

基于软判决的 MMSE-OSIC 接收机

旷婧华¹ 胡春静¹ 龙航¹ 吴斌² 王文博¹

(1. 无线信号处理与网络实验室, 泛网无线通信教育部重点实验室, 北京邮电大学, 北京;
2. 中国科学院微电子研究所, 北京)

摘要: 串行干扰相消接收机是广泛应用于多输入多输出系统中的一种接收端信号处理与检测技术。在串行干扰相消接收机中, 先检测的层的判决准确性会对后续层的检测产生影响。检测过程中产生的判决误差, 将对后续层的检测引入残留干扰, 进而影响后续层检测的正确性, 造成差错传播。本文提出一种基于软判决的最小均方误差检测带排序串行干扰相消接收机, 可以有效减轻基于硬判决方法的带排序串行干扰相消接收机的差错传播问题。在重构干扰信号时, 该接收机使用根据软判决信息得到的符号期望, 替代硬判决方法, 能够有效降低干扰相消时各层之间由判决误差引起的残留干扰; 该接收机还可以精确估计残留干扰的功率以及各层数据流的后处理信干噪比, 改善了基于硬判决方法的串行干扰相消接收机存在的各层后处理信干噪比估计值偏大的问题。可靠性更高的软判决结果有效降低了残留干扰, 更精确的各层后处理信干噪比抑制了残留干扰对后续数据流检测的影响, 提高了判决结果和排序过程的准确性。仿真结果证明, 基于软判决的最小均方误差检测带排序串行干扰相消接收机可以有效避免差错传播的产生, 因而获得较大的性能提升。

关键词: 无线通信; 多输入多输出系统; 软判决; 最小均方误差; 串行干扰相消; 对数似然比

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2010)10-1595-06

MMSE-OSIC Receiver with Soft Decision

KUANG Jing-hua¹ HU Chun-jing¹ LONG Hang¹ WU Bin² WANG Wen-bo¹

(1. Wireless Signal Processing and Network Lab, Key Laboratory of Universal Wireless Communication, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, China;
2. The Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing, China)

Abstract: The successive interference cancellation (SIC) receiver is widely used in the Multi-Input-Multi-Output (MIMO) system as a signal detection technology. In the SIC receiver, the decision error of the detected streams will impact the accuracy of the undetected streams, which will bring in residual multi-stream interference and cause the error diffusion problem. In this paper, a minimum mean square error-ordered successive interference cancellation (MMSE-OSIC) receiver with soft decision (SD) is presented. In the proposed SD-MMSE-OSIC receiver, the soft decision instead of the hard decision is used for interference regeneration and cancellation, which can efficiently prevent the error diffusion problem of the hard decision (HD) based MMSE-OSIC receiver. We also propose a method to estimate the power of the residual multi-stream interference, with which we can accurately estimate the signal-to-interference-and-noise ratio (SINR) of each stream, which is usually overestimated in the HD based MMSE-OSIC receiver. In the proposed receiver, the soft decision method with higher reliability is utilized to minimize the residual multi-stream interference, while the accurate estimation of SINR helps to mitigate the impact of the residual interference on the undetected streams, thus fewer error diffusion problems are assured. Simulation results show that the proposed SD-MMSE-OSIC receiver significantly outperforms the linear MMSE receiver and the hard decision based MMSE-OSIC receiver.

Key words: Wireless Communication; MIMO; Soft Decision; MMSE; SIC; LLR

收稿日期: 2010 年 2 月 5 日; 修回日期: 2010 年 5 月 20 日

基金项目: 国家重大科技专项资助项目 (2009ZX03005-003-002): 面向重点行业应用的宽带无线多媒体接入系统开发与示范应用; 国家自然科学基金项目 (60976022): 面向可重构 Gbps VLSI 的 MIMO 检测关键技术研究; 中央高校基本科研业务费专项资金资助

