

基于序列检测的块判决辅助 Turbo 均衡器

窦高奇^① 高俊^① 陶伟^{①②} 刘冰^①

^①(海军工程大学通信工程系 武汉 430033)

^②(海军装备研究院 北京 100161)

摘要: 该文针对高斯分布假设条件下逐符号检测均衡器的不足, 提出了一种基于序列检测的块判决辅助 Turbo 均衡器(Turbo-BDAE)。新算法利用译码全信息估计发送序列, 提高了序列估计的可靠性, 引入软判决可以降低硬判决引起的错误扩散, 同时结合序列检测为均衡器输出的后验概率(APP)估计提供了更可靠的信息。仿真表明, 该均衡器在保持相近复杂度的同时, 进一步提升了均衡系统性能, 优于逐符号 LMMSE 均衡器和硬反馈 BDFE。

关键词: Turbo 均衡; 块判决辅助均衡; 软判决; 序列检测; 逐符号检测

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2152-05

Sequence-based Block Decision-Aided Equalizer for Turbo Equalization

Dou Gao-qi^① Gao Jun^① Tao Wei^{①②} Liu Bing^①

^①(Department of Communication Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

^②(Naval Equipment Research Institute, Beijing 100161, China)

Abstract: A sequenced-based Block Decision-Aided Equalizer (BDAE) for turbo equalization is proposed, which can overcome the deficiency of symbol-by-symbol detection equalizers that the A Posteriori Probability (APP) of each symbol is calculated individually based on a Gaussian distribution assumption of the equalizer output. The proposed equalizer used the full decoder's information instead of the extrinsic information to improve the reliability of the estimated sequences. Replacing hard decision with soft decision reduces the effects of the error propagation. Meanwhile, combining soft decision with sequence-based detection provides more reliable information for the calculation of the APP. Simulation results show the new proposed equalizer leads to better performance compared to the Linear Minimum Mean Square Error (LMMSE) equalizers and the BDFE with hard feedback without sacrificing the computational complexity.

Key words: Turbo equalization; Block Decision-Aided Equalization (BDAE); Soft decision; Sequence-based detection; Symbol-by-symbol detection

1 引言

Turbo 均衡采用联合均衡和译码的方法来对付信道畸变或多径造成的码间干扰(ISI)。由于通信中的码间干扰现象可以归结为发送符号的卷积, 因此, Turbo 均衡接收机将信道编码、交织器和多径信道的级联看作是串行级联卷积码, 采用类似于串行级联码的迭代译码方式来提高系统性能。Turbo 均衡的概念首先由 Douillard^[1]提出, 其均衡器和译码器的后验对数似然比信息(LLR)计算都采用基于网格的软输出 Viterbi 算法(SOVA)。在均衡和译码联合检测中, 基于网格结构(MAP 或 SOVA)的均衡器性能是最佳的, 它能为译码器提供最佳的后验似然比信息。从而极大地提高整个迭代检测系统的性能。然而, Turbo 均衡性能的提高是以牺牲计算量为代价的, 基于 MAP 和 SOVA 算法的均衡器其计算量

随调制阶数 M 和信道抽头数 L 成指数增长, 使得其实用性大打折扣。因此, 设计低复杂度 Turbo 均衡器成为近年来研究的热点。现有的低复杂度 Turbo 均衡器大体可以分为以下几种: 基于滤波器的线性最小均方误差(LMMSE)均衡器^[2]; 基于判决反馈的非线性软输入软输出(SISO)均衡器^[3,4]及干扰抵消器^[5,6]; Turbo 频域均衡器^[7]以及降低网格维数的 MAP 均衡器^[8]。当前低复杂度 Turbo 均衡器大多是逐符号检测的^[2-6], 即当前均衡输出符号只受当前输入的影响, 其后验概率(APP)是在假定每次迭代时均衡输出的剩余 ISI 和噪声服从独立高斯分布求得的。然而, 在初始迭代时剩余 ISI 干扰很大的情况下, 该假设并不能满足, 此时均衡器输出的后验 LLR 只是最佳值的粗劣估计。如何提高均衡输出后验信息的准确度是提高该类均衡器性能的关键。最近提出了一种基于序列检测的块判决反馈均衡器

