

基于不同信道状态信息的 MIMO 中继系统收发信机设计

高伟东 王文博 程昱 彭木根 张欢
(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

摘要: 该文研究了在中继站已知完全信道信息或统计信道信息情况下的多输入多输出(MIMO)中继系统收发信机设计的问题。中继站利用获得的信道状态信息对接收信号进行滤波转发,接收节点采用线性最小均方误差接收机(MMSE)恢复出原始信号。仿真结果表明,所提中继转发策略性能优于传统的放大转发。在高信噪比条件下,基于部分信道状态信息反馈的设计方案可以获得与完全信道状态信息反馈接近的性能。

关键词: 多输入多输出; 中继信道; 滤波; 信道状态信息

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)12-2838-05

Linear Transceiver Design in MIMO Relay Systems with Different Channel State Information

Gao Wei-dong Wang Wen-bo Cheng Yu Peng Mu-gen Zhang Huan
(Key Laboratory of Universal Wireless Communication, Ministry of Education,
Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: The design of transceivers in relaying systems is studied with full Channel State Information (CSI) or partial CSI at the relay. Based on the acquired CSI, the relay filters and retransmits its received signals and the destination recovers the original signals with linear Minimum Mean Square Error (MMSE) receiver. Simulation results show that the proposed relaying scheme is prior to the traditional Amplify-and-Forward (AF) relaying. At high Signal to Noise Ratio (SNR), the scheme based on partial CSI feedback behaves closely to that based on full CSI feedback.

Key words: Multiple-Input Multiple-Output (MIMO); Relay channel; Filter; Channel State Information (CSI)

1 引言

近年来,作为一种可以有效抵抗衰落、提高系统容量的技术,中继通信获得了越来越广泛的关注。与直接通信相比,中继通信可以提供空间分集增益,降低通信中断概率。文献[1]最早研究了中继通信,提出了两种基本的中继方法:放大转发(Amplify-and-Forward, AF)和解码转发(Decode-and-Forward, DF)。在放大转发中,中继站仅仅把接收到的信号按一定的系数进行放大,放大有用信号的同时也放大了噪声;在解码转发中,中继站对接收到的信号进行解调、解码恢复出原始信息,然后再重新编码调制发送。由于解码转发需要中继站的解调解码操作,其实现复杂度较高,带来的处理时延也较大,而且还可能造成误差传播。在未来的移动通信系统中,通信节点普遍配置有多天线,这对中继站的处理能力和时延要求都提出了更大的挑战。因此,对于 MIMO 中继通信系统,有必要研究新的中继处理机制,在提高系统性能的同时保证较低的

实现复杂度。文献[2]提出了一种可以获得信道割集容量的中继处理方法,但是要求系统天线数无穷大。文献[3-5]研究了在中继站处进行线性处理来最大化系统容量的方法,但是要求中继站已知完全的信道状态信息。

不同于上述方法,本文以最小化均方误差为准则,研究在中继站已知完全信道状态信息和统计信道状态信息下的 MIMO 中继滤波转发机制。中继站利用信道估计获得的第 1 跳信道状态信息和反馈的第 2 跳信道状态信息,计算最优的滤波矩阵,然后将接收到的信号经过滤波矩阵滤波后再转发给接收节点。该方案中,中继站滤波矩阵的设计充分考虑到了第 1 跳和第 1 跳链路的信道增益,实现了对两条链路的匹配,因而可以有效地对抗衰落和噪声对系统接收性能的影响,能够有效地应用于实际的通信系统中。

2 信号与系统模型

如图 1 所示,考虑一个单中继站的 MIMO 中继通信系统,源节点、中继站和接收节点分别配置有 N_s , N_r 和 N_d 根天线。假设由于远距离或深衰落的

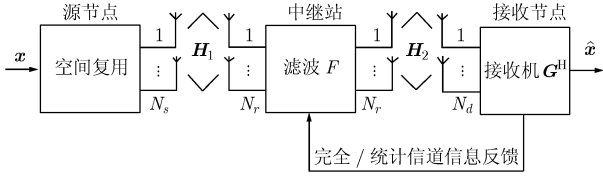


图 1 两跳 MIMO 中继通信系统模型

影响, 不存在源节点和接收节点之间的直传路径。中继站以半双工的方式工作, 整个传输过程分为两个阶段。在第 1 阶段中, 源节点以空间复用的方式发射信号, 中继站进行接收。中继站接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + \mathbf{n}_1 \quad (1)$$

