

全双工 MIMO 中继系统中基于最大速率的波束成形算法

崔玉荻¹ 束 锋^{1,2,3,4} 王 进¹ 陆造宇¹ 吴肖敏¹ 杨淑萍¹

(1. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 南京, 210094; 2. 电子科技集团公司第二十二研究所电波环境特性及模块化技术国防科技重点实验室, 青岛, 266107; 3. 福建农林大学计算机与信息学院, 福州, 350002; 4. 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京, 210096)

摘 要: 全双工系统能实现在同一时隙与同一频率传输数据, 相比于半双工系统能大大地提升数据吞吐量和频谱效率。为了进一步提高全双工多输入多输出 (Multi-input and multi-output, MIMO) 中继系统传输速率, 本文基于放大转发 (Amplify-and-forward, AF) 传输模式, 在全双工双向中继系统中引入梯度下降算法, 将用户发送端、接收端波束成形与中继端波束成形矩阵相结合设计一种最大化速率的交替迭代算法, 并构造出一种最小均方误差 (Minimum mean square error, MMSE) 迭代算法作为初始条件, 在此基础上推导出中继接收端与发射端的波束成形矩阵表达式。仿真结果表明, 本文构造的交替迭代算法收敛速度快, 而且相比于迫零、最小均方误差以及最大泄信噪比算法, 和速率有显著提高。

关键词: 全双工; 多输入多输出; 放大转发; 梯度下降; 交替迭代

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A

Maximizing Rate Beamforming for Full-Duplex MIMO Relay System

Cui Yudi¹, Shu Feng^{1,2,3,4}, Wang Jin¹, Lu Zaoyu¹, Wu Xiaomin¹, Yang Shuping¹

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, 210094, China; 2. National Key Laboratory of Electromagnetic Environment, China Research Institute of Radiowave Propagation, Qingdao, 266107, China; 3. College of Computer and Information Sciences, Fujian Agriculture and Forestry University, Fuzhou, 350002, China; 4. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, 210096, China)

Abstract: Full-duplex model can transmit data during one time slot and frequency, which doubles the transmission data rate of relay systems compared with half-duplex. To improve the transmission rate of full-duplex multi-input and multi-output (MIMO) relay system with amplify-and-forward (AF) strategy, a beamforming scheme of maximizing rate is designed using alternating iterative structure and gradient descent method (GDM). We derive the beamforming expressions at relay station, and design an minimum mean square error (MMSE) iterative algorithm as the initial condition. Simulation results reveal that the proposed alternative iterative structure converge quickly and is better than some existing algorithm like zero-forcing (ZF), minimum mean square error (MMSE), maximizing signal-to-leakage-plus-noise ratio (Max-SLNR) algorithm.

Key words: full-duplex; multi-input and multi-output; amplify-and-forward; gradient descent, alterna-

ting iterative

引言

全双工系统能够在同频同时条件下,实现信号的传输与接收,能获得比半双工系统更高的频谱效率,同时还能提高通信容量,因此在无线通信领域受到越来越多的关注^[1-3]。文献[3]给出了全双工中继模型并在理论上证明其可行性。伴随着无线通信技术飞速发展,其适用领域越发广泛,同时无线通信频谱资源日渐稀缺,用户需求愈发多样,所以全双工的研究更具有重要意义。日趋成熟的多输入多输出(Multi-input multi-output, MIMO)技术因其能提供空间复用增益,已被广泛地应用于各类无线通信领域中。将 MIMO 技术与全双工技术相结合将会给系统性能带来可观的提升。文献[4-5]介绍了几种半双工 MIMO 多用户系统的波束成形算法。而文献[6]将全双工技术应用到 MIMO 中继系统中,并推导了其系统容量理论值。文献[7]研究了没有自干扰的情况下,双向全双工系统的理论速率上界。文献[8]将研究扩展到多用户对全双工大规模 MIMO 双向中继系统,并给出了其和速率上界以及功率分配方案。

