

非理想信噪比估计对 BICM-ID 系统性能的影响

聂远飞 葛建华 王勇

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文给出一种直观的信噪比估计非理想时的先验信息建模,使用外信息转移图较为全面地分析了非理想信噪比估计对带迭代译码的比特交织编码调制系统性能的影响,分析结果表明非理想信噪比估计对典型的星座类型和标号在高斯和瑞利信道下的影响相似;通过对不同帧长的系统性能比较可知,长帧下信噪比估计偏小在-3dB以下时性能会大大下降,而估计偏大则没有影响;而对于中短帧而言,在相同的偏差下,偏小的影响要大于偏大的影响;此外,还给出由拟合得到的8PSK高斯信道和16QAM高斯与瑞利信道下的信噪比估计算法,最后通过系统仿真验证了该算法的有效性。

关键词: 带迭代译码的比特交织编码; 外信息转移; 信噪比估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)03-0616-05

Impact of Non-ideal SNR Estimation on the Performance of BICM-ID Systems

Nie Yuan-fei Ge Jian-hua Wang Yong

(National Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: This paper proposes an intuitive modeling of a prior information with Signal-to-Noise-Ratio (SNR) mismatch for Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding (BICM-ID) systems. The extrinsic information transfer chart is applied to analyze the impact on BICM-ID caused by non-ideal SNR estimation for different constellations, labeling methods and channel types. It is found that the results are semblable for these cases. The performance of BICM-ID systems with different frame length is compared with SNR mismatch varied. The system performance decreases acutely when SNR mismatch is smaller than -3dB and maintains when it is bigger than 0dB for long frame, while it is more sensitive for SNR underestimation than overestimation for moderate and short frames. Besides these, SNR estimation methods are presented for 8PSK in Gaussian channel and 16QAM in Gaussian and Rayleigh channels. Finally, simulation results show these methods are effective.

Key words: Bit-Interleaved Coded Modulation with Iterative Decoding (BICM-ID); EXtrinsic Information Transfer (EXIT); Signal-to-Noise Ratio (SNR) estimation

1 引言

新一代蜂窝移动通信系统无线传输链路技术是目前国内外移动通信研究的热点课题,如何提高频谱利用率,研究适合无线衰落信道环境下的编码调制方式是其必须解决的技术难点。其中,带迭代译码的比特交织编码调制(BICM-ID)^[1-3]以其优良的性能、较低的实现复杂度等方面的优势,越来越引起人们的关注。但目前已有的研究大多集中在星座标号设计和调制方式与编码方式匹配的问题上,而对于实际应用中的非理想因素研究则相对较少。Huang和Ritcey等人研究了BICM-ID系统的信道响应和信噪比非理想估计导致的性能影响^[4,5]。不过由于其所给的结论只是针对高斯信道下正交星座标号(16QAM, MSP^[1])给出的,此外

对解决方法并未涉及。本文给出了一种直观的信噪比估计非理想时的先验信息建模,使用外信息转移图对不同的星座、标识和信道下信噪比估计不准对BICM-ID性能的影响进行了较为全面的研究。此外,在文章中还给出了8PSK和16QAM信噪比估计方法,并进行了相应的性能仿真验证。

2 BICM-ID 结构及比特软信息计算

BICM-ID系统结构类似于串行级联码,接收端使用软解调和译码信息反馈从而构成一个迭代环路(见图1)。源信息为二进制(不考虑信源量化编码) u ,经过编码打孔后,将得到的比特信息 c 通过交织器送入到调制器模块(星座映射),得到的基带符号 x 。接收机从接收信息 z 提取信道信息,将其与 z 和比特先验信息 \hat{c}_a 送入软解调模块得到软比特信息 \hat{c}' ,通过解交织和译码器得到 \hat{u} 。同时译码器输出的软编码比特信息 \hat{c}_a 经交织器作为比特先验信息送入软解调模块。相关参量描述见图1,调制方式为多进制,记星座集合为 χ 。

