

分布式发射天线 MIMO 信号的最优线性检测

易新平, 唐友喜, 邵士海, 吴 桐

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘 要: 在分布式发射天线多输入多输出(MIMO)系统中, 信道传播时延使各个发射天线的符号异步到达接收天线. 接收信号符号间干扰的特殊性使分布式发射天线 MIMO 信号的线性检测算法更加复杂, 最优线性检测算法也不能直接由最小均方误差(MMSE)准则得到. 针对这一问题, 提出了基于 MMSE 准则的分布式发射天线 MIMO 信号的最优线性检测算法: 先最大比合并, 再最小均方误差检测. 并且, 通过界定误码率上下限, 得到其分集阶数. 仿真结果验证了最优线性检测接收端信号处理方式的正确性.

关键词: 分布式天线系统; 多输入多输出; 最优线性检测; 最大比合并; 最小均方误差

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 12-2694-06

Optimal Linear Detection Algorithm of MIMO with Distributed Transmit Antennas

YI Xin ping, TANG You xi, SHAO Shi-hai, WU Tong

(National Key Laboratory of Communication, UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: For multiple input multiple output (MIMO) space time coded architecture based on distributed antenna system (DAS), signals from different transmit antennas arrive asynchronously to the receiving antennas due to the random channel propagation delays among different links. Consequently, linear detection algorithms may be more complicated because of the complexity of inter symbol interference. Furthermore, the optimal linear detection algorithm would not be obtained directly by applying minimum mean square error (MMSE) criterion. Focusing on the problem above, this paper supposes the optimal linear detection algorithm, named Joint-MMSE detection, in which maximum ratio combining (MRC) is implemented firstly, subsequently MMSE detection, and finally the diversity order by bounding bit error rate (BER). According to the simulation results, MRC-MMSE is authentically the optimal linear detection algorithm of MIMO with distributed transmit antennas.

Key words: distributed antenna system; multiple input multiple output; optimal linear detection algorithm; maximum ratio combining; minimum mean square error

1 引言

分布式天线系统(DAS, Distributed Antenna System)凭借其在增加系统容量和降低信号发射功率等方面的优越性能, 受到越来越多的关注^[1-3]. 将多输入多输出(MIMO, Multiple-Input Multiple-Output)技术应用到 DAS 中, 形成具有分布式发射天线的 MIMO 系统, 称为分布式 MIMO 系统. 与集中式 MIMO 系统不同的是, 分布式 MIMO 系统由于天线的分布性, 使收发天线间的链路更加独立, 空间相关性更弱, 系统容量更接近容量极限^[4].

对于分布式 MIMO 系统, 发射天线和接收天线可以分布在小区的任何位置, 在大尺度意义上, 各个收发天线对之间的信道传播时延不同, 各个发射天线上同一时

隙的发射信号异步到达各个接收天线. 而集中式 MIMO 系统中, 发射天线和接收天线地理位置上比较集中, 在大尺度意义上, 可以认为各个收发天线对之间的信道传播时延相同, 各个发射天线上同一时隙的信号同时到达各个接收天线^[5]. 由于各个收发天线之间的信道传播时延不同的影响, 分布式 MIMO 系统接收端的接收信号和检测方式不同于集中式 MIMO 系统.

(1) 在集中式 MIMO 系统中, 接收天线上某一时隙的接收信号是各个发射天线在同一时隙发射信号的叠加, 符号间干扰由其它天线上相同时隙的发射符号构成. 而在分布式 MIMO 系统中, 由于信道传播时延的影响, 接收天线上某一时隙的接收信号是各个发射天线在不同时隙发射信号的叠加, 符号间干扰由其它天线上

不同时隙的相邻两个发射符号的干扰构成。

(2) 在集中式 MIMO 系统中, 一个接收天线上的采样值不足以恢复所有的发射符号^[5]。而在分布式 MIMO 系统的接收端, 通过对一个接收天线上的接收信号以适当的采样时间进行匹配滤波过采样, 就可以恢复出所有发射天线上的发射符号^[6,7]。当接收端有多个接收天线时, 分布式 MIMO 系统接收机要考虑对各个接收天线上的采样值进行合并以提高对冗余信息的利用。因此, 集中式 MIMO 系统现有的检测算法, 如迫零 (ZF, Zero Forcing) 检测和最小均方误差 (MMSE, Minimum Mean Square Error) 检测等^[5,8], 不能直接应用到分布式 MIMO 系统中。

