

基于 MMSE 准则的 MIMO 多中继系统线性收发机设计

李全忠¹, 黄济宇¹, 罗丽平^{1,2}, 秦家银¹

(1. 中山大学信息科学与技术学院, 广东广州 510006; 2. 广西民族大学信息科学与工程学院, 广西南宁 530006)

摘要: 本文以放大转发 MIMO 多中继系统为研究对象, 研究其联合线性收发机的优化设计问题, 其基本思想是在中继的总发射功率约束下, 最小化系统的均方误差 (MSE). 为降低系统复杂度, 本文首先引入了乘积矩阵的奇异值分解, 把收发机的设计简化为以奇异值向量和酉矩阵为优化变量的优化问题; 接着利用变量替换并引入罚项, 将简化后的问题转化成只有酉矩阵约束的优化问题. 在此基础上, 通过引入替换变量的欧氏梯度, 设计了新的黎曼欧氏最陡下降算法, 从而有效地处理酉矩阵约束. 仿真结果表明, 与传统的设计方法相比, 本文提出的方案性能最优, 最接近 MSE 下界.

关键词: 多输入多输出; 多中继; 均方误差; 线性收发机

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 07-1323-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.07.006

Linear Transceiver Design for MIMO Multiple-Relay Systems Based on MMSE Criterion

LI Quan-zhong¹, HUANG Ji-yu¹, LUO Li-ping^{1,2}, QIN Jia-yin¹

(1. Department of Electronics and Communication Engineering, Sun Yat-Sen University, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

2. College of Information Science and Engineering, Guangxi University for Nationalities, Nanning, Guangxi 530006, China)

Abstract: This paper considers linear transceiver design for amplify-and-forward multiple-input multiple-output (MIMO) multiple-relay systems, aiming to minimize the mean squared error (MSE) under the total relay transmit power constraint. We first introduce the singular value decomposition (SVD) of matrix product and simplify the original optimization problem to one which takes a singular value vector and a unitary matrix as optimization variables. By employing variable substitution and penalty term, the simplified problem only has one unitary matrix constraint. Then we develop a new Riemann Euclidean steepest descent algorithm to deal with the unitary matrix constraint. Finally, simulation results demonstrate that the performance of the proposed scheme is better than traditional schemes and closes to the lower bound of MSE.

Key words: multiple-input multiple-output (MIMO); multiple-relay; mean squared error (MSE); linear transceiver

1 引言

最近几年, 中继技术和多输入多输出 (MIMO) 技术的结合是无线通信领域的研究热点之一. 设计适当的收发机和中继策略是同时发挥中继和 MIMO 这两种技术优势的关键. 在 MIMO 中继系统中, 放大转发 (AF) 策略由于实现简单而被广泛应用. 对单中继的 AF MIMO 系统, 文献[1~3]提出了优化的线性收发机的设计方法. 但当推广到多中继 MIMO 系统时, 传统的单中继设计方法已经不再适用, 因此如何设计多中继 MIMO 线性收发机成为人们关注的热点与难点^[4~8]. 文献[4]提出了一种简单的分布式的中继策略, 给出了迫零 (ZF)、匹配

滤波 (MF) 和最小均方误差 (MMSE) 这三种中继预编码器. 文献[5]利用信道矩阵的 QR 分解和相位控制技术来设计预编码器, 把系统的等效信道转换为对角元素为正数的三角矩阵, 在保证空间复用增益的基础上实现了分布天线阵列增益. 文献[6]是文献[5]的扩展, 它利用了信道矩阵 QR 分解的非唯一性, 通过置换信道矩阵的行和 (或者) 列来进一步改善系统的性能. 文献[7]则是在中继的总发射功率约束下, 联合设计中继的预编码器来最大化系统的容量. 文献[8]研究了在给定信宿各个子数据流的信噪比约束时, 设计优化的中继预编码器矩阵最小化接收端的 MSE 并且使得中继的总发射功率最小. 除了最大化系统的容量外^[1,3~7], 在某些应用场合,

收稿日期: 2011-06-09; 修回日期: 2012-03-06

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61173148); 广东省产学研结合项目 (No. 2010A090200057, No. 2011B090400581); 广州市科技计划 (No. 11A11060133, No. 12C42051578); 广西自然科学基金青年基金 (No. 2012GXNSFBA053162)

人们往往希望最小化接收端的 MSE 来保证通信链路的可靠性^[2,8]. 虽然文献[8]的目标之一也是最小化接收端的 MSE, 但前提是系统中必须存在大量可用的中继节点(例如要求中继数目大于 10), 从而限制了它的应用.

