

非理想信道估计下的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法

王 军 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘 要: 针对信道编码 MIMO 系统, 该文推导出了实际信道估计下的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法, 该算法同时考虑了信道估计误差和判决误差传播的影响。仿真结果显示该文所提算法在几乎没有增加复杂度的情况下, 可以极大地降低残余误码率, 获得显著的性能增益; 所提算法对信道估计误差方差的估计可靠性不敏感, 因而具有实际应用价值。

关键词: MIMO; MMSE; V-BLAST; 软输出; 信道估计误差

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)05-1225-04

Soft-Output MMSE V-BLAST Detector Under Imperfect Channel Estimation

Wang Jun Li Shao-qian

(National Key Laboratory of Communications, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract: With respect to channel coded Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems, a novel soft-output MMSE V-BLAST detector is derived by considering both the channel estimation error and decision error propagation. Compared with the conventional detection algorithm, simulation results show that proposed scheme can decrease the error floor drastically and obtain significant performance gain at the cost of negligible increased complexity. Furthermore, as proposed scheme is not sensitive to the error of the variance of the estimated channel estimation error, it is desirable for practical applications.

Key words: Multiple-Input Multiple-Output (MIMO); Minimum Mean Square Error (MMSE); Vertical Bell Labs Layered Space-Time (V-BLAST); Soft-output; Channel estimation error

1 引言

在实际的无线多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)通信系统中, 通常需要级联信道编码, 以获得理想的误码率(Bit Error Rate, BER)性能^[1, 2]。在级联信道编码的 MIMO 系统中, MIMO 检测器需要输出编码比特的对数似然比(Log-Likelihood Ratio, LLR)以提高系统的 BER 性能。对于级联信道编码的 MIMO 系统, 最小 BER 意义下的最优检测器是最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测器^[2]。然而, ML 检测器的复杂度随发射天线数目 N_T 和调制星座阶数 M 成指数增加, 在实际应用中实现困难。

最近, 文献[3,4]提出了基于最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)的软输出 V-BLAST(Vertical Bell Labs Layered Space-Time)检测算法。该检测算法能以相对较低的复杂度获得比较好的 BER 性能。文献[5,6]对上述方法进行了改进, 获得了更好的性能。文献[7]进一步推导了简化的实现算法, 使复杂度大大降低。但是, 这些软输出

MMSE V-BLAST 检测算法是基于理想信道估计得到的, 而实际系统中必然存在信道估计误差^[8]。在实际非理想信道估计下, 上述软输出 MMSE V-BLAST 检测器将由于不能匹配实际得到的信道估计值, 会降低输出的编码比特的 LLR 的可靠性, 从而引入严重的性能损失。最近, 文献[9]研究了非理想信道估计下的 MMSE V-BLAST 符号检测算法, 但该文献没有考虑信道编码和误差传播抑制。

为此, 本文研究了级联信道编码的 MIMO 系统中, 非理想信道估计下的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法, 导出了实际信道估计下的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法, 给出了编码比特的 LLR 的计算方法。由于该方法只是在传统软输出 MMSE V-BLAST 检测算法上的常数因子的变化, 因而几乎没有复杂度的增加。仿真结果表明: 本文所提算法可以显著降低残余误码率, 获得重要的性能增益; 同时, 仿真结果显示: 所提算法对信道估计误差方差的估计可靠性的依赖性较小, 具有实际应用的价值。

2 系统模型

一个具有 N_T 根发射天线和 N_R 根接收天线的 MIMO 系统可以用下式描述:

2008-04-07 收到, 2008-11-24 改回

国家自然科学基金(60702073), 国家 863 计划项目(2007AA01Z209), 国家基础科研项目(A1420080150)和国家 973 计划项目(2009CB320405)资助课题

