

基于一种新的 SNR 估计方法的切换迭代均衡

李 强, 雷 霞, 李少谦

(电子科技大学, 抗干扰移动通信国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘 要: 本文提出了一种缩放软信息的 Max-Log-MAP 迭代均衡算法 (Scaled Max-Log-MAP, SMLM) 的性能, 并分析了它对 SNR 估计误差的敏感性问题, 结果表明在低损失信道上, SMLM 算法能有效改善 Max-Log-MAP (MLM) 迭代均衡算法的性能, 并不受 SNR 估计误差的影响. 考虑到在初始迭代, MLM 硬判决结果可能有错误, 本文还提出了一种改进的由 MLM 切换到 LM 的均衡算法, 大大改善了未进行 SNR 校正时的误码性能. 最后, 本文还建议了一种由 SMLM 切换至 LM 的迭代均衡算法, 它进一步改善了高损失信道上迭代均衡系统的性能, 尽管本文建议的两种切换均衡算法均不需要任何导引开销.

关键词: 缩放 Max-Log-MAP 算法; 软输出信息; SNR 估计; 迭代均衡

中图分类号: TN911.22 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 6A-184-05

Switching Turbo Equalization Algorithms

LI Qiang, LEI Xia, LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technical of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: In this paper, a Scaled Max-Log-MAP (SMLM) iterative equalization algorithm is proposed, and its sensitivity to SNR mismatch is also studied. The results show that SMLM algorithm performs much better than MLM, in addition to insensitivity to SNR errors, especially over low-loss channels. Then taking account of the possible hard-decision errors after first a few iterations using MLM algorithm, an improved switching turbo equalization algorithm between MLM and LM is presented, by which the performance is improved dramatically compared to that without SNR correction. Finally, based on the fact of insensitivity of SMLM algorithm to SNR mismatch, a new switching equalization algorithm between SMLM and LM is also given. The simulation results show that this new algorithm can further not only improve the system performance, but reduce the complexity of systems, although it does not need any pilot symbols as well.

Key words: turbo equalizer; SNR estimation; soft output information; scaled max log map

1 引言

在现代移动通信系统中, 为获得最小的误码率, 对数最大后验概率 (Log Maximum A posterior Probability, LM) 检测算法无疑是最优化的^[1], 但是 LM 检测算法对 SNR 的估计误差非常敏感. 另一方面, 一些次优算法如 Max-Log-MAP (MLM) 和 SOVA 检测算法不受 SNR 估计误差的影响^[2-4]. 然而, 在高损失信道上, 它们的误码性能明显差于已知信道 SNR 的 LM 算法^[2].

最近, 缩放软输出外信息技术用于几个典型系统来改善低复杂度的次优算法的性能, 如 LDPC 码的最小和 (Min-Sum) 译码算法和 Turbo 译码的 MLM 算法等^[5-8], 但未见有文献报道在 Turbo 均衡器中的应用.

为了改善 LM 算法当存在 SNR 估计误差时的误码性能, 一方面可以改善 SNR 估计精度, 其中导引辅助的 ML 估计最接近 CRB 界, 但这一般需要很多的导引符号; 另一方面, 基于 MLM 和缩放 MLM (SMLM) 对 SNR 估计误差不敏感的事实, 可以在部分帧采用 MLM 或 SMLM 算法, 从而估计信道 SNR, 使得其余帧可以利用 LM 的优点, 然而这要求信道变化很慢.

在文献[2]中, 基于 MLM 译码器的硬判决输出, 作者提出了一种在线 SNR 估计算法, 用于克服 LM 均衡算法对 SNR 误差的敏感性问题, 而保持 LM 的性能优势. 实际上, 当交织深度较大时, MLM 均衡算法在部分帧的性能非常差, 导致所估计的信道 SNR 远离于正确的 SNR, 从而大大恶化 LM 算法的性能, 为此, 文献[9]提出

了迭代 SNR 估计方法来改善系统性能。

本文首先对文献[2]的方法进行了改进,即因为在初始迭代时 MLM 的硬判决结果可能有较多错误,从而导致对 SNR 的估计不准确,因此在它被用于 LM 前,对它先进行校正.然后基于 SMLM 比 MLM 有更优的误码性能,我们还建议了一种基于 SMLM 和 LM 的切换均衡算法,获得了很好的性能,并且它不仅不需要任何导引开销,而且还降低了算法复杂度.因此本文的主要贡献有:(1)提出了 SMLM 迭代均衡算法;(2)提出了一种改进的 MLM 和 LM 的切换迭代均衡算法;(3)建议了一种 SMLM 和 LM 迭代切换均衡算法.