其中 $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$ 是源节点与中继站之间的信道衰落矩阵, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 是源节点的发射信号矢量, $\mathbf{n}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 是中继站的接收高斯白噪声。

在第 2 阶段中, 中继站首先对接收到的信号经过滤波矩阵 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_d}$ 进行线性滤波, 然后将经过处理后的信号转发给接收节点, 我们称这种中继方式为滤波转发(Filter-and-Forward, FF)。接收节点的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_d = \frac{\mathbf{H}_2 \mathbf{F} \mathbf{H}_1}{\tilde{\mathbf{H}}} \mathbf{x} + \frac{\mathbf{H}_2 \mathbf{F} \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2}{\tilde{\mathbf{n}}} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{C}^{N_d \times N_r}$ 是中继站与接收节点之间的信道衰落矩阵, $\mathbf{n}_2 \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ 是接收节点处的加性高斯白噪声, $\tilde{\mathbf{H}}$ 和 $\tilde{\mathbf{n}}$ 可以看作是系统的等效信道衰落矩阵和等效噪声矢量。

根据中继站获得的信道信息程度的不同, 滤波矩阵的设计考虑下面两种情况: (1) 中继站已知 \mathbf{H}_1 和 \mathbf{H}_2 的瞬时信道状态信息; (2) 中继站已知 \mathbf{H}_1 的瞬时信道状态信息, 但仅知 \mathbf{H}_2 服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(\bar{\mathbf{H}}_2, \boldsymbol{\Sigma}_r \otimes \boldsymbol{\Sigma}_t)$, 其中 $\bar{\mathbf{H}}_2$ 是归一化的直直径矩阵, $\boldsymbol{\Sigma}_r$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_t$ 是正定的 Hermite 矩阵, 分别代表接收衰落相关矩阵和发射衰落相关矩阵, 符号 \otimes 代表矩阵的 Kronecker 乘积。在第(2)种情况下, \mathbf{H}_2 在中继站处可以建模为

$$\mathbf{H}_2 = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \bar{\mathbf{H}}_2 + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \boldsymbol{\Sigma}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \boldsymbol{\Sigma}_t^{1/2} \quad (3)$$

其中莱斯因子 K 代表直直径与散射径的功率之比, \mathbf{H}_w 是一个由均值为 0, 方差为 1 的独立同分布复高斯随机变量构成的矩阵。

3 收发信机设计

接收节点通过信道估计可以得到完全的信道状态信息。对于每一个瞬时的信道状态, 接收节点都可以获得相应的最佳接收机的具体形式。设接收检测矩阵为 \mathbf{G}^H , 则接收节点检测后的信号为

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{G}^H (\tilde{\mathbf{H}} \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{n}}) \quad (4)$$

定义均方误差矩阵 \mathbf{E} 为接收信号差错向量的协方差矩阵, 其表达为

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &\triangleq \mathbb{E} \left[(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})^H \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\mathbf{G}^H (\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) \mathbf{G} - \mathbf{G}^H \tilde{\mathbf{H}} - \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{G} + \mathbf{I} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\mathbb{E}(\cdot)$ 代表求数学期望操作, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}$ 是等效噪声矢量的协方差矩阵, 其具体表达式如下:

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = \mathbf{H}_2 \mathbf{F} \mathbf{R}_{\mathbf{n}_1} \mathbf{F}^H \mathbf{H}_2^H + \mathbf{R}_{\mathbf{n}_2} \quad (6)$$

式中 $\mathbf{R}_{\mathbf{n}_1} = \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 和 $\mathbf{R}_{\mathbf{n}_2} = \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_d}$ 分别是中继站和接收节点处的接收噪声方差矩阵。