中继端有多种信号传输方式,如放大转发(Amplify-and-forward, AF),译码转发(Decode-and-forward, DF),量化转发(Quantize-and-forward, QF)等。其中 AF 协议因其复杂度较低,实际应用中容易实现而被广泛应用。文献[9]研究了基于 AF 的最大化信干比算法,同时对中继输入与输出端进行优化以提高系统性能。文献[10]则对 AF 传输协议下全双工中继系统中继选择问题及其相应误码率进行了讨论,并推导中断概率表达式。文献[11]讨论了中继存在残余自干扰情况下,全双工多跳中继系统在总功率受限情况下的功率分配,并推导出源端与中继端的最优发射功率。文献[12]讨论比较了全双工中继系统与半双工中继系统在 AF 协议下的误码率性能。文献[13]考虑了在非理想信道状态信息(Channel state information, CSI)情况下,基于 AF 传输协议的全双工中继系统的中断概率,并指出全双工能获得比半双工更好的中断概率。文献[14]以最大化和速率为前提,提出了基于 MIMO 双向中继系统的梯度下降算法(Gradient descent method, GDM),利用迭代得出最优解。文献[15]将奇异值分解(Singular value decomposition, SVD),迫零(Zero forcing, ZF),最小均方误差(Minimum mean square error, MMSE)和最大信泄噪比(Maximizing signal-to-leakage-plus-noise-ratio, Max-SLNR)算法相互组合并比较不同组合算法的和速率,同时也给出了中继发送端信号的协方差闭式解。本文在文献[14]基础上将梯度下降算法引入全双工中继系统,并通过交替迭代得出中继发射端与接收端的最优波束成形矩阵。仿真结果表明本文构造的的交替迭代结构能显著提高系统性能。

1 系统模型

全双工 MIMO 双向中继全双工系统可以在相同时隙内实现数据传输交换,系统模型如图 1 所示。其中中继接收端与发射端天线数目为 N ,用户则配置 M 根天线。假定中继与用户均拥有完整的 CSI,并且用户之间没有直达的通信链路。

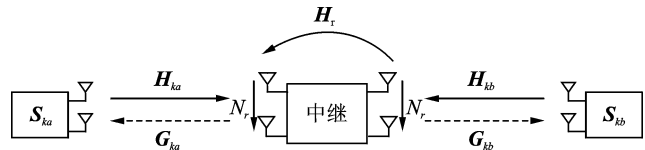


图 1 全双工双向中继系统模型

Fig. 1 Full-duplex two-way relay system model

源节点发送信号 $\mathbf{x}_{s,i} = \mathbf{W}_{s,i} \mathbf{s}_i$, 其中 $\mathbf{W}_{s,i}$ 为用户 i 的发射预编码矩阵, \mathbf{s}_i 为用户 i 发射信号向量并满足 $\epsilon \{ \|\mathbf{s}_i\|_F^2 \} = 1$ 。经由上行信道传输,中继端的接收信息为

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{W}_r \left(\sum_{i \in \{a,b\}} \mathbf{H}_i \mathbf{x}_{s,i} + \mathbf{H}_r \mathbf{x}_{r-r} + \mathbf{n}_{RS} \right) \quad (1)$$

式中: \mathbf{W}_r 为中继端接收波束成形矩阵, \mathbf{H}_i 为用户 i 所对应的上行传输信道矩阵, \mathbf{H}_r 为中继自干扰信道, $\mathbf{x}_{r-\tau}$ 为来自中继发射端的延迟信号, 即中继自干扰, 并满足 $\epsilon\{\|\mathbf{x}_{r-\tau}\|_F^2\} = \epsilon\{\|\mathbf{x}_r\|_F^2\} = 1$ 。 \mathbf{n}_{RS} 为中继端接收的零均值加性复高斯噪声, 并满足 $\epsilon\{\mathbf{n}_{RS}\mathbf{n}_{RS}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ 。 中继端发送信号表示为