在多个接收天线的分布式 MIMO 系统中, 由于不同合并方式对冗余信息的利用率不同, 不同检测算法对干扰的抑制不同, 而且合并方式和检测算法的结合形式对系统性能影响也不确定。因此, 对分布式 MIMO 系统接收信号合并方式和检测算法选择和组合的探讨很有必要。本文以 V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time)^[9] 传输策略为例, 将分布式 MIMO 系统所有接收信号联合进行 MMSE 优化处理, 提出了基于 MMSE 准则的最优线性检测算法——联合 MMSE 检测, 得出了在信号合并方式和检测算法上最优的选择和组合策略, 并且通过界定误码率上下限, 得到了其分集阶数。

2 系统模型

在所述的分布式 MIMO 系统模型中, 发射天线分布在不同的地理位置, 接收天线集中在一起形成天线阵列。因此, 在大尺度意义上, 各个发射天线到同一接收天线时延不同, 而同一发射天线到各个接收天线的时延相同。在发射端, 采用 V-BLAST 传输策略, 将需要传输的 SM_T 数据符号流串并转化为 M_T 个并行的子符号流, 经 M_T 个分布式发射天线发射。信号经历分布式 MIMO 信道到达接收端, 其中分布式 MIMO 信道衰落包括大尺度衰落和小尺度衰落。在接收端, M_R 个接收天线将各自接收到的信号汇聚到接收机进行联合处理。

2.1 发射机模型

发射天线 k 上的低通等效复基带信号可以表示为:

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

其中, S 为每根发射天线一帧内的数据符号数; $b_k(i)$ 是第 k 个发射天线第 i 个时隙的发射符号 ($i = 0, 1, \dots, S-1$); M_T 是发射机发射天线个数; E_s 是 M_T 个发射天线的总发射功率, 假设各发射天线等功率发射, 即每个发射天线的发射功率为 E_s/M_T ; T_s 是一个数据符号的周期; $g(t)$ 为数据符号周期内的基带成形脉冲, 满足:

$$g(t) = 0, t \notin [0, T_s], \int_0^{T_s} \|g(t)\|^2 dt = 1$$

2.2 接收机模型

发射信号经分布式 MIMO 信道后到达 M_R 个集中在一起的接收天线阵列。第 j 个接收天线的接收信号为:

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^{M_T} h_{j,k}(t) s_k(t - \tau_k) + n_j(t) \quad (2)$$

其中, $h_{j,k}(i)$ 为第 i 个发射符号时隙发射天线 k 到接收天线 j 的平坦衰落分布式 MIMO 信道复衰落因子, $k = 1, \dots, M_T$; τ_k 表示第 k 个发射天线的发射信号经过分布式 MIMO 信道后到达接收天线阵列的信道传播总时延; $n_j(t)$ 是第 j 个接收天线上的加性复高斯白噪声。假定各接收天线上的加性复高斯白噪声相互独立, 且均值均为零, 每一维的方差为 σ_j^2 。

分布式信道同时受大尺度衰落和小尺度衰落的影响, 信道复衰落因子可以表示为:

$$h_{j,k}(i) = P_k S_k q_{j,k}(i) \quad (3)$$

其中, P_k 、 S_k 分别对应于第 k 个分布式发射天线和接收天线阵列之间的路径损耗系数和阴影衰落系数。假定路径损耗 P_k 为常量, S_k 以对数正态分布随机变量建模, 即 $10\log_{10}(S_k)$ 是均值为 0 (dB), 标准差为 σ_s (dB) 的高斯随机变量, 且各个发射天线和接收天线阵列之间阴影衰落相互独立。 $q_{j,k}(i)$ 对应于第 k 个发射天线和第 j 个接收天线在第 i 个发射符号时隙的小尺度衰落系数。通过收发天线阵元之间的位置选择和几何摆放, 可以假定信道衰落因子相互独立。

通过接收机的同步模块可以实现信道时延估计, 这里仅讨论检测问题, 因此假设接收机已知精确的信道传播时延 τ_m ($m = 1, \dots, M_R$)。在接收机中, 对来自各个接收天线的连续信号进行匹配滤波, 并分别以信道传播时延 τ_m 为间隔依次采样输出。需要指出的是, 这种处理方式接收端需要 SM_TM_R 次采样输出, 而集中式 V-BLAST 系统仅需要 SM_R 次采样输出^[7]。

