

基于迭代处理的PCMA混合信号解调/译码算法

杨勇* 张冬玲 彭华

(解放军信息工程大学 郑州 450002)

摘要: 针对成对载波多址信号的分离, 在实现信道参数估计且完成干扰抵消的基础上, 该文利用信道编码信息提出一种联合线性最小均方误差(Minimum Mean-Square Error, MMSE)均衡和软译码的迭代解调/译码算法。该算法在均衡过程中利用译码后反馈的先验统计量来改善解调性能, 重点研究了均衡与译码间的信息交互以及参数估计误差对解调性能的影响。仿真结果表明, 对于码为(64,57,4)扩展BCH码的Turbo乘积码(Turbo Product Codes, TPC), 采用QPSK调制且误比特率为 10^{-3} 时, 经过2次迭代能获得近4 dB的信噪比增益; 采用8PSK调制且 E_s/N_0 大于20 dB时, 经过2次迭代能将误比特率至少提升2个数量级。

关键词: 卫星通信; 成对载波多址; 信道参数估计; 线性最小均方误差均衡; Turbo乘积码软译码

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2869-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00633

The Demodulation/Decoding Algorithm of PCMA Mixed Signals Based on Iteration Processing

Yang Yong Zhang Dong-ling Peng Hua

(PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: To separate the Paired Carrier Multiple Access (PCMA) signals, a joint linear Minimum Mean-Square Error (MMSE) equalization and soft decoding iteration demodulation/decoding algorithm is proposed in this paper, which is based on the realization of the channel parameters estimation and the interference cancellation. In the course of equalization, the algorithm exploits the feedback prior statistics after decoding to improve the performance of demodulation, with special emphasis on the information interaction between equalization and decoding and the impact of the parameters estimation error on the performance of demodulation. Simulation results show that, with Turbo Product Codes (TPC) codes whose subcode is (64,57,4) expand BCH codes, a gain of about 4 dB in signal-noise ratio can be obtained after two iterations for QPSK signals at a bit error rate of 10^{-3} ; Moreover, the bit error rate can be promoted by at least two orders of magnitude after two iterations, when 8PSK modulation is exploited and E_s/N_0 is more than 20 dB.

Key words: Satellite communication; Paired Carrier Multiple Access (PCMA); Channel parameters estimation; Linear Minimum Mean-Square Error (MMSE) equalization; Turbo Product Codes (TPC) soft decoding

1 引言

卫星成对载波多址(Paired Carrier Multiple Access, PCMA)是一种新型的卫星通信多址技术^[1], 不仅能成倍地提高卫星信道的频带利用率, 还能提高通信信号的抗截获能力, 因而该类信号成为目前通信信号处理领域的一大热点。相互通信的两个终端使用相同的上、下行链路进行通信, 通信的信号在时域和频域上完全重叠, 每个终端接收到的是卫星转发后两路信号的混合信号。

PCMA通信要解决的核心问题是如何从接收到

的下行链路混合信号中分离出对方站发射的有用信号, 由于通信双方在本地存储有发射信号的样本, 所以近几年有关PCMA通信的研究大都是集中在分离算法上, 主要有基于自干扰信号波形重构的抵消算法^[2,3]、基于独立分量分析(Independent Component Analysis, ICA)的分离算法^[4]等, 然而由于这些算法存在需要先分离后解调且解调性能受分离误差影响的缺点, 所以文献[5]提出了一种基于临时判决最大似然序列估计(Tentative Decision Maximum Likelihood Sequence Estimation, TD-MLSE)和逐幸存路径处理最大似然序列估计(Per-Survivor Processing Maximum Likelihood Sequence Estimation, PSP-MLSE)思想的联合分离解调算法, 该算法避开了分离操作, 直接从混合信

2012-05-23 收到, 2012-09-21 改回

国家自然科学基金(61072046)和国家部委基金资助课题

*通信作者: 杨勇 yangyong328@163.com

号出发估计数据序列,具有良好的信道捕获与跟踪能力,然而,信道参数(幅度、频偏、相偏和定时误差)的估计误差对信道初始响应的设置会产生一定的影响,误差较大将有可能导致跟踪结果不收敛,更重要的是,该算法在处理高阶调制的 PCMA 信号时存在复杂度较大的缺点。

鉴于此,针对合作接收的 PCMA 混合信号,本文充分利用信道编码信息,在对信道参数进行估计后,运用干扰抵消的方法分离出有用信号,进而构造出一种联合线性 MMSE 均衡算法^[6]和软译码算法的迭代结构^[7],此迭代结构在均衡与译码间形成信息交互,因而比一般的解调拥有更好的性能。此外,本文分析了两路信号各信道参数的估计误差对解调/译码性能的影响,加之本文算法的复杂度不受信号调制阶数和信道阶数的影响,所以还可以实现高阶调制 PCMA 混合信号(8PSK, 8QAM 等)的解调/译码。

2 信号模型

考虑两个同符号速率 MPSK 或 QAM 混合的 PCMA 信号,两路信号符号周期都为 T ,将成型滤波器和匹配滤波器的响应总和视为等效信道滤波器 $g(\bullet)$ 的响应结果,且响应持续时间为 $[-L_1T, L_2T]$ (其中 L_1, L_2 分别为等效滤波器非因果和因果的周期),那么按 $1/T$ 的速率对混合信号进行采样,得到离散形式为

$$y_k = \sum_{i=1}^2 y_k^{(i)} + v_k \quad (1)$$

其中 $y_k (k = 0, 1, 2, \dots)$ 是接收混合信号的采样序列, v_k 是加性高斯白噪声的采样序列, $y_k^{(i)}$ 是第 $i (i = 1, 2)$ 个发射机发送的信号到达接收机并经过下变频、定时等过程后采样得到的序列,且满足

$$y_k^{(i)} = h_i e^{j(2\pi\Delta f_i k T + \varphi_i)} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{k+m}^{(i)} g_i(-mT - \tau_k^{(i)}) \quad (2)$$