(BDFE)^[9]。与传统的逐符号均衡器相比,该均衡器的后验信息计算不但考虑当前符号的影响,而且考虑整个块内其它符号的影响。与 MAP 算法不同的是,它不是基于网格图搜寻所有可能路径,而是以均衡输出的硬判决值作为反馈序列来实现序列检测,因而复杂度大大降低。

本文提出了一种基于序列检测的块判决辅助 Turbo 均衡器(Turbo-BDAE)。反馈序列采用译码全信息进行估计,提高了估计序列的可靠性,引入软判决降低了硬判决造成的错误扩散,同时结合序列检测为均衡器输出的 APP 估计提供了更可靠的后验信息,克服了传统逐符号均衡器的不足。在保持相近复杂度的同时,进一步提升了均衡系统性能,优于逐符号 LMMSE 均衡器和上述的硬反馈 BDFE。

本文结构安排如下:第2节介绍了 Turbo 均衡系统传输模型;第3节推导了基于序列检测的 Turbo-BDAE;第4节通过仿真验证了所提算法的优越性;第5节是本文的结束语。

2 Turbo 均衡系统传输模型

二进制信息比特 b_k 经码率为 R 的卷积编码后得序列 d_k , 经交织器交织后 $c_n = \Pi(d_k)$ 被分成 N 个子块 $\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_N]$, 每一子块为 Q 长的比特序列 $\mathbf{C}_n = [c_{n,1}, c_{n,2}, \dots, c_{n,Q}]$ 。子块 \mathbf{C}_n 经 M 进制调制后映射成符号 x_n , 其中, $Q = \log_2 M$, $x_n \in \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M\}$ 。子块 \mathbf{C}_n 与 x_n 的映射关系由比特序列集合 $\Omega = \{\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_M\}$, $\mathbf{s}_m = \{s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,Q}\}$ 到符号序列集合 $S = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M\}$ 的一一对应关系确定。

发送滤波器、信道、匹配滤波器及采样器的级联可以表示为一个等效的离散时间横向滤波器^[10], 其等效抽头系数为 $\{h_k\}_{k=0}^{L-1}$ 。符号序列 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 经 ISI 信道输出为

$$r_n = \sum_{k=0}^{L-1} h_k x_{n-k} + \eta_n \quad (1)$$

其中 $\eta_n \in C$ 为复高斯白噪声, 其实部和虚部均值为零, 方差都为 σ_η^2 。

式(1)用矩阵形式表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\eta} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{R} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T \in C^{N \times 1}$ 和 $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_N]^T \in C^{N \times 1}$ 分别为复接收符号矢量和复噪声矢量, \mathbf{A}^T 为矩阵 \mathbf{A} 的转置。信道矩阵 \mathbf{H} 定义为

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{pmatrix} \in C^{N \times N} \quad (3)$$

Turbo 均衡器包括 SISO 均衡器和 SISO 译码器, 二者通过交织器和解交织器实现外信息的交换。在每次迭代均衡和译码过程中, SISO 均衡器计算每个编码比特的后验概率 $P(c_{n,j} | \mathbf{R})$ 或后验 LLR

$$L(c_{n,j} | \mathbf{R}) = \ln \frac{P(c_{n,j} = 0 | \mathbf{R})}{P(c_{n,j} = 1 | \mathbf{R})} \quad (4)$$

利用 Bayes 公式得

$$L(c_{n,j} | \mathbf{R}) = \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{s}_k: s_{k,j}=0} P(\mathbf{R} | \mathbf{C}) \prod_{n' \neq n, j' \neq j} P(c_{n',j'})}{\sum_{\forall \mathbf{s}_k: s_{k,j}=1} P(\mathbf{R} | \mathbf{C}) \prod_{n' \neq n, j' \neq j} P(c_{n',j'})} + L(c_{n,j}) \quad (5)$$