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = \sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{h}_i s_i + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{y} = [y_1 \cdots y_{N_R}]^T$ 是接收符号矢量; $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_T}]$ 是 $N_R \times N_T$ 的 MIMO 信道系数矩阵, 其元素 $h_{i,j}$ 表示从第 j 根发射天线到第 i 根接收天线之间的信道衰落系数。在本文中, 假设 $h_{i,j}$ 是相互独立的平坦 Rayleigh 衰落, 即, $h_{i,j}$ 是独立同分布的零均值循环对称复高斯(Zero-Mean Circularly Symmetric Complex Gauss, ZMCSCG)随机变量^[1], 满足 $E\{|h_{i,j}|^2\} = \sigma_h^2$ 。这里, 符号 $E(\cdot)$ 表示求均值。在本文中, 约定仅在接收机处知道信道状态信息。 $\mathbf{s} = [s_1 \cdots s_{N_T}]^T$ 是在 N_T 根天线同时发射的复符号矢量, 其中, $s_i \in \mathcal{A}$ ($i=1, \dots, N_T$) 是由编码比特矢量 $\mathbf{b}_i = \{b_{(i-1)\log_2(M)+1}, b_{(i-1)\log_2(M)+2}, \dots, b_{i\log_2(M)}\}$ 从 M 阶复调制星座 (M -PSK 或 M -QAM) \mathcal{A} 映射得到的调制符号 s_i , 即 $s_i = \text{map}(\mathbf{b}_i)$ 。同时, 假设所有发射天线采用相同的调制方式, 并且所有发射天线采用等功率分配, 即 $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = E_s \mathbf{I}_{N_T}$ 。 $\mathbf{n} = [n_1 \cdots n_{N_R}]^T$ 是由独立同分布的 ZMCSCG 随机变量构成的噪声矢量, 满足 $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R}$, 并且 \mathbf{n} 与 \mathbf{s} 和 \mathbf{H} 不相关。

3 理想信道估计下的输出 MMSE V-BLAST 检测算法

设 $k_i \in \{1, 2, \dots, N_T\}$ 是采用最大检测后信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 排序得到的第 i 个检测的发射符号索引, 对应干扰抵消后的接收信号矢量可以表示为

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{h}_{k_i} s_{k_i} + \underbrace{\sum_{j=k_i+1}^{N_T} \mathbf{h}_j s_j}_{\mathbf{I}_U} + \underbrace{\sum_{j=k_1}^{k_i-1} \mathbf{h}_j (s_j - \bar{s}_j)}_{\mathbf{I}_D} + \mathbf{n} \quad (2)$$

上式中 \mathbf{I}_U 是来自没有检测的数据符号的干扰; \mathbf{I}_D 是由于已经检测的发射符号的判决误差造成的不理想干扰抵消导致的干扰; \bar{s}_j 表示 s_j 的软估计。根据式(2), 用于抑制 \mathbf{I}_U , \mathbf{I}_D 和 \mathbf{n} 的 MMSE 滤波器为^[3,4]

$$\mathbf{W}_i = E_S \mathbf{h}_{k_i}^H [E_S \mathbf{H}_{k_i:k_{N_T}} \mathbf{H}_{k_i:k_{N_T}}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{I}_D} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R}]^{-1} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{H}_{k_i:k_{N_T}} = [\mathbf{h}_{k_i}, \mathbf{h}_{k_i+1}, \dots, \mathbf{h}_{k_{N_T}}]$ 是去掉 \mathbf{H} 的 k_1, k_2, \dots, k_{i-1} 列后得到的子信道矩阵; 协方差矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{I}_D}$ 为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{I}_D} = E[\mathbf{I}_D \mathbf{I}_D^H] = \mathbf{H}_{k_1:k_{i-1}} \mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{k_1:k_{i-1}}^H \quad (4)$$

这里 \mathbf{Q}_i 是残留的干扰抵消误差协方差矩阵, 为对角矩阵, 其元素采用文献[5-7]中提出的基于后验符号概率估计的方法得到。于是, 利用 MMSE 滤波器输出高斯近似和 LLR 计算的对数和近似, 可以计算得到编码比特的 LLR 值^[5-7,9]。

4 非理想信道估计下的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法

在上一节讨论的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法的基础上, 本节推导同时考虑信道估计和判决误差传播误差影响的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法。

4.1 MIMO 信道估计

利用 ML 信道估计, 估计的 MIMO 信道矩阵均可以表

示为^[8-10]