2006-08-17收到,2007-03-21改回

国家863计划(2006AA01Z270),国家自然科学基金重大项目(60496316)和自然科学基金重点项目(60332030)资助课题

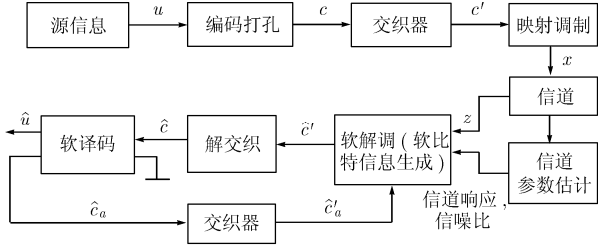


图1 BICM-ID系统传输结构图

编码器可以选择为卷积码、Turbo码或是低密度校验码。比特信息 $\{c'_{M \times i+1}, c'_{M \times i+2}, \dots, c'_{M \times (i+1)}\}$ 映射到星座符号为 x_i , M 为每符号比特数, 对应的通过信道接收符号为 z_i 。这样通过软解调模块得到的比特对数似然信息为

$$L(\hat{c}'_{M \times i+j}) = \ln P(\hat{c}'_{M \times i+j} = 1) - \ln P(\hat{c}'_{M \times i+j} = 0) \\ = \ln \sum_{x_i \in \mathcal{X}_j^1} p(z_i | x_i) \prod_{k=1, \dots, M, k \neq j} p(\hat{c}'_{M \times i+k} | x_i) \\ - \ln \sum_{x_i \in \mathcal{X}_j^0} p(z_i | x_i) \prod_{k=1, \dots, M, k \neq j} p(\hat{c}'_{M \times i+k} | x_i) \quad (1)$$

式(1)中 \mathcal{X}_j^b 表示为比特位置 j 为 b (1 或 0) 时的符号子集。 $p(\hat{c}'_{M \times i+j} | x_i)$ 表示假定符号为 x_i 时对应比特位置 j 的先验概率, 对第一轮运算和 BICM 系统而言, 该值为常数。接收信道信息表示为

$$z_i = \mu_i x_i + n_i \quad (2)$$

其中 μ_i 为估计的衰落因子, 高斯信道下为 1, 瑞利信道下均值为零, 方差为 1, n_i 为零均值的高斯白噪声, 方差为 σ_n^2 , 记信噪比为 α 。这样式(1)中信道信息可表示为

$$p(z_i | x_i) \sim \exp(-|z_i - \mu_i x_i|^2 / \sigma_n^2 / 2) \quad (3)$$

由式(1), 式(2)得到的软解调比特信息计算中, 有多种近似处理方法, 本文采用的是线性查表。按图 1 的流程, 将得到的比特软信息经解交织器送入软译码模块, 从而得到源比特和编码比特的对数似然信息。软译码模块算法使用软输入输出算法^[6], 这样完成了 BICM-ID 系统关键模块的算法描述。

3 信噪比估计不准时先验信息建模

由于迭代系统对中间变量统计特性描述比较繁琐, 本文使用目前常用的外信息转移(EXIT)这一工程工具。由文献[7]可知对先验比特信息的建模可以类似于 BPSK 高斯信道下得到的比特信息, 同样地, 对信噪比估计不准时的建模, 本文也从 BPSK 解调的比特软信息入手, 给出一种直观的先验信息分布。

对高斯信道下的 BPSK 解调, 由式(1), 式(2)可得比特信息度量形如 $\xi = \sigma_w^2 \varsigma / 2 + w$, ς 为 1 或 -1, w 为零均值高斯变量, 方差为 $\sigma_w^2 = 4 / \sigma_n^2$ 。由文献[7]可知, 对先验信息的建模可以采取类似的高斯假设。这样在信噪比估计不准, 即式(2)中 σ_n^2 用估计值 $\hat{\sigma}_n^2$ 时, 外信息度量应为

$$\xi' = \gamma \xi = \gamma (\sigma_w^2 \varsigma / 2 + w) \quad (4)$$

这里 $\gamma = \sigma_n^2 / \hat{\sigma}_n^2$ 。根据互信息的定义并且经过一些运算, 可

得上式对应的互信息为

$$I' = 1 - \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_w \gamma} \exp\left(-\frac{(\xi' - \gamma \sigma_w^2 / 2)^2}{2\gamma^2 \sigma_w^2}\right) \\ \cdot \log_2(1 + \exp(-\xi' / \gamma)) d\xi \quad (5)$$