$$\mathbf{x}_r = \mathbf{W}_t \mathbf{y}_r \quad (2)$$

式中: \mathbf{W}_t 为中继端发射波束成形矩阵。 经由下行信道传输, 用户 i 接收到的信号为

$$y_{D,i} = \mathbf{W}_{d,i}^H \mathbf{G}_i^T \mathbf{W}_t \mathbf{W}_r (\mathbf{H}_{(-i)} \mathbf{W}_{s,(-i)} s_{(-i)} + \mathbf{H}_i \mathbf{W}_{s,i} s_i + \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{n}_{RS}) + \mathbf{W}_{d,i}^H \mathbf{n}_{MS,i} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{W}_{d,i}$ 为用户 i 的接收波束成形矩阵, \mathbf{G}_i^T 为用户 i 对应的下行传输信道矩阵。 $\mathbf{n}_{MS,i}$ 为用户 i 接收的噪声, 其协方差矩阵表示为 $\epsilon\{\mathbf{n}_{MS}\mathbf{n}_{MS}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_M$ 。 为表述方便起见令 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_t \mathbf{W}_r$, 则系统的和速率表示为

$$R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_r, \mathbf{W}_t) = \sum_{i \in \{a,b\}} \{ \log_2 | \mathbf{W}_{d,i}^H \mathbf{G}_i^T \mathbf{W} (\mathbf{H}_{(-i)} \mathbf{W}_{s,-i} \mathbf{W}_{s,-i}^H \mathbf{H}_{(-i)}^H + \mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_{n_{RS}}) \mathbf{W}^H \mathbf{G}_i^* \mathbf{W}_{d,i} + \mathbf{W}_d^H \mathbf{W}_d | - \log_2 | \mathbf{W}_{d,i}^H \mathbf{G}_i^T \mathbf{W} (\mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_{n_{RS}}) \mathbf{W}^H \mathbf{G}_i^* \mathbf{W}_{d,i} + \mathbf{E}_i + \mathbf{W}_d^H \mathbf{W}_d | \} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{C} = \epsilon\{\mathbf{x}_r \mathbf{x}_r^H\}$ 为中继发送信号的协方差。 为了方便与现有一些波束成形算法进行性能比较, 需要对中继处功率进行归一化, 即中继功率满足

$$\epsilon\{\|\mathbf{x}_r\|_F^2\} = \text{tr}\{\epsilon\{\mathbf{x}_r \mathbf{x}_r^H\}\} = \text{tr}\{\mathbf{C}\} = 1 \quad (5)$$

将式(2)代入式(5), 得到

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q} \mathbf{C} \mathbf{Q}^H + \mathbf{R} \quad (6)$$

式中

$$\mathbf{Q} = \mathbf{W} \mathbf{H}_r \quad (7)$$

$$\mathbf{R} = \mathbf{W} \mathbf{H}_r \mathbf{W}_s (\mathbf{W} \mathbf{H}_r \mathbf{W}_s)^H + \mathbf{W} \mathbf{W}^H \quad (8)$$

根据文献[15]可以得出

$$\mathbf{v}_C = [\mathbf{I}_{N_{N_r}} - (\mathbf{I}_{N_{N_r}} \otimes \mathbf{Q}) (\mathbf{Q}^* \otimes \mathbf{I}_{N_{N_r}})]^{-1} \mathbf{v}_R \quad (9)$$

式中 \mathbf{v}_C 与 \mathbf{v}_R 分别为 \mathbf{C} 和 \mathbf{R} 的向量化矩阵。

2 基于梯度下降的交替迭代算法

可以看出式(4)并不是关于 \mathbf{W}_r 和 \mathbf{W}_t 的凸函数或凹函数, 不能简单地采用凸优化方法。 所以引入梯度下降算法来求解此问题。 那么式(4)的和速率优化问题可以表示为

$$\mathbf{W}_{t_{\text{opt}}} = \underset{\mathbf{W}_t}{\text{argmax}} R_{\text{sum}}(\text{with } \mathbf{W}_s, \mathbf{W}_d) \quad (10)$$

$$\mathbf{W}_{r_{\text{opt}}} = \underset{\mathbf{W}_r}{\text{argmax}} R_{\text{sum}}(\text{with } \mathbf{W}_s, \mathbf{W}_d) \quad (11)$$