接收天线 j 对应第 m 个采样时间在第 n 个 ($n = 0, 1, \dots, S-1$) 发射符号时隙内的采样输出为^[6,7]:

$$\begin{aligned} y_{j,m}(n) &= \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} r_j(t) g(t - nT_s - \tau_m) dt \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^{M_T} b_k(i) h_{jk}(i) R_{km}(n-i) + n_j^m(n) \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} R_{km}(n-i) &= \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} g(t - iT_s - \tau_k) g(t - nT_s - \tau_m) dt, \\ n_j^m(n) &= \int_{nT_s + \tau_m}^{(n+1)T_s + \tau_m} n_j(t) g(t - nT_s - \tau_m) dt. \end{aligned}$$

则接收天线 j 对应第 m, m' 两个采样时间在第 n, n' 两个发射符号时

应的时隙内的采样输出的噪声相关系数为

$$E\{n_j^m(n) n_j^{m'}(n')\} = \sigma_j^2 R_{m,m'}(n-n')$$

其中 $1 \leq m, m' \leq M_T, 0 \leq n, n' \leq S-1$.

把式(4)表示成更简洁的矩阵形式^[6], 则第 j 根天线上接收信号向量为:

$$Y_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} Q H_j b + n_j \quad (5)$$

其中, $Y_j = (y_{j,1}(0), \dots, y_{j,M_T}(0), \dots, y_{j,1}(S-1), \dots, y_{j,M_T}(S-1))^T$, $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置操作; $H_j = \text{diag}\{h_{j,1}(0), \dots, h_{j,M_T}(0), \dots, h_{j,1}(S-1), \dots, h_{j,M_T}(S-1)\}$, $\text{diag}\{\cdot\}$ 为对角矩阵; b, n_j 与 Y_j 具有同样的元素排列规律; Q 是由波形相关系数 $R_{k,m}(n-i)$ 组成的 $SM_T \times SM_T$ 波形相关矩阵. 假定各个收发天线间的信道传播时延在一个符号间隔之内, 即 $0 \leq \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_{M_T} < T_s$, 则有:

$$Q = \begin{pmatrix} R(0) & R(-1) & 0 & \dots & 0 \\ R(1) & R(0) & R(-1) & & \vdots \\ 0 & R(1) & R(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & R(-1) \\ 0 & \dots & 0 & R(1) & R(0) \end{pmatrix} \quad (6)$$

其中, $R(\Delta) = \{R_{k,m}(\Delta)\} \in C^{M_T \times M_T}$, $(\Delta = -1, 0, 1)$. 假定各个接收天线上加性高斯噪声相互独立同分布, 即 $\sigma_1^2 = \dots = \sigma_{M_R}^2 = \sigma^2$, 则式(5)中噪声协方差矩阵为:

$$E\{nn^H\} = \begin{cases} \sigma^2 Q, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (7)$$

其中 $(\cdot)^H$ 表示复共轭转置.

3 最优线性检测

线性检测实质上是先对接收信号进行线性加权, 然后对加权输出的信号进行判决. 加权输出信号同时受到噪声和符号间干扰的影响, 最优线性检测目标便是使得噪声和干扰得到最大限度的抑制. 加权输出信号向量和原始信号向量之间的欧氏距离越小, 噪声和符号间干扰对有用信号的影响就越小. 随机向量的欧氏距离定义为向量间的均方误差. 因此, MMSE 检测使噪声和符号间干扰得到最有效的抑制, 是最优的线性检测算法^[10].

分布式 MIMO 最优线性检测目标是使各个天线的接收信号加权合并后的输出信号向量与原始信号向量之间的均方误差最小化. 该问题实质上是联合 MMSE 检测, 可以表示为最优化问题:

$$\min E\left\{\|b - \sum_{j=1}^{M_R} G_j Y_j\|^2\right\} \quad (8)$$

其中, G_j 为第 j 个接收天线上信号向量 Y_j 的加权矩阵,

$\|\cdot\|$ 为向量 Frobenius 范数.