与文献[4~8]不同, 本文将文献[2]的单中继模型推广到多个中继, 研究目标是在中继的总发射功率约束下, 联合优化多个中继的预编码器 and 信宿的接收机使得系统的均方误差(MSE)最小. 在大多数文献中, 线性收发机的设计方法往往是基于全元素矩阵的分解技术, 比如文献[1~3]中的奇异值分解(SVD)和文献[5, 6]中的 QR 分解. 但在本文中, 由于中继预编码矩阵是块对角阵, 它的部分元素为零, 不再是全元素矩阵. 因此, 直接对中继预编码矩阵进行 SVD 或 QR 分解是不合适的, 因为分解后无法恢复其块对角阵的形式. 但注意到前向组合信道矩阵和块对角化的中继预编码矩阵的乘积是全元素的, 因此本文对其进行奇异值分解. 在此基础上, 原始的优化问题简化为以奇异值向量和酉矩阵为优化变量的优化问题. 利用变量替换、增加罚项以及引入替换变量的欧氏梯度, 在原始的黎曼最陡下降算法基础上, 本文设计了新的黎曼欧氏最陡下降算法, 有效地处理了酉矩阵约束.

2 系统模型

本文研究的两跳 AF MIMO 中继系统由一个信源、一个信宿和 K 个中继构成(如图 1). 信源和信宿配有 N 根天线, 每个中继配有 $L(L \geq N)$ 根天线. 假设信源和信宿之间由于距离太而无直接链路. 信源到第 k 个中继的后向信道用 $N \times L$ 矩阵 H_k 表示, 第 k 个中继到信宿的前向信道用 $L \times N$ 矩阵 G_k 表示. 信道矩阵 H_k 和 G_k 的元素都是零均值单位方差的独立同分布复高斯随机变量. 本文假设信源不知道信道状态信息, 信宿知道全部的信道状态信息, 从而优化策略可以在接收端进行设计, 并把结果反馈给各个中继.

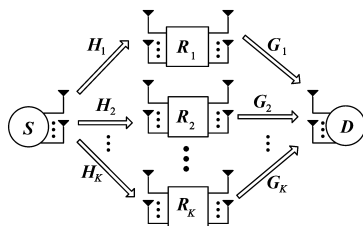


图1 MIMO多中继系统框图

信息传输过程分为两个时隙. 在第一个时隙, 信源向 K 个中继广播 $N \times 1$ 发射信号向量 x . 信号 x 服从均值为零协方差为 $\sigma_x^2 I_N$ 的高斯分布, 其中 $\sigma_x^2 = P_s/N$, P_s 为信源的发射功率. 第 k 个中继接收到的信号 r_k 为

$$r_k = H_k x + n_k \quad (1)$$

其中 n_k 是 $L \times 1$ 高斯噪声向量, 其均值为零协方差为 $\sigma_r^2 I_L$. 由于中继策略是放大转发(AF), 因此在第二个时

隙, 第 k 个中继发射信号 $t_k = F_k r_k$, 其中 F_k 是第 k 个中继的 $L \times L$ 预编码矩阵. 信宿接收到的信号 y 为

$$y = \sum_{k=1}^K G_k F_k H_k x + \sum_{k=1}^K G_k F_k n_k + z \quad (2)$$

其中 z 是 $N \times 1$ 高斯噪声向量, 其均值为零协方差为 $\sigma_d^2 I_N$. 中继的总发射功率 P_t 满足

$$P_t = \text{tr} \left(\sigma_x^2 \sum_{k=1}^K F_k H_k H_k^H F_k^H + \sigma_r^2 \sum_{k=1}^K F_k F_k^H \right) \leq P_R \quad (3)$$

其中 P_R 为中继的总发射功率约束.

