

分布式 MIMO 的 Turbo 检测算法

沈莹 唐友喜 孔婷

(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 当信道码为卷积码时, 针对 V-BLAST 类空时码的分布式 MIMO, 该文提出了两种迭代检测算法: 最大似然迭代接收机及一种低复杂度的迭代检测接收机。最大似然迭代检测接收机的复杂度为 $O(2^{M_T S \log M})$, 低复杂度的迭代检测接收机的复杂度为 $O(M_T^2 M_R^2 S^2 M)$ 。在准静态、单径瑞利衰落信道中, 对低复杂度的迭代检测接收机的误码率性能进行了计算机仿真验证, 与非迭代的迫零检测相比, 低复杂度的迭代检测接收机节约比特信噪比约 7.5dB; 在相同的误码率下, 迭代 6 次与迭代 1 次相比, 可节约 3dB 的比特信噪比; 随着迭代次数的增加, 迭代效果越来越小。

关键词 分布式多输入多输出, Turbo(迭代)检测, 软输入软输出, 并行软干扰抵消, 瞬时最小均方误差滤波, 信道传播时延

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)12-2305-05

Turbo Detection Scheme for Distributed MIMO

Shen Ying Tang You-xi Kong Ting

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract In this paper, a iterative receiver is introduced for convolutionally coded distributed MIMO with V-BLAST architecture. A maximum-likelihood (ML) iterative detector and a low-complexity Turbo detection scheme are proposed. The computational complexity is $O(2^{M_T S \log M})$ and $O(M_T^2 M_R^2 S^2 M)$ respectively. Simulation results in quasi-stationary, single-path Rayleigh fading channel demonstrate that the proposed low-complexity iterative detection algorithm offers significant performance improvement about 7.5dB at E_b/N_0 than the non-iterative zero-forcing detection. At same BER (Bit Error Rate), 1 iteration's E_b/N_0 is 3dB above 6 iterations'. Performance improvement gradually declines as the number of iteration increases.

Key words Distributed Multiple Input Multiple Output (MIMO), Turbo (iterative) detection, Soft-input soft-output, Parallel soft interference cancellation, Instantaneous minimum mean-square error (MMSE) filtering, Channel propagation delay

1 引言

目前对MIMO的研究主要集中在集中式MIMO上^[1]。集中式MIMO又称为点对点MIMO^[2], 是指发射天线集中于一处、接收天线集中于另一处地理位置的MIMO系统。而分布式MIMO^[3]是指, 发射天线分布或收发天线均分布于不同地理位置的MIMO系统。与集中式MIMO相比, 分布式MIMO不仅能提供微分集, 而且能提供宏分集, 同时, 由于其天线分布于不同地理位置, 其收发天线间链路更加独立, 所以分布式MIMO具有更高容量、低功耗、更好的覆盖、开放式的结构、易扩展、对人体的低电磁损害等优点^[4]。

随着 Berrou 等提出了具有革命性的 Turbo 译码接收技术^[5], Turbo迭代原理已成功地运用于信道均衡、调制解调、

多用户检测和联合信源及信道译码等技术。到目前为止, 将 Turbo检测技术运用于MIMO系统的文献, 考虑的是每对收发天线之间信道传播时延一致的集中式MIMO系统^[6,7]。而在分布式MIMO系统中, 每根发射天线与接收天线之间的信道传播时延是不相同的, 故已有的集中式MIMO的Turbo检测技术, 不能用于分布式MIMO系统中。本文提出了适用于分布式MIMO的低复杂度迭代检测算法, 并对低复杂度的软输入软输出迭代检测算法做了较详细的计算机仿真验证。

本文的其余部分安排如下: 第2节介绍了系统模型, 包括发射机模型、信道模型、分布式MIMO的Turbo迭代接收机结构; 第3节介绍了分布式MIMO的迭代检测算法; 第4节为仿真结果; 最后是本文结论。