1 引言

贝尔实验室分层空时码(Bell Laboratories Layered Space-Time, BLAST)^[1]是一种基于多输入多输出(Multi Input Multi Output, MIMO)系统的信号发射方法。串行干扰相消(Successive Interference Cancellation, SIC)检测方法^[2-8]是一种低复杂度的BLAST系统接收机方法。SIC检测过程中,每次检测一层发射信号,并使用硬判决(Hard Decision, HD)方法将该层的发射信号重构,在接收信号中将其消除。若检测过程中某一层产生不正确的判决,会影响后续层检测的正确性,造成差错传播。因此,出现了一些旨在提高判决可靠性的改进算法:例如零域硬判方法^[9],依靠判决门限来决定多路数据干扰消除的程度,或以双曲正切等函数的

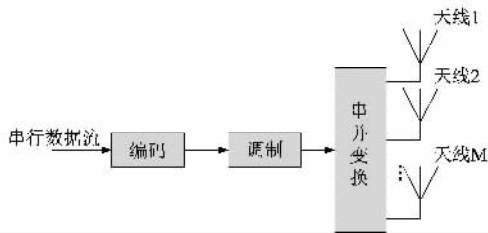


图1 BLAST系统模型

接收信号可以表示为:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 分别是 M 维发射列矢量和 N 维接收列矢量, \mathbf{H} 是 $N \times M$ 维信道转移矩阵, 其第 i 行第 j 列的元素 $[\mathbf{H}]_{i,j}$ ($1 \leq i \leq N, 1 \leq j \leq M$) 是第 j 根发射天线到第 i 根接收天线之间的信道衰落系数, \mathbf{n} 是 N 维噪声矢量, $\mathbf{n} \sim CN(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$, \mathbf{I}_N 是 $N \times N$ 维单位阵。不失一般性地, 认为发射矢量 \mathbf{x} 满足 $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}_M/M$ 。为了简便, 下文中 $[\mathbf{F}]_{n,:}$ 表示矩阵 \mathbf{F} 的第 n 行, $[\mathbf{F}]_{:,n}$ 表示矩阵 \mathbf{F} 的第 n 列。

3 HD-MMSE-OSIC 接收机

SIC 接收机每次仅检测一根发射天线的信号, 在判决重构这一发射信号后, 从总接收信号中去除它对其他层的干扰, 再以同样方式处理下一层信号, 以此类推。SIC 检测的一个重要缺陷在于, 先检测的层的可靠性对后续层检测的准确性有较大影响, 存在差错传播问题。带排序过程的 OSIC 接收机通常按照后处理信噪比(Signal to Interference and Noise Ratio, SINR)对

形式用软的尝试性判决代替硬的尝试性判决^[10]等方法。

本文提出一种基于软判决(Soft Decision, SD)方法, 采用最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)检测的带排序串行干扰相消(Ordered Successive Interference Cancellation, OSIC)接收机(SD-MMSE-OSIC), 可以有效避免基于硬判决的 MMSE-OSIC 接收机(HD-MMSE-OSIC)的差错传播问题。

2 系统模型

如图1所示, 考虑一个具有 M 根发射天线和 N 根接收天线的 BLAST 系统, 发射端经过编码和调制的数据流首先经串/并变换得到并行的 M 层数据流, 映射到相应的发射天线上。

待检测的层进行排序, 每一次选取当前 SINR 最大的层进行检测, 有助于在一定程度上缓解差错传播问题。

基于硬判决的 HD-MMSE-OSIC 接收机的处理步骤为:

初始化: $\mathbf{H}^{(1)} = \mathbf{H}, \mathbf{y}^{(1)} = \mathbf{y}, i = 1$;

1) 计算均衡矩阵

$$\mathbf{G}^{(i)} = [(\mathbf{H}^{(i)})^H \mathbf{H}^{(i)} + \sigma^2 \mathbf{I}_M]^{-1} (\mathbf{H}^{(i)})^H \quad (2)$$