其中 h_i 和 φ_i 分别是第 i 路调制信号的幅度衰减和相偏, Δf_i 是第 i 路信号经过下变频后残余的频偏, $s_{k+m}^{(i)}$ 是第 i 路调制信号编码序列的第 m 个符号, $\tau_k^{(i)}$ 是第 i 路调制信号的定时偏差,且 $0 \leq \tau_k^{(i)} \leq T$ 。接下来令 $L = L_1 + L_2 + 1$, 并假设已经对两路信号的频偏进行了估计,估计值为 $\Delta \hat{f}_i$, 估计误差为 $\Delta \hat{f}_i$, 二者满足 $\Delta f_i = \Delta \hat{f}_i + \Delta \hat{f}_i$ 。不失一般性,假设 $\Delta \hat{f}_i, h_i, \varphi_i$ 和 $\tau_k^{(i)}$ 保持不变,将它们的影响并入等效的信道响应中,则可定义 $L \times 1$ 维的第 i 路调制信号的信道响应向量为

$$\mathbf{f}_k^{(i)} = h_i e^{j(2\pi\Delta \hat{f}_i k T + \varphi_i)} [g_i(-(-L_1)T - \tau_k^{(i)}), g_i(-(1-L_1)T - \tau_k^{(i)}), \dots, g_i(-L_2T - \tau_k^{(i)})]^T \quad (3)$$

显然,只要估计出 $\Delta \hat{f}_i, h_i$ 和 φ_i , 并根据式(3)对等效信道响应进行设置,那么在一般的单位帧的数据长度内,信道响应在频偏估计误差影响下的变化将是非常微小的。进一步,若定义符号向量 $\mathbf{s}_k^{(i)} = [s_{k-L_1}^{(i)}, s_{k-L_1+1}^{(i)}, \dots, s_{k+L_2}^{(i)}]^T$, 那么式(1)可用以下模型表示:

$$y_k = [\mathbf{s}_k^{(1)}]^T \mathbf{f}_k^{(1)} + [\mathbf{s}_k^{(2)}]^T \mathbf{f}_k^{(2)} + v_k \quad (4)$$

考虑某一编码系统,假设第 i 路信息比特序列为 $m_l^{(i)} (l = 0, 1, \dots)$, 编码后的码字序列为 $c_n^{(i)} (n = 0, 1, \dots)$, $s_k^{(i)} (k = 0, 1, \dots)$ 是 $c_n^{(i)}$ 经比特交织和星座映射后的复调制序列。若设第 1 路信号序列是自身发送的(以下称为干扰信号),那么在此模型下,实现编码后 PCMA 混合信号的分离就是根据接收序列 y_k 恢复出对方站发送的信息比特序列 $m_l^{(2)}$ 。

3 基于迭代处理的解调/分离结构

由于通信双方在本地存储有发射信号的样本,所以通过对自身信号进行参数估计可以实现对自身信号的重构,从而通过干扰抵消的方法得到对方站的有用信号。然而,参数估计的误差直接影响着有用信号的解调性能,鉴于此,运用一种联合 MMSE 均衡算法和 Turbo 迭代思想的思路将是一种不错的选择,通过在均衡与软迭代译码间形成信息交互来不断提升分离有用信号的性能,从而最大限度地补偿参数估计误差对分离性能带来的影响。以 PCMA 通信中最常见的 TPC 编码方式为例,整个混合信号的解调框图如图 1 所示。

3.1 信道参数估计

从图 1 中可以看出,信道参数估计包含干扰信号的信道参数估计和有用信号的信道参数估计,前者用于对干扰信号进行重构,而后者则用于设置 MMSE 均衡算法的信道响应。

对于定时误差 $\tau_k^{(1)}$ 和 $\tau_k^{(2)}$,可利用文献[8]中基于最大似然准则的算法来进行联合估计。相比单信号的时延估计,该算法仅需要有较长的观测数据,且算法对频偏误差不敏感,在归一化频偏(相对于符号速率)小于 2% 时仅有很小的性能损失,所以是非常可行的。对于幅度衰减 h_1 和 h_2 ,文献[9]通过搜索零频率处循环频率轴上的大强度谱线来实现同步估计,该算法不需要任何先验信息,在低信噪比下也能有很高的估计精度。对于干扰信号的频偏 $\Delta \hat{f}_1$ 和初始相位 φ_1 ,则可利用文献[10]中的算法思想,首先通过捕获和跟踪两个阶段得到频偏的估计 $\Delta \hat{f}_1$,进而再利用两路信号的不相关性推导出初始相位的估计 $\hat{\varphi}_1$ 。而有用信号的频偏 $\Delta \hat{f}_2$ 和初始相位 φ_2 ,则在干扰抵消之后利用单路信号参数估计方法便可得到。事实上,一般在对 PCMA 混合信号作下变频时,