3 基于 MMSE 准则的线性收发机设计算法

3.1 数学模型与问题简化

定义后向组合信道矩阵 $H = [H_1^T, \dots, H_K^T]^T$, 前向组合信道矩阵 $G = [G_1, \dots, G_K]$, 块对角化的中继预编码矩阵 $F = \text{diag}(F_1, \dots, F_K)$, 并将信宿的接收信号 y 重写为

$$y = GFHx + GFn + z \quad (4)$$

信宿使用线性接收机 W 去恢复信源的发射信号 x , 此时均方误差(MSE)为

$$J = E \{ \|Wy - x\|^2 \} \quad (5)$$

根据式(3)和式(5), 最优的线性收发机可以通过求解以下优化问题得到

$$\begin{aligned} \min_{W, \{F_k\}_{k=1}^K} J = E \{ \|Wy - x\|^2 \} \\ \text{s.t. } \text{tr} \left(\sigma_x^2 \sum_{k=1}^K F_k H_k H_k^H F_k^H + \sigma_r^2 \sum_{k=1}^K F_k F_k^H \right) \leq P_R \end{aligned} \quad (6)$$

当 $\{F_k\}_{k=1}^K$ 给定时, 最优的线性接收机 W 为^[2]

$$W = \sigma_x^2 H^H F^H G^H (\sigma_r^2 G F F^H G^H + \sigma_d^2 I_N)^{-1} \quad (7)$$

把式(7)代入式(5)中可得

$$J = \text{tr} \{ (\sigma_x^{-2} I_N + H^H F^H G^H X^{-1} G F H)^{-1} \} \quad (8)$$

其中 $X = \sigma_r^2 G F F^H G^H + \sigma_d^2 I_N$. 由于中继预编码矩阵 F 是块对角矩阵, 不是全元素矩阵, 因此不适合直接对其进行矩阵分解. 但注意到矩阵 G 和矩阵 F 的乘积是全元素的, 于是本文采用如下的奇异值分解

$$GF = U_F \Sigma_F V_F^H, \quad H = U_H \Sigma_H V_H^H \quad (9)$$

为表达方便, 我们假设 $\sigma_{f,i}, \sigma_{h,i} (i=1, \dots, N)$ 分别为 Σ_F 和 Σ_H 的第 i 个对角元素. 把式(9)代入式(8)中得到

$$J = \text{tr} \{ (\sigma_x^{-2} I_N + \Sigma_H^H U_H^H V_F Y V_F^H U_H \Sigma_H)^{-1} \} \quad (10)$$

其中 $Y = \Sigma_F^H (\sigma_r^2 \Sigma_F \Sigma_F^H + \sigma_d^2 I_N)^{-1} \Sigma_F$. 由于当 J 为对角阵的迹时达到最小^[2], 因此 $V_F = U_H$, 将其分别代入式(10)和式(9)中可得

$$J = \sum_{i=1}^N \frac{\sigma_x^2 \sigma_r^2 \sigma_{f,i}^2 + \sigma_x^2 \sigma_d^2}{(\sigma_x^2 \sigma_{h,i}^2 + \sigma_r^2) \sigma_{f,i}^2 + \sigma_d^2} \quad (11)$$

$$GF = [G_1 F_1, \dots, G_K F_K] = U_F \Sigma_F U_H^H \quad (12)$$

把式(12)中的 $U_F \Sigma_F U_H^H$ 分成列数相同的 K 块, 即

$$U_F \Sigma_F U_H^H = [(U_F \Sigma_F U_H^H)_1, \dots, (U_F \Sigma_F U_H^H)_K] \quad (13)$$

联合式(12)和式(13),可以求解出 $\mathbf{F}_k = \mathbf{G}_k^\dagger \mathbf{U}_F \hat{\Sigma}_F \hat{\mathbf{U}}_{H,k}$, 其中 $\hat{\Sigma}_F = \text{diag}(\sigma_{f,1}, \dots, \sigma_{f,N})$, $\hat{\mathbf{U}}_{H,k}$ 由 \mathbf{U}_H^H 的前 N 行和第 $(k-1)L+1$ 列到第 kL 列构成. 类似于文献[7], 可以把中继的总发射功率表示为

$$P_t = \boldsymbol{\sigma}^T \Phi(\mathbf{U}_F) \boldsymbol{\sigma} \quad (14)$$