由上式可以得出 $I' \sim (\sigma_w, \gamma)$, 由于表达式比较复杂, 图 2 给出以 σ_w 为参量时用数值计算绘出的 $I' \sim \gamma$ 图。图中参量(线上标示的值)即为 σ_w 。横坐标为信噪比估计偏差, 在大于 20dB 时由于精度原因绘制比较困难, 此外实际情况下信噪比估计不会这么差, 因此不作考虑。由图 2 可以看出, 在相同的输入信息情况下 (σ_w^2 相同), 如果信噪比估计大于实际值, 即 $\gamma > 1$ 时, 互信息与估计准确时是一样的, 而信噪比估计小于实际值一定范围时(下文统称信噪比估计偏小), 如 $\gamma < -2$ 时, 互信息则有不同程度的增加, 但这实际上是一种虚假的增加。这样在下一节研究单独功能模块的输入输出 EXIT 关系时, 对信噪比估计不准时的建模方式为: 对给定的信息量得到估计准确时的先验信息分布, 然后用式(4)作相应的修正即得到需要的先验信息分布。

此外, 信噪比估计不准时解调器信道输入信息建模由式(3)修正为

$$p(z_i | x_i) \sim \exp(-\gamma^2 |z_i - \mu_i x_i|^2 / \sigma_n^2 / 2) \quad (6)$$

这样完成了图 1 中两个主要模块输入信息统计特性的建模, 接下来使用 EXIT 工具对他们分别进行分析。

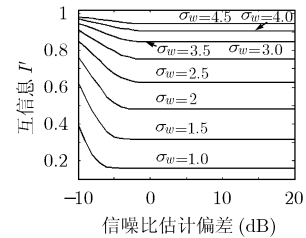


图2 不同方差下信噪比估计偏差对应的互信息量

4 非理想信噪比下子模块 EXIT 分析

对给定的级联软输入软输出系统, 互信息的转移曲线交点越高意味着渐近性能越好, 曲线间最小夹缝越大则收敛性能越好^[7]。对 BICM-ID 系统而言, 在图 3 所示的坐标下, 要求译码器的 EXIT 曲线对输入信息小时输出信息要小, 输入信息信息大时输出信息大。考虑到不同的编码生成式对应的译码器输入输出 EXIT 特性比较类似, 图 3 的译码器采用的是生成多项式为文献[5,7]的递归卷积码作为示例, 使用的软输入软输出算法是线性 Log-Map 算法。从图中可以看出, 信噪比估计偏差对译码器 EXIT 曲线也有类似于对外信息模型互信息的影响。译码器 EXIT 曲线在信噪比估计偏小时变化非常明显, $\gamma = -3\text{dB}$ 时曲线的“变高”会导致系统性能恶化, 甚至增加迭代次数也不能达到无估计变差时的收敛性能, 而当 $\gamma = -6\text{dB}$ 时, 输出互信息随输入互信息的增加快

速变化到 0.6 以上,对目前已知的映射方式来说性能几乎都很差。对信噪比估计偏大时,译码器 EXIT 曲线几乎没有变化,这说明译码器对信噪比估计偏大不敏感。需要指出的是,这里选择 EXIT 工具的前提是理想交织,或者说帧长足够,对中短帧长,图 3 给的结果只有在信噪比估计准确时才有效,类似的条件适合于解调器 EXIT 曲线,这一部分结果在本节最后有仿真说明。

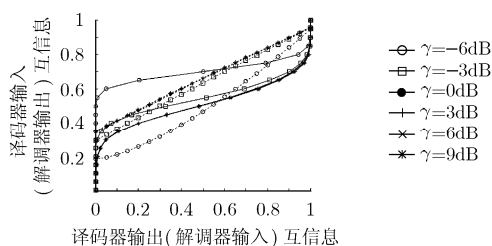


图3 不同信噪比估计偏差下输入输出 EXIT 图
(虚线和点划线分别为高斯信道 4dB 和瑞利信道
6dB 下 8PSK 解调器,实线为译码器)

