座质量来纠正部分强弱信号的错误判决。算法首先划定高出错概率的强信号接收符号星座点集合, 然后计算该集合中强信号最有可能的硬判决错误矢量, 并对 2 组与该强信号接收符号在时间上最近邻的弱信号接收符号星座点进行修正, 计算修正前后相应的 EVM 值, 若修正后的 EVM 值更小, 则决定修正当前强信号接收符号及 2 组弱信号接收符号的硬判决值, 由此降低强弱信号解调误码率。该算法在进行联合修正处理时, 利用弱信号解调时保留的同步参数, 容易得到需要的修正值, 在噪声功率较弱时, 算法能够以较低的计算复杂

度获取 1~2 个数量级的性能改善。如何在噪声功率较强时进一步提高盲分离性能, 是下一步研究的重点。

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] DEMIR C, SARAQLAR M, CEMGIL 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.
- [3] TENGTRAIAT N,GAO B, WOO W L, et al. Single-channel blind separation using pseudo-stereo mixture and complex 2-D histogram[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2013, 24(11): 1722-1735.
- [4] 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 Transactions on Circuits and Systems, 2013,60(3): 662-675.
- [5] TU S L, ZHENG H, GU N Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[C]//IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems. 2008: 473-476.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 杜健, 巩克现, 彭华. 基于 CHASE 译码思想的 PCMA 信号盲分离算法[J]. 通信学报, 2015, 03: 98-103.
- [9] 崔鹏辉, 熊涛, 江桦, 等. 基于判决反馈前馈的 RSDFP-PSP 盲分离算法[J]. 电子学报,2016,03:633-638.
- [10] 杨勇, 张冬玲, 彭华, 等. 利用 Gibbs 采样的邻频混合信号单通道盲分离[J]. 通信学报, 2015, 36(4): 156-162.

- [11] 付迪, 高勇. 非对称 PCMA 卫星信号的截获方法[J]. 军事通信, 2007, 07: 28-30, 34.
FU D, GAO Y. Signal interception method for asymmetric PCMA satellite communication systems[J]. Modern Electronics Technique. 2007, 07: 28-30, 34.
- [12] JIANG W, LI D. Iterative single-antenna interference cancellation: algorithms and results[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2009, 58(5): 2214-2224.
- [13] 廖灿辉, 周世东, 朱中梁. 从强信号掩盖中检出弱信号的一种新检测算法[J]. 系统仿真学报, 2010, 04: 986-990.
LIAO C H, ZHOU S D, ZHU Z L. Novel algorithm for activity detection of weak signals covered by strong signal[J]. Journal of System Simulation, 2010, 04: 986-990.
- [14] 莫平华, 张越, 文晓, 等. 基于重构抵消的非对称 PCMA 信号分离技术研究[J]. 电信技术研究, 2014(2): 21-27.
MO P H, ZHANG Y, WEN X, et al. Research on asymmetric PCMA signal separation technology based on reconstruction offset[J]. Research on Telecommunication Technology, 2014(2): 21-27.
- [15] 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: 128-130.
WAN J, TU S L, LIAO C H, et al. Theory and technology on blind source separation of communication signals[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012.
- [16] 杨小女. 同步参数高精度估计研究[D]. 解放军信息工程大学, 2007: 15-21, 33-36.
YANG X N. Research on high accuracy estimation of synchronization parameters[D]. PLA Information Engineering University, 2007: 15-21, 33-36.
- [17] PROAKIS J G. 数字通信(第五版)[M]. 北京:电子工业出版社, 2011: 198-224, 512-528.
PROAKIS J G. Solutions manual digital communications (5th Edition). Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 198-224, 512-528.

作者简介:



黄强 (1993-), 男, 江西上饶人, 解放军信息工程大学硕士生, 主要研究方向为盲信号处理等。

彭华 (1973-), 男, 江西萍乡人, 解放军信息工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等。

李天昀 (1979-), 男, 江西萍乡人, 博士, 解放军信息工程大学副教授, 主要研究方向为通信信号处理等。

巩克现 (1975-), 男, 山东泰安人, 博士, 解放军信息工程大学副教授, 主要研究方向为信道编译码技术、通信信号处理等。