

文章编号:1007-5321(2010)02-0029-05

MIMO 中继系统中的线性鲁棒收发机联合设计

张 彬, 贺志强, 牛 凯

(泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学), 北京 100876)

摘要: 为了获得理想的信道估计, 针对单中继节点的非再生多输入多输出中继系统及部分信道状态信息, 提出了一种鲁棒的基于最小均方误差准则的线性收发机联合设计方案. 假设信道估计误差是独立的复高斯变量, 在源节点和中继节点平均发射功率受限的条件下, 对源节点、中继节点和目的节点进行联合设计, 通过迭代算法可得到各节点的线性处理矩阵. 仿真结果表明, 与其他方案相比, 联合设计方案具有较好的鲁棒性和误比特率性能.

关 键 词: 多输入多输出中继系统; 信道状态信息; 最小均方误差; 联合设计

中图分类号: TN911.22

文献标志码: A

Robust Linear Transceiver Design in MIMO Relay System

ZHANG Bin, HE Zhi-qiang, NIU Kai

(Key Laboratory of Universal Wireless Communications (Beijing University of Posts and Telecommunications),
Ministry of Education, Beijing 10086, China)

Abstract: Considering that the channel state information is often imperfect due to the noise and interference, a robust joint linear transceiver design scheme is proposed based on minimum mean square error criterion for a non-regenerative multiple-input multiple-output (MIMO) relay system. Assuming that the channel estimation errors are independent complex Gaussian with zero mean and known second-order statistics, the processing matrices at the source, relay and destination nodes could be derived through an iterative algorithm under average power constraint at both the source and the relay nodes. Simulations show that the joint design scheme is more robust and it can achieve a better bit error rate performance compared with the conventional zero forcing and minimum mean square error transceiver design schemes.

Key words: multiple-input multiple-output relay system; channel state information; minimum mean square error; joint design

无线中继技术引入空间分集, 可以有效地对抗信道衰落, 延伸通信距离, 提高无线系统的通信质量, 是未来网络的发展趋势^[1]. 与单天线系统相比, 多输入多输出 (MIMO) 技术可以充分利用系统的空间自由度, 大大提高频谱利用率, 已经成为下一代移动通信系统的关键技术^[2]. MIMO 中继系统将无线中继技术与 MIMO 技术有效地结合起来, 进一步提高了中继网络的容量及系统性能^[3], 已经成为越来

越多学者研究的热点. 在无线中继系统中, 非再生中继是指中继节点只对接收到的信号作放大转发 (AF, amplify-and-forward)^[1], 而不进行译码, 降低了中继节点的处理复杂度. 研究表明, 对于非再生 MIMO 中继系统, 在中继节点对信号进行一定的线性处理后再转发, 与只进行放大转发相比可获得更好的性能^[4-5], 如迫零 (ZF, zero forcing) 方案和最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error)

收稿日期: 2009-06-15

基金项目: 国家重点基础研究发展计划项目 (2007CB310604, 2009CB320401); 国家高技术研究发展计划项目 (2009AA01Z233)

作者简介: 张 彬 (1983—), 男, 博士生, E-mail: zhangbin.bupt@gmail.com; 贺志强 (1976—), 男, 副教授.

方案. 为进一步提高系统的误码率 (BER) 性能, 文献[6]提出一种对中继节点和目的节点进行联合设计的方案. 文献[7]中以最大化系统容量为目标, 研究了源节点和中继节点的联合优化. 值得注意的是, 以上方案均假设信道状态信息是理想的. 然而, 在实际的通信系统中, 由于存在噪声和干扰, 理想的信道估计难以实现. 所以, 在收发机的设计中应考虑信道的估计误差.

本文基于 MMSE 准则, 在只获得部分信道状态信息的情况下, 提出了一种联合设计方案, 通过迭代算法得到了各节点的线性处理矩阵表达式, 并进行了仿真.

1 单中继非再生 MIMO 中继系统

单中继节点的 MIMO 中继系统如图 1 所示. 设源节点有 N_s 根发射天线, 中继节点的接收天线和发射天线数均为 N_r , 目的节点的天线数为 N_d . 由于源节点和目的节点相距较远, 信号衰落严重, 设计中不考虑直传路径. 假设中继节点不能同时收发信号, 完整的信号传输过程采用半双工方式.