2 系统模型

2.1 发射机模型

考虑 M_T 根发射天线分布于不同地理位置, M_R 根接收天线集中于一处地理位置的单用户、卷积编码分布式MIMO

2005-03-28 收到, 2005-12-12 改回

国家自然科学基金(60572090, 60496313, 60472045, 60272009), 教育部博士点基金(20050614009, 20020614001)和国家高技术研究发展计划(2003AA12331006)资助课题

系统。由于空时比特交织编码调制技术(Bit Interleaved Coded Modulation, BICM)能提供更好的空间、时间分集效果^[8], 故基于V-BLAST^[9]结构的发射机模型如图1所示。图中, 虚线表示前端处理后, 到分布式发射天线的光纤/同轴线; a 为信息比特; b 为码字比特。

第 k 根天线发射的低通等效复基带信号为

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{i=0}^{S-1} c_k(i) g(t - iT_s), \quad k=1, 2, \dots, M_T \quad (1)$$

其中 E_s 为总的发射功率, 为了不改变发射总功率, 每根天线的发射功率为 E_s/M_T ; S 为每根天线每一帧内所包含的数据符号数; $c_k(i)$ 为第 k 根天线在第 i 个时隙发射的数据符号, $c_k(i)=0, i \notin \{0, 1, \dots, S-1\}$; T_s 为一个数据符号持续时间; $g(t)$ 表示持续时间为 T_s 秒的成形脉冲, 满足 $T_s^{-1} \int_0^{T_s} g(t) g^*(t) dt = 1$, $(\cdot)^*$ 表示复共轭。

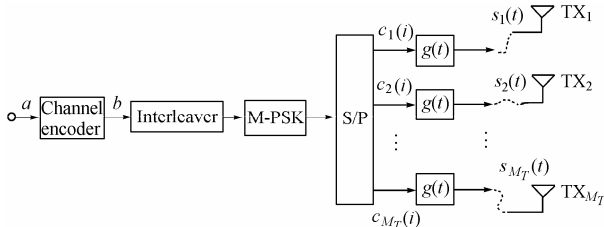


图1 分布式 MIMO 发射机

Fig.1 Transmitter structure of distributed MIMO

2.2 信道模型

分布式 MIMO 的发射信号经分布式 MIMO 信道后, 接收机第 j 根天线接收的信号为

$$r_j(t) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{L_k} h_{j,k,l}(t) s(t - \tau_{j,k,l}) + n_j(t) \quad (2)$$

其中 L_k 为发射天线 k 到接收天线 j 的信道中的多径数; $h_{j,k,l}(t)$ 为发射天线 k 到接收天线 j 的信道中第 l 条径的衰落因子, 它是一个复随机变量, 包括小尺度衰落、大尺度衰落及路径损耗; $\tau_{j,k,l}$ 为发射天线 k 到接收天线 j 的信道中第 l 条径的信道传播时延。 $n_j(t)$ 为接收天线 j 接收到的加性复高斯白噪声, $n_j(t) \sim N(0, \sigma^2)$ 。

假设信道是准静态信道, 即 $h_{j,k,l}(t)$ 在一个数据符号周期内保持不变。同时, 为了说明研究方案的可行性, 考虑每对收发天线之间的信道为单径衰落信道, 即假设 $L_k = 1$ 。则式(2)为

$$r_j(t) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{i=0}^{S-1} c_k(i) h_{j,k}(i) g(t - iT_s - \tau_{j,k}) + n_j(t) \quad (3)$$

2.3 迭代接收机结构

分布式 MIMO 的迭代接收机如图2所示。迭代接收机主要由两部分组成: 软输入软输出分布式 MIMO 检测器; 软输入软输出信道译码器。这两部分由交织器和解交织器连接。

由于采用 M-PSK 调制, 所以每一个数据符号 $c_k(i) \in A$, $A = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}$, 均是由码字比特组 $\{b_{k,1}(i), b_{k,2}(i), \dots, b_{k,\log M}(i)\}$ 映射而成。故软输入软输出分布式 MIMO 检测