将式(5)信号向量依次排列成列向量, 得到接收信号向量的联合表达式:

$$Y = Mb + n \quad (9)$$

其中:

$$Y = \begin{pmatrix} Y_1^T & Y_2^T & \dots & Y_{M_R}^T \end{pmatrix}^T,$$

$$M = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \begin{pmatrix} (QH_1)^T & (QH_2)^T & \dots & (QH_{M_R})^T \end{pmatrix}^T,$$

$$n = \begin{pmatrix} n_1^T & n_2^T & \dots & n_{M_R}^T \end{pmatrix}^T.$$

噪声协方差矩阵

$$R = E\{nn^H\} = \text{diag}\{\sigma^2 Q \quad \dots \quad \sigma^2 Q\} = I_{M_R} \otimes \sigma^2 Q$$

其中, $\otimes$ 为 Kronecker 积.

令 $G = [G_1, G_2, \dots, G_{M_R}]$, 由于信号与噪声独立, 即 $E\{bn^H\} = E\{nb^H\} = 0$, 将式(8)展开可得^[11]:

$$\begin{aligned} J(G) &= E\left\{\left\|b - \sum_{j=1}^{M_R} G_j Y_j\right\|^2\right\} = E\left\{\|b - GY\|^2\right\} \\ &= \text{Tr}\left\{E\left\{(b - GY)(b - GY)^H\right\}\right\} \\ &= \text{Tr}\left\{I_{SM_T} + G(MM^H + R)G^H - M^H G^H - GM\right\} \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\text{Tr}(\cdot)$ 为矩阵迹运算. 令 $\partial J(G)/\partial G = 0$, 由式(10)可得 $G(MM^H + R) = M^H G^H$. 由于 $0 \leq \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_{M_T} < T_s$, Q 是满秩矩阵^[6], 故 $MM^H + Q$ 也为满秩矩阵^[11], 因此可得联合 MMSE 算法加权矩阵 $G_{J\text{-MMSE}}$ 为:

$$\begin{aligned} G_{J\text{-MMSE}} &= M^H (MM^H + R)^{-1} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} H^H \left[\frac{E_s}{M_T} R H H^H + \sigma^2 I \right]^{-1} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $H^H = \begin{pmatrix} H_1^H & \dots & H_{M_R}^H \end{pmatrix}$. 将式(11)进行变换^[11], 可得:

$$\begin{aligned} G_{J\text{-MMSE}} &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \left[\frac{E_s}{M_T} H^H R H + \sigma^2 I \right]^{-1} H^H \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \left[\frac{E_s}{M_T} \sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Q H_j + \sigma^2 I \right]^{-1} H^H \\ &= WH^H \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{其中 } W = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \left[\frac{E_s}{M_T} \sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Q H_j + \sigma^2 I \right]^{-1} \quad (13)$$

将经过加权矩阵 $G_{J\text{-MMSE}}$ 后的信号向量展开可得:

$$\hat{b} = G_{J\text{-MMSE}} Y = WH^H Y = W \left(\sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Y_j \right) \quad (14)$$

对于式(14)的信号 $\sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Y_j$, 将式(5)代入可得:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Y_j &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Q H_j b + \sum_{j=1}^{M_R} H_j^H n_j \\ &= \|H_j\|^2 \left[\sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{j=1}^{M_R} \frac{H_j^H}{\|H_j\|^2} Q H_j b + \sum_{j=1}^{M_R} \frac{H_j^H}{\|H_j\|^2} n_j \right] \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\frac{\mathbf{H}_j^H}{\|\mathbf{H}_j\|^2}$ 为酉矩阵, 不改变有用信号和噪声的功率^[11]. 加权矩阵 $\mathbf{H}_j^H$ 将各个天线的接收信号进行同相合并, 可以获得最大的输出信噪比^[12]. 因此, $\sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Y}_j$ 为第 j 根天线上接收信号向量 $\mathbf{Y}_j$ 的最大比合并. 观察式 (13)~(14) 有:

$$\mathbf{W} = \arg \min_{\mathbf{W}} E \left\{ \left\| \mathbf{b} - \mathbf{W} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Y}_j \right\|^2 \right\} \quad (16)$$

即式(13)的矩阵 $\mathbf{W}$ 恰好是式(16)中 $\sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Y}_j$ 的 MMSE 检测的加权矩阵.

由式(15)~(16)可知, 第 j 根天线上接收信号向量 $\mathbf{Y}_j$ 经过最大比合并-最小均方误差检测 (MRG-MMSE, Maximum Ratio Combining-Minimum Mean Square Error) 后, 能够得到与联合最小均方误差检测 (Joint-MMSE, Joint-Minimum Mean Square Error) 相同的结果.