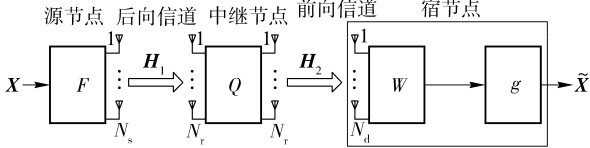


图 1 单中继节点的 MIMO 中继系统框图

在第 1 个时隙中, 源节点的信号经过线性处理后通过后向信道 (BC, backward channel) 传至中继节点, 接收信号为

$$y_r = H_1 F x + n_1 \quad (1)$$

其中, H_1 表示 $N_r \times N_s$ 的后向信道矩阵, 其元素是独立同分布的复高斯随机变量, 均值为 0, 方差为 1; F 为 $N_s \times N_s$ 的源节点线性处理矩阵; x 和 n_1 分别为 $N_s \times 1$ 和 $N_r \times 1$ 的信号及中继节点处的加性高斯白噪声向量, 满足 $E(xx^H) = I_{N_s}$ 和 $E(n_1 n_1^H) = \sigma_1^2 I_{N_r}$, 其中, σ_1^2 为噪声向量 n_1 中每个元素的方差; I_{N_s} 和 I_{N_r} 分别表示 $N_s \times N_s$ 和 $N_r \times N_r$ 的单位阵; $E(\cdot)$ 表示求期望. 假设源节点的平均发射功率受限, 则处理矩阵 F 必须满足

$$p(F) = \text{tr}(FF^H) \leq P_s \quad (2)$$

其中 P_s 为源节点功率. 在第 2 个时隙中, 中继节点首先对接收到的信号进行线性处理 (相当于依次做接收波束成型, 天线间功率分配, 发送波束成型),

然后再通过前向信道 (FC, forward channel) 转发给接收端. 因此, 目的节点的接收信号可表示为

$$y_d = H_2 Q H_1 F x + H_2 Q n_1 + n_2 \quad (3)$$

其中, H_2 表示 $N_d \times N_r$ 的前向信道矩阵, 其元素是独立同分布的复高斯随机变量, 均值为 0, 方差为 1; Q 为中继节点的线性处理矩阵; n_2 为满足 $E(n_2 n_2^H) = \sigma_2^2 I_{N_d}$ 的加性高斯白噪声向量. 假设中继节点的发射功率为 P_r , 则 Q 应满足

$$p(Q) = \text{tr}[Q(H_1 F F^H H_1^H + \sigma_1^2 I_{N_r}) Q^H] \leq P_r \quad (4)$$

在接收端进行线性处理后, 得到发送信号的估计为

$$\tilde{x} = \bar{W} (H_2 Q H_1 F x + H_2 Q n_1 + n_2) \quad (5)$$

其中, $\bar{W} = gW$ 为目的节点的等效线性处理矩阵, g 是引入的辅助参数, 利用它可以得到拉格朗日乘子的解析解, 从而降低了优化问题的求解复杂度^[8].

考虑到信道估计误差, 可建立信道模型

$$H_1 = \bar{H}_1 + \Delta H_1 \quad (6)$$

$$H_2 = \bar{H}_2 + \Delta H_2 \quad (7)$$

其中, \bar{H}_1 和 \bar{H}_2 分别为后向信道矩阵和前向信道矩阵的准确值, ΔH_1 和 ΔH_2 为后向和前向信道估计误差, 两跳信道的估计误差相互独立. 信道估计误差 ΔH_1 中的元素相互独立, 服从均值为 0、方差为 $\sigma_{H_1}^2$ 的复高斯随机分布; ΔH_2 中的每个元素服从均值为 0、方差为 $\sigma_{H_2}^2$ 的复高斯分布. 因此, $E(H_1 H_1^H) = \varepsilon_1^2 \mathbf{1}_{N_s}$, $E(H_2 H_2^H) = \varepsilon_2^2 \mathbf{1}_{N_r}$, 其中 $\varepsilon_1^2 = N_s \sigma_{H_1}^2$, $\varepsilon_2^2 = N_r \sigma_{H_2}^2$, $\mathbf{1}_{N_s}$ 和 $\mathbf{1}_{N_r}$ 分别表示 $N_s \times N_s$ 和 $N_r \times N_r$ 的全 1 矩阵 (矩阵元素均为 1).