2 SMLM 迭代均衡性能及 SNR 误差的影响

图 1 是由 ISI 信道和编码器组成的串行级联系统采用 turbo 原理译码的结构图,其中 ISI 信道的信道系数为 $\mathbf{h} = \{h_0, h_1, \dots, h_{L-1}\}$,且满足 $\sum_{i=0}^{L-1} |h_i|^2 = 1$.均衡器接收信道观察值 \mathbf{r} ,利用先验信息 L_E^{pri} 产生后验对数似然信息 L_E^{pos} ,这样送入译码器的先验信息 L_E^{pri} 就是均衡器产生的外信息 $L_E^{ext} = L_E^{pos} - L_E^{pri}$ 解交织后的信号.译码器再产生的后验信息 L_D^{pos} 减去先验信息 L_E^{pri} 就是译码器产生的额外信息 L_D^{ext} ,该信息被一不大于 1 的正常数 α 缩放后,再交织产生下一次迭代的均衡器的先验信息 L_E^{pri} .均衡器和译码器均采用相同算法,如果 MLM 算法被采用且 $\alpha = 1$,图 1 就是 MLM 迭代均衡结构,若 $0 < \alpha < 1$,它就是 SMLM 迭代均衡原理框图.在第一次迭代,设置 $L_E^{pri} = 0$.

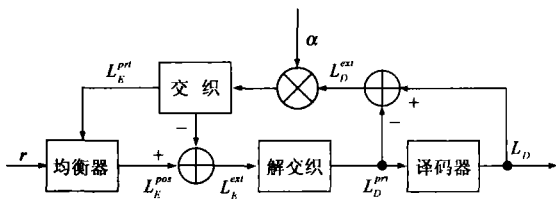


图 1 迭代均衡原理框图

假定输入二进制符号 $x_k \in \{+1, -1\}$,对 MLM 均衡算法,其后验对数似然值为:

$$L_E^{pos}(x_k) = \max_{(s',s), x_k=1} (\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s',s) + \beta_k(s)) - \max_{(s',s), x_k=-1} (\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s',s) + \beta_k(s)) \quad (1)$$

其中, s' 和 s 分别表示 $k-1$ 和 k 时刻信道的状态. $\alpha_k(s')$ 和 $\beta_k(s)$ 可递推计算:

$$\beta_k(s) = \max_{s'} (\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s',s)) \quad (2)$$

$$\beta_{k-1}(s') = \max_s (\beta_k(s) + \gamma_k(s',s)) \quad (3)$$

初始条件为: $\alpha_0(0) = 0, \alpha_0(s \neq 0) = -\infty; \beta_k(0) = 0, \beta_k(s' \neq 0) = -\infty$,这里, K 表示数据块长.因此,只要求得

分支度量值 $\gamma_k(s',s)$,译码就可以实现了,对均衡器, $\gamma_k(s',s)$ 为:

$$\gamma_k(s',s) = -\frac{1}{2\sigma_{eq}^2} \left| r_k - \sum_{i=0}^{L-1} h_i x_{k-i} \right|^2 + \frac{1}{2} x_k L_E^{pri}(x_k) \quad (4)$$

这里, σ_{eq}^2 是假定 \mathbf{h} 已知时估计的信道噪声方差,设真实信道噪声功率为 $\sigma_{ch}^2, P = 10^{-(\Delta(E_b/N_0))/10}$ 为估计噪声误差系数,则容易推得:

$$\sigma_{eq}^2 = P \times \sigma_{ch}^2 \quad (5)$$

令在理想的噪声估计情况下,均衡器产生的后验似然值为 $L_E^{pos,ideal}$,因为初始迭代时, $L_E^{pri}(x_k) = 0$,由式(4)可知, $\gamma_k(s',s)$ 与 P 是成比例的,再根据式(2)和式(3)以及初始条件, $\alpha_k(s)$ 和 $\beta_{k-1}(s')$ 与 P 也是成比例的,因此由式(1)不难证明:

$$L_E^{pos} = \frac{1}{P} L_E^{pos,ideal} \quad (6)$$

对于 SMLM 算法,仅仅式(4)的第 2 项需要乘以因子 α ,但显然不会改变(6)式中软输出信息关于 SNR 偏移因子的关系.而且因为 $P > 0$,因此式(6)并不改变最