首先, 对式(4)的和速率表达式求微分

$$\begin{aligned} dR_{\text{sum}} &= \frac{1}{\ln 2} \{ \text{tr}(\mathbf{\Pi} d\mathbf{\Pi}^{-1}) - \text{tr}(\mathbf{\Omega} d\mathbf{\Omega}^{-1}) \} = \\ &= \frac{1}{\ln 2} \text{vec}(\mathbf{G}^* \mathbf{W}_d \mathbf{\Pi} \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^H \mathbf{H}^H + \mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_{n_{RS}}) - \mathbf{G}^* \mathbf{W}_d \mathbf{\Omega} \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} \times \\ &\quad (\mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_{n_{RS}}))^T \text{dvec}(\mathbf{W}^*) \end{aligned} \quad (12)$$

式中

$$\mathbf{\Pi} = [\mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^H \mathbf{H}^H + \mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_{n_{RS}}) \mathbf{W}^H \mathbf{G}^* \mathbf{W}_d + \mathbf{W}_d^H \mathbf{W}_d]^{-1} \quad (13)$$

$$\mathbf{\Omega} = [\mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} \mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H \mathbf{W}^H \mathbf{G}^* \mathbf{W}_d + \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{G}^* \mathbf{W}_d + \mathbf{W}_d^H \mathbf{W}_d]^{-1} \quad (14)$$

式(12)可由 $d\{\ln|\mathbf{Y}|\} = \text{tr}\{\mathbf{Y}^{-1} d(\mathbf{Y})\}$, $\text{tr}(\mathbf{X}^T \mathbf{Y}) = \text{vec}(\mathbf{X})^T \text{vec}(\mathbf{Y})$ 以及 $\text{tr}(\mathbf{X}^T \mathbf{Y}) = \text{tr}(\mathbf{X} \mathbf{Y}^T)$ [16] 推导得出。 由于式(4)的和速率是关于 \mathbf{W} 的实函数, 所以其梯度可以表示为 $\nabla R_{\text{sum}} = 2(\partial R_{\text{sum}} / \partial \mathbf{W}^*)$ [17]。 综合式(12)可以推导出和速率关于 \mathbf{W}_r 的梯度为

$$\nabla R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_r) = 2 \left(\frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial \mathbf{W}_r^*} \right) = \frac{2}{\ln 2} \mathbf{W}_t^H \mathbf{G}^* \mathbf{W}_d \{ \mathbf{I} \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^H \mathbf{H}^H + \mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_N) - \mathbf{Q} \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} (\mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_N) \} \quad (15)$$

同理,和速率关于 \mathbf{W}_t 的梯度为

$$\nabla R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_t) = 2 \left(\frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial \mathbf{W}_t^*} \right) = \frac{2}{\ln 2} \mathbf{G}^* \mathbf{W}_d \{ \mathbf{I} \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^H \mathbf{H}^H + \mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_N) - \mathbf{Q} \mathbf{W}_d^H \mathbf{G}^T \mathbf{W} (\mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \mathbf{I}_N) \} \mathbf{W}_r^H \quad (16)$$

由式(4)可知系统和速率是关于 \mathbf{W}_r 和 \mathbf{W}_t 的函数,为了进一步提升系统和速率性能,结合上述得到的梯度算法构造一种交替迭代结构,联合优化 \mathbf{W}_r 和 \mathbf{W}_t ,如图 2 所示。

关于用户发射端预编码矩阵与接收端波束成形矩阵的选取,可分别对上行信道与下行信道进行 SVD 分解,则

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{\text{SR}} \mathbf{\Sigma}_{\text{SR}} \mathbf{V}_{\text{SR}}^H \quad (17)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}_{\text{RD}} \mathbf{\Sigma}_{\text{RD}} \mathbf{V}_{\text{RD}}^H \quad (18)$$