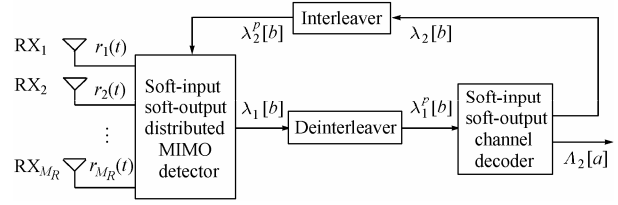


图2 分布式 MIMO 迭代接收机

Fig.2 Iterative receiver structure of distributed MIMO 器输出的码字比特外部信息为^[7,10]

$$\begin{aligned} & \lambda_1[b_{k,m}(i)] \\ &= \log \frac{p[b_{k,m}(i)=1 | r_j(t), \{\lambda_2^p[b_{k,m}(i)]\}_{i=0, m=1, k=1}^{S-1, \log M, M_T}]}{p[b_{k,m}(i)=-1 | r_j(t), \{\lambda_2^p[b_{k,m}(i)]\}_{i=0, m=1, k=1}^{S-1, \log M, M_T}]} \\ & \quad - \log \frac{P[b_{k,m}(i)=1]}{P[b_{k,m}(i)=-1]} \end{aligned} \quad (4)$$

在信道编码规则及码字比特先验信息 $\lambda_1^p[b_{k,m}(i)]$ 的条件下, 软输入软输出译码器计算码字比特的后验 LLR^[10,11]

$$\begin{aligned} & A_2[b_{k,m}(i)] \\ &= \log \frac{p[b_{k,m}(i)=1 | \text{code constraints}, \{\lambda_1^p[b_{k,m}(i)]\}_{i=0, m=1, k=1}^{S-1, \log M, M_T}]}{p[b_{k,m}(i)=-1 | \text{code constraints}, \{\lambda_1^p[b_{k,m}(i)]\}_{i=0, m=1, k=1}^{S-1, \log M, M_T}]} \\ &= \lambda_2[b_{k,m}(i)] + \lambda_1^p[b_{k,m}(i)] \end{aligned} \quad (5)$$

3 分布式 MIMO 的迭代检测

接下来, 提出分布式 MIMO 的最大似然迭代检测算法和低复杂度迭代检测算法。

3.1 最大似然迭代检测算法

图2中的软输入软输出分布式 MIMO 迭代检测模块如图3所示, 其中第 j 根接收天线对应的匹配滤波组如图4所示。

假设已知信道状态信息(Channel State Information, CSI)和每根发射天线的信道传播时延。第 j 根接收天线, 经对应第 m 根发射天线在第 n 个发射符号时隙内 ($n=0, 1, \dots, S-1$) 的匹配滤波器采样输出为

$$y_{j,m}(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{i=0}^{S-1} R_{j,m,k}(n-i) h_{j,k}(i) c_k(i) + n_{j,m}(n) \quad (6)$$

其中

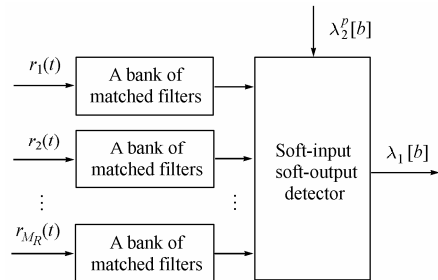


图3 软输入软输出分布式 MIMO 检测模块

Fig.3 Soft-input soft-output distributed MIMO detector

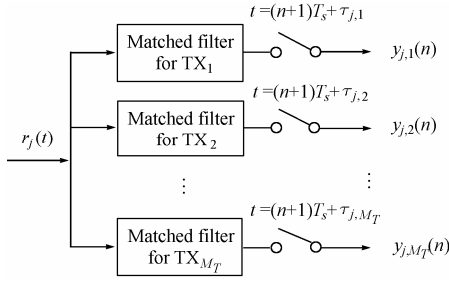


图 4 第 j 根接收天线对应的匹配滤波组

Fig.4 Receiver structure of the j -th receive antenna

$$R_{j,m,k}(n-i) = \int_{nT_s + \tau_{j,m}}^{(n+1)T_s + \tau_{j,m}} g(t-iT_s - \tau_{j,k}) g^*(t-nT_s - \tau_{j,m}) dt \quad (7)$$