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta \mathbf{H} \quad (5)$$

式中 $\Delta \mathbf{H}$ 代表与 \mathbf{H} 不相关的信道估计误差。采用正交的导引符号矩阵, 即导引符号矩阵 \mathbf{S}_p 满足

$$\mathbf{S}_p \mathbf{S}_p^H = N_p E_p \mathbf{I}_{N_T} \quad (6)$$

这里, $N_p \geq N_T$ 是导引符号矩阵的长度, 即, 每次信道估计发射 N_p 个 $N_T \times 1$ 的导引符号矢量; E_p 是每个导引符号的能量。此时, $\Delta \mathbf{H}$ 的元素是方差为 $\sigma_{\Delta h}^2$ 的独立同分布的 ZMCSCG 随机变量, 即, $E[\Delta \mathbf{H} \Delta \mathbf{H}^H] = \sigma_{\Delta h}^2 \mathbf{I}_{N_R}$ 。因此, 有

$$E[\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H] = N_T (\sigma_{\Delta h}^2 + \sigma_h^2) \mathbf{I}_{N_R} \quad (7)$$

式(7)中

$$\sigma_{\Delta h}^2 = \sigma_n^2 / (N_p E_p) \quad (8)$$

4.2 算法推导

4.2.1 MMSE 滤波器计算 采用软干扰抵消, 考虑式(5)表示的实际信道估计, 式(2)可以表示为

$$\tilde{\mathbf{y}}_i = \sum_{j=k_i}^{N_T} (\hat{\mathbf{h}}_j - \Delta \mathbf{h}_j) s_j + \sum_{j=k_1}^{k_i-1} \hat{\mathbf{h}}_j (s_j - \bar{s}_j) - \sum_{j=k_1}^{k_i-1} \Delta \mathbf{h}_j s_j + \mathbf{n} \quad (9)$$

其中 $\hat{\mathbf{h}}_{k_i}$ 和 $\Delta \mathbf{h}_{k_i}$ 分别是 $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\Delta \mathbf{H}$ 的第 k_i 列。于是, 基于 $\hat{\mathbf{H}}$ 的 MMSE 滤波器为

$$\tilde{\mathbf{W}}_i = E[s_{k_i} \tilde{\mathbf{y}}_i^H | \hat{\mathbf{H}}] \{E[\tilde{\mathbf{y}}_i \tilde{\mathbf{y}}_i^H | \hat{\mathbf{H}}]\}^{-1} \quad (10)$$

由式(9)可得

$$\begin{aligned} E[\tilde{\mathbf{y}}_i \tilde{\mathbf{y}}_i^H | \hat{\mathbf{H}}] &= E_S \left[\sum_{j=k_i}^{N_T} (\hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H - \hat{\mathbf{h}}_j E[\Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{H}}] - E[\Delta \mathbf{h}_j | \hat{\mathbf{H}}] \right. \\ &\quad \cdot \hat{\mathbf{h}}_j^H) + \sum_{j=1}^{N_T} (E[\Delta \mathbf{h}_j \Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{H}}]) \\ &\quad \left. + \sum_{j=k_1}^{k_i-1} (\hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H - \hat{\mathbf{h}}_j E[\Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{H}}] - E[\Delta \mathbf{h}_j | \hat{\mathbf{H}}] \hat{\mathbf{h}}_j^H) \right. \\ &\quad \left. \cdot \text{var}[s_j] + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} \right] \quad (11) \end{aligned}$$

其中方差 $\text{var}[s_j]$ 等于 \mathbf{Q}_i 的第 j 个对角元素。根据 2.1 节关于估计信道矩阵的分析, $\Delta \mathbf{h}_j$ 只与 $\hat{\mathbf{h}}_j$ 有关, 因此

$$\begin{aligned} E[\Delta \mathbf{h}_j \Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{H}}] &= E[\Delta \mathbf{h}_j \Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{h}}_j] = \text{cov}[\Delta \mathbf{h}_j \Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{h}}_j] \\ &\quad + E[\Delta \mathbf{h}_j | \hat{\mathbf{h}}_j] E[\Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{h}}_j] \quad (12) \end{aligned}$$

式中符号 $\text{cov}(\cdot)$ 表示求协方差运算。根据高斯随机矢量理论^[11,12], 可以得到

$$E[\Delta \mathbf{h}_j | \hat{\mathbf{h}}_j] = \alpha \hat{\mathbf{h}}_j \quad (13)$$