则用户发射端预编码矩阵与接收端波束成形矩阵分别选取为 $\mathbf{W}_s = \mathbf{V}_{\text{SR}}(:, 1)$, $\mathbf{W}_d = \mathbf{U}_{\text{RD}}(:, 1)$ 。

交替迭代算法具体步骤如下:

初始化:(1) 设置 $\mathbf{W}_0 = \mathbf{W}_{t,0} \mathbf{W}_{r,0}$ 的初值,

利用 \mathbf{W}_0 并根据式(4)计算 $R_{\text{sum},0}$;

(2) $k=1$ 。

循环:

(1) 根据式(12)计算 $\nabla R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_{r,k-1})$,更新 $\mathbf{W}_{r,k} = \mathbf{W}_{r,k-1} + \delta \cdot \nabla R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_{r,k-1})$;

(2) 根据式(13)计算 $\nabla R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_{t,k-1})$,更新 $\mathbf{W}_{t,k} = \mathbf{W}_{t,k-1} + \delta \cdot \nabla R_{\text{sum}}(\mathbf{W}_{t,k-1})$;

(3) 根据(1),(2)得到的 $\mathbf{W}_{t,k}$ 和 $\mathbf{W}_{r,k}$ 更新 $\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{t,k} \mathbf{W}_{r,k}$;

(4) 将 \mathbf{W}_k 代入式(4)中计算 $R_{\text{sum},k}$;

(5) $k=k+1$;

(6) 如果 $|R_{\text{sum},k} - R_{\text{sum},k-1}| > \epsilon$,跳转回步骤(1);否则,结束循环。

其中 ϵ 为迭代中止门限。 δ 为搜索步长,可以采用文献[18]中的线性方法搜索。关于 \mathbf{W}_t 与 \mathbf{W}_r 初值的选择,本文构造一种 MMSE 交替迭代算法,相比于采用随机初值矩阵能获得更好的系统性能。

首先,中继接收端的 MSE 矩阵可以表示为

$$\mathbf{M}_{\text{SR}} = E\{(\mathbf{H}\mathbf{x}_s - \mathbf{y}_r)(\mathbf{H}\mathbf{x}_s - \mathbf{y}_r)^H\} = E\{(\mathbf{I} - \mathbf{W}_r) \mathbf{H} \mathbf{W}_s \mathbf{W}_s^H \mathbf{H}^H (\mathbf{I} - \mathbf{W}_r^H) + \mathbf{W}_r (\mathbf{H}_r \mathbf{C} \mathbf{H}_r^H + \sigma_{\text{R}}^2 \mathbf{I}_{N_{\text{R}}}) \mathbf{W}_r^H\} \quad (19)$$

同样的,中继发送端的 MSE 矩阵表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{\text{RD}} &= E\{(\mathbf{G}\mathbf{x}_r - \mathbf{y}_d)(\mathbf{G}\mathbf{x}_r - \mathbf{y}_d)^H\} = \\ &= E\{(\mathbf{G}\mathbf{x}_r - \mathbf{G}\mathbf{W}_t \mathbf{x}_r - \mathbf{W}_r \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r - \mathbf{n}_d)(\mathbf{G}\mathbf{x}_r - \mathbf{G}\mathbf{W}_t \mathbf{x}_r - \mathbf{W}_r \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r - \mathbf{n}_d)^H\} = \\ &= E\{\mathbf{G}(\mathbf{I} - \mathbf{W}_t) \mathbf{R}_x (\mathbf{I} - \mathbf{W}_t^H) \mathbf{G}^H + \mathbf{W}_t \mathbf{H}_r \mathbf{W}_r \mathbf{R}_x (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_r \mathbf{W}_t)^H + \mathbf{R}_{n_d}\} \end{aligned} \quad (20)$$