2) 计算第 s 层的 SINR

$$\rho_s^{(i)} = \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{H}^{(i)H} \mathbf{H}^{(i)} + \sigma^2 \mathbf{I}_M]_{s,s}} - 1, (1 \leq s \leq M) \quad (3)$$

找到 SINR 最大的层, 作为当前检测的层。第 i 次迭代时所检测的层的序号 k_i 为:

$$k_i = \underset{s}{\operatorname{argmax}} \rho_s^{(i)} \quad (4)$$

3) 检测第 k_i 层的发射信号估计值

$$\hat{\mathbf{x}}_{k_i} = B_{k_i} [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} \mathbf{y}^{(i)} \quad (5)$$

其中 $B_{k_i} = 1 / \left| \left| [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} [\mathbf{H}^{(i)}]_{:,k_i} \right|^2 \right|$ 为归一化系数。

4) 对第 k_i 层的发射信号估计值进行硬判决, 重构该层的发射信号 $\tilde{\mathbf{x}}_{k_i}$,

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k_i} = Q(\hat{\mathbf{x}}_{k_i}) \quad (6)$$

其中 $Q(\cdot)$ 表示硬判决, $\tilde{\mathbf{x}}_{k_i}$ 是距离 $\hat{\mathbf{x}}_{k_i}$ 最近的星座点。

5) 从接收信号中将第 k_i 层的发射符号删除

$$\mathbf{y}^{(i+1)} = \mathbf{y}^{(i)} - [\mathbf{H}^{(i)}]_{:,k_i} \cdot \tilde{x}_{k_i} \quad (7)$$

6) 将 $\mathbf{H}^{(i)}$ 的第 k_i 列置零, 记为下一次迭代的信道矩阵 $\mathbf{H}^{(i+1)}$ 。若 $i=M$ 则检测结束, 否则 $i=i+1$, 返回 1)。

第 i 次迭代过程中, 接收矢量可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(i)} &= \mathbf{y} - \sum_{j=1}^{i-1} \tilde{x}_{k_j} [\mathbf{H}^{(j)}]_{:,k_j} \\ &= \mathbf{y} - \sum_{j=1}^{i-1} \tilde{x}_{k_j} [\mathbf{H}]_{:,k_j} \\ &= x_{k_i} [\mathbf{H}]_{:,k_i} + \sum_{j=i+1}^M x_{k_j} [\mathbf{H}]_{:,k_j} + \sum_{j=1}^{i-1} (x_{k_j} - \tilde{x}_{k_j}) [\mathbf{H}]_{:,k_j} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (8)$$

上式中 \tilde{x}_{k_j} 为在 j 次迭代过程判决出的第 k_j 根发射天线上的信号。上式第 3 个加项为已检测各层对第 k_i 层的残留干扰。HD-MMSE-OSIC 接收机采用硬判决重构发射信号时, \tilde{x}_{k_j} 为离 \hat{x}_{k_j} 最近的星座点, 当 $x_{k_j} \neq \tilde{x}_{k_j}$ 时, 残留干扰项非零, 也即已检测层的判决误差将对未检测层的判决造成干扰, 导致差错传播现象产生。同时, HD-MMSE-OSIC 接收机未估计残留干扰对后续检测层的影响, 导致对各层 SINR 值的估计值偏大。

4 SD-MMSE-OSIC 接收机

针对 HD-MMSE-OSIC 接收机的差错传播问题, 本节提出基于软判决的 SD-MMSE-OSIC 接收机, 重构发射信号时以软判决替代 HD-MMSE-OSIC 接收机的硬判决方法, 并根据残留干扰功率对后续检测各层的 SINR 进行精确估计, 可以有效避免差错传播问题的产生。