其中 $\Phi(\mathbf{U}_F) = \sum_{k=1}^K (\mathbf{U}_F^H \mathbf{A}_k \mathbf{U}_F) \odot \mathbf{B}_k$, $\mathbf{A}_k = (\mathbf{G}_k^\dagger)^H \mathbf{G}_k^\dagger$, $\mathbf{B}_k = \hat{\mathbf{U}}_{H,k}^* (\sigma_x^2 \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}_L)^T \hat{\mathbf{U}}_{H,k}^T$. 根据式(11)和式(14), 优化问题(6)可以简化为以奇异值向量 $\boldsymbol{\sigma} = (\sigma_{f,1}, \dots, \sigma_{f,N})^T$ 和酉矩阵 \mathbf{U}_F 为变量的优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{\sigma}, \mathbf{U}_F} J &= \sum_{i=1}^N \frac{\sigma_x^2 \sigma_r^2 \sigma_{f,i}^2 + \sigma_x^2 \sigma_d^2}{(\sigma_x^2 \sigma_{h,i}^2 + \sigma_r^2) \sigma_{f,i}^2 + \sigma_d^2} \\ \text{s.t.} \quad &\boldsymbol{\sigma}^T \Phi(\mathbf{U}_F) \boldsymbol{\sigma} \leq P_R, \boldsymbol{\sigma} \geq 0 \\ &\mathbf{U}_F \mathbf{U}_F^H = \mathbf{U}_F^H \mathbf{U}_F = \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (15)$$

容易验证, 当 $K=1$ 且 $\mathbf{U}_F = \mathbf{U}_G$ (\mathbf{U}_G 是 \mathbf{G} 的左奇异矩阵: $\mathbf{G} = \mathbf{U}_G \boldsymbol{\Sigma}_G \mathbf{V}_G^H$), 问题(15)退化为文献[2]的情形.

3.2 黎曼欧氏最陡下降算法

由于问题(15)存在酉矩阵约束, 因此它是一个非凸的优化问题, 从而无法求得该问题的封闭形式的最优解. 显然, 求解问题(15)的关键在于如何处理酉矩阵约束. 传统算法(例如欧氏梯度下降算法和拉格朗日算法)在处理酉矩阵约束的过程中都无法保证酉矩阵的正交性, 而且收敛速度比较慢. 针对这些缺点, 文献[9]提出了一种新的处理酉矩阵约束的算法——黎曼最陡下降算法. 该算法的最大特点是利用黎曼梯度保持酉矩阵正交性的性质把约束优化问题转化成了无约束优化问题. 但是黎曼最陡下降算法只能处理只有酉矩阵约束而无其它约束的优化问题, 因此直接应用黎曼最陡下降算法求解问题(15)显然是不合适的.

为了有效利用黎曼最陡下降算法, 我们需要把问题(15)转化成只有酉矩阵约束的优化问题. 我们先利用变量替换来消除奇异值的非负性约束, 即可令 $s_i^2 = \sigma_{f,i}$ (s_i 为替换变量); 再利用罚函数法^[10]来消除中继的总功率约束(可以证明, 该不等式约束实际上等价于等式约束, 具体证明已略去). 由此, 问题(15)转化成

$$\begin{aligned} \min_{\{s_i\}_{i=1}^N, \mathbf{U}_F} f(\mathbf{U}_F, s_i) &= \bar{J} + M(\hat{\mathbf{s}}^T \Phi(\mathbf{U}_F) \hat{\mathbf{s}} - P_R)^2 \\ \text{s.t.} \quad &\mathbf{U}_F \mathbf{U}_F^H = \mathbf{U}_F^H \mathbf{U}_F = \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\bar{J} = \sum_i (\sigma_x^2 \sigma_r^2 s_i^4 + \sigma_x^2 \sigma_d^2) / [(\sigma_x^2 \sigma_{h,i}^2 + \sigma_r^2) s_i^4 + \sigma_d^2]$, $\hat{\mathbf{s}} = (s_1^2, \dots, s_N^2)^T$, 而 $M(\hat{\mathbf{s}}^T \Phi(\mathbf{U}_F) \hat{\mathbf{s}} - P_R)^2$ 为罚项, M 为罚因子且通常为一个很大的正常数. 由于问题(16)还存在除了酉矩阵 \mathbf{U}_F 外的优化变量 $\{s_i\}_{i=1}^N$, 因此需要对黎曼最陡下降算法做一些恰当的修改. 其中的关键是引入替换变量 s_i 的欧氏梯度, 修改后的黎曼最陡下降算法称为黎曼欧氏最陡下降算法, 具体描述如下:

(1) 初始化: 优化变量 $\mathbf{U}_F = \mathbf{U}_F^{(0)}$, $s_i = s_i^{(0)}$; 步长 $\mu = 1$; 迭代次数 $k = 0$;

(2) 计算目标函数 $f(\mathbf{U}_F^{(k)}, s_i^{(k)})$ 关于 \mathbf{U}_F^* 和 s_i 的欧氏梯度: $\boldsymbol{\Gamma} = \partial f / \partial \mathbf{U}_F^*$ 和 $d_i = \partial f / \partial s_i$;

(3) 计算酉矩阵 $\mathbf{U}_F^{(k)}$ 在黎曼空间上的梯度方向: $\mathbf{Z} = \boldsymbol{\Gamma}(\mathbf{U}_F^{(k)})^H - \mathbf{U}_F^{(k)} \boldsymbol{\Gamma}^H$;

(4) 计算梯度的幅度: $\rho = 0.5 \text{Re}\{\text{tr}(\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H)\} + \sum_{i=1}^N d_i^2$, 若 $\rho < \epsilon$ 则算法停止;

(5) 计算自适应步长 μ : 若 $-f(\exp(-2\mu\mathbf{Z}), s_i^{(k)} - 2\mu d_i) + f(\mathbf{U}_F^{(k)}, s_i^{(k)}) \geq \mu\rho$, 则令 $\mu := 2\mu$ 且重复该步骤;

(6) 若 $f(\mathbf{U}_F^{(k)}, s_i^{(k)}) - f(\exp(-\mu\mathbf{Z}), s_i^{(k)} - \mu d_i) < 0.5\mu\rho$, 则令 $\mu := 0.5\mu$ 且重复该步骤;

(7) 更新迭代变量 $\mathbf{U}_F^{(k+1)} = \exp(-\mu\mathbf{Z})$, $s_i^{(k+1)} = s_i^{(k)} - \mu d_i$, $k = k + 1$, 并返回步骤(2).

为了完成如上所述的黎曼欧氏最陡下降算法的具体迭代过程, 还需要提供一个可行的初始值以及求出 $f(\mathbf{U}_F, s_i)$ 关于 \mathbf{U}_F^* 和 s_i 的欧氏梯度. 一般来说, 初始值的选取对迭代算法的性能影响很大. 一个好的初始值往往能减少算法收敛所需的迭代次数以及获得一个逼近甚至达到最优解的收敛值. 本文采用的初始值为

$$\begin{cases} \mathbf{U}_F^{(0)} = \mathbf{U}_G; \\ s_i^{(0)} = \left[\frac{1}{\sigma_x^2 \sigma_{h,i}^2 + \sigma_r^2} \left(\sqrt{\frac{\sigma_x^4 \sigma_d^2 \sigma_{h,i}^2}{\mu \sum_{k=1}^K \lambda_{k,1} \mathbf{B}_{k,i}}} - \sigma_d^2 \right)^+ \right]^{1/4} \end{cases}$$

上式中的初始值 $s_i^{(0)}$ 实际上是问题(15)的松弛问题的优化解(具体推导过程已略去), 其中 $\lambda_{k,1}$ 为 \mathbf{A}_k 的最大特征值, $\mathbf{B}_{k,m}$ 表示 \mathbf{B}_k 的第 m 个对角元素, μ 满足 $\sum_{i=1}^N (\sum_{k=1}^K \lambda_{k,1} \mathbf{B}_{k,i}) s_i^4 = P_R$. 而目标函数 $f(\mathbf{U}_F, s_i)$ 关于 s_i 的欧氏梯度是非常容易求得的, 这里不再赘述. 忽略推导过程, 我们直接给出中继总功率函数 $\hat{\mathbf{s}}^T \Phi(\mathbf{U}_F) \hat{\mathbf{s}}$ 关于 \mathbf{U}_F^* 的欧氏梯度(目标函数 $f(\mathbf{U}_F, s_i)$ 关于 \mathbf{U}_F^* 的欧氏梯度很容易由此推出):

$$\partial \hat{\mathbf{s}}^T \Phi(\mathbf{U}_F) \hat{\mathbf{s}} / \partial \mathbf{U}_F^* = \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_k \mathbf{U}_F (\mathbf{B}_k^T \odot \hat{\mathbf{s}} \hat{\mathbf{s}}^T)$$