这里, $\alpha = \sigma_{\Delta h}^2 / (\sigma_{\Delta h}^2 + \sigma_h^2)$ 。类似地, 可得协方差矩阵为

$$\text{cov}[\Delta \mathbf{h}_j \Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{h}}_j] = \sigma_h^2 \alpha \mathbf{I}_{N_R} \quad (14)$$

将式(13)和式(14)代入式(12), 可以得到

$$E[\Delta \mathbf{h}_j \Delta \mathbf{h}_j^H | \hat{\mathbf{H}}] = \sigma_h^2 \alpha \mathbf{I}_{N_R} + \alpha^2 \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H \quad (15)$$

将式(15)代入式(11), 有

$$\begin{aligned} E[\tilde{\mathbf{y}}_i \tilde{\mathbf{y}}_i^H | \hat{\mathbf{H}}] &= E_S (1 - \alpha)^2 \sum_{j=k_i}^{N_T} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H + \sum_{j=k_1}^{k_i-1} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H \\ &\quad \cdot ((1 - 2\alpha) \text{var}[s_j] + \alpha^2 E_S) + [\sigma_n^2 + N_T E_S \alpha \sigma_h^2] \mathbf{I}_{N_R} \quad (16) \end{aligned}$$

类似地,可以得到

$$E[s_{k_i} \hat{\mathbf{y}}_{k_i}^H | \hat{\mathbf{H}}] = E_S (1 - \alpha) \hat{\mathbf{h}}_{k_i}^H \quad (17)$$

将式(16)和式(17)代入式(10),即可得到对应的 MMSE 滤波器 $\tilde{\mathbf{W}}_i$ 。

为了计算 $\tilde{\mathbf{W}}_i$ 及 α , 需要得到 σ_h^2 和 $\sigma_{\Delta h}^2$ 。 $\sigma_{\Delta h}^2$ 可以采用 2.1 节中分析的方法计算(参考式(8))。由于信道衰落系数 $h_{i,j}$ 是不相关的 ZMCSG 随机变量,因此,根据式(7), σ_h^2 的 ML 估计可以采用下式计算^[12]:

$$\sigma_h^2 \approx \text{tr}(\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H) / ((N_T N_R) - \sigma_{\Delta h}^2) \quad (18)$$

式中符号 $\text{tr}(\mathbf{A})$ 表示求矩阵 \mathbf{A} 的迹。

4.2.2 LLR 计算 滤波器 $\tilde{\mathbf{W}}_i$ 作用于 $\tilde{\mathbf{y}}_i$ 后,利用 MMSE 滤波器输出的等效高斯近似,有

$$\hat{s}_{k_i} \approx \tilde{\mu}_{k_i} s_{k_i} + \tilde{\eta}_{k_i} \quad (19)$$

其中

$$\tilde{\mu}_{k_i} = (1 - \alpha) \tilde{\mathbf{W}}_i \hat{\mathbf{h}}_{k_i} \quad (20)$$

$$\text{var}[\tilde{\eta}_{k_i} | \hat{\mathbf{H}}] = E_S (\tilde{\mu}_{k_i} - \tilde{\mu}_{k_i}^2) \quad (21)$$

这样可以得到编码比特 $b_{k_i}^\lambda$ 的 LLR 为

$$L(b_{k_i}^\lambda) \approx \left(\min_{a_i \in \mathcal{A}_\lambda^0} |\hat{s}_{k_i} - \tilde{\mu}_{k_i} a_i|^2 - \min_{a_i \in \mathcal{A}_\lambda^1} |\hat{s}_{k_i} - \tilde{\mu}_{k_i} a_i|^2 \right) / \left[E_S (\tilde{\mu}_{k_i} - \tilde{\mu}_{k_i}^2) \right] \quad (22)$$

式中 \mathcal{A}_λ^0 和 \mathcal{A}_λ^1 分别表示第 λ 个比特为 0 和 1 的调制符号子集。

4.3 讨论

为了便于说明,后文中将在理想信道估计下得到的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法称为传统软输出 MMSE V-BLAST 检测算法,而非理想信道估计下忽略误差传播影响得到的 MMSE V-BLAST 检测算法称为改进 MMSE V-BLAST 检测算法。