$$n_{j,m}(n) = \int_{nT_s + \tau_{j,m}}^{(n+1)T_s + \tau_{j,m}} n_j(t) g^*(t-nT_s - \tau_{j,m}) dt \quad (8)$$

在 $n = 0, 1, \dots, S-1$ 时刻的输出, 式(6)可表示为向量形式

$$\mathbf{y}_j(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{i=0}^{S-1} \mathbf{R}_j(n-i) \mathbf{h}_j(i) \mathbf{c}(i) + \mathbf{n}_j(n) \quad (9)$$

其中

$$\mathbf{y}_j(n) = (y_{j,1}(n), y_{j,2}(n), \dots, y_{j,M_T}(n))^T \quad (10)$$

$$\mathbf{R}_j(n-i) = \begin{bmatrix} R_{j,1,1}(n-i) & R_{j,1,2}(n-i) & \dots & R_{j,1,M_T}(n-i) \\ R_{j,2,1}(n-i) & R_{j,2,2}(n-i) & \dots & R_{j,2,M_T}(n-i) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{j,M_T,1}(n-i) & R_{j,M_T,2}(n-i) & \dots & R_{j,M_T,M_T}(n-i) \end{bmatrix}_{M_T \times M_T} \quad (11)$$

$$\mathbf{h}_j(i) = \text{diag}\{h_{j,1}(i), h_{j,2}(i), \dots, h_{j,M_T}(i)\}_{M_T \times M_T} \quad (12)$$

$$\mathbf{c}(i) = (c_1(i), c_2(i), \dots, c_{M_T}(i))^T_{M_T \times 1} \quad (13)$$

$$\mathbf{n}_j(n) = (n_{j,1}(n), n_{j,2}(n), \dots, n_{j,M_T}(n))^T_{M_T \times 1} \quad (14)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示转置。

从符号时隙 0 到 $S-1$ 在接收天线 j 进行匹配滤波后, 得到的信号为

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R}_j \mathbf{H}_j \mathbf{c} + \mathbf{n}_j \quad (15)$$

其中

$$\mathbf{Y}_j = (\mathbf{y}_j^T(0), \mathbf{y}_j^T(1), \dots, \mathbf{y}_j^T(S-1))^T_{SM_T \times 1} \quad (16)$$

$$\mathfrak{R}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_j(0) & \mathbf{R}_j(-1) & \dots & \mathbf{R}_j(-S+1) \\ \mathbf{R}_j(1) & \mathbf{R}_j(0) & \dots & \mathbf{R}_j(-S+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_j(S-1) & \mathbf{R}_j(S-2) & \dots & \mathbf{R}_j(0) \end{bmatrix}_{SM_T \times SM_T} \quad (17)$$

$$\mathbf{H}_j = \text{diag}\{\mathbf{h}_j(0), \mathbf{h}_j(1), \dots, \mathbf{h}_j(S-1)\}_{SM_T \times SM_T} \quad (18)$$

$$\mathbf{c} = (\mathbf{c}^T(0), \mathbf{c}^T(1), \dots, \mathbf{c}^T(S-1))^T_{SM_T \times 1} \quad (19)$$

$$\mathbf{n}_j = (\mathbf{n}_j^T(0), \mathbf{n}_j^T(1), \dots, \mathbf{n}_j^T(S-1))^T_{SM_T \times 1} \quad (20)$$