因此, 由以上分析可以得出: (1) 分布式 MIMO 信号的最优线性检测可以通过 Joint-MMSE 检测算法得到; (2) Joint-MMSE 检测算法和 MRG-MMSE 检测算法能得到相同的输出结果, 在信号处理上是等效的; (3) 分布式 MIMO 信号最优线性检测可以通过先最大比合并, 再最小均方误差检测得到.

4 分集阶数分析

分集阶数是衡量系统性能的参数之一, 下面讨论在分布式 MIMO 信道下 Joint-MMSE 检测分集阶数, 其中路径损耗为常量, 阴影衰落为对数正态分布, 小尺度衰落为平坦瑞利衰落.

由式(14)可得, Joint-MMSE 检测最小均方误差的协方差矩阵为:

$$\Phi_{J-MMSE} = E \left\{ (\hat{\mathbf{b}} - \mathbf{b})(\hat{\mathbf{b}} - \mathbf{b})^H \right\} = \left[\frac{E_s}{M_T \sigma^2} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_j + \mathbf{I} \right]^{-1} \quad (17)$$

则 Joint-MMSE 检测最小均方误差为:

$$MMSE = \text{Tr} \left\{ \Phi_{J-MMSE} \right\} = \text{Tr} \left\{ \left[\frac{E_s}{M_T \sigma^2} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_j + \mathbf{I} \right]^{-1} \right\} \quad (18)$$

令 $\mathbf{A} = \frac{E_s}{M_T \sigma^2} \sum_{j=1}^{M_R} \mathbf{H}_j^H \mathbf{Q} \mathbf{H}_j + \mathbf{I}$, 有^[13]:

$$\text{Tr}(\mathbf{A}^{-1}) \geq \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^{M_T} \frac{1}{\mathbf{A}_{k+iM_T, k+iM_T}} \quad (19)$$

当且仅当 $\mathbf{A}$ 为对角阵时式(19)取等号, 其中 $\mathbf{A}_{k+iM_T, k+iM_T}$ 为矩阵 $\mathbf{A}$ 第 $k+iM_T$ 个对角线元素. 由于 $\mathbf{H}_j$ 为对角阵, 故当且仅当 $\mathbf{Q}$ 为对角阵时, 即 $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$ 时, 式

(18) 取得最小值. 此时, 第 k 个子流第 i 个时隙的瞬时信噪比 (SNR, Signal Noise Ratio) 为^[5]:

$$\begin{aligned} \gamma_k(i) &= \frac{1}{(\mathbf{A}^{-1})_{k+iM_T, k+iM_T}} - 1 \\ &= \frac{E_s |P_k|^2 |S_k|^2}{M_T \sigma^2} \sum_{j=1}^{M_R} |\alpha_{j,k}(i)|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{M_R} \gamma_{j,k}(i) \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $\gamma_{j,k}(i) = \frac{E_s |P_k|^2 |S_k|^2}{M_T \sigma^2} |\alpha_{j,k}(i)|^2$ 是第 j 个接收天线上第 k 个子流第 i 个时隙的瞬时信噪比.

对阴影衰落和瑞利衰落的叠加信道因子进行归一化, 即 $E \left\{ |S_k|^2 |\alpha_{j,k}(i)|^2 \right\} = 1$, 则各接收天线上第 k 个子流第 i 个时隙的平均 SNR 为:

$$\bar{\gamma}_k(i) = \frac{E_s |P_k|^2}{M_T \sigma^2} E \left\{ |S_k|^2 |\alpha_{j,k}(i)|^2 \right\} = \frac{E_s |P_k|^2}{M_T \sigma^2} \quad (21)$$

其中, 平均 SNR 与 j 无关. 故由文献[14]式(5.23~5.27)可得, Joint-MMSE 检测第 k 个子流第 i 个时隙的最小误码率 $BER_k^{\min}(i)$ 为

$$BER_k^{\min}(i) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{p=1}^n w_p \left[1 - \mu_k \left(c_{ik}^p \right) \sum_{q=0}^{M-1} \binom{2q}{q} \left(\frac{1 - \mu_k^2 \left(c_{ik}^p \right)}{4} \right)^q \right] \quad (22)$$

其中 $\mu_k \left(c_{ik}^p \right) = \sqrt{\frac{c_{ik}^p}{1 + c_{ik}^p}}$, $c_{ik}^p = \frac{a^2 \bar{\gamma}_k(i)}{2} 10^{x_p \sqrt{20}/10}$. a 是取决于调制方式的常数 (如 BPSK 调制, 则 $a=2$); x_p 为 n 阶拉格朗日多项式的第 p 个根; w_p 是和 x_p 相关的常数^[15].