2 收发机联合设计方案

对于第 1 节所述的信道模型, 目的节点得到的发送信号的估计为

$$\tilde{x} = \bar{W} [(\bar{H}_2 + \Delta H_2) Q (\bar{H}_1 + \Delta H_1) F x + (\bar{H}_2 + \Delta H_2) Q n_1 + n_2] \quad (8)$$

因此, 系统的均方误差 (MSE) 为

$$\begin{aligned} \text{MSE}(F, Q, W, g) &= E(\|\tilde{x} - x\|^2) = \\ &\text{tr}\{g^2 W [\bar{H}_2 Q \bar{H}_1 F F^H \bar{H}_1^H Q^H \bar{H}_2^H + \sigma_1^2 I_{N_d} + \\ &\sigma_{H_1}^2 \text{tr}(F F^H) \bar{H}_2 Q Q^H \bar{H}_2^H + \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(Q \bar{H}_1 F F^H \bar{H}_1^H \times \\ &Q^H) I_{N_d} + \sigma_{H_1}^2 \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(F F^H) \text{tr}(Q Q^H) I_{N_d} + \sigma_1^2 \bar{H}_2 \times \\ &Q Q^H \bar{H}_2^H + \sigma_1^2 \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(Q Q^H) I_{N_d}] W^H\} - \\ &\text{tr}(I_{N_s} - g W \bar{H}_2 Q \bar{H}_1 F - g F^H \bar{H}_1^H Q^H \bar{H}_2^H W^H) \end{aligned} \quad (9)$$

联合设计 MIMO 中继系统中源节点、中继节点和目的节点的线性处理矩阵, 可使 MSE 最小. 考虑到源

节点和中继节点的发射功率受限,整个联合设计方案的优化问题可以归结为

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{W}, g} \text{MSE}(\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{W}, g) \\ \text{s. t. } p(\mathbf{F}) = \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \leq P_s \\ P(\mathbf{Q}) = \text{tr}[\mathbf{Q}(\bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{F} \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}_1^H + \\ \sigma_{H_1}^2 \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \mathbf{I}_{N_r} + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{Q}^H] \leq P_r \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

可以看出,目标函数和约束条件都是非凸的.根据式(10),可以构造拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} L(\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{W}, g, \lambda_1, \lambda_2) = \\ \text{MSE}(\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{W}, g) + \lambda_1 [\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) - P_s] + \\ \lambda_2 \{ \text{tr}[\mathbf{Q}(\bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{F} \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}_1^H + \sigma_{H_1}^2 \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \mathbf{I}_{N_r} + \\ \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{Q}^H] - P_r \} \end{aligned} \quad (11)$$

其中 λ_1 和 λ_2 为拉格朗日乘子. 根据一阶 KKT 条件^[9]可求得

$$\lambda_2 = \frac{\sigma_2^2 \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)}{P_r} g^2 = \vartheta g^2 \quad (12)$$

$$\lambda_1 = g^2 / P_s [\text{tr}(\sigma_1^2 \hat{\mathbf{H}}_2 \hat{\mathbf{H}}_2^H) + \sigma_1^2 \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H) \times \\ \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) + \vartheta \text{tr}(\sigma_1^2 \mathbf{Q}\mathbf{Q}^H)] \quad (13)$$