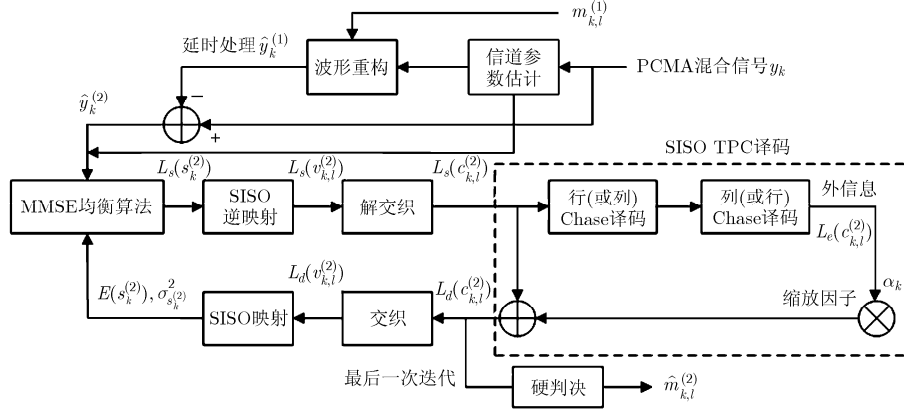


图 1 基于迭代处理的 PCMA 混合信号解调框图

是以两路信号载频的中间值作为振荡频率的，所以可认为 $\Delta f_2 = -\Delta f_1$ 。

3.2 MMSE 均衡算法

在完成干扰信号信道参数的估计后，将参数代入式(3)得到信道响应，进而结合式(4)利用干扰抵消的方法便可得到有用信号的估计。

$$\hat{y}_k^{(2)} = y_k - \hat{y}_k^{(1)} = y_k - [\mathbf{s}_k^{(1)}]^T \hat{\mathbf{f}}_k^{(1)} \approx [\hat{\mathbf{s}}_k^{(2)}]^T \hat{\mathbf{f}}_k^{(2)} \quad (5)$$

定义 k 时刻发送有用信号的符号向量为 $\mathbf{S}_k = [s_{k-N_1-L_1}^{(2)}, s_{k-N_1-L_1+1}^{(2)}, \dots, s_{k+N_2+L_2}^{(2)}]^T$ ，接收到的信号向量 $\mathbf{Y}_k = [y_{k-N_1}^{(2)}, y_{k-N_1+1}^{(2)}, \dots, y_{k+N_2}^{(2)}]^T$ ，噪声向量 $\mathbf{V}_k = [v_{k-N_1}, v_{k-N_1+1}, \dots, v_{k+N_2}]^T$ ，在式(3)的基础上定义 $\mathbf{f}_k^{(2)} = [f_{k-L_1}^{(2)}, f_{k-L_1+1}^{(2)}, \dots, f_{k+L_2}^{(2)}]^T$ ，则相应的 $(N+L-1)$ 维信道转移矩阵可表示为 \mathbf{F}_k

$$= \begin{bmatrix} f_{k+L_2}^{(2)} & f_{k+L_2-1}^{(2)} & \dots & f_{k-L_1}^{(2)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & f_{k+L_2}^{(2)} & f_{k+L_2-1}^{(2)} & \dots & f_{k-L_1}^{(2)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & f_{k+L_2}^{(2)} & f_{k+L_2-1}^{(2)} & \dots & f_{k-L_1}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 N_1 和 N_2 分别是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。于是，发送有用信号等效信道的输出与输入之间的关系可以描述为

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{F}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{V}_k \quad (7)$$

接下来，定义均衡滤波器权向量为 $\mathbf{H}_k = [h_{k+N_2}, h_{k+N_2-1}, \dots, h_{k-N_1}]^T$ ，根据文献[9]可知，MMSE 准则下的最佳均衡器设计方法为

$$\begin{cases} \mathbf{H}_k = [\mathbf{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{Y}_k)]^{-1} \mathbf{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{S}_k) \\ \hat{\mathbf{S}}_k = E(\mathbf{S}_k) + \mathbf{H}_k^H \cdot [\mathbf{Y}_k - E(\mathbf{Y}_k)] \end{cases} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{cov}(\bullet)$ 表示协方差矩阵。

一般情况下，在完成对混合信号调制方式的识别后， $E(\mathbf{S}_k)$ 可由 \mathbf{S}_k 的先验概率计算得到，且由式(7)很容易得到 $E(\mathbf{Y}_k) = \mathbf{F}_k \cdot E(\mathbf{S}_k)$ 。此外，由于发送比特经过了交织，所以可认为不同符号间是相互独立的，故而

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{cov}(\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_k) &= \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{S}_k} \\ \mathbf{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{Y}_k) &= \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{cov}(\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_k) \cdot \mathbf{F}_k^H + \sigma_V^2 \cdot \mathbf{I} \\ &= \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{S}_k} \cdot \mathbf{F}_k^H + \sigma_V^2 \cdot \mathbf{I} \\ \mathbf{cov}(\mathbf{Y}_k, \mathbf{S}_k) &= \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{cov}(\mathbf{S}_k, \mathbf{S}_k) = \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{S}_k} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{S}_k}$ 是一个对角矩阵，其对角线向量为 $[\sigma_{s_{k-N_1-L_1}}^2, \sigma_{s_{k-N_1-L_1+1}}^2, \dots, \sigma_{s_{k+N_2+L_2}}^2]$ ， $\sigma_{s_j}^2$ ($j = k - N_1 - L_1, k - N_1 - L_1 + 1, \dots, k + N_2 + L_2$) 为 k 时刻输入符号的方差， σ_V^2 是噪声的方差。