由于步骤(5)和(6)采用了 Armijo 步长搜索规则, 黎曼欧氏最陡下降算法总会快速收敛到一个局部最优解. 根据文献[11], 当停止条件为梯度的幅度小于等于门限值 ϵ 时, 最陡下降算法收敛所需的迭代次数不超过 $O(\epsilon^{-2})$, 而实际上采用本文的初始值后, 黎曼欧氏最陡下降算法收敛所需的迭代次数远远小于 $O(\epsilon^{-2})$.

4 仿真结果

这一小节中, 假设信源、信宿以及各个中继配置的天线数目相同, 即 $N = L = 4$. 所有节点的噪声功率相

同,即 $\sigma_r^2 = \sigma_d^2$. 定义信源的发射信噪比为 $SNR_1 = \sigma_x^2 / \sigma_d^2$, 中继的总发射信噪比为 $SNR_2 = P_R / \sigma_d^2$. 参考文献 [2], 固定信源的发射信噪比, 即 $SNR_1 = 20\text{dB}$.

当允许中继协作时, 可以把多个中继看作单个‘超中继’节点, 此时文献 [2] 为本文提供了一个性能上界 (MSE 下界), 尽管这个性能界限一般是不可达的. 图 2 把本文算法和 MSE 下界做了比较. 可以看到, 当中继数目 $K=1$ 时, 本文算法和 MSE 下界重合, 从而验证了本文算法的正确性; 当中继数目 $K=2$ 时, 本文算法非常接近 MSE 下界; 当中继数目 $K=4$ 时, 而且中继的总发射功率小于 25dB 时, 本文算法与 MSE 下界存在大概 3dB 的距离, 但随着中继总发射功率的增大, 本文算法越来越接近 MSE 下界. 一般来说, 中继数目越大, 本文算法与 MSE 下界的距离也越大. 其原因是: 中继数目越大, 中继之间的协作也就越紧密, 与不协作时的情形的相关程度就越低, 因此越偏离 MSE 下界. 此仿真结果表明, 本文算法在中继数目较少时能获得很好的性能. 而在实际应用中, 限于系统的复杂度, 中继个数通常不会太多, 因此本文算法具有实际应用价值.

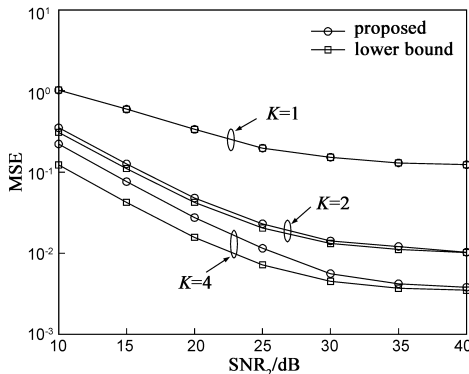


图2 本文算法与MSE下界的比较($K=1,2,4$)

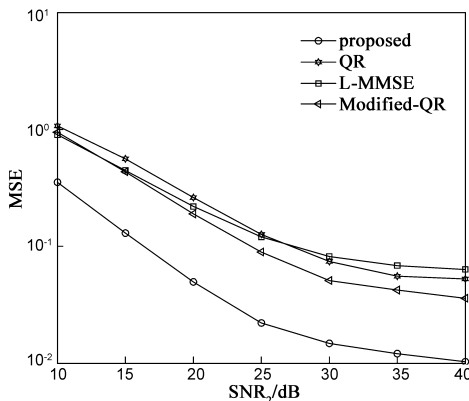


图3 本文算法与传统方案的比较($K=2$)

为了更好地体现本文提出的设计方案的性能, 在图 3 和图 4 中把它与其它几种传统的设计方案做了比较. ‘L-MMSE’ 表示系统中每个中继都采用文献 [4] 的 L-

MMSE 预编码器. ‘QR’ 表示系统中每个中继都采用文献 [5] 的 QR 策略. 而 ‘Modified-QR’ 表示系统中每个中继都采用了文献 [6] 的置换优化的方案; 这里用穷搜索方法对置换矩阵对进行搜索, 找出使得 MSE 最小的置换矩阵对, 并反馈给各个中继. 从图 3 和图 4 可以看到, 本文提出的设计算法要远远优于其它几种设计方案. 主要原因是, 由于联合优化设计了多个中继的预编码器和信宿的接收机, 中继的总功率在各个中继之间被合理分配, 从而有效地改善了系统的性能.