其中 $L(c_{n,j}) = \ln \frac{P(c_{n,j} = 0)}{P(c_{n,j} = 1)}$ 为发送比特 $c_{n,j}$ 的先验

LLR, 首次迭代时通常认为 $L(c_{n,j}) = 0$, 在以后的迭代过程中, $L(c_{n,j})$ 由前次迭代时译码器输出的外信息经交织器交织后提供。均衡器输出的外信息 $L_e(c_{n,j})$ 经解交织后得 $L(d_k) = \Pi^{-1}(L_e(c_{n,j}))$, $L(d_k)$ 作为先验信息送入译码器。译码器利用接收到的先验信息和编码网格结构计算译码外信息

$$L_e(d_k) = A(d_k | \{L(d_k)\}) - L(d_k) \quad (6)$$

$L_e(d_k)$ 经交织后作为均衡器下一次迭代的先验信息 $L(c_{n,j})$ 。

3 基于序列检测的块判决辅助 Turbo 均衡器 (Turbo-BDAE)

传统的基于滤波的均衡器是逐符号检测的, 各个符号后验概率计算是在均衡器输出近似服从高斯独立分布假设下求出的。由于在初始迭代或信道恶劣的情况下等效高斯信道假设并不满足, 使得其 APP 估计值与 MAP 估计最佳值之间存在较大差距, 这是传统的逐符号检测均衡器性能提高的“瓶颈”。基于序列检测的均衡器考虑整个数据块对当前被估计符号的影响, 各符号后验概率计算类似于 MAP 符号检测, 通过收集块中所有相关符号的信息来提高对当前符号的估计。不同于对网格图中所有路径进行逐一搜索的 MAP 算法, 因而计算复杂度大大降低。基于序列检测的 BDAE 是利用译码全信息估计反馈序列, 提高了估计序列的可靠性, 当反馈序列完全正确时, 其性能将逼近基于网格的均衡算法。

3.1 基于 MMSE 准则的滤波系数

由图 1 和式(2)可得, BDAE 的等效系统为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{W}\mathbf{R} = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{V} \\ \tilde{\mathbf{X}} &= \mathbf{Y} - \mathbf{B}\hat{\mathbf{X}} \end{aligned} \quad (7)$$

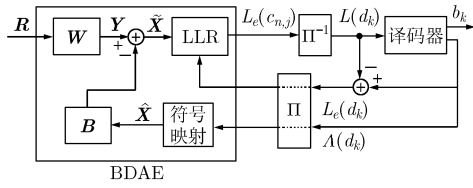


图1 Turbo-BDAE 均衡系统框图

其中 $\mathbf{W} \in C^{N \times N}$ 和 $\mathbf{B} \in C^{N \times N}$ 分别为 BDAE 前馈和反馈滤波系数矩阵, $\mathbf{G} \in C^{N \times N}$ 等效信道矩阵, $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T \in C^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{V} = [v_1, v_2, \dots, v_N]^T \in C^{N \times 1}$ 为等效系统的复接收信号和复噪声矢量, $\hat{\mathbf{X}}$ 为判决反馈矢量。

误差向量 $\mathbf{e} = [e_1, e_2, \dots, e_N]^T$ 定义为 $\mathbf{e} = \tilde{\mathbf{X}} - \hat{\mathbf{X}}$ 。假定判决无误, 即 $\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{X}$, 由式(7)可得

$$\mathbf{e} = \mathbf{W}\mathbf{R} - (\mathbf{B} + \mathbf{I}_N)\mathbf{X} \quad (8)$$

其中 \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 的单位阵。

利用最小均方误差(MMSE)准则, 即最小化 $E[\|\mathbf{e}\|^2] = E[\mathbf{e}^H \mathbf{e}]$, 其中, $E[\cdot]$ 为数学期望, \mathbf{A}^H 为矩阵 \mathbf{A} 的共轭转置。利用 Cholesky 分解可求得 \mathbf{G} , \mathbf{B} 和 \mathbf{W} 分别为^[11]

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{U} \\ \mathbf{B} &= \mathbf{U} - \mathbf{I}_N \\ \mathbf{W} &= (\mathbf{B} + \mathbf{I}_N) \cdot \mathbf{H}^H \cdot (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + 2\sigma^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{U} \in C^{N \times N}$ 为主对角元素为 1 的上三角阵, 由矩阵 $\Phi = \mathbf{I}_N + \frac{1}{2\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的 Cholesky 分解获得, 即