为了抑制噪声对系统接收性能的影响, 这里采用线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) 接收机。我们以最小化均方误差矩阵的迹为目标, 根据参考文献[6]中的定理 5.1 可知, 要使 $\text{tr}(\mathbf{E})$ 最小, \mathbf{G}^H 必须使得 \mathbf{E} 为对角矩阵。利用矩阵求逆引理, 可以得到接收节点信号检测矩阵的具体表达式:

$$\mathbf{G}^H = \left[(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \right]^H \quad (7)$$

接收机的结构确定之后, 接下来的任务是根据中继站获得的信道状态信息对滤波矩阵进行相应的优化设计。滤波矩阵的设计目标是在满足中继站发射功率约束的条件下, 求解矩阵 \mathbf{F} 使得均方误差矩阵 \mathbf{E} 的迹最小, 从而构成一个在一定条件约束下的最优化问题。下面结合前面给出的两种信道信息反馈的情况分别进行阐述。

3.1 中继站已知 \mathbf{H}_2 的完全信息

对信道衰落矩阵 \mathbf{H}_1 、 \mathbf{H}_2 以及滤波矩阵 \mathbf{F} 分别进行奇异值分解, 可以得到

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{U}_1 \boldsymbol{\Lambda}_1^{1/2} \mathbf{V}_1^H \quad (8)$$

$$\mathbf{H}_2 = \mathbf{U}_2 \boldsymbol{\Lambda}_2^{1/2} \mathbf{V}_2^H \quad (9)$$

$$\mathbf{F} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Lambda}^{1/2} \mathbf{V}^H \quad (10)$$

式中 $\mathbf{U}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$, $\mathbf{U}_2 \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ 和 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 分别是 \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 和 \mathbf{F} 的左奇异向量; $\mathbf{V}_1 \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$, $\mathbf{V}_2 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d}$ 分别是 \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 和 \mathbf{F} 的右奇异向量; $\boldsymbol{\Lambda}_1^{1/2} = \text{diag}\{\lambda_{1,1}, \dots, \lambda_{1,M}\}$, $\boldsymbol{\Lambda}_2^{1/2} = \text{diag}\{\lambda_{2,1}, \dots, \lambda_{2,M}\}$ 和 $\boldsymbol{\Lambda}^{1/2} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_{2,K}\}$ 分别是 \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 和 \mathbf{F} 的奇异值矩阵; M , N 和 K 是奇异值矩阵的秩。

将表达式(6)–式(10)代入到式(5)中, 由于对矩阵求迹运算是 Schur-凹函数, 要使 \mathbf{E} 为对角矩阵, 必须有 $\mathbf{U} = \mathbf{V}_2$, $\mathbf{V} = \mathbf{U}_1$ 成立, 即 $\mathbf{F} = \mathbf{V}_2 \boldsymbol{\Lambda}^{1/2} \mathbf{U}_1^H$, 同时可以得到均方误差矩阵的简化形式:

$$\mathbf{E} = \left[\mathbf{I} + \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{\Lambda}_1 \boldsymbol{\Lambda}_2 (\boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{\Lambda}_2 + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \right]^{-1} \quad (11)$$

因此问题转化为求解滤波矩阵的奇异值,使得均方误差矩阵的迹最小。设 $N_s = N_r = N_d = K$, 即源节点、中继站和接收节点具有相同的天线数目, 本文建立如下的标量最优化求解问题:

$$\min_{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L} \text{tr}(\mathbf{E}) = \sum_{i=1}^K \frac{1 + \lambda_{2,i} \lambda_i}{1 + \lambda_{2,i} (1 + \lambda_{1,i}) \lambda_i} \quad (12)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^K (1 + \lambda_{1,i}) \lambda_i \leq P_R, \quad \lambda_i \geq 0 \quad (13)$$