接下来考虑解调器在信噪比估计不准时其 EXIT 情况。文献[5]中使用的示例是 16QAM, MSP 标号, 1/2 编码, 高斯信道, 结果表明对信噪比估计偏大在 6dB 以内解调器 EXIT 变化都可以忽略, 偏小-3dB 时曲线略有下降, -6dB 时下降比较明显。本节考虑两种情况下的解调器 EXIT 特性, 1/2 编码, 恒模 8PSK 星座 SSP 标识^[2], 和 16QAM, 采用 MSP 和 SP 标识¹⁾, 选择的信号实际信噪比对应着 BICM-ID 可以达到误比特率在 10^{-6} 以下。这样, 结合文献[5], 我们可以较为全面地研究应用于 BICM-ID 系统典型的星座和标识方式在高斯和瑞利信道下的示例。同时, 本文考虑的信噪比估计偏差范围较文献[5]稍微大一些, 偏差从-6dB 到 9dB。图 3 为 8PSK 高斯信道 4dB 和瑞利信道下 6dB 不同信噪比估计误差时解调器输入输出 EXIT 图, 图 4 为 16QAM 不同标号瑞利信道下 8dB 相应的 EXIT 图。对比图 3, 图 4 和文献[5]中图 1 可以得出如下结论:

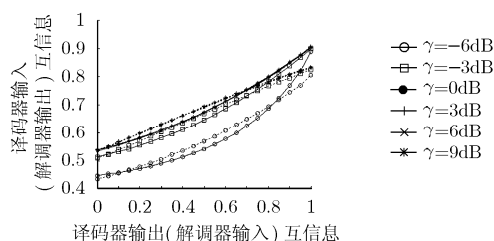


图4 瑞利信道 8dB 下 16QAM 不同信噪比估计偏差
解调器输入输出 EXIT 图(虚线为 MPS, 实线为 SP)

¹⁾需要说明的是其他适合于 BICM-ID 的标识, 我们也进行过研究, 其性能与本文所给的示例比较相似故没有列出, 如 MSEW 类似于 MSP, Mixed 类似于 SP, 此外相关标识方式见文献[8]附录。

(1)同等程度的信噪比估计偏差, 偏小对解调器的影响要大。从图中可以看出 γ 在 0dB 以上时, 对应的曲线甚至与理想估计几乎重合, 而偏差在-3dB 时曲线较理想估计明显偏低, 图 3 中高斯信道下和译码器曲线在输入互信息 0.15 附近几乎相交, 而为-6dB 时, 曲线下降非常明显, 所有解调器 EXIT 曲线与图 3 所示的译码器曲线交点在输入互信息为 0 附近, 最终性能达不到渐近性能。

(2)对比星座为 8PSK 和 16QAM, 信噪比估计偏差对 EXIT 曲线的影响相似的, 这说明信噪比估计对星座类型(恒模或正交)的影响是相同的, 这与信道估计的误差对正交星座更敏感^[8]有所不同。类似地, 对比同一星座在高斯信道和衰落信道下所受信噪比估计偏差的影响也是相似的。此外观察图 4 中不同的标识类型, 可以看出 MSP 较 SP 对估计偏差更敏感, 而从 BICM-ID 系统的渐近性能上讲, MSP 标识性能要更好一些, 这说明要获得好的性能, MSP 对信噪比估计要更严格一些。

(3)观察所给的信噪比偏差范围的偏差可以看出, 解调器的 EXIT 曲线簇在某一范围内与理想估计时的曲线相比变化很小。从图 3 和图 4 中所给的观测点来看, $\gamma > -3$ dB 时, 曲线簇比较集中, 几乎可以看作是一条曲线, 由文献[7]可知这个区间下系统的收敛性能几乎相同。所以估计信噪比应该尽可能地落在后面这个区间(实际上估计值偏小, 如-2dB, 也可能包含在该区间内, 具体的区间范围是由星座标号共同决定)内。

对比解调器和软译码器可以看出 EXIT 曲线变化比较相似, 这说明调制从某种意义上也是一种编码。对比所给的 EXIT 变化可以看出信噪比估计对译码器的影响更大一些, 因此要增强系统对信噪比参数估计的强健性主要应该从译码器算法设计入手。然而, 对信噪比估计不敏感的算法, 如 Max-Log-Map, 性能较 Log-Map 有一定的差距。这样为了得到较好的性能, 在本文使用的线性查表 Log-Map 算法时信噪比估计方法就显得比较重要了。