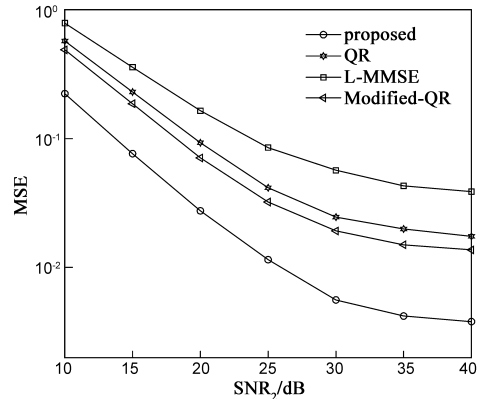


图4 本文算法与传统方案的比较($K=4$)

5 结论

本文研究了放大转发 MIMO 多中继系统的线性收发机的优化设计问题, 其方法是联合优化多个中继的预编码器和信宿的接收机, 使得系统的均方误差最小. 本文通过利用乘积矩阵的奇异值分解、变量替换以及罚项引入, 将收发机的设计转化为只有酉矩阵约束的优化问题. 在原始的黎曼最陡下降算法基础上, 本文设计了新的黎曼欧氏最陡下降算法, 有效地处理了酉矩阵约束. 计算机仿真结果表明, 本文提出的设计算法在中继数目较少时性能接近 MSE 下界, 并且远优于传统的收发机设计方案. 因此, 本文提出的新方案及其算法有更大的实际应用参考价值.

参考文献

- [1] X Tang, Y Hua. Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1398 - 1407.
- [2] W Guan, H Luo. Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(7): 517 - 519.
- [3] 李春国, 赵睿, 仲崇显, 等. 中继辅助的 MIMO 系统联合最优的功率分配研究[J]. 电子学报, 2010, 38(10): 2214 - 2218.

LI Chun-guo, ZHAO Rui, ZHONG Chong-xian, et al. Investigation on joint optimal power allocation for MIMO systems as-

sisted by relay[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(10): 2214 – 2218. (in Chinese)

- [4] O Oyman, A J Paulraj. Design and analysis of linear distributed MIMO relaying algorithms[J]. IEE Proceedings Communications, 2006, 153(4): 565 – 572.
- [5] H Shi, T Abe, T Asai, H Yoshino. Relaying schemes using matrix triangularization for MIMO wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(9): 1683 – 1688.
- [6] H Long, K Zheng, et al. Permutation optimization in QRD based multi-relay systems[A]. IEEE Global Telecommunications Conference Proceedings[C]. Honolulu, 2009. 1 – 6.
- [7] Y Fu, L Yang, W P Zhu. A nearly optimal amplify-and-forward relaying scheme for two-hop MIMO multi-relay networks[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(3): 229 – 231.
- [8] W Guan, H Luo, W Chen. Linear relaying scheme for MIMO relay system with QoS requirements[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2008, 15: 697 – 700.
- [9] T E Abruđan, J Eriksson, V Koivunen. Steepest descent algorithms for optimization under unitary matrix constraint[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(3): 1134 – 1147.
- [10] S S Rao. Engineering Optimization: Theory and Practice[M]. Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2009.
- [11] Y Nesterov. Introductory Lectures on Convex Optimization [M]. Dordrecht, The Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2004.

作者简介



李全忠 男, 1984 年出生于广东茂名, 中山大学博士生, 主要研究方向为 MIMO 技术、协作通信和认知无线电.

E-mail: lqzhong2005@126.com

黄济宇 男, 1986 年出生于广东湛江, 中山大学硕士生, 主要研究方向为协作通信.

E-mail: hjy_zsu@163.com

罗丽平 女, 1980 年出生于湖北麻城, 广西民族大学教师, 主要研究方向为认知无线电.

E-mail: lping.luo@gmail.com



秦家银 男, 1961 年出生于湖北荆门, 中山大学信息科学与技术学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信技术.

E-mail: issqjy@mail.sysu.edu.cn