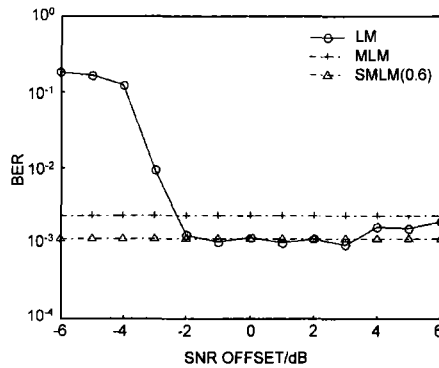


图 2 Proakis B 信道上 MAP 迭代均衡算法的性能, 5 次迭代, $M=5$, 交织深度 4096, $E_b/N_0=3\text{dB}$

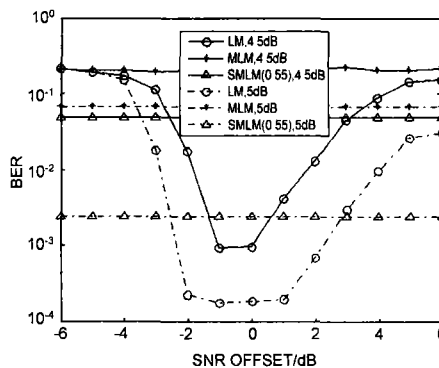


图 3 Proakis C 信道上 MAP 迭代均衡算法的性能, 8 次迭代, $M=2$, 交织深度 4096

终最数据的判决,但会改变对数似然值的大小.换句话说,MLM/SMLM 迭代均衡器的硬判决结果不受信道 SNR 估计误差的影响,但软输出结果和 SNR 误差是相

关的.图 2 和图 3 分别演示了在 Proakis B 和 C 信道^[10]上 LM、MLM 和 SMLM 迭代均衡的性能,其中编码器为递归系统卷积码,记忆长度 $M=5$ 时,生成多项式为 $[1, 75/53]_8$,记忆长度 $M=2$ 时,生成多项式为 $[1, 7/5]_8$,优化的缩放因子 α 是通过仿真获得的,也可类似于文献[5],通过 EXIT 图分析获得.

图 2、图 3 证实了 MLM 和 SMLM 的确不受 SNR 误差的影响,而且 SMLM 比 MLM 具有更好的误码性能.图 2 表明在低损失的 B 信道上,MLM 比 LM 性能损失很小,而 SMLM 几乎具有和理想 SNR 的 LM 一样的性能.然而,在高损失的 C 信道上,MLM 的性能却远差于具有理想 SNR 的 LM,而且 SMLM 虽然比 MLM 有所改进,但相对于无 SNR 误差的 LM 仍然有较大的性能损失.因此,为了充分利用 LM 的性能优势,在高损失信道上,SNR 的准确估计仍然是十分必要的,对于发射数据辅助(Tx-DA)的 SNR 估计方法,这往往需要大量的导引符号开销,降低了频谱利用率.因此本文仅考虑接收数据辅助(RxDA)的 SNR 估计方法,鉴于 MLM 对 SNR 误差不敏感,文献[2]提出了一种切换均衡算法,即第一次迭代用 MLM,其译码结果用于估计 SNR,再把它用于后续迭代的 LM 算法,这种算法会因为第一次迭代的 MLM 的性能很差而严重恶化 SNR 的估计性能,因此本文对其进行了改进.