式中 P_R 是中继站的最大发射功率约束。由于目标函数是凹函数, 约束条件是仿射函数, 因此该最优化问题是典型的凹函数优化问题。利用 KKT (Karush-Kuhn-Tucker) 最优化条件^[7]求解该最优化问题, 得到如下的拉格朗日方程:

$$L = \sum_{i=1}^K \frac{1 + \lambda_{2,i} \lambda_i}{1 + \lambda_{2,i} (1 + \lambda_{1,i}) \lambda_i} - \alpha \left[P_R - \sum_{i=1}^K (1 + \lambda_{1,i}) \lambda_i \right] + \beta_i \lambda_i \quad (14)$$

式中 α 和 β_i ($i = 1, 2, \dots, L$) 是拉格朗日乘子。对 L 进行微分, 并且令 $\partial L / \lambda_i = 0$, 得到如下的 KKT 条件:

$$\left. \begin{aligned} \frac{-\lambda_{1,i} \lambda_{2,i}}{[1 + \lambda_{2,i} (1 + \lambda_{1,i}) \lambda_i]^2} + \alpha (1 + \lambda_{1,i}) + \beta_i &= 0 \\ \beta_i \lambda_i &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

通过求解上面的方程组, 可以得到 λ_i 的解为 $\lambda_i =$

$$\left[\frac{\sqrt{\frac{\lambda_{1,i} \lambda_{2,i}}{1 + \lambda_{1,i}} \left(P_R + \sum_{j=1}^L \frac{1}{\lambda_{2,j}} \right)} - \sum_{j=1}^L \sqrt{\frac{\lambda_{1,i}}{\lambda_{2,j} (1 + \lambda_{1,i})}}}{\lambda_{2,i} (1 + \lambda_{1,i}) \sum_{j=1}^L \sqrt{\frac{\lambda_{1,i}}{\lambda_{2,j} (1 + \lambda_{1,i})}}} \right]^+ \quad (16)$$

式中 $[x]^+ = \max[0, x]$, 保证矩阵 \mathbf{F} 的奇异值非负。

3.2 中继已知 \mathbf{H}_2 的统计信息

在实际的通信系统中, 作为第 2 跳链路的发射端, 中继站要想获得 \mathbf{H}_2 的完全信息需要大量的信道信息反馈。在这种情况下, 如果中继站能够利用 \mathbf{H}_2 在一段时间内的统计信息对收发射机进行优化设计, 则能够大大减少信道信息反馈量。

假设接收节点总是能够获得 \mathbf{H}_2 的完全信息, 所以接收机的结构与 3.1 节中的相同, 而滤波矩阵则具有不同的形式。将表达式(6), 式(7)以及等效矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的表达式代入到式(5)中, 利用矩阵求逆的凸函数性质, 可以得到均方误差矩阵的等价形式:

$$\mathbf{E} = \left\{ \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^H \mathbf{F}^H \mathcal{E} \left[\left\{ \mathbf{H}_2^H \left(\mathbf{H}_2 \mathbf{F} \mathbf{R}_{n_1} \mathbf{F}^H \mathbf{H}_2^H + \mathbf{R}_{n_2} \right)^{-1} \mathbf{H}_2 \right\} \mathbf{F} \mathbf{H}_1 \right] \right\}^{-1} \quad (17)$$

利用矩阵求逆的性质 $\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}^{-1} = (\mathbf{A} \mathbf{B})^{-1}$, 式(17)可以进一步化简为

$$\mathbf{E} = \left\{ \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^H \mathbf{F}^H \left[\mathbf{R}_{n_1} \mathbf{F} \mathbf{F}^H + \mathbf{R}_{n_2} \left(\mathcal{E} \left(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \right) \right)^{-1} \right]^{-1} \mathbf{F} \mathbf{H}_1 \right\}^{-1} \quad (18)$$

因为 $\mathbf{H}_2 \sim \mathcal{CN}(\bar{\mathbf{H}}_2, \boldsymbol{\Sigma}_r \otimes \boldsymbol{\Sigma}_t)$, 根据参考文献[8]中的引理 2.7 可知,

$$\mathcal{E}(\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2) = \bar{\mathbf{H}}_2^H \bar{\mathbf{H}}_2 + \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_t) \boldsymbol{\Sigma}_r^T \quad (19)$$