对式(19)关于 \mathbf{W}_r 求导 $\frac{\partial \mathbf{M}_{\text{SR}}}{\partial \mathbf{W}_r} = 0$,有

$$\mathbf{W}_r \{ \mathbf{H}_r \mathbf{W}_t \mathbf{R}_x \mathbf{W}_t^H \mathbf{H}_r^H + \mathbf{H} \mathbf{W}_d \mathbf{W}_d^H \mathbf{H}^H + \mathbf{I}_{n_s} \} = \mathbf{H} \mathbf{W}_d \mathbf{W}_d^H \mathbf{H}^H \quad (21)$$

化简得到中继接收端 MMSE 波束成形矩阵为

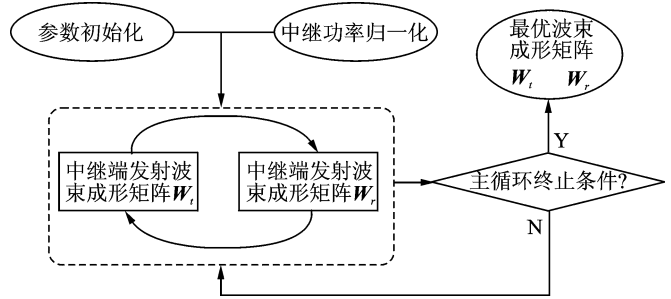


图 2 交替迭代结构流程

Fig. 2 Alternative iterative structure

$$W_r = HW_s W_s^H H^H (H_r C H_r^H + HW_s W_s^H H^H + I_{n_r})^{-1} \tag{22}$$

对式(20)关于 W_t 求导 $\frac{\partial M_{RD}}{\partial W_t} = 0$, 有

$$\{H_r^H W_r^H W_r H_r W_r R_x + G^H G W_r R_x\} = G^H G R_x \tag{23}$$

$$\{H_r^H W_r^H W_r H_r + G^H G\} W_r R_x = G^H G R_x \tag{24}$$

化简得到中继发送端 MMSE 波束成形矩阵为

$$W_t = (H_r^H W_r^H W_r H_r + G^H W_d^H W_d G)^{-1} G^H W_d^H W_d G \tag{25}$$

3 仿真结果与分析

本节通过仿真对本文设计的交替迭代算法进行分析, 并与一些现有的波束成形算法进行比较。仿真参数设置如下: 用户天线个数 $M=2$, 中继天线个数 $N=4$ 。上下行信道 H 和 G , 以及自干扰信道 H_r 均服从零均值复高斯随机分布。用户的平均信噪比为 $SNR_{RS} = P_{MS} / \sigma_{RS}^2$, 中继端的平均信噪比为 $SNR_{MS} = P_{RS} / \sigma_{MS}^2$ 。

图 3 给出了在 $SNR_{MS} = 30$ dB 条件下, 本文构造的算法与半双工迫零 (Half-duplex zero-forcing, HFZF)^[14] 以及全双工 ZF^[15], MMSE^[15], 最大化信噪比与最大化信噪比 (Maximizing signal-to-interference-and-noise ratio plus maximizing signal-to-leakage-plus-noise ratio, SILR)^[15] 算法和速率分布曲线。由图 3 可知, 本文的交替迭代算法和速率性能明显优于其他 3 种全双工波束成形算法。全双工 ZF 算法相比于半双工 HFZF 算法的和速率提升了大概 1.5 倍, 由于处理过程可能存在残留干扰, 同时 ZF 算法也会在一定程度上放大噪声, 故不能达到理想的 2 倍性能。所以算法的性能排序为本文算法 > SILR > MMSE > ZF > HFZF。图 4 给出了本文构造的算法在不同信噪比条件下 ($SNR_{MS} = 10, 15, 20$ dB) 收敛的迭代次数曲线。从图 4 中可以看出本文提出的算法在不同信噪比情况下均迭代 2 次就能收敛, 收敛速度比较理想。