3 改进的 MLM 和 LM 切换均衡算法

第一次迭代采用 MLM 算法,信道 SNR 假定为 0dB.利用 MLM 算法的硬判决结果估计信道 SNR,用于后续迭代的 LM 算法.假设发射数据序列为 $\{x_k\}$, S 和 N 分别是信号和噪声功率,则信道观察值表示为:

$$r_k = \sqrt{S} \sum_{i=0}^{k-1} h_i x_{k-i} + \sqrt{N} n_k \quad (7)$$

令第一次迭代后的硬判决输出结果为 \hat{x}_k ,则白噪声方差的估计如下:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \left(r_k - \sqrt{S} \sum_{i=0}^{k-1} h_i \hat{x}_{k-i} \right)^2 \quad (8)$$

上式中 K 是帧长.如果 $\hat{x}_k = x_k$,则 $\hat{\sigma}^2$ 就是信道白噪声功率 σ^2 .但是第一次迭代后,MLM 的判决结果可能会有较多错误,以致于估计的 $\hat{\sigma}^2$ 要大于 σ^2 ,即 $\hat{\sigma}^2$ 不仅包含信道噪声,还可能包含残余的符号间干扰,造成 SNR 的欠估计,从图 2 和图 3 可知,SNR 的欠估计比过估计对迭代均衡的性能影响要大得多.残余的符号间

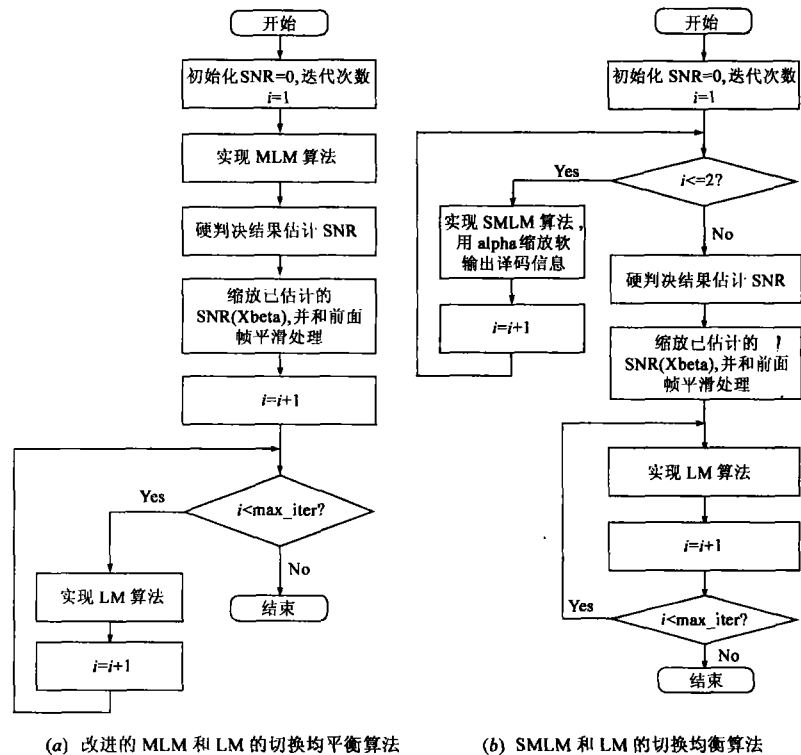


图 4 切换均衡算法流程图

干扰的大小取决于 MLM 算法输出的硬判决结果后的误码率大小,它还与数据帧长(即交织深度)及信道真实信噪比有关.直观上,交织深度越深,或者信道信噪比越高,第一次迭代后的 MLM 输出误码率也相应越低,从而 $\hat{\sigma}^2$ 中的残余符号间干扰越小.为使估计的 $\hat{\sigma}^2$ 尽量接近真实的噪声方差,可以考虑对已估计的 $\hat{\sigma}^2$ 乘上一个小的正常数 β ,满足 $0 < \beta \leq 1$,显然, β 应该随交织深度和信道信噪比增加而减小.实际上,信道的真实信噪比往往很难准确知道,因此 β 也不易准确得到,幸运的是,一般情况下,系统的设计工作点是已知的.图 4(a) 是该算法的流程图.

4 SMLM 和 LM 切换均衡算法

从图 2 和 3 可知,无论在高损失信道还是低损失信道上,SMLM 都比 MLM 具有更优的性能,显然,如果初始迭代采用 SMLM 算法,其硬判决结果用于估计信道 SNR 将会更准确,进而提高系统误码性能.由于 SMLM 算法是在每次迭代后,把经过缩放的软输出外信息用于下一次迭代的先验信息,而第一次迭代的先验信息假设为零,所以如果切换发生在第一次迭代后,实际上与 MLM 和 LM 的切换没有区别.因此,要利用 SMLM 算法的优势,切换应该发生在几次迭代之后.