文献[7]提出的检测算法应用在分布式 MIMO 系统中, 可得相应的误码率 $BER_k^{ZF}(i)$ 与式(22)相同, 唯一不同的是平均 SNR 为 $\bar{\gamma}_k^{ZF}(i) = E_s |P_k|^2 / (\lambda_k(i) M_T \sigma^2)$, 其中 $\lambda_k(i) = (\mathbf{Q}^{-1})_{k+iM_T, k+iM_T}$.

由以上分析可知, Joint-MMSE 算法误码率 $BER_k^{J-MMSE}(i)$ 满足:

$$BER_k^{\min}(i) \leq BER_k^{J-MMSE}(i) < BER_k^{ZF}(i) \quad (23)$$

根据函数 $\log(\cdot)$ 单调性可得:

$$\frac{\log BER_k^{\min}(i)}{\log(E_s/\sigma^2)} \leq \frac{\log BER_k^{J-MMSE}(i)}{\log(E_s/\sigma^2)} < \frac{\log BER_k^{ZF}(i)}{\log(E_s/\sigma^2)} \quad (24)$$

其中 E_s/σ^2 为符号信噪比. 对式不等式各项取极限可得:

$$- \lim_{E_s/\sigma^2 \rightarrow \infty} \frac{\log BER_k^{\min}(i)}{\log(E_s/\sigma^2)} = M_R \quad (25)$$

$$- \lim_{E_s/\sigma^2 \rightarrow \infty} \frac{\log BER_k^{ZF}(i)}{\log(E_s/\sigma^2)} = M_R \quad (26)$$

由夹逼定理^[16]可得:

$$- \lim_{E_s/\sigma^2 \rightarrow \infty} \frac{\log BER_k^{J-MMSE}(i)}{\log(E_s/\sigma^2)} = M_R \quad (27)$$

故所提出的 Joint-MMSE 检测算法分集度为^[8]:

$$d = - \lim_{\substack{E_s/\sigma^2 \rightarrow \infty \\ \bar{\gamma}_k^{MMSE}(i) \rightarrow \infty}} \frac{\log BER_k^{MMSE}(i)}{\log \bar{\gamma}_k^{MMSE}(i)} \\ = - \lim_{\substack{E_s/\sigma^2 \rightarrow \infty \\ \bar{\gamma}_k^{MMSE}(i) \rightarrow \infty}} \frac{\log BER_k^{MMSE}(i)}{\log (E_s/\sigma^2)} = M_R \quad (28)$$

其中, $\bar{\gamma}_k^{MMSE}(i)$ 为 Joint-MMSE 检测算法的平均 SNR, 且 $\bar{\gamma}_k^{MMSE}(i) \propto E_s/\sigma^2$.

5 仿真结果与讨论

由推导过程可以看出, 信道衰落因子矩阵 H_j 作为整体参与信号处理过程, 其不同分布不会影响最优线性检测信号处理方式. 因此, 为了便于检测算法的仿真验证, 可以令分布式 MIMO 信道中路径损耗和阴影衰落为常数, 即 $h_{j,k}(i) = C \cdot \alpha_{j,k}(i)$, C 为常量. 在仿真中, 采用 V-BLAST 传输策略, BPSK 调制, $C = 1$, $\alpha_{j,k}(i)$ 为独立同分布的瑞利平坦衰落系数. 当发射天线数为 2 时, 时延取为: $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 0.6T_s$; 当发射天线数为 4 时, 时延取为: $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 0.3T_s$, $\tau_3 = 0.6T_s$, $\tau_4 = 0.9T_s$.