$\Phi = \mathbf{U}^H \mathbf{D} \mathbf{U}$ 。由式(7)-式(9)推导可得, \mathbf{D}^{-1} 为等效噪声向量 \mathbf{V} 的协方差矩阵, 由于 \mathbf{D} 为 $N \times N$ 实对角阵, 所以噪声分量是互不相关的, 因此前馈滤波 \mathbf{W} 是噪声白化滤波器, 反馈滤波器 \mathbf{B} 是主对角元素为 0 的上三角阵。

3.2 基于序列检测的后验概率计算

定义第 n 个符号在第 i 次迭代的 APP 为

$$P(x_n^{(i)} | \mathbf{Y}) = \frac{P(\mathbf{Y} | x_n) P(x_n)}{P(\mathbf{Y})} \quad (10)$$

似然函数 $P(\mathbf{Y} | x_n)$ 可以记为

$$P(\mathbf{Y} | x_n) = P(\mathbf{Y} | \mathbf{X}_n^{(i)}) \quad (11)$$

其中, $\mathbf{X}_n^{(i)} = [x_n, \hat{x}_1^{(i-1)}, \dots, \hat{x}_{n-1}^{(i-1)}, \hat{x}_{n+1}^{(i-1)}, \dots, \hat{x}_N^{(i-1)}]$, $[\hat{x}_1^{(i-1)}, \dots, \hat{x}_{n-1}^{(i-1)}, \hat{x}_{n+1}^{(i-1)}, \dots, \hat{x}_N^{(i-1)}]$ 为第 $i-1$ 次迭代时译码器反馈的软判决值。由于软判决值是确定的, 所以方程成立。

利用式(7)的等效系统和矩阵 \mathbf{G} 的上三角特性, 式(11)似然函数 $P(\mathbf{Y} | \mathbf{X}_n^{(i)})$ 为

$$P(\mathbf{Y} | \mathbf{X}_n^{(i)}) \approx \prod_{m=1}^N \frac{1}{\pi \sigma_m^2} \exp \left\{ -\frac{|\rho_{n,m}(x_n)|^2}{\sigma_m^2} \right\} \quad (12)$$

$$\rho_{n,m}(x_n) = \begin{cases} y_m - \sum_{k=m}^N g_{m,k} \hat{x}_k^{(i-1)}, & n < m \leq N \\ y_n - g_{n,n} x_n - \sum_{k=n+1}^N g_{n,k} \hat{x}_k^{(i-1)}, & m = n \\ y_m - g_{m,n} x_n - \sum_{k=m}^{n-1} g_{m,k} \hat{x}_k^{(i-1)} \\ \quad - \sum_{k=n+1}^N g_{m,k} \hat{x}_k^{(i-1)}, & 1 \leq m < n \end{cases} \quad (13)$$

定义符号集如下:

$$S_j^{(b)} = \{\alpha_k | \mathbf{s}_k \in \Omega : s_{k,j} = b\}, \quad k = 1, \dots, Q \quad (14)$$

其中 $b \in \{0, 1\}$, $S_j^{(b)}$ 表示当 \mathbf{s}_k 中 $s_{k,j} = b$ 时所对应的所有 α_k 的集合。

由于伪随机交织器的作用, 符号概率与比特信息的满足

$$\begin{aligned} P(x_n = \alpha_k) &= \prod_{j=1}^Q P(c_{n,j} = s_{k,j}) \\ &= \prod_{j=1}^Q \frac{1}{2} (1 + \tilde{s}_{k,j}) \cdot \tanh \left(\frac{L(c_{n,j})}{2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\text{其中 } \tilde{s}_{k,j} = \begin{cases} +1, & s_{k,j} = 0 \\ -1, & s_{k,j} = 1 \end{cases}.$$