其中 $\vartheta = \frac{\sigma_2^2 \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)}{P_r}$. 三节点的处理矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{F} = [\bar{\mathbf{H}}_1^H \hat{\mathbf{H}}_2^H \hat{\mathbf{H}}_2 \bar{\mathbf{H}}_1 + \lambda_1 \mathbf{I}_{N_s} + \lambda_2 \bar{\mathbf{H}}_1^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{H}}_1 + \\ \sigma_{H_1}^2 \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_2 \hat{\mathbf{H}}_2^H) \mathbf{I}_{N_s} + \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{W}}^H) \times \\ \bar{\mathbf{H}}_1^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \bar{\mathbf{H}}_1 + \lambda_2 \sigma_{H_1}^2 \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H) \mathbf{I}_{N_s} + \\ \sigma_{H_1}^2 \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H) \text{tr}(\bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{W}}^H) \mathbf{I}_{N_s}]^{-1} \bar{\mathbf{H}}_1^H \hat{\mathbf{H}}_2^H \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} = [\bar{\mathbf{H}}_2^H \bar{\mathbf{W}}^H \bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{H}}_2 + \lambda_2 \mathbf{I}_{N_r} + \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\bar{\mathbf{W}} \bar{\mathbf{W}}^H) \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \times \\ \bar{\mathbf{H}}_2^H \bar{\mathbf{W}}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}_1^H [\bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{F} \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}_1^H + \sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_r} + \\ \sigma_{H_1}^2 \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \mathbf{I}_{N_r}]^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W} = g^{-1} \hat{\mathbf{H}}_1^H \bar{\mathbf{H}}_2^H [\bar{\mathbf{H}}_2 \hat{\mathbf{H}}_1 \hat{\mathbf{H}}_1^H \bar{\mathbf{H}}_2 + \sigma_1^2 \bar{\mathbf{H}}_2 \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{H}}_2^H + \\ \sigma_{H_1}^2 \bar{\mathbf{H}}_2 \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{H}}_2^H \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) + \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_1 \hat{\mathbf{H}}_1^H) \mathbf{I}_{N_d} + \\ \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_d} + \sigma_{H_1}^2 \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H) \text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \mathbf{I}_{N_d} + \\ \sigma_1^2 \sigma_{H_2}^2 \text{tr}(\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H) \mathbf{I}_{N_d}]^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

其中,等效信道矩阵为 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \bar{\mathbf{H}}_2 \mathbf{Q} \bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{F}$; $\hat{\mathbf{H}}_1 = \mathbf{Q} \bar{\mathbf{H}}_1 \mathbf{F}$; $\hat{\mathbf{H}}_2 = \mathbf{W} \bar{\mathbf{H}}_2 \mathbf{Q}$. \mathbf{F} 表示发送维纳(Wiener)滤波器^[10], $\bar{\mathbf{W}}$ 表示接收维纳滤波器,而 \mathbf{Q} 则由1个接收维纳滤波器和1个发送维纳滤波器级联而成.

可以看到,源节点、中继节点和目的节点的线性处理矩阵是相互联系的, \mathbf{F} 、 \mathbf{Q} 、 \mathbf{W} 中的任何一个矩阵都依赖于其他2个矩阵,可以通过迭代方式求出.迭代算法包括5个步骤.

- 1) 初始化:令 $\mathbf{F} = \mathbf{I}_{N_s}$, $\mathbf{Q} = \mathbf{I}_{N_r}$.
- 2) 根据式(16)计算 \mathbf{W} ,然后根据式(13)和式

(12)分别计算 λ_1 和 λ_2 ;

3) 根据式(14)和式(15)计算更新 \mathbf{F} 和 \mathbf{Q} ;

4) 计算 $\|\mathbf{Q}^i - \mathbf{Q}^{i-1}\|^2 \leq \varepsilon$ 和 $\|\mathbf{F}^i - \mathbf{F}^{i-1}\|^2 \leq \varepsilon$ 是否都成立,如果成立继续下一步;否则重复2)和3). 这里的 ε 是事先设定的阈值,表示相邻2次迭代中矩阵取值变化的大小(注意, ε 取值的大小对算法的精度和复杂度均有影响, ε 取值越小,计算结果越精确,但时间复杂度也越高). \mathbf{F}^i 和 \mathbf{Q}^i 表示在第 i 次迭代中矩阵 \mathbf{F} 和 \mathbf{Q} 的值, \mathbf{F}^{i-1} 和 \mathbf{Q}^{i-1} 的含义与此类似.

5) 根据式(2)和式(4),归一化 \mathbf{F} 和 \mathbf{Q} ,使其满足源节点和中继节点的发射功率约束.