4.1 软判决映射过程

对检测后的符号估计值 \hat{x}_{k_i} 进行硬判决时, \tilde{x}_{k_i} 等于距离 \hat{x}_{k_i} 最近的星座点。软判决时, \tilde{x}_{k_i} 的结果应基于最小化平均残留干扰功率的原则, 由式(8)可知:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k_i} &= \arg \min_{\tilde{x}_{k_i}} E \left[| \tilde{x}_{k_i} - x_{k_i} |^2 \mid \hat{x}_{k_i} \right] \\ &= E \left(x_{k_i} \mid \hat{x}_{k_i} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

也即 \tilde{x}_{k_i} 的软判决结果是星座点以 \hat{x}_{k_i} 为条件的期望。对于四相移相键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 调制方式而言, 以图 2 所示调制星座图为例, 式(9)可以重写为:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k_i} &= E \left(x_{k_i} \mid \hat{x}_{k_i} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\Pr_1(b_{k_i}^1) - \Pr_0(b_{k_i}^1) \right] + j \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\Pr_1(b_{k_i}^2) - \Pr_0(b_{k_i}^2) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\Pr_m(b_{k_i}^\lambda)$, $m = 0, 1$ 是星座点 x_{k_i} 对应的第 λ 个比特 $b_{k_i}^\lambda$ (例如 QPSK 调制时每个符号对应两个比特 $b_{k_i}^1, b_{k_i}^2$) 等于 m 的概率。式(10)只适用于星座图如图 2 的 QPSK 调

制方式, 对于 16 相正交幅度调制 (16-Quadrature Amplitude Modulation, 16QAM) 等高阶调制方式而言, 每个符号由多个比特构成, 需要根据星座图由比特概率映射至星座点的条件期望。

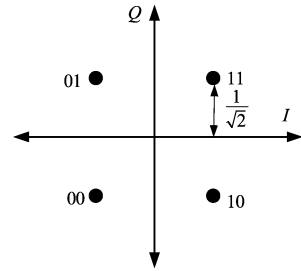


图 2 QPSK 星座图

在带编码系统中, 软解调的输出一般为比特的对数似然比 (Log Likelihood Ratio, LLR)。LLR 定义为该比特为 0 的概率与该比特为 1 的概率的比值的对数, 即:

$$L(b_{k_i}^\lambda \mid \hat{x}_{k_i}) = \log \frac{\Pr_0(b_{k_i}^\lambda)}{\Pr_1(b_{k_i}^\lambda)} \quad (11)$$

则概率 $\Pr_m(b_{k_i}^\lambda)$ 可以表示为:

$$\Pr_0(b_{k_i}^\lambda) = \frac{1}{\exp[L(b_{k_i}^\lambda \mid \hat{x}_{k_i})] + 1} \quad (12)$$

$$\Pr_1(b_{k_i}^\lambda) = 1 - \Pr_0(b_{k_i}^\lambda) = \frac{\exp[L(b_{k_i}^\lambda \mid \hat{x}_{k_i})]}{\exp[L(b_{k_i}^\lambda \mid \hat{x}_{k_i})] + 1} \quad (13)$$

将(12)(13)代入(10)可得:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k_i} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\exp[L(b_{k_i}^1 \mid \hat{x}_{k_i})] - 1}{\exp[L(b_{k_i}^1 \mid \hat{x}_{k_i})] + 1} + j \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\exp[L(b_{k_i}^2 \mid \hat{x}_{k_i})] - 1}{\exp[L(b_{k_i}^2 \mid \hat{x}_{k_i})] + 1} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left[\frac{L(b_{k_i}^1 \mid \hat{x}_{k_i})}{2} \right] + j \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left[\frac{L(b_{k_i}^2 \mid \hat{x}_{k_i})}{2} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

如前所述, 软判决结果的导出基于残留干扰功率最小化的原则, 因此, 与硬判决相比, 使用软判决方法可以有效降低残留干扰。

4.2 残留干扰功率和 SINR 估计

HD-MMSE-OSIC 接收机对各层 SINR 值的估计基于残留干扰为零的假设, 造成各层 SINR 的估计值比实际值偏大。SINR 值不仅决定各层的排序顺序, 还直接影响 LLR 的计算, 从而影响判决结果的准确性。SD-MMSE-OSIC 接收机可以有效降低残留干扰功率, 但仍不能完全消除残留干扰, 需要根据残留干扰的功率对各层 SINR 值进行精确估计。