4.3.1 与传统软输出 MMSE V-BLAST 检测的比较 可以发现:当信道估计理想时,式(16)和式(17)中的 $\alpha = 0$,则 $\tilde{\mathbf{W}}_i = \mathbf{W}_i$ 。因此,在信道估计理想时,所提的算法和传统软输出 MMSE V-BLAST 检测算法一致。另一方面,相对于计算 \mathbf{W}_i , 计算 $\tilde{\mathbf{W}}_i$ 时仅增加了计算因子 α , α^2 , $(1 - \alpha)$, $(1 - 2\alpha)$, $(1 - \alpha)^2$ 和 $E_S N_T \alpha \sigma_h^2$, 这些因子均为标量。因此,所提算法相对于传统软输出 MMSE V-BLAST 检测算法增加的计算复杂度主要来自于估计 σ_h^2 。根据式(18),由于在计算 MMSE 滤波器时已经计算了 $\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H$, 增加的复杂度来自于求 $\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H$ 迹的运算,其复杂度为 $\mathcal{O}(N_R)$ 。由于软输出 MMSE V-BLAST 检测器的复杂度主要来自于求 MMSE 滤波器时的矩阵求逆运算,其复杂度为 $\mathcal{O}(N_T N_R^3)$ 。因此,所提算法相对于传统软输出 MMSE V-BLAST 算法增加的计算复杂度较小。

4.3.2 与改进 MMSE V-BLAST 检测算法的比较 在计算 MMSE 滤波器时,如果忽略 $\sum_{j=k_i}^{k_{i-1}} \mathbf{h}_j (s_j - \bar{s}_j)$, 则得到改进的

MMSE V-BLAST 检测算法。此时,有

$$E[\tilde{\mathbf{y}}_{k_i} \tilde{\mathbf{y}}_{k_i}^H | \hat{\mathbf{H}}] = E_S (1 - \alpha)^2 \sum_{j=k_i}^{N_T} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H + [\sigma_n^2 + (N_T - i + 1) E_S \alpha \sigma_h^2] \mathbf{I}_{N_R} \quad (23)$$

仔细研究文献[9],发现:如果将文献[9]的式(23)代入其式(28),并经过一系列化简之后,其结果与由式(23)得到的 MMSE 滤波器一致,即得到非理想信道估计下忽略判决误差传播影响的改进 MMSE V-BLAST 检测算法。

另外,比较式(16)和式(23)可以发现,本文提出的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法相对于改进的 MMSE V-BLAST 检测算法增加的复杂度主要来自计算 $\sum_{j=k_i}^{k_{i-1}} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H \cdot ((1 - 2\alpha) \text{var}[s_j] + \alpha^2 E_S)$ 。由于两个检测器均要计算 $\hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H$, 因此,主要增加的复杂度一方面在于标量 $(1 - 2\alpha) \text{var}[s_j] + \alpha^2 E_S$ 与矩阵 $\hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H$ 的相乘,其复杂度为: N_R^2 次复数乘法。另一方面,由于

$$\begin{aligned} & \sum_{j=k_i}^{k_{i-1}} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H ((1 - 2\alpha) \text{var}[s_j] + \alpha^2 E_S) \\ &= \sum_{j=k_i}^{k_{i-2}} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H ((1 - 2\alpha) \text{var}[s_j] + \alpha^2 E_S) \\ & \quad + \hat{\mathbf{h}}_{k_{i-1}} \hat{\mathbf{h}}_{k_{i-1}}^H ((1 - 2\alpha) \text{var}[s_{k_{i-1}}] + \alpha^2 E_S) \end{aligned} \quad (24)$$

因此,每次检测累积求和运算增加的复杂度为: N_R^2 次复数加法。同时,由于累积求和最多为 $N_T - 1$ 项,这样,检测 N_T 个发射符号总体增加的复杂度为 $(N_T - 1) N_R^2$ 次复数加法和 $(N_T - 1) N_R^2$ 次复数乘法。所以,相对于改进的 MMSE V-BLAST 检测算法,本文提出的软输出 MMSE V-BLAST 检测算法增加的复杂度相对较小。