实际上,当总的迭代次数一定时,如果切换发生越晚,SMLM 的硬判决结果越准确,所估计的 SNR 也相应更精确,另一方面,LM 的运行次数也就越少,考虑到在

高损失信道上 LM 比 SMLM 的性能优势,这将降低系统性能.为解决这个矛盾,切换发生的位置需要进行折中.当然切换的位置还会影响系统的平均复杂度,因为 MLM 比 LM 算法要简单得多,而 SMLM 几乎和 MLM 复杂度一样.

为达到性能和复杂度的最佳平衡,经过大量仿真,结果发现切换发生第二次迭代之后是合适的选择.其算法流程图见图 4(b).此外,和上节算法一样,SMLM 算法的硬判决结果仍然可能存在错误,使得估计的 SNR 比实际信道 SNR 偏高,所以仍然需要对它进行校正.其校正因子 β 在同样条件下显然应该比上节算法中要大一些,因为 SMLM 算法性能更优.

5 缩放因子 β 的估算

为避免通过大量仿真来获得优化的校正因子 β ,仿真之前需要对其进行估算.通过式(8)估计的噪声方差在硬判决结果存在错误时,它还包含部分 ISI 残余干扰,如果能够估计残余干扰的大小,我们就能较为准确的校正所估计的 SNR.实际上,MLM 的硬判决瞬时误码率是时变的,导致估计的噪声方差也是时变的,因此我们取式(8)的平均值,即:

$$\begin{aligned}
 E(\hat{\sigma}^2) &= E\left[\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\left(r_k - \sqrt{S}\sum_{i=0}^{L-1}h_i\hat{x}_{k-i}\right)^2\right] \\
 &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}E\left(r_k - \sqrt{S}\sum_{i=0}^{L-1}h_i\hat{x}_{k-i}\right)^2 \\
 &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\left[E(r_k^2) + E\left(\sqrt{S}\sum_{i=0}^{L-1}h_i\hat{x}_{k-i}\right)^2\right. \\
 &\quad \left.- 2E\left(r_k\sqrt{S}\sum_{i=0}^{L-1}h_i\hat{x}_{k-i}\right)\right] \tag{9}
 \end{aligned}$$

上式中,前两项和 \hat{x}_i 的错误判决无关,其值分别为:

$$E(r_k^2) = S + \sigma^2 \tag{10}$$

$$E\left(\sqrt{S}\sum_{i=0}^{L-1}h_i\hat{x}_{k-i}\right)^2 = S \tag{11}$$

而最后一项是受判决误差影响的,假设 \hat{x}_i 的误码率为 η ,则(9)式的第三项计算如下:

$$2E\left(r_k\sqrt{S}\sum_{i=0}^{L-1}h_i\hat{x}_{k-i}\right) = 2(1 - 2\eta)S \tag{12}$$

综合上述三式,所估计噪声方差实际为:

$$E(\hat{\sigma}^2) = \sigma^2 + 4S\eta \tag{13}$$

对某个信道信噪比 (S/σ^2),MLM 算法和 SMLM 算法在一定迭代次数后的误码率 η 可以通过仿真获得,于是,式(13)右边第二项就可以计算出来,它实际上就是残余 ISI 的功率.这样,校正因子 β 可估算为:

$$\beta = \frac{\sigma^2}{E(\hat{\sigma}^2)} \tag{14}$$

当然,实际系统中真实信道信噪比并不知道,即 σ^2 未知,以致 β 也无法求出.可是,一般情况下,系统的设

计工作信噪比是已知的,我们可预先仿真 MLM 和 SMLM 算法(因为切换发生在第一次或第二次迭代,因此仿真量并不大),获得在该工作点在预定迭代次数后的误码率 η ,从而计算出相应的 β .实际上,瞬时信噪比可能是变化的,但因为一方面,在高信噪比情况下, σ^2 相对较小,这时 η 也较小;另一方面,在低信噪比区域,尽管 σ^2 较大,而 η 也会更大,以致在不同信噪比时,优化的 β 相差不是太大,因此为了简化设计,仿真中,对同样交织深度,我们采用固定的校正因子.