由式(10)-式(15)可以推出, 当前符号 x_n 对应的第 j 比特后验 LLR 为

$$\begin{aligned} L(c_{n,j} | \mathbf{Y}) &= \ln \left\{ \sum_{\alpha_k \in S_j^{(0)}} \exp \left[-\sum_{m=1}^n \frac{1}{\sigma_m^2} |\rho_{n,m}(x_n = \alpha_k)|^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{j \neq j} \tilde{s}_{k,j'} L(c_{n,j'}) / 2 \right] \right\} / \\ &\quad \sum_{\alpha_k \in S_j^{(1)}} \exp \left[-\sum_{m=1}^n \frac{1}{\sigma_m^2} |\rho_{n,m}(x_n = \alpha_k)|^2 \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j \neq j} \tilde{s}_{k,j'} L(c_{n,j'}) / 2 \right] + L(c_{n,j}) \end{aligned} \quad (16)$$

则均衡器输出的外信息为

$$L_e(c_{n,j}) = L(c_{n,j} | \mathbf{Y}) - L(c_{n,j}) \quad (17)$$

由式(13)可知, 当 $m > n$ 时 $\rho_{n,m}(x_n)$ 与被估计符号 x_n 无关, 所以在式(16)中计算 x_n 的后验 LLR 时只取 $1 \leq m \leq n$ 。

为了避免信息的正反馈, 标准的 Turbo 原理要求在迭代过程中只反馈译码外信息, 然而文献[4]指出, 对于利用反馈序列来抵消 ISI 的均衡器, 采用译码全信息估计发送序列可以提高序列估计的准确度。如图 1 所示, 本算法采用译码全信息对反馈序列进行估算, 即

$$\hat{x}_n = \sum_{\alpha_k \in S} \alpha_k \cdot P(x_n = \alpha_k) \quad (18)$$

其中 $P(x_n = \alpha_k)$ 由式(15)给出。

对于 BPSK 调制, 式(13)中的软判决反馈值为

$$\hat{x}_n^{(i-1)} = \tanh\left(\frac{L(x_n^{(i-1)})}{2}\right) \quad (19)$$

其中 $\tanh(\cdot)$ 为双曲正切函数。

对于 QPSK 和 8PSK 调制方式, 利用式(15)和式(18)可得软判决符号分别为

$$\hat{x}_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\tanh\left(\frac{L(c_{n,1})}{2}\right) + i \cdot \tanh\left(\frac{L(c_{n,2})}{2}\right) \right] \quad (20)$$

$$u_j = \tanh\left(\frac{L(c_{n,j})}{2}\right), \quad j = 1, 2, 3$$

$$\hat{x}_n = \frac{(1 + \sqrt{2})i - 1}{4} \cdot u_1 - \frac{1 + \sqrt{2} + i}{4} \cdot u_2 + \left[\frac{1 - \sqrt{2} + i}{4} \cdot u_1 + \frac{1 + (\sqrt{2} - 1)i}{4} \cdot u_2 \right] \cdot u_3 \quad (21)$$

对比式(5)和式(16)可知, 基于网格图的 MAP 算法中后验 LLR 的计算考虑了所有接收符号信息, 而基于序列检测的 BDAE 中 LLR 的计算考虑了块内所有与 x_n 相关的接收符号信息, 与 MAP 算法思想类似。不同的是, MAP 算法是通过遍历网格图中所有可能的路径序列来获取与 x_n 相关的信息, 而基于序列检测的 BDAE 的相关信息由译码软判决序列提供的额外度量体现出来, 即式(13)中 $1 \leq m < n$ 的部分。当反馈序列完全正确时, 其计算的后验 LLR 将逼近式(5)中的结果。如果把基于网格的均衡器看作是遍历网格图中所有可能的序列而进行的序列检测, 则基于序列的 BDAE 可以看作是以反馈序列为参考序列而进行的序列检测, 所以, 反馈序列的好坏将直接影响均衡器的性能。软判决的引入避免了文献[9]中直接的硬判决在初始迭代时均衡器输出信息不足而造成误判, 降低了判决错误在后续迭代引起的错误扩散, 提高了系统性能。