这样, 经 M_T 根接收天线得到的信号为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (21)$$

其中

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{Y}_1^T, \mathbf{Y}_2^T, \dots, \mathbf{Y}_{M_R}^T)^T_{SM_T M_R \times 1} \quad (22)$$

$$\mathfrak{R} = \left((\mathfrak{R}_1 \mathbf{H}_1)^T \quad (\mathfrak{R}_2 \mathbf{H}_2)^T \quad \dots \quad (\mathfrak{R}_{M_R} \mathbf{H}_{M_R})^T \right)^T_{SM_T M_R \times SM_T} \quad (23)$$

$$\mathbf{n} = (\mathbf{n}_1^T, \mathbf{n}_2^T, \dots, \mathbf{n}_{M_R}^T)^T_{SM_T M_R \times 1} \quad (25)$$

由于采用了比特交织编码调制技术, 则每个数据符号

$c_k(i)$ 内的码字比特 $b_{k,m}(i)$ 相互独立。由 $\lambda_2^p[b_{k,m}(i)] = \log \frac{P[b_{k,m}(i)=1]}{P[b_{k,m}(i)=-1]}$, 结合式(4), 式(21)可得软输入软输出分

布式 MIMO 检测器输出的码字比特外部信息为 $\lambda_1[b_{k,m}(i)]$

$$= \log \frac{\left[\sum_{c^+ b_{k,m}(i)=1} \exp \left\{ - \left(\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} \mathbf{c}^+ \right)^H \mathbf{R}^{-1} \left(\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} \mathbf{c}^+ \right) / 2\sigma^2 + \Psi \right\} \right]}{\left[\sum_{c^- b_{k,m}(i)=-1} \exp \left\{ - \left(\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} \mathbf{c}^- \right)^H \mathbf{R}^{-1} \left(\mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} \mathbf{c}^- \right) / 2\sigma^2 + \Psi \right\} \right]} \quad (25)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{\mathfrak{R}_1, \mathfrak{R}_2, \dots, \mathfrak{R}_{M_R}\}_{SM_T M_R \times SM_T M_R};$$

其中

$$\Psi = \sum_{(f,l,j) \neq (k,m,i)} \frac{1}{2} b_{f,l}(j) \lambda_2^p[b_{f,l}(j)]$$

3.2 低复杂度的迭代检测算法

由式(25)可以看出, 基于最大似然的迭代检测算法, 计算复杂度随着发射天线数、数据帧的长度及调制方式呈指数增长关系, 其计算复杂度为 $O(2^{M_T S \log M})$ 。由于其复杂度较高, 下面结合文献[10]提出一种低复杂度的迭代检测算法。

结合文献[10], 经并行软干扰抵消和线性 MMSE 滤波后得到

$$\hat{c}_k(i) = \mathbf{W}_k^H(i) \tilde{\mathbf{Y}}_k(i) \quad (26)$$

其中

$$\mathbf{W}_k(i) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \left(\frac{E_s}{M_T} \mathfrak{R} \mathbf{C}_k(i) \mathfrak{R}^H + \sigma^2 \mathbf{R} \right)^{-1} \mathfrak{R} \mathbf{e}_k(i) \quad (27)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k(i) = \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathfrak{R} [E(\mathbf{c}) - E(c_k(i)) \mathbf{e}_k(i)] \quad (28)$$

其中 $\mathbf{C}_k(i) = \text{diag}\{E[(c_k(i))^2] - [E(c_k(i)) \mathbf{e}_k(i)]_{|H}^2\}$, $(\mathbf{x})_{|H}^2$ 表示对向量 \mathbf{x} 内各元素求模后再平方; $\mathbf{e}_k(i)$ 为 $SM_T \times 1$ 的列向量, 在 $\mathbf{e}_k(i)$ 中除第 $iM_T + k$ 个元素为 1 外, 其余元素均为 0。

这种基于矩阵逆变换的迭代 MMSE 接收机, 计算复杂度与收发天线数、数据帧的长度及调制方式呈多项式关系, 其计算复杂度为 $O(M_T^4 M_R^4 S^4 M)$ 。接下来, 提出具有更低计算复杂度的算法。