于是，结合式(8)和式(9)可得到基于 MMSE 准则下的均衡器输出结果为

$$\hat{\mathbf{S}}_k = E(\mathbf{S}_k) + \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{S}_k} \cdot \mathbf{F}_k^H \cdot [\mathbf{F}_k \cdot \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{S}_k} \cdot \mathbf{F}_k^H + \sigma_V^2 \cdot \mathbf{I}]^{-1} \cdot [\mathbf{Y}_k - \mathbf{F}_k \cdot E(\mathbf{S}_k)] \quad (10)$$

然而，均衡器输出的只是符号的估计结果，不能直接提供给后端译码处理，所以首先必须要把符号转化为符号似然比：

$$\begin{aligned} L_s(s_k^{(2)}) &= \ln \frac{p(s_k^{(2)} = \mu | \hat{\mathbf{S}}_k)}{p(s_k^{(2)} = 0 | \hat{\mathbf{S}}_k)} \\ &= -\frac{1}{2\sigma_V^2} \left[|\hat{s}_k^{(2)} - \mu|^2 - |\hat{s}_k^{(2)} - 0|^2 \right] \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\mu = 0, \dots, M-1$ ， M 为调制阶数。

其次，还需要进一步将符号似然比转化为比特似然比。令 $\rho = \log_2 M$ ，若符号 $s_k^{(2)}$ 逆映射后对应的第 l ($l = 0, 1, \dots, \rho-1$) 个比特为 $v_{k,l}^{(2)}$ ，则其比特似然值可通过式(12)计算得到：

$$L_s(v_{k,l}^{(2)}) = \ln \frac{p(v_{k,l}^{(2)}=1|\hat{\mathbf{S}}_k)}{p(v_{k,l}^{(2)}=0|\hat{\mathbf{S}}_k)} = \ln \frac{\sum_{s_k^{(2):v_{k,l}^{(2)}=1} p(s_k^{(2)}|\hat{\mathbf{S}}_k)}{\sum_{s_k^{(2):v_{k,l}^{(2)}=0} p(s_k^{(2)}|\hat{\mathbf{S}}_k)} \approx \max_{s_k^{(2):v_{k,l}^{(2)}=1} [L_s(s_k^{(2)})] - \max_{s_k^{(2):v_{k,l}^{(2)}=0} [L_s(s_k^{(2)})] \quad (12)$$

到此,通过SISO逆映射便实现了由均衡模块向软译码模块的信息传递。

3.3 SISO 软译码

实现SISO下的TPC译码可通过Chase算法^[11]来实现,在发送信源比特等概的情况下,用分离并解映射后比特序列的似然比来表征各比特位的可信度,并令 $\xi_{k,l}^{(2)} = L_s(c_{k,l}^{(2)})$ 为有用信号第 k 个符号对应第 l 个比特解交织后的似然比软信息,则其可信度为

$$A(\xi_{k,l}^{(2)}) = \ln \frac{p(m_{k,l}^{(i)}=1|\xi_{k,l}^{(2)})}{p(m_{k,l}^{(i)}=0|\xi_{k,l}^{(2)})} = \left(\frac{2}{\sigma_V^2} \right) \xi_{k,l}^{(2)} \quad (13)$$

假设信道为平稳信道,且对 $A(\xi_{k,l}^{(2)})$ 按 $2/\sigma_V^2$ 进行归一化,则 $\xi_{k,l}^{(2)}$ 的可信度可定义为 $|\xi_{k,l}^{(2)}|$ 。

当发送信源比特等概时,硬判决的门限一般设为0,因此,根据可信度 $|\xi_{k,l}^{(2)}|$ 最小的原则从 $\boldsymbol{\xi}^{(2)} = (\xi_{0,0}^{(2)}, \dots, \xi_{0,\rho-1}^{(2)}, \xi_{1,0}^{(2)}, \dots, \xi_{1,\rho-1}^{(2)}, \dots)$ 中挑选 d 个最不可靠的位元,记为 $q_1, q_2, \dots, q_d \in [1, P]$ (P 为 $\boldsymbol{\xi}^{(2)}$ 的长度),并产生 $z = 2^d$ 组 P 维的测试样本 \mathbf{T}^z ,其中 q_1, q_2, \dots, q_d 位分别是“0”和“1”的全排列,包含了 d 位最不可靠位元所有可能的错误图样 \mathbf{E}^z ,其它 $P-d$ 位都为0。设 $\hat{\boldsymbol{\xi}}^{(2)}$ 是 $\boldsymbol{\xi}^{(2)}$ 硬判决后的序列,将 $\hat{\boldsymbol{\xi}}^{(2)}$ 分别与 \mathbf{T}^z 中的 z 个测试样本作模2运算形成相应的试探序列 \mathbf{F}^z ,然后分别进行代数译码,具体步骤为:

(1)计算伴随式 $\mathbf{S} = \mathbf{F}^z \cdot \mathbf{H}^T$ (\mathbf{H} 是校验矩阵);

(2)根据伴随式 \mathbf{S} 找出错误图样 $\hat{\mathbf{E}}$;