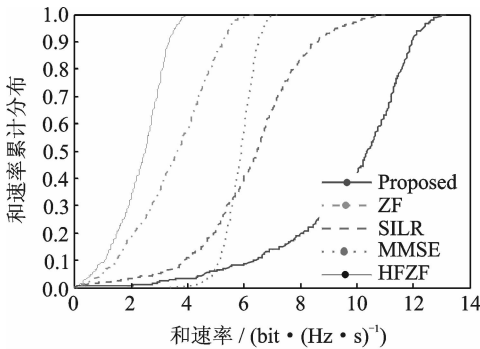


图 3 不同波束成形算法的和速率分布曲线
Fig. 3 Sum-rate curves of different beamformings

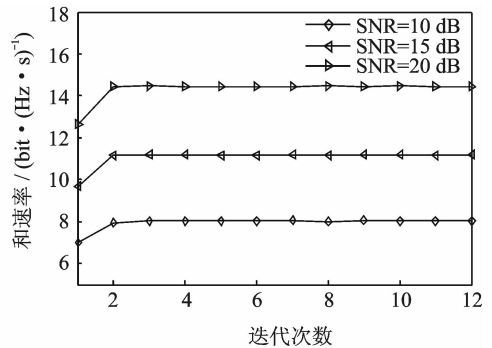


图 4 不同信噪比条件下速率与迭代次数的关系
Fig. 4 Sum-rate versus iteration numbers in different SNRs

图 5 给出了提出的波束成形算法随在不同信噪比 ($SNR_{MS} = 10, 20, 30$ dB) 条件下的和速率分布比较, 由图 5 可知随着信噪比的增加, 系统和速率越高, 系统性能越好。图 6 为中继端配置不同天线数目的和速率分布比较曲线, 由图 6 可知中继的天线数目越多, 系统和速率越高。如果把天线数目扩大到大规模的水平, 则和速率会有大幅提升, 不过相应地, 系统的复杂度会大大增加。

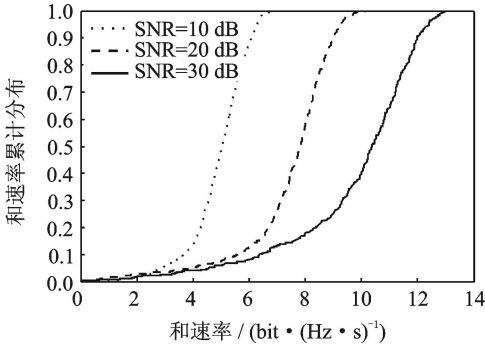


图 5 本文的算法在不同信噪比下的和速率分布曲线

Fig. 5 Sum-rate curves of proposed method in different SNRs

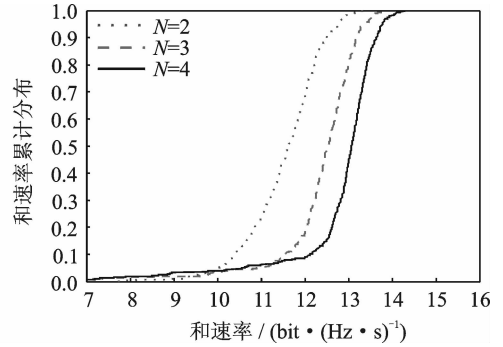


图 6 本文的波束成形算法在中继端配置不同天线数目时的和速率分布曲线

Fig. 6 Sum-rate curves of proposed method with different antenna number in relay

4 结束语

本文在基于 AF 传输协议的全双工 MIMO 双向中继环境下,引入梯度下降算法并设计了一种最大化速率的交替迭代结构。考虑用户端发射预编码矩阵以及接收波束成形矩阵,同时为得到更好的传输性能而设计一种 MMSE 迭代算法作为初始值,最终得出中继发射端与接收端波束成形矩阵。仿真表明,相比于一些传统的全双工波束成形算法,本文设计的方法可以有效提高系统的和速率性能,并且随着信噪比的增加,性能越好。同时,构造的迭代算法收敛快,并且随着中继配置的天线数目增多,系统和速率性能也越好。