6 仿真结果

本节利用 PC 机上的 Matlab7.0 仿真软件对上述算法进行了验证.在第 2 节已经知道,SMLM 迭代均衡算法在 B 信道上已经具有非常好的性能.因此本节仅考虑 Proakis C 信道,信道系数 $h = \{0.227, 0.46, 0.688, 0.46, 0.227\}$,交织深度考虑长帧为 4096 比特,短帧 500 比特.设置最大迭代次数 Max_Iter = 8.为节约仿真时间,我们选择了 $M = 2$ 的 RSC 码,生成多项式为 $[1, 7/5]_8$,而且均衡器和译码器总是采用同样的算法.图 5 和图 6 分别是短交织深度和长交织深度时本文建议的两种算法的性能,为便于比较,理想的 LM、SMLM 和 MLM 的性能曲线也一并绘在图中.需要说明的是,图 5 和 6 中,SMLM 算法优化的缩放因子 α 是通过文献[7]介绍的 EXIT 分析方法获得,如对 500 比特的交织深度,优化的 α 等于 0.65,对 4096 的交织深度, $\alpha = 0.55$;至于 β ,它是按照上节所述方法计算而得,各自优化值标识于图中图例处.

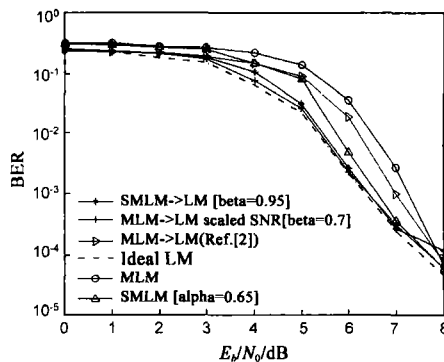


图 5 切换迭代均衡的性能, Proakis C 信道, 交织长度 500, 最大 8 次迭代, $M=2$

图 5 显示了在短帧情况下,各种算法在高信噪比处 ($E_b/N_0 > 8\text{dB}$)性能几乎一致,不同之处在于“瀑布”区域.从中可知,SMLM 算法比 MLM 有较大的性能改进,在感兴趣的 BER 区域 (10^{-3} 以下),和具有理想 SNR 的 LM 算法相比相差不足 0.2dB.文献[2]的 MLM 与 LM 的切换算法在低信噪比区仅略比 MLM 性能稍有改善,甚至在大于 8dB 后会差于 MLM 的性能,这是由于这是信道噪声功率相对于残余 ISI 信号功率要小得多,以致后

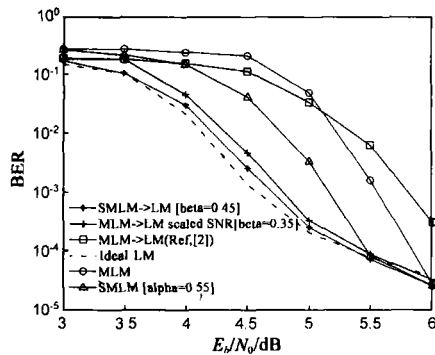


图6 切换迭代均衡的性能, Proakis C信道, 交织长度4096, 最大8次迭代, $M=2$

者影响更为严重,即使在 $BER = 10^{-3}$ 处,它比 SMLM 性能还差约 0.4dB,而我们建议的改进的 MLM 和 LM 切换算法获得了比 SMLM 更好的性能,非常接近于理想的 LM 性能.此外,建议的 SMLM 和 LM 之间的切换算法也和前一种建议的切换算法性能相当,但是应该注意,在高信噪比处,它的性能略有损失,这是因为在短帧情况下,每一帧在第二次迭代后的错误率变化较大,以致在某些帧,估计的 SNR 偏差过大,使得 LM 的性能变差.

对于长帧的情况,如图6, SMLM 算法仍然比 MLM 在“瀑布”区要优 0.5dB,而文献[2]的切换算法甚至比 MLM 算法还差,这是由于 MLM 算法输出的过高的比特误码率导致估计的 SNR 非常不准确所致,而且 LM 迭代均衡算法对 SNR 估计误差的敏感程度,在长帧时比短帧情况更为突出(限于篇幅,本文没有提供相关结果).另一方面,我们改进的 MLM \rightarrow LM 切换算法在“瀑布”区比文献[2]的算法至少有 1dB 增益,也优于 SMLM 算法约 0.4dB,和理想的 LM 算法相差不足 0.2dB.另外,我们可以看到,建议的 SMLM \rightarrow LM 算法比第一种建议算法略有性能改善,而它的平均复杂度却比后者还要略低一些.