在 HD-MMSE-OSIC 接收机中, 各层 SINR 值计算方法如式(3), 这种估计方法基于 $\tilde{x}_{k_i} = x_{k_i}$ 即不存在残留

干扰的假设。对 SD-MMSE-OSIC 接收机,在第 i 次迭代过程中,MMSE 检测的输出为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{k_i} &= B_{k_i} [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} \mathbf{y}^{(i)} \\ &= B_{k_i} [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} \cdot \left(\mathbf{x}_{k_i} [\mathbf{H}]_{:,k_i} + \sum_{j=i+1}^M \mathbf{x}_{k_j} [\mathbf{H}]_{:,k_j} + \mathbf{n} \right) \\ &\quad + B_{k_i} [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} \cdot \sum_{j=1}^{i-1} (x_{k_j} - \tilde{x}_{k_j}) [\mathbf{H}]_{:,k_j} \end{aligned} \quad (15)$$

其中最后一个乘积项表征已检测的层对本层检测的残留干扰,其功率为:

$$\begin{aligned} P_{\text{diff}} &= E \left\{ \left| B_{k_i} [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} \cdot \sum_{j=1}^{i-1} (x_{k_j} - \tilde{x}_{k_j}) [\mathbf{H}]_{:,k_j} \right|^2 \right\} \\ &= \sum_{j=1}^{i-1} \left\{ B_{k_i} [\mathbf{G}^{(i)}]_{k_i,:} [\mathbf{H}]_{:,k_j} \right\}^2 \cdot E \left(|x_{k_j} - \tilde{x}_{k_j}|^2 \right) \end{aligned} \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} &E \left(|x_{k_j} - \tilde{x}_{k_j}|^2 \right) \\ &= E \left(|x_{k_j} - E(x_{k_j})|^2 \right) \\ &= E \left(|x_{k_j}|^2 \right) - |E(x_{k_j})|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

因此 SD-MMSE-OSIC 接收机的第 i 次迭代过程中,在根据式(3)计算各层 SINR 值 $\rho_s^{(i)}$ 后,还应根据残留干扰功率对各层 SINR 进一步进行精确估计:

$$\tilde{\rho}_s^{(i)} = \frac{1}{\frac{1}{\rho_s^{(i)}} + P_{\text{diff}}} \quad (1 \leq s \leq M) \quad (18)$$

SINR 值直接影响 LLR 的计算,对 SINR 的精确估计可以提高软解调的准确度,并抑制残留干扰对排序的影响,有利于避免差错传播现象产生。

4.3 SD-MMSE-OSIC 接收机处理流程

对比本文前述 HD-MMSE-OSIC 接收机的信号处理流程,SD-MMSE-SIC 接收机的处理流程为:

初始化部分: $\mathbf{H}^{(1)} = \mathbf{H}, \mathbf{y}^{(1)} = \mathbf{y}, i = 1$;

- 1) 根据式(2)得到均衡矩阵 $\mathbf{G}^{(i)}$ 。
- 2) 根据式(3)得到 $\rho_s^{(i)}$,若 $i=1$ 则第 s 层的 SINR 精确估计值为 $\tilde{\rho}_s^{(1)} = \rho_s^{(1)}$,若 $i \neq 1$ 则由式(18)得到第 s 层的 SINR 精确估计值 $\tilde{\rho}_s^{(i)}$ 。找到 SINR 最大的层,作为当前检测的层。第 i 次迭代时检测层的序号 k_i 为:

$$k_i = \arg \max_s \tilde{\rho}_s^{(i)} \quad (19)$$

- 3) 根据式(5)检测出第 k_i 层的发射信号估计值 $\hat{\mathbf{x}}_{k_i}$ 。
- 4) 对第 k_i 层的发射信号估计值 $\hat{\mathbf{x}}_{k_i}$ 进行软判决,根据式(9)重构该层的发射信号 $\tilde{\mathbf{x}}_{k_i}$ 。
- 5) 根据式(7)从接收信号中将第 k_i 层的发射符号 \tilde{x}_{k_i}