从结论(3)来看, 对信噪比的估计是可以存在一定的偏差的, 但上一节模型建立的假设是输入信息统计意义上是充分的, 这就意味着对同样调制编码方式下的 BICM-ID 系统在帧长不同时允许的信噪比估计偏差是不一样的。实际下, 帧长很长时(如在 10^6 以上时), 性能与上面是一致的, 帧长较短时, 性能会有很大的差异。图 5 为不同帧长不同信噪比估计偏差下迭代 12 次后的性能比较, 帧长 300000 时, 系统性能与图 3 所给的 EXIT 预测预测结果是吻合的, 而帧长为 30000 时, 在[-1dB, 4dB]区间内, 系统性能对信噪比估计不敏感, 当帧长为 3000 时, 信噪比估计许可的偏差区间就大大变小了, 只集中在 0dB 左右很小的范围内, 此时准确估计信噪比就必不可少。

下一节主要考虑信噪比估计, 并将其应用到 BICM-ID 系统中, 最后给出误比特率性能结果。

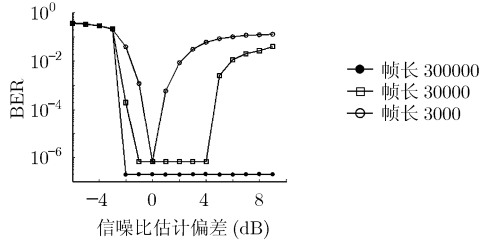


图5 高斯信道4dB下采用8PSKSSP标识1/2编码的BICM-ID系统不同帧长不同信噪比估计偏差时性能比较

5 信噪比估计算法

直接的信噪比估计有两类方法,即盲方法或训练数据辅助。前一类方法中采用高阶统计量的方法虽然具有很好的性能,但计算复杂度较高,面向判决的迭代计算也有类似的问题。对后一类,考虑在实际系统中,到解调译码这一级的信号由于之前同步均衡不理想导致信噪比要比信道估计时低一些,因此有信道接收信号估计的信噪比比解调器的输入略高一些,这样最佳的信噪比估计应该是从解调器输入信号中得到,因此使用训练序列辅助也不合适。本文由解调前数据输入到给定的统计函数得到计算值,然后由该值求出信噪比。这样要求统计函数必须是关于信噪比的函数。由于统计数据有限,对给定的信噪比条件下得到的函数值是一个随机变量,因此该变量的方差与均值相比必须很小,否则估计的误差就较大。此外,对该函数还有一个必要条件:函数值的均值必须关于信噪比是严格单调的。考虑对BICM-ID而言,涉及的估计范围是低信噪比区间,因此函数设计只需要满足对应的区间的上述条件就可以了,本文要求的符号信噪比估计区间选择为-3dB到10dB。文献[9]和文献[10]分别给出了BPSK在高斯和衰落信道下的一种统计函数,本文将其扩展到8PSK和16QAM,通过蒙特卡罗仿真验证该函数是否符合信噪比估计函数的条件,下一节通过对BICM-ID系统的仿真测试所提出的高阶调制下信噪比估计算法的准确性。

记每帧包含符号数为 N ,统计函数为

$$f(\alpha) = \frac{E(|z|^2)}{(E(|z|))^2} \approx \frac{N \sum_{i=1}^{i=N} |z_i|^2}{\left(\sum_{i=1}^{i=N} |z_i|\right)^2} = \hat{f}(\alpha) \quad (7)$$

由于 N 有限,因此得到的函数值是一个随机变量。图6为8PSK和16QAM在高斯和快衰落两种信道下由上式仿真得到的函数曲线和相应的拟合曲线。仿真帧长为1000符号,仿真次数为40000。从图中可以看出,瑞利信道8PSK下采用这种方式估计信噪比是不可行的,而其他3种情况下估计函数满足本文给出的条件。下面给出在式(7)有效时函数均值关于信噪比的拟合表达式。高斯信道下8PSK和16QAM时函数均值关于信噪比的拟合多项式分别为

$$\hat{f}(\alpha) = 1.2167 - 0.0157\alpha - 0.0012\alpha^2 + 0.0001\alpha^3 \quad (8)$$

$$\hat{f}(\alpha) = 1.2382 - 0.0089\alpha - 0.00054\alpha^2 + 0.000052\alpha^3 \quad (9)$$