7 结论

基于 MLM 迭代均衡算法对 SNR 估计误差不敏感的事实,并考虑到在初始迭代后, MLM 算法可能存在较多的判决错误,本文提出了一种改进的 MLM 切换至 LM 的均衡算法,获得了很大的性能增益.同时,本文还研究了 SMLM 迭代均衡算法,结果表明它不仅不受 SNR 估计误差的影响,而且还具有比 MLM 更好的误码性能,尤其在低损失信道上,该算法几乎具有接近理想 LM 的性能.由于在高损失信道上, SMLM 均衡算法和已知信道 SNR 的 LM 算法仍有较大的性能差距,因此本文基于 SMLM 和 LM 算法,又建议了一种新的切换均衡算法,在高损失信道上能进一步改善第一种建议迭代均衡算法的性能,同时还降低了算法的平均复杂度.

因此,我们可以得出结论:本文建议的两种算法都

是对 SNR 误差非常稳健的迭代均衡算法,且 MLM 与 LM 的切换算法更适合于短帧的情况,而 SMLM 与 LM 的切换均衡算法对长帧更为有用.

参考文献:

- [1] L Bahl, J Cocke, F Jelinek, J Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate[J]. IEEE Trans on Inform. Theory, 1974, 20(2): 284 - 287.
- [2] Mohammad Ali Khalighi. Effect of Mismatched SNR on the performance of Log-Map turbo detector[J]. IEEE Trans on Vehicular Tech, 2003, 52(5): 1386 - 1397.
- [3] A Worm, P Hoeher, N When. Turbo-decoding without SNR estimation[J]. IEEE Commun Lett, 2000, 4(6): 193 - 195.
- [4] T A Summers, S G Wilson. SNR mismatch and online estimation in turbo decoding[J]. IEEE Trans on Commun., 1998, 46(4): 421 - 423.
- [5] Heo J. Analysis of scaling soft information on low density parity check code[J]. Electronics Letters, 2003, 39(2): 219 - 221.
- [6] Zhipei Chi, Leilei Song, Parhi K K. On the performance/complexity tradeoff in block turbo decoder design[J]. IEEE Trans on Commun, 2004, 52(2): 173 - 175.
- [7] Jun Heo, Chugg K M. Optimization of scaling soft information in iterative decoding via density evolution[J]. IEEE Trans on Commun, 2005, 53(6): 957 - 961.
- [8] Jinghu Chen, Marc P C Fossorier. Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes[J]. IEEE Trans on Commun, 2002, 50(3): 406 - 414.
- [9] Shahram Talakoub, Behnam Shahrava. Turbo Equalization with Iterative Online SNR Estimation[A]. IEEE WCNC'05[C]. March 2005, New Orleans, LA, USA 2: 1097 - 1102.
- [10] J G Proakis. Digital Communications[M]. 4th edition. New York: McGraw Hill, 1998.

作者简介:



李强 男, 1973 年出生, 博士研究生, 1996 年毕业于电子科技大学通信与信息工程学院通信工程专业, 获学士学位; 1999 年于电子科技大学通信与信息工程学院信号与信息处理专业获硕士学位; 2003 年进入电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室攻读博士学位. 主要研究方向为移动通信中的物理层技术研究.
E-mail: liqiang@uestc.edu.cn

雷霞 女, 1975 年生, 副教授, 1997 年毕业于电子科技大学通信与信息工程学院通信工程专业, 获学士学位; 2000 年于电子科技大学通信与信息工程学院信号与信息处理专业获硕士学位; 2005 年在电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室获博士学位. 主要研究方向为移动通信中的物理层技术研究. E-mail: leixia@uestc.edu.cn

李少谦 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师. 现任职于电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室主任, 国家“863”通信专家组成员. 主要研究方向为移动通信、扩频通信. E-mail: lsq@uestc.edu.cn