删除。

- 6) 将 $\mathbf{H}^{(i)}$ 第 k_i 列置零,记为下一次迭代的信道转移矩阵 $\mathbf{H}^{(i+1)}$,若 $i=M$ 则检测结束,否则 $i=i+1$ 返回 1)。

SD-MMSE-OSIC 接收机对 HD-MMSE-OSIC 接收机的修改仅在于用软判决替代硬判决过程,以及对各层 SINR 值进行精确估计。SD-MMSE-OSIC 接收机以较低的复杂度和较好的兼容性有效降低残留干扰,同时计算残留干扰的功率,进而精确估计各层 SINR 值,避免残留干扰影响判决结果和后续层排序过程的可靠性,有效减轻 HD-MMSE-OSIC 接收机的差错传播问题。

5 仿真结果与分析

本节就本文提出的 SD-MMSE-OSIC 接收机的性能与 HD-MMSE-OSIC 接收机以及线性 MMSE 接收机的性能进行仿真比较。仿真所用信道为独立同分布的平坦瑞利衰落信道,且信道在一帧内不变。仿真采用 $M=4, N=4$ 的 MIMO 系统,信道编码为 1/2 码率的 turbo 码。在不同的调制方式下,仿真过程中选取的每比特能量与噪声功率谱密度的比值(E_b/N_0)的取值范围分别如图 3 和图 4 横坐标所示。每个 E_b/N_0 条件下发送 100000 帧,每帧发送的比特数为 1002 个比特。

图 3 和图 4 所示分别为 QPSK 和 16QAM 调制方式下,本文提出的 SD-MMSE-OSIC 接收机与线性 MMSE 接收机、HD-MMSE-OSIC 接收机的性能比较,性能评价指标为未编码系统的误码率(Uncoded Bit Error Ratio, Uncoded BER)和编码系统的误码率(Coded Bit Error Ratio, Coded BER)。Uncoded BER 指对发送端和接收端未经过信道编、译码的比特进行比较,求解接收错误的比特数与发送比特数的比值。Coded BER 指在经过信道编、译码的系统中,接收错误的比特数与发送比特数的比值。相比于 Uncoded BER 而言,Coded BER 的性能与信道编码的条件有关。

从图 3 的仿真结果可知,就 Uncoded BER 指标而言,HD-MMSE-OSIC 接收机比线性 MMSE 接收机的性能好,SD-MMSE-OSIC 接收机性能略优于 HD-MMSE-OSIC 接收机。就 Coded BER 指标而言,由于 HD-MMSE-OSIC 接收机的残留干扰较大,且在假设残留干扰为零的前提下,对各层 SINR 的估计偏高,因此随着 E_b/N_0 的升高,差错传播问题导致 HD-MMSE-OSIC 接收机的性能甚至劣于线性 MMSE 接收机。而 SD-MMSE-OSIC 接收机,由于采用软判决方式降低残留干扰,且根据残留干扰功率精确估计各层 SINR,因而有效抑制了残留干扰对后续层检测的影响。由于有效避免了差错传播问题,SD-MMSE-OSIC 接收机能够获得较

大的性能增益:如图 3 所示,在 Coded BER 为 10^{-3} 时,SD-MMSE-OSIC 接收机较线性 MMSE 接收机而言能获得 1.2dB 左右的增益。如图 4 所示,采用 16QAM 调制方式时,在 Coded BER 为 2×10^{-2} 时,SD-MMSE-OSIC 较 HD-MMSE-OSIC 接收机的增益为 3dB 左右。