3.2.1 计算复杂度的进一步降低 式(27)可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_k(i) = & \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \left(\frac{E_s}{M_T} \mathfrak{R} \mathbf{C} \mathfrak{R}^H + \sigma^2 \mathbf{R} \right. \\ & \left. + \frac{E_s}{M_T} \mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)} E[\mathbf{c}_k(i)] \mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)}^H \right)^{-1} \mathfrak{R} \mathbf{e}_k(i) \end{aligned} \quad (29)$$

其中 $\mathbf{C} = \text{diag}\left\{E\left[\left(\mathbf{c}\right)_{[i]}^2\right] - \left[E\left(\mathbf{c}\right)_{[i]}\right]^2\right\}$; $\mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)}$ 表示 \mathfrak{R} 的第 kM_T+i 列向量。由矩阵求逆定理^[12], 式(29)可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_k(i) = & \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \left(\mathbf{M} - \frac{\mathbf{M} \mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)} \mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)}^H \mathbf{M}}{E[\mathbf{c}_k(i)] E_s + \mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)}^H \mathbf{M} \mathfrak{R}_{(:, kM_T+i)}} \right) \mathfrak{R} \mathbf{e}_k(i) \end{aligned} \quad (30)$$

其中 $\mathbf{M} = \left(\frac{E_s}{M_T} \mathfrak{R} \mathbf{C} \mathfrak{R}^H + \sigma^2 \mathbf{R} \right)^{-1}$ 。

由于 \mathbf{M} 在一帧中仅计算一次, 所以一帧中每根发射天线、每个时隙的码字比特外部信息计算复杂度下降为 $O(M_T^2 M_R^2 S^2 M)$ 。

3.2.2 高斯近似 因为在一个数据帧内各个发射天线间的数据独立同分布, 所以由文献[13]可知, 线性MMSE滤波输出的信号可近似为高斯分布。则 $p(\hat{c}_k(i)|c_k(i))$ 的均值 $\mu_k(i)$ 和方差 $\nu_k^2(i)$ 分别为

$$\mu_k(i) = E\{\hat{c}_k(i)|c_k(i)\} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} c_k(i) \mathbf{W}_k^H(i) \mathfrak{R} \mathbf{e}_k(i) \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \nu_k^2(i) = & D\{\hat{c}_k(i)|c_k(i)\} \\ = & \mathbf{W}_k^H(i) \left[\frac{E_s}{M_T} \mathfrak{R} \mathbf{C}_k(i) \mathfrak{R}^H + \sigma^2 \mathbf{R} \right] \mathbf{W}_k(i) \end{aligned} \quad (32)$$

其中 $\mathbf{C}_k(i)$ 表示在 $\mathbf{C}_k(i)$ 内除 $[\mathbf{C}_k(i)]_{iM_T+k, iM_T+k} = 0$ ($[\cdot]_{(x,y)}$ 表示矩阵第 x 行的第 y 列元素), 其余元素不变。则软输入软输出分布式 MIMO 检测器输出的码字比特外部信息为 $\lambda_1[b_{k,m}(i)]$

$$\begin{aligned} & \sum_{\mu_k^+(i): b_{k,m}(i)=1} \exp\left(-\frac{|\hat{c}_k(i) - \mu_k^+(i)|^2}{2\nu_k^2(i)} + \sum_{l \neq m} \frac{1}{2} b_{k,l}(i) \lambda_2^p[b_{k,l}(i)]\right) \\ = & \log \frac{\sum_{\mu_k^+(i): b_{k,m}(i)=1} \exp\left(-\frac{|\hat{c}_k(i) - \mu_k^+(i)|^2}{2\nu_k^2(i)} + \sum_{l \neq m} \frac{1}{2} b_{k,l}(i) \lambda_2^p[b_{k,l}(i)]\right)}{\sum_{\mu_k^-(i): b_{k,m}(i)=-1} \exp\left(-\frac{|\hat{c}_k(i) - \mu_k^-(i)|^2}{2\nu_k^2(i)} + \sum_{l \neq m} \frac{1}{2} b_{k,l}(i) \lambda_2^p[b_{k,l}(i)]\right)} \end{aligned}$$