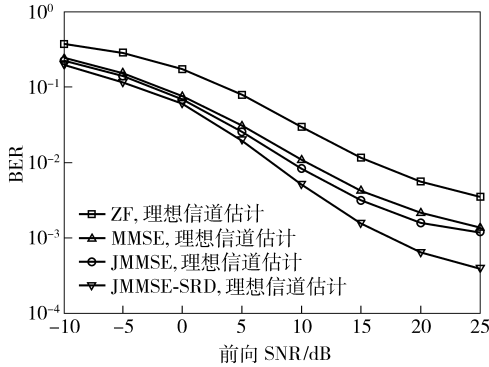
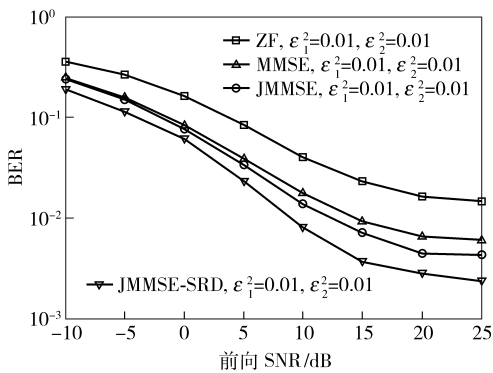
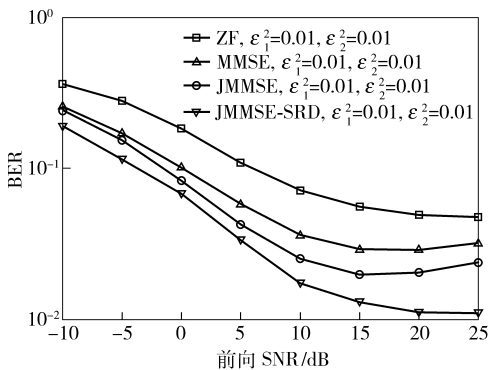
在上述迭代过程中,均方误差 $\text{MSE}(\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{W}, g)$ 是单调减小的,此外,均方误差值的下界为零,这两点保证了该迭代算法的收敛性. 另外,应说明的是,引入辅助参数 g 只是为了方便优化问题的求解, g 对算法的收敛性和系统的 BER 性能均无影响.

3 仿真结果

为了验证联合设计方案的优越性,在 $N_s = N_r = N_d = 4$ 的 MIMO 中继系统中进行了仿真. 假设两跳信道均是准静态衰落(信道在1个数据块内不发生变化,数据块的长度为120 bit)的瑞利信道. 前向信道和后向信道的信噪比分别定义为 $R_2 = P_r / (N_r \sigma_2^2)$ 和 $R_1 = P_s / (N_s \sigma_1^2)$. 限于篇幅,在仿真过程中假设 $R_1 = 20$ dB 不变,只考察误码率随 R_2 变化的情况. 数据采用 QPSK 调制,考虑到计算精度和复杂度的折中,取 $\varepsilon = 0.0001$. 此外,为加快迭代算法收敛速度,设置一个迭代次数的上限 $I_{up} = 30$ 次.

在理想信道估计($\sigma_{H_1}^2 = \sigma_{H_2}^2 = 0$)的特殊情况下,比较了本文提出的基于 MMSE 准则的联合设计方案(JMMSE-SRD)与文献[4]中提出的 ZF、MMSE 方案以及文献[6]中提出的 JMMSE 方案的误码率性能,如图2所示. 很明显,文中提出的方案可以获得较好的误码率性能,尤其当 BER 为 10^{-3} 时,与 JMMSE 方案相比,联合设计方案可获得 5 dB 以上的信噪比增益. 与其他方案相比,此性能差异更为明显.

针对不同大小的信道估计误差,比较了几种方案的 BER 性能,如图3和图4所示. 在设计 ZF、MMSE 以及 JMMSE 方案时并未考虑信道估计误差,认为信道的估计值为真值. 图3中 $\varepsilon_1^2 = \varepsilon_2^2 = 0.01$;

图 4 中 $\varepsilon_1^2 = \varepsilon_2^2 = 0.04$.图 2 $\varepsilon_1^2 = \varepsilon_2^2 = 0$ 时几种方案的 BER 性能图 3 $\varepsilon_1^2 = \varepsilon_2^2 = 0.01$ 时几种方案的 BER 性能图 4 $\varepsilon_1^2 = \varepsilon_2^2 = 0.04$ 时几种方案的 BER 性能

从仿真结果可以得出 3 个结论.

1) 在任意信噪比下,信道估计误差取任意值时,文中提出的 JMMSE-SRD 方案的 BER 性能都优于其他几种设计方案;

2) 信道估计的误差越大, JMMSE-SRD 方案相对于其他方案来说 BER 性能增益越明显;

3) 信噪比越高(噪声越小), JMMSE-SRD 方案的 BER 性能改善越明显.