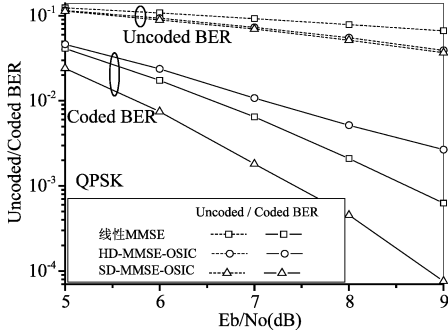


图 3 MMSE, HD-MMSE-OSIC 和 SD-MMSE-OSIC 性能比较 (QPSK 调制方式)

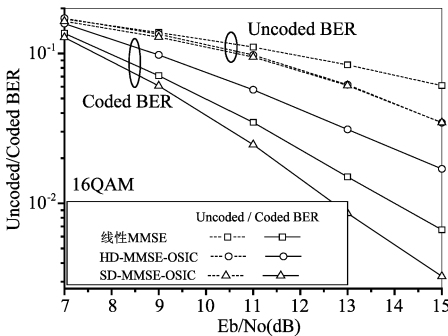


图 4 MMSE, HD-MMSE-OSIC 和 SD-MMSE-OSIC 性能比较 (16QAM 调制方式)

图 5 给出了采用软判决但未根据残留干扰对各层 SINR 进行精确估计的 SD-MMSE-OSIC 接收机的 Coded BER 性能。由图 5 可见,由于对 SINR 的精确估计提高了判决和排序的可靠度,及时消除了残留干扰对后续检测的影响,使得 Coded BER 曲线斜率有所增大,在 Coded BER 为 3×10^{-4} 时,较仅采用软判决但未精确估计 SINR 的接收方法而言,精确估计 SINR 的操作能够带来 0.8dB 的性能增益。

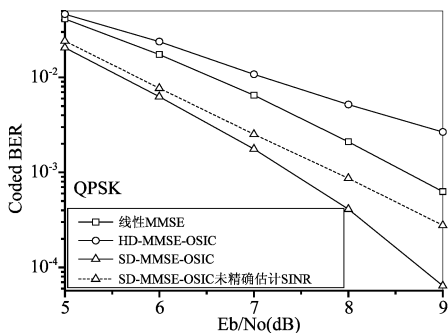


图 5 未精确估计 SINR 的 SD-MMSE-OSIC 接收机性能

图 6 给出 SD-MMSE-OSIC 接收机与 HD-MMSE-OSIC 接收机以及线性 MMSE 接收机的运算复杂度比较,图中所示为使用 matlab5.3 统计的每帧浮点数运算次数。虽然 SD-MMSE-OSIC 接收机由于引入了软判决和精确估计 SINR 的处理过程,因而在运算复杂度上较 HD-MMSE-OSIC 接收机而言有所增加,但是如图 6 所示,SD-MMSE-OSIC 接收机的运算复杂度和 HD-MMSE-OSIC 接收机以及线性 MMSE 接收机在同一个数量级上。