(3)根据错误图样对试探序列进行纠错 $\hat{\mathbf{F}}^z = \mathbf{F}^z + \hat{\mathbf{E}}$ 。

经过代数译码后,将各 $\hat{\mathbf{F}}^z$ 映射为 $\hat{\mathbf{f}}^z$ (0变为-1,1变为+1),并分别求出与 $\boldsymbol{\xi}^{(2)}$ 间的欧式距离,选出最优判决码字 $\mathbf{D}^{(2)} = \hat{\mathbf{f}}_D^z$,同时找到竞争码字 $\mathbf{C}^{(2)} = \hat{\mathbf{f}}_C^z$ 。然而,对于码字中第 k 个符号对应的第 l 个比特, $\mathbf{C}^{(2)}$ 是 $\mathbf{D}^{(2)}$ 竞争码字的必要条件是 $\mathbf{C}_{k,l}^{(2)} \neq \mathbf{D}_{k,l}^{(2)}$,因此,要确保能找到竞争码字就必须增加最不可靠位元的个数 d ,然而,随着 d 的增加,试探序列的个数将呈2的幂次增长。鉴于此,将通过式(14)计算软信息:

$$\boldsymbol{\xi}^{(2)} = \boldsymbol{\xi}^{(2)} + \beta \cdot \mathbf{D}^{(2)} \quad (14)$$

其中 $\boldsymbol{\xi}^{(2)} = (\xi_{0,0}^{(2)}, \dots, \xi_{0,\rho-1}^{(2)}, \xi_{1,0}^{(2)}, \dots, \xi_{1,\rho-1}^{(2)}, \dots)$,所以一次行(或列)Chase译码的软输出值为

$$\xi_{k,l}^{(2)} = \begin{cases} \frac{\left(\sum |\boldsymbol{\xi}^{(2)} - \mathbf{C}^{(2)}|^2 - \sum |\boldsymbol{\xi}^{(2)} - \mathbf{D}^{(2)}|^2 \right)}{4} \mathbf{D}_{k,l}^{(2)}, & \hat{\mathbf{f}}_C^z \in \hat{\mathbf{f}}^z \\ \xi_{k,l}^{(2)} + \beta \cdot \mathbf{D}_{k,l}^{(2)} = \xi_{k,l}^{(2)} + \frac{n}{n_{\max}} \mathbf{D}_{k,l}^{(2)}, & \hat{\mathbf{f}}_C^z \notin \hat{\mathbf{f}}^z \end{cases} \quad (15)$$

其中 n 代表第 n 次半迭代(行(或列)Chase译码), n_{\max} 是半迭代的总次数。相应的外信息为

$$L_e(c_{k,l}^{(2)}) = \begin{cases} \frac{\left(\sum |\boldsymbol{\xi}^{(2)} - \mathbf{C}^{(2)}|^2 - \sum |\boldsymbol{\xi}^{(2)} - \mathbf{D}^{(2)}|^2 \right)}{4} \cdot \mathbf{D}_{k,l}^{(2)} - \xi_{k,l}^{(2)}, & \hat{\mathbf{f}}_C^z \in \hat{\mathbf{f}}^z \\ \frac{n}{n_{\max}} \mathbf{D}_{k,l}^{(2)}, & \hat{\mathbf{f}}_C^z \notin \hat{\mathbf{f}}^z \end{cases} \quad (16)$$

然而,考虑到 $\xi_{k,l}^{(2)}$ 和 $L_e(c_{k,l}^{(2)})$ 中样点的标准偏差不同,所以还要在外信息和输入的软信息之间加一缩放因子 α_k ,即

$$L_d(c_{k,l}^{(2)}) = \xi_{k,l}^{(2)} + \alpha_k L_e(c_{k,l}^{(2)}) \quad (17)$$

一般情况下, $L_e(c_{k,l}^{(2)})$ 初始化为0, α_k 随着半迭代次数的增加由“0”逐渐向“1”趋近,最后等于1。

TPC译码后输出的软信息经交织后得到发送比特的先验对数似然比定义为 $L_d(v_{k,l}^{(2)}) \triangleq \ln[p(v_{k,l}^{(2)}=1)/(v_{k,l}^{(2)}=0)]$,据此可求得比特的先验概率,加之 $v_{k,l}^{(2)}$ 是编码比特经过交织得到的,所以不同发送比特间是独立的,于是很容易便可得到当前输入符号的先验概率,进而求得均值与方差,实现软译码模块向均衡模块的信息传递。

3.4 解调/译码算法步骤

从式(10)可以看出,在利用MMSE均衡器对符号序列作估计时必须知道噪声方差 σ_V^2 ,根据经验,可初始化为0.001。而在每一次的迭代解调/分离后,可根据式(18)对其进行估计,作为下一次迭代时 σ_V^2 的取值:

$$\sigma_V^2 = E \left[\left| y_k - [\mathbf{s}_k^{(1)}]^T \cdot \hat{\mathbf{f}}_k^{(1)} - [\hat{\mathbf{s}}_k^{(2)}]^T \cdot \hat{\mathbf{f}}_k^{(2)} \right|^2 \right] \quad (18)$$

至此,根据解调框图图1,可得到基于迭代处理的PCMA混合信号解调/分离算法步骤如下:

步骤1 估计信道参数。根据接收到PCMA混合信号的采样序列 y_k ($k=0,1,2,\dots$),分别估计出干扰信号和有用信号的4个信道参数 $\tau_k^{(i)}$, h_i , $\Delta \hat{f}_i$ 和 φ_i ($i=1,2$);

步骤2 实现干扰信号的重构。将干扰信号的4个信道参数估计值代入式(3),并根据本地存储的发射信号样本 $m_{k,l}^{(1)}$ 来重构出干扰信号 $\hat{y}_k^{(1)}$;

步骤3 干扰抵消。对重构出的干扰信号作延时处理, 进而利用式(5)对混合信号作干扰抵消, 分离出有用信号序列 $\hat{g}_k^{(2)}$;

步骤4 线性MMSE均衡。将有用信号的4个信道参数估计值代入式(3), 作为MMSE均衡器的信道响应, 然后初始化输入符号的均值 $E(s_k^{(2)})$ 和方差 $\sigma_{s_k^{(2)}}^2$ 以及噪声方差 σ_V^2 , 利用式(10)对有用信号作均衡;