对于结论 1), 因为本文提出的 JMMSE-SRD 方

案中增加了源节点发送处理矩阵的设计(注意,这里只比较了 JMMSE-SRD 方案与 JMMSE 方案的区别),在设计信号处理矩阵时综合考虑了前向信道和后向信道的信道状态信息.值得注意的是, JMMSE-SRD 方案不一定要源节点必须获得这两跳的信道状态信息,它可以由中继节点来完成发端处理矩阵的计算,然后将结果反馈给源节点.对于结论 2) 和结论 3), 因为在接收端总的干扰包括信道估计误差造成的干扰和噪声两部分,信道估计误差越大,信噪比越高(即噪声越小),由信道估计误差带来的干扰在总干扰中占的比例就越大.由于文中提出的鲁棒设计方案在一定程度上补偿了信道估计误差带来的影响,所以误码率性能的改善在这 2 种情况下会更加明显.

4 结束语

本文针对单个中继节点的非再生 MIMO 中继系统,考虑非理想信道估计,在只获得部分信道状态信息的基础上,提出了一种基于最小均方误差准则的多结点线性收发机联合设计方案.仿真结果表明,与现有的几种方案相比,文中提出的联合设计方案综合了中继系统中前向信道和后向信道的信道状态信息及其估计误差,具有更好的误码率性能和鲁棒性.

参考文献:

- [1] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Trans on Inf Theory, 2004, 50: 3062-3080.
- [2] 张平. Beyond 3G 移动通信系统关键技术[J]. 北京邮电大学学报, 2002, 25(3): 1-6.
Zhang Ping. Some research issues for beyond 3G mobile systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2002, 25(3): 1-6.
- [3] Bolcskei H, Nabar R U, Oyman O, et al. Capacity scaling law in MIMO relay networks[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2006, 5(6): 1433-1444.
- [4] Oyman O, Paulraj J. Design and analysis of linear distributed MIMO relaying algorithms[J]. IEE Proceedings Commun, 2006, 153(4): 565-572.
- [5] Medina O M, Vidal J, Agustin A. Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55(6): 2593-2604.

- [6] Guan W, Luo H. Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems [J]. IEEE Commun Letters, 2008, 12(7): 517-519.
- [7] Fang Z, Hua Y, Koshy J C. Joint source and relay optimization for a non-regenerative MIMO relay [C] // IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing. Waltham: [s. n.], 2006: 239-243.
- [8] Xu D, Yang L, He Z. Linear transceiver design for multi-user MIMO downlink [J]. Electronics Letters, 2008, 44(22): 1310-1311.
- [9] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [10] Scaglione A, Barbarossa P, Giannakis G B. Optimal design for space-time linear precoders and decoders [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(5): 1051-1064.

(上接第 19 页)

- [4] Ss K F, Ou C H, Jiau H C. Localization with mobile anchor points in wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(3): 1187-1197.
- [5] Bin Xiao, Hekang Chen, Shuigeng Zhou. Distribute localization using a moving beacon in wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, 2008, 19(5): 587-600.
- [6] Zhu Daiyin, Zhu Zhaoda. Studies of ground slow-moving target imaging by airborne interferometric [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2003, 25(5): 586-590.
- [7] Vijayanth V, Wong V S. Concentric anchor beacon localization algorithm for wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 25: 2733-2744.
- [8] Camp T, Boleng J, Davies V. A survey of mobility models for Ad hoc network research [J]. Wireless Communication and Mobile Computing: Special Issue on Mobile Ad hoc Networking: Research, Trends and Applications. 2002: 483-502.



本刊荣获 2009 年度“中国科技论文在线优秀期刊”一等奖

在 2009 年度“中国科技论文在线优秀期刊”评选中,本刊荣获一等奖。本刊在 2008 年度曾获得二等奖,这是第 2 次在这项活动中取得好成绩。

“中国科技论文在线优秀期刊”评选旨在促进科技期刊的健康发展,提高科技期刊质量,推动科技期刊的数字化建设,提高期刊刊载论文的引用率,扩大期刊的影响力,使科技期刊更好地为科研工作者服务。本次评选根据教育部教技发展中心《关于组织 2009 年度“中国科技论文在线优秀期刊”评选活动的通知》和同时公布的《2009 年度“中国科技论文在线优秀期刊”评选指标体系》,对截至 2009 年 11 月 30 日已收录在“中国科技论文在线”科技期刊栏目的教育部主管的期刊,就其影响因子和他引率、网站收录论文数和下载量、期刊入网的完整性及期刊编委的国际化程度等指标进行统计分析,经过严格的评审,共评出一等奖 30 名,二等奖 65 名。

(本刊编辑部)