图 1 给出了不同发射天线数和接收天线数的 Joint-MMSE 检测和 MRC-MMSE 检测的性能对比. 从图中可以看出 Joint-MMSE 检测和 MRC-MMSE 检测性能曲线能很好的吻合, 验证了 Joint-MMSE 检测算法和 MRC-MMSE 检测算法的等效性. 其中, $(M_T, M_R) = (4, 2)$ 系统和 $(M_T, M_R) = (2, 2)$ 系统, 以及 $(M_T, M_R) = (2, 4)$ 系统和 $(M_T, M_R) = (4, 4)$ 系统性能曲线在高信噪比下斜率相同, 说明了分布式 MIMO 系统的分集度仅与接收天线数有关, 而与发射天线数无关. 由于系统发射端总功率相同, 各个天线平均分配总发射功率, 因此发射天线数多的系统性能略差于发射天线数少的系统. $(M_T, M_R) =$

$(2, 2)$ 系统和 $(M_T, M_R) = (4, 4)$ 系统性能曲线在低信噪比下近似重合, 而在信噪比高于 14dB 时, $(M_T, M_R) = (4, 4)$ 系统体现了高分集度的优势, 其性能优于 $(M_T, M_R) = (2, 2)$ 系统.

图 2 给出了 $(M_T, M_R) = (2, 2)$ 系统 $S = 2$ 时不同的线性检测算法的性能对比. CA-MRC-MMSE 是集中式 MIMO 信号 MRC-MMSE 检测算法的性能, 是通过将所有信道传播时延置为 0 的分布式 MIMO 系统模型 MRC-MMSE 检测得到的. DA-MRC-MMSE 曲线为所提出的分布式 MIMO 信号最优线性检测算法. DA-ZF 是将文献 [7] 中提出的信号合并和检测算法应用在分布式 MIMO 系统中得到的. DA-MRC-ZF 曲线是分布式 MIMO 接收信号最大比合并后迫零检测得到的, 接收机输出信号表

达式为 $\hat{b} = \left(\sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Q H_j \right)^{-1} \sum_{j=1}^{M_R} H_j^H Y_j$ 分布式 MIMO 系统由于延时的原因, 浪费了一定的频谱效率. 为了和集中式 MIMO 系统进行公平对比, 分布式 MIMO 发射符号能量满足 $E_s = E_s^C \cdot ST_s / (ST_s + \tau_{\max})$, 其中 $\tau_{\max}$ 为最大信道传播时延, E_s^C 为集中式 MIMO 的符号能量, 在仿真中设为单位能量. 从仿真图中可以看出, 分布式 MIMO 信号 DA-MRC-ZF 算法又优于 DA-ZF 检测算法, 验证了不同合并策略对系统性能的影响. DA-MRC-MMSE 算法性能略优于 DA-MRC-ZF 算法, 验证了不同检测算法对系统性能的影响. $(M_T, M_R) = (2, 2)$ 系统 $S = 2$ 时, 分布式 MIMO 信号最优线性检测算法 (DA-MRC-MMSE) 性能优于集中式 MIMO 信号最优线性检测算法 (CA-MRC-MMSE), 是因为分布式 MIMO 系统信道传播时延减少了各个天线对之间的空时相关性, 增加了系统分集度.

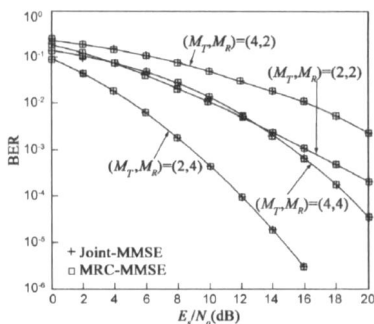


图1 Joint-MMSE和MRC-MMSE, $S=2$ 时不同收发天线个数性能对比

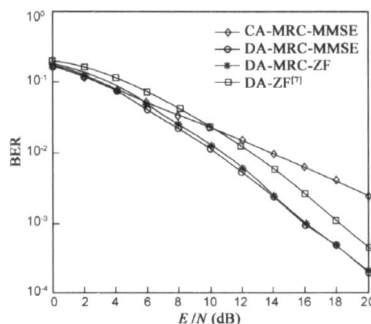


图2 CA-MRC-MMSE、DA-MRC-MMSE、DA-MRC-ZF、DA-ZF^[7] 2发2收系统, $S=2$ 时性能对比

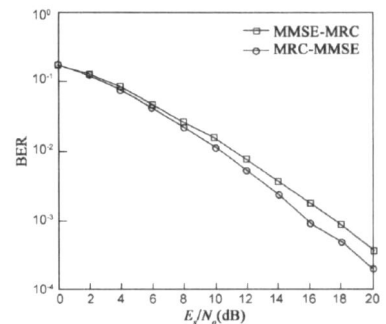


图3 MMSE-MRC、MRC-MMSE 2发2收系统, $S=2$ 时性能对比

图 3 给出了线性合并和线性检测不同的组合顺序的性能对比. MMSE-MRC 曲线是分布式 MIMO 信号 MMSE 检测后再进行最大比合并的性能曲线, 其输出信号表达式为

$$\hat{b} = \sum_{j=1}^{M_R} \|H_j\|^2 G_j Y_j$$

其中 $G_j = \sqrt{\beta} H_j^H (\beta Q H_j H_j^H + \sigma^2 I)^{-1}$, $\beta = E_s/M_T$.