瑞利衰落信道下,16QAM拟合多项式为

$$\hat{f}(\alpha) = 1.3002 - 0.0069\alpha - 0.0005\alpha^2 + 0.00004\alpha^3 \quad (10)$$

这里信噪比度量为分贝。由图6可知拟合曲线很好地逼近了仿真曲线,这样在实际应用中由拟合多项式可以给出函数均值与信噪比关系的存储表,通过查表就可以得到函数值对应的信噪比。

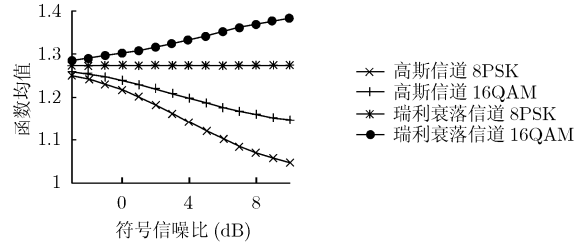


图6 8PSK和16QAM信噪比估计函数均值与信噪比关系(虚线为拟合函数,实线为仿真数据得到的曲线)

接下来考虑该函数的准确性,定义抖动系数为

$$J(\alpha) = \frac{\text{var}(\hat{f}(\alpha))}{\left(E(\hat{f}(\alpha))\right)^2} \quad (11)$$

抖动系数可以描述估计抖动相对于均值的大小。就估计信噪比的误差而言,还应该参考函数均值关于信噪比的一阶导数,导数绝对值越小,抖动系数越大,对应的估计误差就越大。从图7可以看出对高斯信道下的估计抖动系数都在0.007以下,且随着信噪比的增加,抖动在减小,而从图6来看,高斯信道下信噪比增加,函数均值的一阶导数绝对值也在增加,这意味着信噪比越高使用该函数估计的信噪比误差越小。在给定估计区间内,高斯信道下对给定的信噪比得到的函数值相对均值的抖动在0.1以下,对比图6大致得出对应信噪比偏差在0.5dB以下,这意味着高斯信道下,即便是帧长较短的情况下采用式(7)的统计函数是可行的。但对瑞利衰落而言,抖动较大且随信噪比增加而变大,更重要的是函数均值一阶导数比较小,这种情况下直接采用查表得到信噪比估计误差在2dB左右,短帧情况下似乎并不适用。不过考虑到函数均值与信噪比也存在一一对应关系,这样在噪声平稳的瑞利环境下,对前后帧的估计可以使用一个低阶滤波来平滑抖动,从而得到较为准确的估计值。

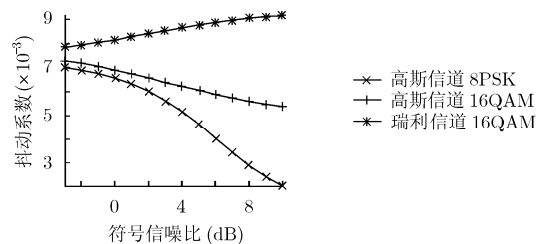


图7 可用信噪比估计函数抖动系数与信噪比关系

6 系统仿真结果

本节将上面设计的信噪比估计算法应用到 BICM-ID 系统中, 给出性能比较。由于 8PSK 瑞利信道下采用上节提出的方法不合适, 本节只考虑两种场合: 8PSK 高斯信道和 16QAM 瑞利信道, 噪声功率谱密度对给定的信噪比时不变。考虑到帧长较短时更能体现信噪比估计算法的性能, 这里的帧长为 1000 符号, 编码同第三节, 交织器为随机交织。两种星座对应的标识类型分别为 SSP 和 MSP。图 8 和图 9 给出的几种典型迭代次数下的结果分别对应无迭代、跟踪和渐近性能。给出三种信噪比信息分别对应完全已知、查表估计和估计后做滤波。仿真使用的查找表精度为 0.1dB。滤波器为简单的一阶 IIR

$$\hat{\alpha}_n = \hat{\alpha}_{n-1}(1-\lambda) + \hat{\alpha}_n\lambda, \quad 0 < \lambda \leq 1 \quad (12)$$