参考文献:

- [1] Rankow B, Wittneben A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels [J]. IEEE Selected Areas in Communications, 2007, 25(2):379-389.
- [2] Haneda K, Kahra E, Wyne S. Measurement of loopback interference channels for outdoor-to-indoor full-duplex radio relays [C]//European Conference on Antennas and Propagation. Barcelona, Spain; IEEE, 2010; 1-5.
- [3] Bliss D, Parker P, Margetts A. Simultaneous transmission and reception for improved wireless network performance [C]//Statistical Signal Processing. Madison, WI, USA: IEEE, 2007:478-482.
- [4] Shu F, Lu Y Z, Chen Y, et al. High-sum-rate beamformers for multi-pair two-way relay networks with amplify-and-forward relaying strategy[J]. Science China Information Sciences, 2014,57(2):1-11.
- [5] 卢敏, 鄞广增, 孟庆民. 多用户 MIMO 系统低复杂度收发联合波束成形方案[J]. 数据采集与处理, 2012,27(4):417-421. Lu Min, Feng Guangzeng, Meng Qingmin. Joint beamforming scheme with low complexity for multiuser MIMO system[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012,27(4):417-421.
- [6] Kang Y Y, Cho J H. Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay [C]//2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Tokyo; IEEE, 2009: 117-121.
- [7] Nam W, Chung S Y, Lee Y H. Capacity of the Gaussian two-way relay channel to within bit [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(11): 5488-5494.
- [8] Zhang Z, Chen Z, Shen M, et al. Achievable rate analysis for multi-pair two-way massive MIMO full-duplex relay systems [C]//2015 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). Hong Kong; IEEE, 2015: 2598-2602.
- [9] Lioliou P, Viberg M, Coldrey M, et al. Self-interference suppression in full-duplex MIMO relays [C]//Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on. Pacific Grove, CA; IEEE, 2010; 658-662.
- [10] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Optimized gain control for single-frequency relaying with loop interference [J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2009, 8(6): 2801-2806.

- [11] Bo Y, Yang L, Cheng X, et al. Transmit power optimization for full duplex decode-and-forward relaying [C]//Global Communications Conference (GLOBECOM). Atlanta, GA : IEEE, 2013: 3347-3352.
- [12] Joung J, Sayed A H. Design of half-and full-duplex relay systems based on the MMSE formulation [C]//Statistical Signal Processing. IEEE/SP 15th Workshop on. Cardiff : IEEE, 2009: 281-284.
- [13] Riihonen T, Wichman R, Hämäläinen J. Co-phasing full-duplex relay link with non-ideal feedback information [C]//Wireless Communication Systems. IEEE International Symposium on. Reykjavik; IEEE, 2008: 263-267.
- [14] Lee K J, Lee K W, Sung H, et al. Sum-rate maximization for two-way MIMO amplify-and-forward relaying systems [C]// Vehicular Technology Conference. Barcelona, Spain; IEEE, 2009: 1-5.
- [15] Cheng Yu Andy Shang, Smith P J, et al. Linear transceivers for full duplex MIMO relays [C]// Communications Theory Workshop. Sydney, NSW : IEEE, 2014: 11-16.
- [16] Magnus J R, Neudecker H. Matrix differential calculus with applications in statistics and econometrics (Russian translation) [J]. *Biometrics*, 2002(2): 670.
- [17] Haykin S. Adaptive filter theory [M]. 4th ed. New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [18] Bazaraa M S, Sherali H D, Shetty C M. Nonlinear programming: Theory and algorithms [J]. *Journal of the Operational Research Society*, 2013, 45(17): 846.

作者简介:



崔玉荻 (1992-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信, E-mail: 391813820@qq.com。



束锋 (1973-), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向: 无线网络与通信。



王进 (1989-), 男, 博士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



陆造宇 (1994-), 男, 本科生, 研究方向: 无线网络与通信。



吴肖敏 (1992-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



杨淑萍 (1993-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线定位。