成立。令 $\boldsymbol{\Phi} = \bar{\mathbf{H}}_2^H \bar{\mathbf{H}}_2 + \text{tr}(\boldsymbol{\Sigma}_t) \boldsymbol{\Sigma}_r^T$, 对 $\boldsymbol{\Phi}$ 进行特征值分解, 可以得到

$$\boldsymbol{\Phi} = \mathbf{U}_\Phi \boldsymbol{\Lambda}_\Phi \mathbf{U}_\Phi^H \quad (20)$$

式中, 酉矩阵 \mathbf{U}_Φ 是特征向量, $\boldsymbol{\Lambda}_\Phi = \text{diag}\{\lambda_{\Phi,1}, \dots, \lambda_{\Phi,N}\}$ 是特征值矩阵。注意到 $\boldsymbol{\Sigma}_t$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_r$ 都是 Hermitian 矩阵, 因此 $\boldsymbol{\Phi}$ 也是 Hermitian 矩阵, 并且其特征值矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}_\Phi$ 中的元素为实数。将式(19), 式(20)代入到式(18)中, 可以得出要使 \mathbf{E} 为对角矩阵, 必须有 $\mathbf{U} = \mathbf{U}_\Phi$, $\mathbf{V} = \mathbf{U}_1$, 同时可以得到

$$\mathbf{E} = \left\{ \mathbf{I} + \boldsymbol{\Lambda}_1 \left[\mathbf{I} + \sigma^2 (\boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{\Lambda}_\Phi \boldsymbol{\Lambda})^{-1} \right]^{-1} \boldsymbol{\Lambda} \right\}^{-1} \quad (21)$$

同样地, 我们建立如下的最优化问题:

$$\min_{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L} \text{tr}(\mathbf{E}) = \sum_{i=1}^L \frac{\sigma^2 + \lambda_{\Phi,i} \lambda_i^2}{\sigma^2 + \lambda_{\Phi,i} (1 + \lambda_{1,i}^2) \lambda_i^2} \quad (22)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^L (1 + \lambda_{1,i}^2) \lambda_i^2 \leq P_R, \quad \lambda_i^2 \geq 0 \quad (23)$$

通过比较式(12), 式(13)与式(22), 式(23)可知, 两种情况下的优化目标函数的结构相同, 并且具有相同的约束条件, 因此解也具有相似的表达式, 只需对其中的一些常量进行相应的替换。利用与 2.1 节中相同的求解方法, 可以得到此时的最优解为 $\lambda_i =$

$$\left[\frac{\sqrt{\frac{\lambda_{1,i} \lambda_{\Phi,i}}{1 + \lambda_{1,i}} \left(P_R + \sum_{j=1}^L \frac{1}{\lambda_{\Phi,j}} \right)} - \sum_{j=1}^L \sqrt{\frac{\lambda_{1,i}}{\lambda_{\Phi,j} (1 + \lambda_{1,i})}}}{\lambda_{\Phi,i} (1 + \lambda_{1,i}) \sum_{j=1}^L \sqrt{\frac{\lambda_{1,i}}{\lambda_{\Phi,j} (1 + \lambda_{1,i})}}} \right]^+ \quad (24)$$

4 性能分析

本节给出滤波转发与传统的 AF 和 DF 中继的性能比较, 并且分析了中继站已知完全信道信息以及统计信道信息下滤波转发的性能。在仿真中, 信道均值 $\bar{\mathbf{H}}_2$ 是一个由服从复高斯分布 $(0, \mathbf{I}_{N_d} \otimes \mathbf{I}_{N_r})$ 随机变量构成的矩阵, 并假设在一次仿真中保持不变。 $\boldsymbol{\Sigma}_t$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_r$ 都是 Toeplitz 矩阵, 并且满足 $(\boldsymbol{\Sigma}_t)_{i,j}$