其中 $\hat{\alpha}_n$ 为第 n 帧估计的信噪比, $\hat{\alpha}_n$ 为 BICM-ID 仿真中使用的信噪比信息, λ 取值为 0.9。

从图 8 结果来看, 使用滤波器的信噪比参数方案在不同的迭代次数下都能很好地跟踪已知信噪比时的性能, 而基于单帧的信噪比估计算法渐近性能上略有下降, 但跟踪性能比较好。在瑞利信道下(见图 9), 基于单帧的估计性能就比较差了, 此时必须使用滤波处理来减少估计抖动。从仿真结果来看, 采用简单的一阶滤波可以得到比较满意的效果。

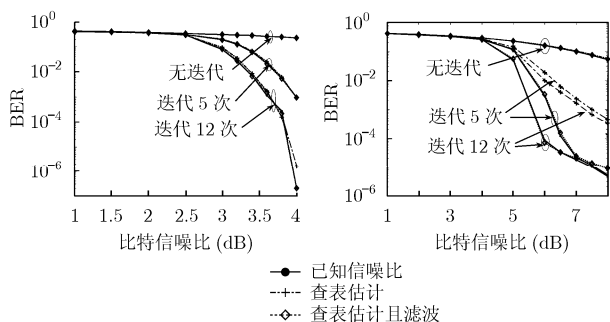


图 8 高斯信道下使用 8PSK 不同信噪比信息下系统性能比较

图 9 瑞利信道下使用 16QAM 不同信噪比信息下系统性能比较

7 结束语

本文通过给出的信噪比估计非理想时的先验信息建模结合外信息转移图较为全面地研究了非理想信噪比估计对 BICM-ID 系统性能的影响: 在长帧条件下, 当信噪比估计偏小在 -3dB 以下时性能会大大下降, 而对估计偏大几乎没有影响, 这一结果对使用典型的星座类型和标号在高斯和瑞利信道下都是适用的; 而对中短帧而言, 在相同的偏差下, 偏小的影响要大于偏大的影响。此外, 还给出由拟合得到的

8PSK 高斯信道和 16QAM 高斯与瑞利信道下的信噪比估计算法, 最后通过系统仿真验证了其有效性。在瑞利信道下, 若 8PSK 调制使用式(7)来估计信噪比则不可行, 因此, 寻找该模式下有效的信噪比估计算法是下一步研究的目标。

参考文献

- [1] Chindapol A and Ritcey J A. Design analysis and performance evaluation for BICM-ID with square QAM constellations in Rayleigh fading channels[J]. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 2001, 19(5): 944-957.
- [2] Li X, Chindapol A, and Ritcey J A. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8PSK modulation [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(88): 1250-1257.
- [3] Huang Y and Ritcey J A. Optimal constellation labeling for iteratively decoded bit-interleaved space-time coded modulation [J]. *IEEE Trans. on IT*, 2005, 51(5): 1865-1871.
- [4] Huang Y and Ritcey J A. EXIT chart analysis of BICM-ID with imperfect channel state information [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2003, 7(9): 434-435.
- [5] Huang Y and Ritcey J A. EXIT Chart Analysis of BICM-ID over AWGN channels with SNR mismatch [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2004, 8(8): 532-534.
- [6] Benedetto S, Divsalar D, and Montorsi G, et al. A soft-input soft-output APP module for iterative decoding of concatenated codes [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 1997, 1(1): 22-24.
- [7] ten Brink S. Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(10): 1727-1737.
- [8] 齐心. 极限性能接近信道容量的 BICM-ID 优化方法与系统设计. [博士学位论文], 北京: 清华大学, 2006.
- [9] Summers T A and Wilson S G. SNR mismatch and online estimation in turbo decoding [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(4): 421-423.
- [10] Ramesht A, Chockalingamt A, and Milstein L B. SNR estimation in generalized fading channels and its application to turbo decoding [C]. Proc. IEEE ICC2001, Helsinki, June 2001: 1094-1098.

聂远飞: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为空时信号迭代处理与编码调制。

葛建华: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会通信学会高级会员, 研究方向为无线宽带多媒体通信。

王 勇: 男, 1976 年生, 博士, 讲师, IEEE 协会专业会员, 研究方向为无线宽带多媒体通信。