步骤5 利用SISO逆映射实现均衡模块向SISO译码模块的信息传递。根据均衡器输出的符号估计值 $\hat{s}_k^{(2)}$, 利用式(11)和式(12)将其转化为符号经逆映射后对应比特的似然值 $L_s(v_{k,l}^{(2)})$;

步骤6 SISO译码。对SISO逆映射的输出结果 $L_s(v_{k,l}^{(2)})$ 作去交织处理得到 $L_s(c_{k,l}^{(2)})$, 进而利用3.3节中的算法进行译码得到输出似然软信息 $L_d(c_{k,l}^{(2)})$;

步骤7 利用SISO映射实现SISO译码模块向均衡模块的信息传递。对 $L_d(c_{k,l}^{(2)})$ 作交织处理得到 $L_d(v_{k,l}^{(2)})$, 进而计算 $E(s_k^{(2)})$ 和 $\sigma_{s_k^{(2)}}^2$;

步骤8 利用式(18)估计噪声方差 σ_V^2 ;

步骤9 判决输出。若迭代解调/译码达到设定的次数, 则根据SISO软译码输出的似然值 $L_d(c_{k,l}^{(2)})$ 进行硬判决, 结束整个迭代解调/分离过程; 否则, 返回步骤4, 继续下一次迭代。

4 实验仿真

考虑成对载波多址通信下两路同符号速率的调制混合信号, TPC编码的子码码型采用(64,57,4)扩展BCH码, 生成多项式 $g(x) = x^6 + x + 1$, 两路信号采用完全相同的同步码序列, 长度为20 bit, 采用不同的随机交织器, 成型滤波器和匹配滤波器都采用滚降系数为0.33的平方根升余弦函数, 参照某实际混合信号参数的估计结果, 设置两路信号的真实参数为: 符号速率 $f_{d1} = f_{d2} = 4.31 \times 10^6$ Baud, 幅度 $h_1 = 0.79$, $h_2 = 0.66$, 频偏 $\Delta f_1 = -\Delta f_2 = 96.75$ Hz, 相偏 $\varphi_1 = 0.1\pi$, $\varphi_2 = 0.15\pi$, 定时误差 $\tau_k^{(1)} = 0.2T$, $\tau_k^{(2)} = 0.6T$ ($k = 0, 1, 2, \dots$), 等效的信道响应长度 $L = 5$ ($L_1 = 2, L_2 = 2$)。定义混合信号 E_s/N_0 为两个信号单位符号能量之和与噪声功率谱密度的比值。

4.1 迭代次数对解调/分离性能的影响

首先考虑两路QPSK调制的PCMA混合信号, 在完成干扰抵消后, 对有用信号按符号速率采样。图2给出了不同混合信号 E_s/N_0 下通过不同次数迭代的解调/译码性能曲线, 为了突出迭代的效果, 图中同时给出了没有采用迭代时的性能曲线, 即将均衡后的结果译码后直接输出。从图中可以看出, 迭代算法在2次迭代以后的性能趋于稳定, 与传统不

采用迭代算法的性能相比, 在误比特率为 10^{-3} 时经过2次迭代后能获得近4 dB的信噪比增益。此外, 为了能与已有较好的分离算法进行比较, 针对同样的仿真条件, 在信道初始响应设置准确的情况下, 图中还给出了文献[5]中PSP-MLSE算法的分离性能曲线, 从图中可以看出, PSP-MLSE算法的分离性能要好于不采用迭代时的解调算法。然而, 当采用迭代处理时, 相比PSP-MLSE算法, 在误比特率为 10^{-4} 时经过1次迭代就能获得约2 dB的处理增益, 经过2次迭代则有近3 dB的处理增益。因此, 考虑到每一次迭代的运算复杂度, 在利用本文算法对PCMA混合信号作解调时, 可选择迭代次数为2次。

4.2 信道参数估计误差对解调/分离性能的影响

根据前面的分析知道, 干扰信号的信道参数用于重构信号, 有用信号的信道参数用于设置信道响应以“启动”均衡算法。因此, 信道参数的估计误差会对有用信号的解调/译码性能产生一定的影响, 误差较大时将有可能使得本文的解调/译码算法失效。鉴于此, 将定义各参数估计的相对误差来衡量参数估计的精度, 且估计值往小于真实值的方向取, 仿真仍然针对两路QPSK混合信号, $E_s/N_0 = 12$ dB。

图3分别给出了不同迭代次数下干扰信号和有用信号定时偏差估计的相对误差对解调/译码性能影响的曲线, 从图中可以看出, 在同样的迭代次数下, 当相对误差小于0.1时, 干扰信号定时偏差估计值的相对误差对解调/译码性能的影响与有用信号近似, 但当相对误差逐渐增大后, 前者对解调性能的影响要明显大于后者, 以2次迭代后的解调结果作为参考, 当两路信号定时偏差的估计相对误差都为0.5时, 相比干扰信号估计误差对解调性能的影响, 有用信号估计误差的影响能降低近2个数量级。此外, 通过仿真的结果还可以发现, 当干扰信号定时偏差的估计相对误差较小时, 经过迭代能将性能提高近2个数量级, 但当相对误差大于0.35时, 迭代算法基本上已经失效。