$= \rho_t^{i-j}$, $(\Sigma_r)_{i,j} = \rho_r^{i-j}$ 。 ρ_t 和 ρ_r 分别是发射端和接收端的衰落相关系数。在仿真中 $\rho_t = 0.8$, $\rho_r = 0.2$, 莱斯因子 K 的值始终保持为 1。为了比较不同信噪比下的系统性能, 这里采用相对于第一跳信道的归一化信道参数, 定义为

$$p \triangleq [10\lg(\gamma_1/\gamma_1), 10\lg(\gamma_2/\gamma_1)] \quad (25)$$

式中 γ_1 和 γ_2 分别是第 1 跳和第 2 跳的信噪比。

图 2 给出了 $p = [0, 0]$ dB, 每个节点配置 2 根天线或 4 根天线下的 MSE 性能曲线。从图中可以看出, 无论节点配置 2 天线还是 4 天线, DF 的性能都优于其它两种方法。但是需要特别说明的是, 在 DF 中假设中继站总能正确解码, 而在在实际系统中 DF 中继可能会存在错误解码的情况, 故实际的性能比图示的性能要差。当节点天线数为 2 时, 在信噪比较高时, FF 与 AF 的性能差异不大, 原因是此时的噪声功率有限, AF 的噪声放大作用对接收性能的影响不大。但是当节点配置 4 天线且信噪比较低时, FF 的性能显著优于 AF 的性能, 在均方误差为 2.5 时有大约 2 dB 的性能增益。

图 3 是 $p = [0, 3]$ dB 时各种中继策略的 MSE 性能比较。由于信号在第 1 跳中的衰减比较大, AF 可以很好地弥补信道衰落的影响, 因此 AF 亦可以获得较好的性能。FF 的优势仍然体现在多天线、低信噪比的环境下, 在均方误差为 2.5 处相对于 AF 有大约 1 dB 的性能提升。

图 4 是 $p = [3, 0]$ dB 时的 MSE 性能曲线比较, 此时相当于第 2 跳信道受限的场景。在这种情况下, 滤波转发中继表现出非常好的性能。当节点配置 2 天线时, 在低中信噪比下, FF 的性能显著优于 AF 的性能。当节点配置 4 天线时, 无论在高信噪比还是低信噪比的情况下, FF 的性能都要优于 AF 的性能, 在 $\gamma_1 = 3$ dB 处, FF 与 AF 相比有 20% 的性能

增益。值得注意的是, 当 $\gamma_1 < 3$ dB 时, FF 的性能甚至要优于 DF 的性能。

图 5 分别比较了中继站已知完全信道状态信息、信道均值信息、信道均值和协方差信息下系统的 MSE 性能。这里 $\text{SNR} = \gamma_1 = \gamma_2$, 即 $p = [0, 0]$ dB。当信噪比小于 10 dB 时, 信道完全反馈相对于其他两种信道反馈方式有明显的性能增益, 因为此时系统的 MSE 主要是由系统的低发射信噪比造成的。随着信噪比的提高, 信道均值和方差反馈可以获得与完全信道反馈接近的性能。不管在何种信噪比下, 均值和方差反馈下 FF 的性能都优于单纯均值反馈下 FF 的性能。

图 5 给出了各种信道反馈条件下滤波中继与传统放大转发中继系统的 BER 性能比较。从图中可以看出, 与 AF 相比, 即使是基于信道均值反馈的滤波中继, 也能获得显著的性能增益。同时随着反馈的信道状态信息量的增加, 系统的误码率性能逐渐提高。但在高信噪比下, 完全信道反馈与信道均值和方差反馈方案相比性能增益不大, 因此在特定条件下可以替代完全信道反馈方案。

5 结束语

本文研究了中继站已知完全信道状态信息或统计信道状态信息下的滤波转发中继收发信机设计问题。利用获得的信道状态信息, 中继站对接收信号进行滤波后转发。通过分析比较在不同信道环境、不同天线数目情况下的性能可知, 滤波转发相对于传统 AF 中继可以获得显著的性能增益。在高信噪比环境下, 中继站已知统计信道信息的 FF 中继可以获得与中继站已知完全信道信息的 FF 中继接近的性能。鉴于本文的研究场景是单用户、单中继站, 下一步的工作是研究多中继站、多用户下的 MIMO 中继信道收发信机设计问题。