MRC-MMSE 曲线为所提出的分布式 MIMO 信号最优线性检测算法性能曲线. 从仿真结果可以看出, 线性合并和线性检测的先后顺序对性能是有影响的. 在低信噪比下, 两种算法性能近似相同, 而在高信噪比下 MRC-MMSE 性能优于 MMSE-MRC 的性能.

6 结束语

分布式 MIMO 系统接收信号符号间干扰的特殊性使信号线性检测算法更加复杂, 最优线性检测算法不能直接由 MMSE 准则得到. 针对这一问题, 提出了分布式 MIMO 信号基于 MMSE 准则的最优线性检测算法——联合 MMSE 算法, 分析了其分集阶数, 并进行了仿真验证. 仿真结果表明, 最优线性检测算法信号处理方式是: 先最大比合并, 再最小均方误差检测. 最优线性检测算法的提出为分布式 MIMO 信号的线性检测算法的设计和改进了提供了参考.

参考文献:

- [1] Zhou Shidong, Zhao Ming, Xu Xibin, et al. Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access[J]. IEEE Communications Magazine, 2003, 41(3): 108–113.
- [2] Roh W, Paulraj A. MIMO channel capacity for the distributed antenna systems[A]. Proc 2002 IEEE 56th Conference on Vehicular Technology (VTC) [C]. Vancouver, Canada: IEEE, 2002. 2: 706–709.
- [3] Dai H. Distributed versus co-located MIMO systems with correlated fading and shadowing[A]. 2006 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) [C]. Toulouse, France: IEEE, 2006. 4: 14–19.
- [4] Clark M V, Willis III T M, Greenstein L J, et al. Distributed versus centralized antenna arrays in Broadband wireless networks[A]. Proc 2001 Spring IEEE 53rd Conference on Vehicular Technology (VTC) [C]. Rhodes Island, Greece: IEEE, 2001. 1: 33–37.
- [5] Paulraj A, Nabar R, Gore D. Introduction to Space Time Wireless Communication[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.
- [6] Proakis J G. Digital Communications 4th ed. [M]. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [7] Shao Shi hai, Tang You xi, et al. Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero forcing detection[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2007, 56(6): 3827–3837.
- [8] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication [M]. Cambridge UK: Cambridge University Press, 2005.
- [9] Foschini G J. Layered space time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas[J]. Bell Laboratories Technical Journal, 1996, 1(2): 41–59.
- [10] 鲁恩伯杰著. 蒋正新, 郑梅春译. 最优化的矢量空间方法 [M]. 长沙: 国防工业出版社, 1987.
- [11] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社,

2004.

- [12] Goldsmith A. Wireless Communications[M]. Beijing: Post & Telecom Press, 2007.
- [13] Dong M, Tong L. Optimal design and placement of pilot symbols for channel estimation[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(12): 3055–3069.
- [14] Simon M K, Alouini M S. Digital Communications over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis [M]. New York: Wiley, 2000.
- [15] Abramowitz M, Stegun I A. Handbook of Mathematical Function with Formulas, Graphs, and Mathematical tables, 9th ed. [M]. New York: Dover Press, 1972.
- [16] Walter Rudin 著. 赵慈庚, 蒋译. 数学分析原理 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.

作者简介:



易新平 男, 1983 年生于湖北十堰, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士生. 主要研究方向为分布式多天线信号处理技术.
E-mail: yixingping@uestc.edu.cn



唐友喜 男, 1964 年生于河南潢川, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授、博士生导师. 近年主要研究方向为分布式多天线信号处理技术, 分布式信号管理技术等.
E-mail: tangyx@uestc.edu.cn



邵士海 男, 1980 年生于辽宁抚顺, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室讲师、博士. 主要研究方向为分布式多天线信号处理技术, 多天线扩频通信技术.



吴桐 女, 1985 年生于四川成都, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室硕士生. 主要研究方向为分布式多天线信号处理技术.