4 仿真结果和讨论

为了验证本文所述算法, 在 MATLAB 仿真平台下进行了仿真。仿真条件如下, 采用 1/2 速率、约束长度为 3 的递归卷积系统码(生成多项式为 7, 5, 八进制表示); 随机交织方式; QPSK 调制 ($M=4$); 帧长为 $S=2$; 发射天线数 $M_T=4$, 接收天线数 $M_R=1,4$; 每对收发天线间为单径瑞利衰落信道, 归一化信道衰落带宽为 $f_m T_s = 8 \times 10^{-5}$; 对应 4 个分布式发射天线的传播时延 $\tau_{j,k}$ 分别是 $\tau_{j,1}, \tau_{j,2}, \tau_{j,3}, \tau_{j,4}$, 仿真中考虑了 3 组不同时延组合的场景情况, 如表 1 所示。

表 1 仿真中的 3 组时延场景

信道传播时延	$\tau_{j,1}$	$\tau_{j,2}$	$\tau_{j,3}$	$\tau_{j,4}$
场景 1	0	0.1 Ts	0.2 Ts	0.3 Ts
场景 2	0	0.2 Ts	0.4 Ts	0.6 Ts
场景 3	0	0.3 Ts	0.6 Ts	0.9 Ts

图 5 为在场景 3 时的系统性能与接收天线数及迭代次数之间的关系。从图中可以看出, 不论接收天线是 1 或 4, 在误码率为 10^{-4} 时, 迭代 6 次后比迭代 1 次时的性能改善了 3dB 左右。同时, 在误码率为 10^{-5} 时, 4 根接收天线比 1 根接收天线的性能改善了 18dB 左右。

图 6 为 4 发 4 收在场景 3 时, 迭代次数与系统性能的关系。从图中可以看出随着迭代次数的增加, 性能改善越来越小。这是因为, 在式(4)和式(5)中的 $\lambda_1[b]$ 和 $\lambda_2[b]$ 在刚开始迭代时是相互独立的, 但由于它们间接的来自于同一信息, 所以随着迭代次数的增加, 两者的相关性越来越弱, 最后系统性能的改善停止。

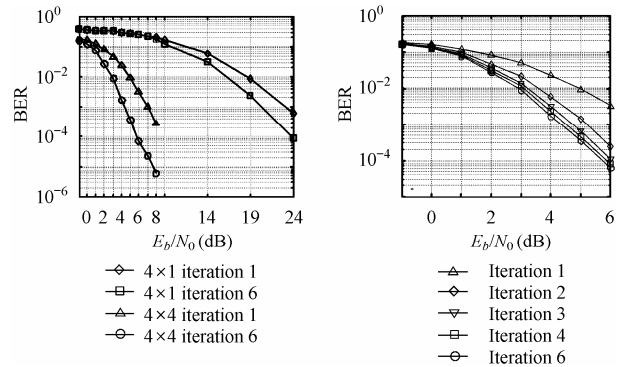


图 5 场景 3 时分布式 MIMO 迭代检测性能与接收天线数及迭代次数之间的关系

图 6 场景 3 时 4 发 4 收分布式 MIMO 迭代检测性能与迭代次数之间的关系

图 7 为 4 发 1 收在场景 3 时, 系统性能与有无信道编码及不同检测方法之间的关系。从图中可以看出, 加了信道编码后, 在误码率为 10^{-3} 时, 系统性能改善了 5~12dB; 其次, 基于 MMSE 并行软干扰抵消的 Turbo 检测算法在 6 次迭代后, 较之 ZF 检测算法, 在误码率为 $\tau_{j,2}$ 时, 性能有了 7.5dB 左右的改善。