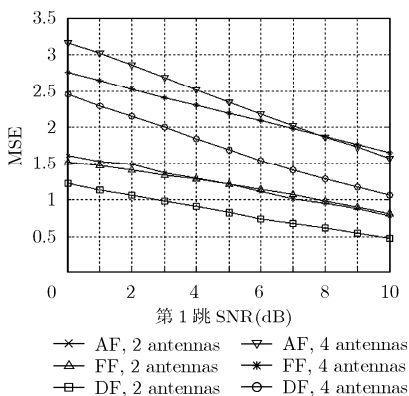


图 2 $p = [0, 0]$ dB 时的均方误差性能比较

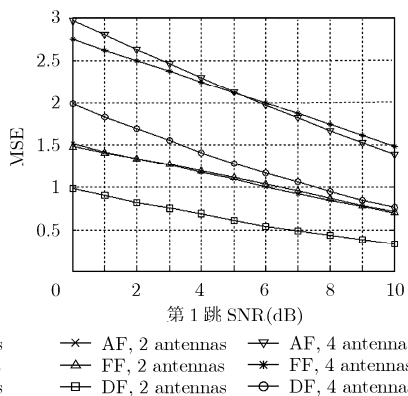


图 3 $p = [0, 3]$ dB 时的均方误差性能比较

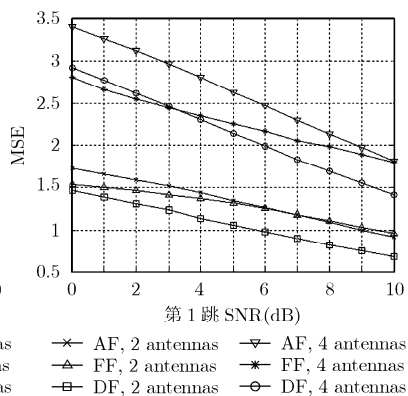


图 4 $p = [3, 0]$ dB 时的均方误差性能比较

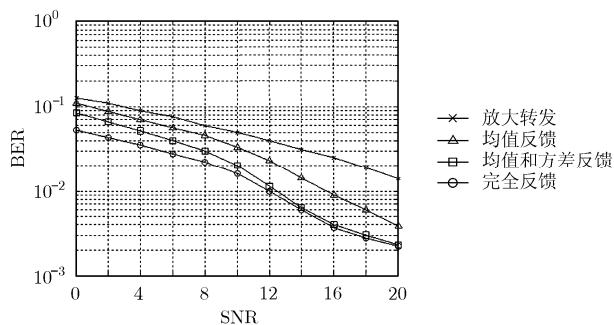


图 5 不同信道状态信息下 FF 的 MSE 性能比较

参 考 文 献

- [1] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062–3080.
 - [2] Bolcskei H, Nabar R U, and Oyman O, *et al.* Capacity scaling laws in MIMO relay networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(6): 1433–1444.
 - [3] Munoz-Medina O, Vidal J, and Agustin A. Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(6): 2593–2604.
 - [4] Tang X and Hua Y. Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(4): 1398–1407.
 - [5] Guan W and Luo H. Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(7): 517–519.
 - [6] Kermoal J P, Schumacher L, and Pedersen K I, *et al.* A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(6): 1211–1266.
 - [7] Palomar D P. A unified framework for communications through MIMO channels [D]. [Ph.D. dissertation], Technical University of Catalonia, 2003.
 - [8] Boyd S and Vandenberghe L. *Convex Optimization* [M]. Cambridge, Cambridge University Press, 2004: 243–244.
- 高伟东: 男, 1981 年生, 博士生, 从事通信信号处理、协作通信的研究。
- 王文博: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 北京邮电大学研究生院院长, 主要研究方向为未来移动通信系统的关键技术、通信信号处理等。
- 程 昱: 女, 1984 年生, 硕士生, 研究方向为协作通信。