判决反馈均衡器要求信道脉冲响应为最小相位形式^[11], 通过 Cholesky 分解后所得等效信道 \mathbf{G} 满足要求。定义等效信道抽头平均功率为^[9]

$$\bar{p}_l = \frac{1}{N-l} \sum_{n=1}^{N-l} |g_{n,n+l}|^2 \quad (22)$$

当满足 $\bar{p}_0 \gg \bar{p}_l$ 时, 可以忽略 $l > J$ 的抽头, 与考虑所有抽头情况相比几乎没有性能损失, 从而可以大大降低计算成本。

基于序列检测的 BDAE 算法总结如下

初始化:

(1) 利用式(9)和 Cholesky 分解求解矩阵 \mathbf{G} 和 \mathbf{W} ;

(2) 初始化先验信息: $L(c_{n,j}) = 0$, $n = 1, \dots, N$, $j = 1, \dots, Q$;

(3) 软判决符号 $\hat{x}_n^{(0)} = 0$, $n = 1, \dots, N$ 。

迭代开始:

(1) 由于初始化软反馈值 $\hat{x}_n^{(0)} = 0$, 首次迭代采用传统的逐符号线性 MMSE 均衡, 即当 $i = 1$, 采用式(9)中 \mathbf{W} 滤波后求解后验 $L(c_{n,j} | Y)$, 当 $i > 1$ 时, 采用式(16)计算 $L(c_{n,j} | Y)$;

(2) 利用式(17)计算外信息 $L_e(c_{n,j})$;

(3) 均衡器输出外信息经解交织后 $L(d_k) = \Pi^{-1}(L_e(c_{n,j}))$ 作为先验信息传递给译码器;

(4) 译码后验信息经交织后, 利用式(19), 式(20)和式(21)计算并保存软判决符号值; 同时译码外信息经交织器作为均衡器先验信息用于式(16)。

4 仿真分析

通过仿真考查逐符号 LMMSE 均衡器、文献[11]的 BDFE 和本文提出的基于序列检测的 BDAE 3 种 Turbo 均衡器在不同调制方式下的性能比较。仿真使用码率 $R = 1/2$ 的递归系统卷积码(RSC), 其生成多项式用 8 进制表示为 $\mathbf{g} = [13, 15]$ 。数据按帧发送, 每个数据帧包括 2048 编码比特, 每帧又划分为长度为 128 的子帧。交织器和译码器按帧进行交织译码, 块均衡按子帧进行。译码器采用简化的 MAX-LOG-MAP 算法^[12]。仿真信道 $\mathbf{h} = [0.227, 0.46, 0.688, 0.46, 0.227]$, 该信道会产生严重的 ISI^[10]。假定信道在一帧内是恒定不变的。等效信道抽头 $J = 3$ 。

图 2, 图 3 和图 4 分别给出了采用 BPSK, QPSK 和 8PSK 调制方式下, 3 种 Turbo 均衡算法经过 5 次迭代后的误码性能曲线, 并给出相应条件下 AWGN 信道的 BER 曲线作为参考。由仿真曲线可以看出, 基于序列检测的均衡器由于利用额外的度量提高了 APP 估计的准确性, 性能优于逐符号检测 LMMSE 均衡器, 但是, 直接硬反馈存在错误判决, 在后续迭代中会产生错误扩散现象, 使得其性能提高有限。由图 3, 图 4 可以看出, QPSK 和 8PSK 调制方式下, BDFE 在 E_b/N_0 比较低时性能比 LMMSE 略差。本文提出的算法利用软判决代替硬判决同时结合序列检测为均衡器输出的 APP 估计提供了更可靠的信息, 减小了迭代过程中错误扩散。仿真表明, 在 $\text{BER} = 10^{-4}$ 时, 不同调制方式下新算法优于硬反馈 BDFE 约 0.5 dB 左右; 同时可以看出, 本文提出的算法分别好于 LMMSE 大约 0.8 dB, 1.2 dB, 1.4 dB, 这是因为, 随着调制阶数增加, 基于高斯分布假设条件下的逐符号均衡器的 APP 将会进一步恶化, 使其性能提高受限, 与前面的分析相吻合。基于序列检测均衡器的计算量主要来源于矩阵的 Cholesky 分解和矩阵求逆, 复杂度与 LMMSE