图4分别给出了两路信号幅度衰减估计的相对误差在不同迭代次数下对混合信号解调/译码性能影响的曲线, 从图中可以看出, 当相对误差小于0.15时, 在同样的迭代次数下, 干扰信号幅度衰减估计误差对解调性能的影响与有用信号近似, 且经过迭代以后, 能将分离性能提升近1个数量级, 但当相对误差大于0.15时, 前者对解调性能的影响明显大于后者, 且迭代能改善的解调性能也逐渐减小, 当干扰信号幅度相对误差大于0.45以后, 迭代算法近乎失效。

图5分别给出了干扰信号和有用信号相偏估计的相对误差在不同迭代次数下对混合信号解调/译

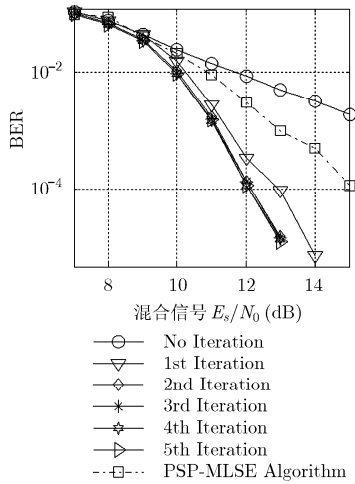


图 2 基于迭代处理的解调/分离性能

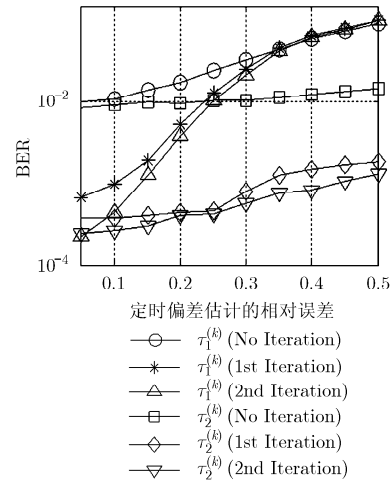


图 3 定时偏差估计相对误差对分离性能的影响

码性能影响的曲线, 显然, 在同样的迭代次数和估计误差下, 干扰信号估计误差对解调性能的影响要大于有用信号。此外, 对比图 3 和图 4 可以发现, 相偏估计的相对误差对解调性能的影响要小于定时偏差和幅度衰减, 尤其是有用信号相偏的估计误差, 在相对误差为 0.05 到 0.50 的范围内对分离性能的影响基本保持稳定。

针对定时偏差、幅度衰减和相偏这 3 个参数估计误差对解调性能影响的规律, 对其分析原因不难发现, 由于干扰信号的参数估计是用于波形重构进而干扰抵消的, 所以参数估计的精度直接反映了干扰抵消后有用信号的分离误差, 加之干扰信号和有用信号是不相关的, 所以这样的分离误差可能会导致有用信号序列 I 路和 Q 路的正负极性发生改变。然而, 在上述仿真条件下, 有用信号各参数的估计误差不会改变有用信号序列 I 路和 Q 路的正负极性, 只会使得幅度发生大小上的改变。此外, 相比定时偏差和幅度衰减, 由于正弦、余弦函数在上面相偏误差范围内的变化较小, 所以对解调性能的影响较为稳定。

对于频偏的估计误差, 它不同于其它的 3 个信道参数, 它使得信道响应是时变的, 而在 MMSE 均衡算法中, 默认的信道是时不变的, 所以本文算法的分离性能受频偏估计误差的影响较大, 需要对频偏有较高的估计精度, 每个符号周期内的频偏要小于 10^{-4} 。

4.3 高阶调制 PCMA 混合信号的解调/分离

由于本文迭代结构的运算复杂度不受信号调制阶数和信道阶数的影响, 所以可以应用于高阶调制 PCMA 混合信号的分离/解调/译码。在上面的仿真条件下, 图 6 给出两路 8PSK 混合的 PCMA 信号在不同迭代次数下的解调/译码性能曲线, 从图中可以

看出, 迭代算法也在 2 次迭代以后趋于稳定, 与不采用迭代的解调算法相比, 在 E_s/N_0 大于 20 dB 以后, 经过 2 次迭代能将误比特率至少提高 2 个数量级。此外, 与两路 QPSK 混合信号的解调相比, 两路 8PSK 混合信号的解调对信噪比的要求更高。

下面比较一下本文线性 MMSE 算法和文献[5]中 PSP-MLSE 算法的复杂度。在单倍采样的条件下, PSP-MLSE 算法每检测一个符号时需要计算每条分支路径的度量, 计算复杂度为 $O(M^{L-1}(L-1) + M^L)$, 随调制阶数和信道阶数呈指数增长; 而 MMSE 算法的复杂度主要来自矩阵的求逆运算, 但根据矩阵理论可知, 可对矩阵做 Cholesky 分解, 进而利用两次回代的方法代替矩阵求逆^[12], 从而较大地降低计算复杂度。对于 $L \times L$ 的 Hermit 对称方阵, 其 Cholesky 分解的实数乘和实数加次数相等, 各为 $(4L^3 + 12L - 12)/6$ 次。显然, MMSE 算法在处理高阶调制的 PCMA 混合信号上是非常有优势的。

5 结束语

本文针对合作接收的 PCMA 混合信号, 在对信道参数进行估计后, 运用干扰抵消的方法分离出有用信号, 进而在充分利用信道编码信息的基础上构造出一种联合线性 MMSE 均衡算法和软译码算法的迭代结构, 此迭代结构通过在均衡与译码间形成信息交互, 比一般的解调拥有更好的性能。仿真结果表明, 该算法在 2 次迭代后能获得较低的误码性能, 相比有用信号, 干扰信号信道参数的估计误差对解调/译码性能的影响更大。此外, 相比目前较为热门的 PSP-MLSE 算法, 该算法的复杂度不受信号调制阶数和信道阶数的影响, 所以还可以实现高阶调制 PCMA 混合信号(8PSK, 8QAM, 16QAM 等)的分离。