图 8 为 4 发 1 收 Turbo 检测 6 次迭代后性能与不同场景的关系。从图中可以看出, 场景 2、3 性能比场景 1 时好。可做如下解释, 经过匹配滤波后形成的 \mathfrak{R} 矩阵, 其对角线的元素实质上反映了干扰(包括天线间干扰和白噪声经匹配

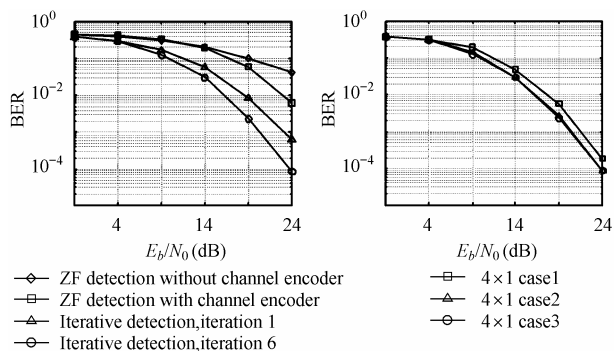


图 7 场景 3 时 4 发 1 收分布式 MIMO 性能与有无信道编码及不同检测方法间关系
Fig.7 BER performance comparison of different detection criterion for distributed MIMO with/without channel encoder in case 3

图 8 分布式 MIMO4 发 1 收 Turbo 检测 6 次迭代后的性能与不同场景的关系
Fig.8 BER performance comparison after the 6th iteration for distributed MIMO in different cases

滤波后转变为的色噪声)。若各发射天线信道传播时延越小,则 \mathcal{H} 矩阵对角线外的非零元素越多,则干扰越强,故性能下降。

5 结束语

本文提出了分布式 MIMO 系统的 Turbo 检测算法。计算机仿真证实了算法的正确性及有效性。接下来的工作中,将在更为复杂的信道条件下,开展分布式 MIMO 系统 Turbo 检测的研究工作。

参 考 文 献

[1] Foschini G J, Gans M J. On the limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communication*, 1998, 6(3): 311-335.

[2] Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channel. *Eur. Trans. Telecommun*, 1999, 10(6): 585-595.

[3] Zhou Shidong, Zhao Ming, Xu Xibin, *et al.*. Distributed wireless communication system: A new architecture for future public wireless access. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108-113.

[4] Xia H, Herrera A B, Kim S, *et al.*. A CDMA-distributed antenna

system for in-building personal communications services. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1996, 14(4): 644-650.

[5] Berrou C, Glavieux A. Near optimum error-correcting coding and decoding: Turbo codes. *IEEE Trans. on Communications*, 1996, 44(10): 1261-1271.

[6] Ariyavisitakul S L. Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(8): 1347-1359.

[7] Hochwald B M, Brink S T. Achieving near-capacity on a multiple-antennas channel. *IEEE Trans. on Communications*, 2003, 51(3): 398-299.

[8] Boutros J J, Boixadera F, Lamy C. Bit-interleaved coded modulations for multiple-input multiple-output channels. 2000 IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Parsippany, NJ 2000, 1: 123-126.

[9] Wolniansky W, Foschini G J, Golder G D, *et al.*. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, Pisa 1998: 295-300.

[10] Sellathurai M, Haykin S. TURBO-BLAST for wireless communications: Theory and experiments. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2538-2546.

[11] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, *et al.*. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1974, 20(2): 284-287.

[12] 张贤达. 矩阵分析与应用. 北京: 清华大学出版社, 2004: 68-69.

[13] Poor H V, Verdú S. Probability of error in MMSE multiuser detection. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1997, 43(3): 858-871.

沈 莹: 男, 1980 年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO、移动通信技术等。

唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究兴趣为 MIMO、OFDM、UWB、传感器网络等技术。

孔 婷: 女, 1981 年生, 硕士生, 研究方向为 MIMO、移动通信技术等。