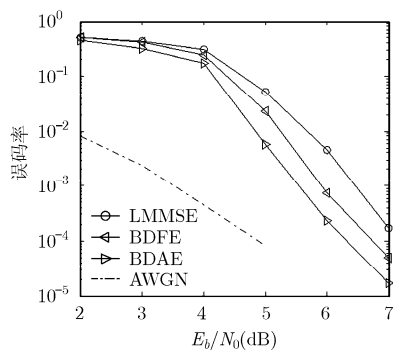


图2 BPSK 误码性能曲线框图

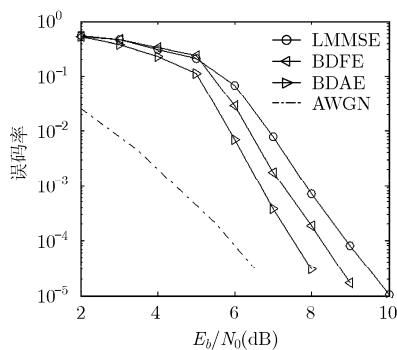


图3 QPSK 误码性能曲线框图

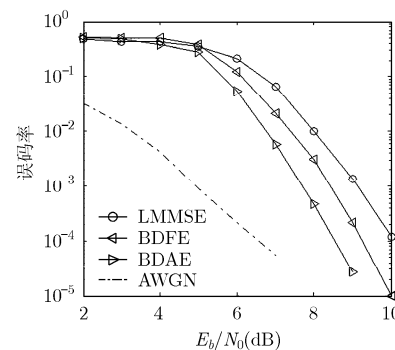


图4 SPSSK 误码性能曲线框图

均衡器属于同一数量级 $O(N^3)$ 。因此,在复杂度相近的情况下,本文提出的算法性能更优。

5 结束语

低复杂度 Turbo 均衡器利用逐符号检测来降低运算量,在降低复杂度的同时导致性能的下降。本文提出了一种基于序列检测的块判决辅助 Turbo 均衡算法,新算法利用软判决代替硬判决同时结合序列检测为均衡器输出的 APP 估计提供了更可靠的信息,克服了逐符号均衡器由于 APP 估计不准确而造成性能的恶化,同时引入软判决降低了硬判决造成的错误扩散,从而获得更好的性能。

参考文献

- [1] Douillard C, Jezequel M, and Berrou C. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1995, 6(5): 507-511.
- [2] Tüchler M, Singer A C, and Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a-priori information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(3): 673-683.
- [3] Wu Z J and Cioffi J. Low complexity iterative decoding with decision-aided equalization for magnetic recording channels[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, 2001, 19(4): 699-708.
- [4] Vogelbruch F and Haar S. Improved soft ISI cancellation for turbo equalization using full soft output channel decoder's information[J]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, San Francisco, 2003, 12: 783-788.
- [5] Laot C, LeBidan R, and Leroux D. Low-complexity MMSE turbo equalization: A possible solution for EDGE[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(3): 965-974.
- [6] Rößler J F, Gerstacker W H, and Huber J B. Iterative equalization with soft feedback with a subsequent stage employing error search and correction[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(1): 1736-1740.
- [7] Benjamin A, Lam C T, and Falconer D. Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(2): 759-767.
- [8] Moon J and Rad F R. Turbo equalization via constrained-delay APP estimation with decision feedback[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(12): 2102-2113.
- [9] Wu J X, Leong S Y, and Lee K P. Improved BDFE using a priori information for turbo equalization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(1): 233-240.
- [10] Proakis J G. *Digital Communication*[M]. New York: McGraw-hill, 2001: 630-632.
- [11] Stamoulis G, Giannakis B, and Scaglione A. Block FIR decision feedback equalizers for filterbank precoded transmissions with blind channel estimation capabilities[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2001, 49(1): 69-83.
- [12] Viterbi A J. An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, 1998, 16(2): 260-264.

窦高奇: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为纠错编码和迭代均衡技术。

高俊: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字无线通信和数字信号处理。

陶伟: 男, 1974年生, 博士生, 研究方向为短波高速数传中的关键技术。

刘冰: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为纠错编码技术。