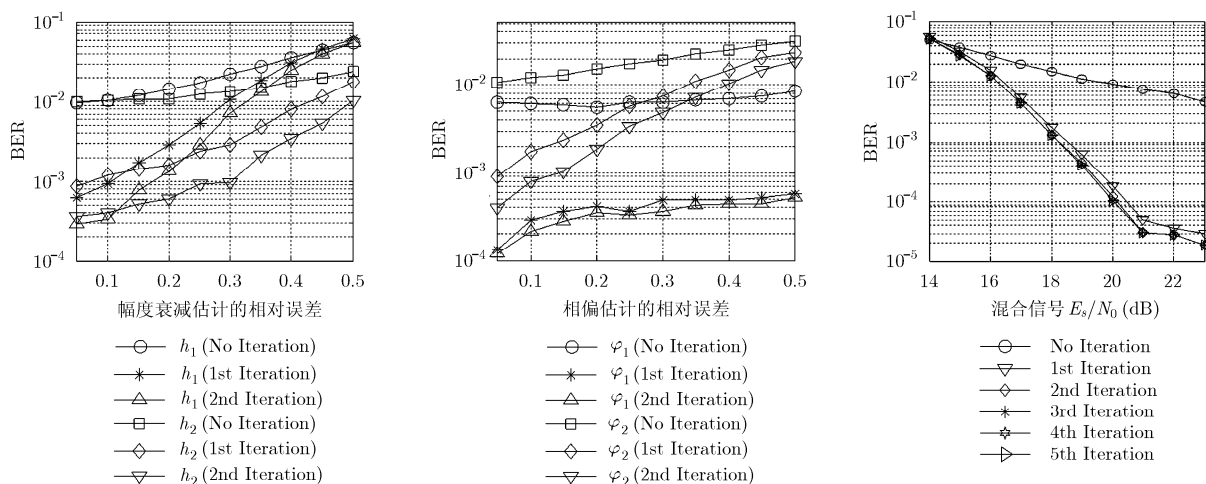


图4 幅度衰减估计相对误差对分离性能的影响 图5 相偏估计相对误差对分离性能的影响 图6 两路SPSK混合的PCMA信号的解调性能

本文虽然是针对 TPC 编码, 但该分离/解调/译码结构还可适用于其它编码方式的 PCMA 信号, 如卷积码、LDPC 码等, 只需对软译码模块进行变更即可。

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] 付迪, 高勇. 非对称PCMA卫星信号的截获方法[J]. 现代电子技术, 2007, 30(7): 28-30.

Fu Di and Gao Yong. Signal interception method for asymmetric PCMA satellite communication systems[J]. *Modern Electronic Technique*, 2007, 30(7): 28-30.

[3] 潘申富. 三种 PCMA 返回信号捕获方案分析与比较[J]. 无线电工程, 2011, 41(2): 13-15.

Pan Shen-fu. Analysis and comparison of three methods for PCMA return signal acquisition[J]. *Radio Engineering*, 2011, 41(2): 13-15.

[4] 万坚, 许华, 朱中梁. 基于独立分量分析的成对载波多址分离新算法[J]. 通信学报, 2006, 27(8): 41-44.

Wan Jian, Xu Hua, and Zhu Zhong-liang. Separation algorithm of paired carrier multiple access based on independent component analysis[J]. *Journal on Communications*, 2006, 27(8): 41-44.

[5] 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 Can-hui, Huang Yuan-ling, Zhou Shi-dong. Joint separation and demodulation algorithm for paired carrier multiple access signals[J]. *Journal on Communications*, 2010, 31(6): 99-105.

[6] Guo Qing-hua and Li Ping. LMMSE turbo equalization based

on factor graphs[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(2): 311-319.

[7] 芮贇, 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 Yun, Tang Si-liang, Li Ming-qi, et al. Convolutional coding based iterative detection algorithm for DFT-S-GMC systems[J]. *Journal on Communications*, 2011, 32(3): 33-39.

[8] 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, Zhu Zhong-liang. ML-based joint timing estimation algorithm for co-frequency signals[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(6): 1121-1124.

[9] 芮国胜, 徐彬, 张嵩. 单通道混合信号的幅度估计算法[J]. 通信学报, 2011, 32(12): 82-87.

Rui Guo-sheng, Xu Bin, Zhang Song. Amplitude estimation algorithm for single channel mixing signals[J]. *Journal on Communications*, 2011, 32(12): 82-87.

[10] 邵力强. 双载波多路技术中频率等参数的估计研究[D]. [硕士学位论文], 成都: 电子科技大学, 2006.

[11] Lin S, Costello D J 著. 晏坚, 何元智, 潘亚汉, 等, 译. 差错控制编码[M]. 第2版, 北京: 机械工业出版社, 2007: 271-276.

[12] 程履帮. OFDM系统中基于LMMSE信道估计算法的改进及其性能分析[J]. 电子学报, 2008, 36(9): 1782-1785.

Cheng Lü-bang. An improved LMMSE channel estimation method and its performance analysis[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(9): 1782-1785.

杨 勇: 男, 1988年生, 硕士生, 研究方向为盲信号处理.

张冬玲: 女, 1976年生, 副教授, 研究方向为通信信号处理等.

彭 华: 男, 1973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.