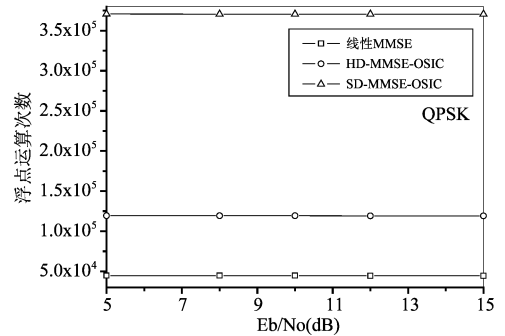


图 6 MMSE, HD-MMSE-OSIC 和 SD-MMSE-OSIC 运算复杂度比较

6 结论

针对基于硬判决的 HD-MMSE-OSIC 接收机存在的差错传播问题,本文提出了基于软判决的 SD-MMSE-OSIC 接收机,以软判决替代了硬判决方法,有效降低残留干扰功率,并且根据残留干扰的功率精确估计各层 SINR,避免残留干扰影响判决的可靠性以及各层排序结果,从而有效减轻差错传播现象。仿真结果表明,SD-MMSE-OSIC 接收机较 HD-MMSE-OSIC 接收机以及线性 MMSE 接收机而言,在性能上有明显的提升,在 QPSK 调制方式下, Coded BER 为 3×10^{-3} 时,SD-MMSE-OSIC 接收机较线性 MMSE 接收机有 1dB 的性能增益,较 HD-MMSE-OSIC 接收机有 2.2dB 左右的性能提升,但是三者的运算复杂度基本保持同一量级。

参考文献

[1] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel[C]. in Proc. IEEE ISSSE. Pisa, Italy: 1998. pp. 295-300.

[2] M. K. Varanasi and B. Aazhang. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications[J]. IEEE Transactions on Communications, Apr.

1990, vol. 38: pp. 509-519.

- [3] J. Wang and S. Q. Li. Soft versus Hard Interference Cancellation in MMSE OSIC MIMO Detector: A Comparative Study[C]. IEEE ICWCS 2007, Trondheim, Norway: Oct. 17-19, 2007. pp. 642-646.
- [4] 王军,李少谦. 基于可靠性的低复杂度最小均方误差软干扰抵消 MIMO Turbo 接收机[J]. 信号处理,2009年第25卷第1期: pp. 28-33.
- [5] A. Benjebbour, H. Murata, and S. Yoshida. Comparison of ordered successive receivers for space-time transmission[C]. in Proc. VTC 2001 Fall, Atlantic City, New Jersey, US: Oct. 7-11,2001. vol. 4, pp. 2053-2057.
- [6] S. W. Kim. Log-Likelihood-Ratio-Based Detection Ordering in V-BLAST[J]. IEEE Transactions on Communications, Feb. 2006, vol. 54, no. 2: pp. 302-307.
- [7] 汪蓓,朱琦. MIMO-OFDM 系统中一种改进的 V-BLAST 检测算法[J]. 信号处理,2009年第25卷第9期: pp. 1409-1413.
- [8] X. G. Zhang and C. Q. Xu. A New OSIC Detection Algorithm[C]. IEEE Wicom 2007, Shanghai, China: Sep. 21-25,2007. pp. 1352-1355.
- [9] D. Divsalar and M. K. Simon. Improved CDMA performance using parallel interference cancellation[C]. in Proc. IEEE MILCOM'94, Fort Monmouth, NJ, U. S. A. : Oct. 2-5, 1994. pp. 911-917.
- [10] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli. Improved parallel interference cancellation for CDMA[J]. IEEE Transactions on Communications, Feb. 1998, vol. 46, no. 2: pp. 258-268.

作者简介



旷婧华(1986-),女,北京人,北京邮电大学硕士研究生,主要研究方向为移动通信中的多天线技术。

E-mail:kuangjh@bupt.edu.cn



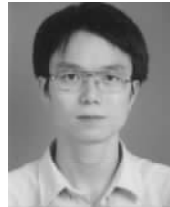
胡春静(1966-),女,河南唐河人,于北京邮电大学获得博士学位,现任北京邮电大学副教授,硕士生导师,主要研究方向为移动通信与信号处理。

E-mail:hucj@bupt.edu.cn



龙航(1984-),男,江西井冈山人,于北京邮电大学获得博士学位,主要研究方向为移动通信中的协同技术。

E-mail:hlong@buptnet.edu.cn



吴斌(1976-),男,四川人,2002年毕业于重庆大学,现任中国科学院微电子所副研究员,主要研究方向为宽带通信系统及SOC设计,实时信号处理VLSI体系架构设计与实现。

E-mail:wubin@ime.ac.cn



王文博(1966-),男,河北安国人,于北京邮电大学获得博士学位,现任北京邮电大学教授,博士生导师,主要研究方向为移动通信。

E-mail:wbwang@bupt.edu.cn