4.3.3 算法简化 注意到:由于当 $\sigma_h^2 \gg \sigma_{\Delta h}^2$ 时(根据 4.1 节的分析,这对应着 N_p 较长或 E_p/σ_n^2 较大的情况), $\alpha \approx 0$, 且 $\alpha \sigma_h^2 = \sigma_{\Delta h}^2 \times \sigma_h^2 / (\sigma_{\Delta h}^2 + \sigma_h^2) \approx \sigma_{\Delta h}^2$, 因此,式(16)可以简化为

$$E[\mathbf{y}_{k_i} \mathbf{y}_{k_i}^H | \hat{\mathbf{H}}] = E_S \sum_{j=k_i}^{N_T} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H + \sum_{j=k_i}^{k_{i-1}} \hat{\mathbf{h}}_j \hat{\mathbf{h}}_j^H \text{var}[s_j] + [\sigma_n^2 + N_T E_S \sigma_{\Delta h}^2] \mathbf{I}_{N_R} \quad (25)$$

相应地

$$E[s_{k_i} \tilde{\mathbf{y}}_{k_i}^H | \hat{\mathbf{H}}] = E_S \hat{\mathbf{h}}_{k_i}^H \quad (26)$$

这样在降低了计算复杂度的同时,所提算法在计算时不再需要 σ_h^2 。

5 仿真结果与分析

仿真参数如下:MIMO 系统的发射和接收天线数均为 4, 即 $N_R = N_T = 4$ 。仿真中,采用了 Gray 映射的 QPSK 和 16-QAM 调制,信道编码采用码率为 1/2 的卷积码,其 8 进制表示的生成多项式为(133, 171)。每个数据块长 5000 个信源比特,采用 100×100 的块交织器交织编码后的比特。仿真

中设 $\sigma_h^2 = 1$ 。

图1和图2分别给出了采用QPSK和16-QAM调制时,特定信道估计误差下本文所提的软输出MMSE V-BLAST检测算法、本文所提的简化软输出MMSE V-BLAST检测算法、传统软输出MMSE V-BLAST检测算法(忽略信道估计误差)、传统MMSE V-BLAST检测算法(同时忽略信道估计误差和判决误差传播)和改进MMSE V-BLAST检测算法(考虑信道估计误差但忽略判决误差传播)BER性能比较。从图中可以看出,本文所提算法的性能明显优于其它各类MMSE V-BLAST检测算法。可以发现,由于传统的软输出MMSE V-BLAST检测算法没有考虑信道估计误差的影响,不能匹配实际的信道估计值,当SNR较大、信道估计误差成为制约性能的主要因素时,出现了明显的残余误码平层,甚至BER随着SNR的增加反而增大。而本文所提的算法由于考虑了信道估计误差的影响,残余BER平层明显小于传统检测算法,并克服了传统检测算法随着SNR增加BER反而增大的问题。与此同时,可以发现,在 $\sigma_{\Delta h}^2 \ll \sigma_h^2$ 的情况下,本文所提的简化检测算法所获得的BER性能与原始算法几乎没有性能差别,可见,简化算法所作的简化是合理的。另外,从仿真结果可以看出,改进MMSE V-BLAST检测算法不但性能不及传统软输出MMSE V-BLAST检测算法,与最简单的传统MMSE V-BLAST检测算法相比,也没有性能优势。这表明,软输出MMSE V-BLAST检测算法必须进行误差传播抑制。

为了研究所提算法对信道估计误差的方差 $\sigma_{\Delta h}^2$ 的取值的可靠性的敏感程度,图3给出了QPSK和16-QAM调制在确定SNR和 $\sigma_{\Delta h}^2$ 值的情况下,输入检测器的 $\sigma_{\Delta h}^2$ 在 $[\sigma_{\Delta h}^2 - 5\text{dB}, \sigma_{\Delta h}^2 + 5\text{dB}]$ 范围内变化时,对应的BER的变化情况。从图中可以看出,所提的算法及其简化算法均对 $\sigma_{\Delta h}^2$ 的取值的误差不敏感。因此,具有实际应用价值。

6 结束语

针对信道编码MIMO系统,该文导出了非理想信道估计下的软输出MMSE V-BLAST检测算法。相对于现有MMSE V-BLAST检测算法,该文所提算法由于在抑制误差传播的同时考虑了信道估计误差的影响,更匹配实际信道估计值,并且增加的计算复杂度非常小而几乎可以忽略不计。

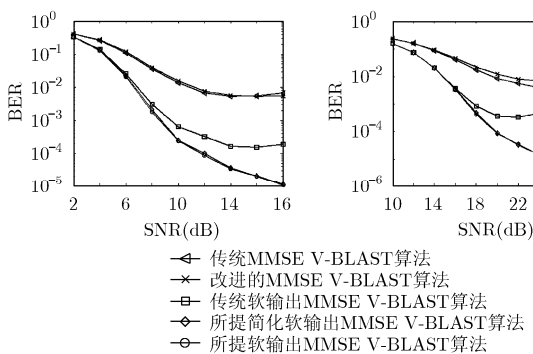


图1 不同MMSE V-BLAST检测算法的性能比较(QPSK, $\sigma_{\Delta h}^2 = -10\text{dB}$)

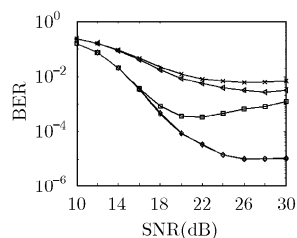


图2 不同MMSE V-BLAST检测算法的性能比较(16-QAM, $\sigma_{\Delta h}^2 = -20\text{dB}$)

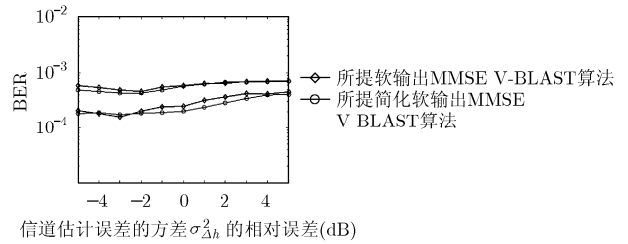


图3 本文所提算法在不同信道估计误差的方差 $\sigma_{\Delta h}^2$ 的相对误差下的性能

仿真结果表明:与其它MMSE V-BLAST算法相比,该文所提算法可以显著降低由于信道估计误差导致的残余BER平层;同时,该文所提算法对信道估计误差的方差的取值可靠性不敏感,从而可以实际应用。

参考文献

- [1] Paulraj A, Nabar R, and Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications [M]. UK, Cambridge Univ. Press, 2003: 137-162.
- [2] Müller-Weinfutner S H. Coding approaches for multiple antenna transmission in fast fading and OFDM [J]. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 2002, 59(10): 2442-2450.
- [3] Lee H, Lee B, and Lee I. Iterative detection and decoding with an improved V-BLAST for MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2006, 24(3): 504-513.
- [4] Lee H and Lee I. New approach for error compensation in coded V-BLAST OFDM systems [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2007, 55(2): 345-355.
- [5] Wang J, Wen O Y, and Li S. An improved soft-output MMSE OSIC V-BLAST detector [C]. In Proc. ICCT 2006, Guilin, China, 2006: 700-703.
- [6] Wang J and Li S. Capacity and performance of MIMO-BICM system with soft-output MMSE OSIC detector [C]. In Proc. ICCAS 2007, Kokura, Fukuoka, Japan, 2007: 115-119.
- [7] Wang J and Li S. Soft-output MMSE OSIC MIMO detector with reduced-Complexity approximations [C]. In Proc. SPAWC2007, Helsinki, Finland, 2007: 1-5.
- [8] Marzetta T L. BLAST training: estimating channel characteristics for high-capacity space-time wireless [C]. In Proc. 37th Annual Allerton Conference Communications, Control, and Computing, Monticello, IL, 1999: 958-966.
- [9] Lee K and Chun J. Symbol detection in V-BLAST architectures under channel estimation errors [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2007, 6(2): 593-597.
- [10] Taricco G and Biglieri E. Space-time decoding with imperfect channel estimation [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2005, 4(4): 1874-1888.
- [11] Bilodeau M and Brenner D. Theory of Multivariate Statistics [M], New York: Springer, 1999: 55-69.
- [12] Rencher A C. Methods of Multivariate Analysis [M]. Second Edition, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002: 82-111.

王 军: 男, 1974年生, 副教授, 目前研究方向为无线与移动通信中的信号处理技术。

李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为扩跳频抗干扰通信技术、无线与移动通信技术。