

全双工 MIMO 中继系统中一种高性能波束成形算法

束 锋^{1,2,3} 崔玉荻¹ 钱振宇¹ 陆造宇¹ 周 叶¹ 胡锦涛¹ 刘 苗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. 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京, 210096)

摘 要: 全双工中继系统相比于半双工中继系统可以极大地提高频谱利用率, 但是中继收发端之间的信号泄漏严重影响全双工系统的性能。为了抑制基于译码转发的全双工多输入多输出中继系统的自干扰, 提高信息传输速率, 提出了一种波束成形算法。该算法在中继站采用基于最小均方误差的接收与发射波束成形, 并联合两个波束成形矩阵建立迭代结构以得到最优解。仿真表明, 同传统的零空间投影与最大化信干比算法相比, 提出的算法能够有效提高系统性能。在中高信噪比时, 该算法较最大化信干比算法获得 0.8 bit/(s·Hz) 左右的速率增益; 当误码率达到 10^{-3} 以及更低时, 该算法相比于最大化信干比算法能获得 1.5 dB 左右的信噪比增益。

关键词: 全双工; 多输入多输出; 波束成形; 最小均方误差

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A

High-Performance Beamforming Algorithm for Full-Duplex MIMO Relay System

Shu Feng^{1,2,3}, Cui Yudi¹, Qian Zhenyu¹, Lu Zaoyu¹, Zhou Ye¹, Hu Jinsong¹, Liu Miao¹

(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, Qindao, 266107, China; 3. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, 210096, China;)

Abstract: Compared to half-duplex relay systems, full-duplex relay systems can greatly improve the spectral efficiency. However, the information leakage between transmitter and receiver of relay degrade the performance of full-duplex system. To deal with the self-interference and enhance the system achievable rate in full-duplex MIMO relay system with decoded-and-forward strategy, an iterative beamforming structure at the relay is proposed. In this structure, the received and transmit beamforming at the relay are optimized with minimum mean square error (MMSE) criterion over both uplink and downlink (called MMSE plus MMSE). And then the two beamforming matrices are combined for optimal solutions. Simulation results show that the proposed MMSE plus MMSE performs better than existing schemes like null space projection (NSP) and maximum signal-to-interference ratio (Max-SIR). For example, The proposed algorithm harvests about 0.8 bps/Hz gain over the Max-SIR when SNR is high. At the BER = 10^{-3} , the proposed scheme harvests about 1.5 dB SNR gain over the Max-SIR.

Key words: full-duplex; MIMO; beamforming; minimum mean square error(MMSE)

引 言

由于全双工中继系统允许中继站在同一频率同时发送和接收信号,因此与半双工中继相比成倍地提高了频谱效率^[1],从而为移动通信系统提供更广阔的地域覆盖范围以及更高的频谱效率,因此近年来受到广泛的关注^[2]。为了充分发挥全双工系统的优势,挖掘全双工系统的潜能,越来越多的研究注重于对全双工系统的性能分析。文献[3]推导了基于放大转发协议(Amplify-and-forward, AF)和译码转发协议(Decoded-and-forward, DF)下的全双工多输入多输出(Multi-input multi-output, MIMO)系统容量。文献[4]研究了在有残留自干扰的慢衰落信道条件下,全双工 MIMO 中继系统的最大化和速率下界,利用 MIMO 链路源端协方差矩阵的空时自由度提出了梯度投影算法。文献[5]分析了基于 DF 协议的全双工中继系统误码率,采用二进制相位调制(Binary phase shift keying, BPSK)并利用特征函数分析系统性能,给出了不同信道衰落下系统的误码率表达式。文献[6]研究了瑞利衰落信道中基于 DF 协议的全双工中继系统的中断概率,并给出了存在自干扰信号情况下的准确中断概率表达式。

相比于半双工系统,全双工系统在理论上能够增加一倍的信道容量。但是工作在全双工系统下的中继站收发端之间存在信号泄漏,产生自干扰问题,从而严重影响系统性能,降低系统的信道容量^[7]。因此,实现全双工技术的挑战在于如何有效抑制全双工带来的自干扰。文献[8]归纳了一些抑制自干扰的方法:天线之间的物理隔离^[7]、时域消除技术^[9,10]及空间抑制技术。天线间的物理隔离只能抑制部分自干扰,而时域消除技术由于较高的计算复杂度,并不适用于 MIMO 中继系统,因此空域抑制技术逐渐成为全双工 MIMO 领域的研究热点。文献[11~14]提出了一系列空域抑制自干扰技术,如迫零、最小均方误差(Minimum mean square error, MMSE)、零空间投影(Null space projection, NSP)及天线选择。文献[15]提出了一种最大化信干比(Maximizing signal to interference ratio, Max-SIR)波束成形算法,即在中继输入或者输出端通过最大化信干比来设计波束成形矩阵,该算法在提高有用信号的同时也能够最小化干扰信号功率。文献[16]在考虑自干扰的基础上,联合优化了发送端到中继端以及中继端到目的端的信道增益,提出了一种基于 NSP 思想的联合波束成形算法。文献[17]中提出了一种梯度投影算法以联合优化中继接收和发送端的波束成形矩阵。文献[18]研究了在多输入单输出全双工系统中中继端的优化问题,给出了基于 MMSE 准则的中继端接收波束成形矩阵以及最优的发射功率。为了进一步抑制自干扰,提高系统的速率性能,本文提出了一种交替迭代的波束成形算法,该算法采用基于 MMSE 的接收与发射波束成形来抑制中继端的自干扰,随后在两个矩阵之间引入迭代结构,通过交替迭代进一步优化波束成形矩阵。

1 系统模型

本文考虑的基于译码转发的全双工 MIMO 中继系统模型如图 1 所示。在该系统中,源节点和目的节点分别配置 N_S , N_D 副发射天线,中继节点分别配置 N_{RR} 副接收和 N_{RT} 副发射天线。假设由于路径损耗以及阴影衰落的缘故,源节点 S 到目的节点 D 没有直达通道。设 $\mathbf{H}_{SR} \in \mathbf{C}^{N_{RR} \times N_S}$ 和 $\mathbf{H}_{RD} \in \mathbf{C}^{N_D \times N_{RT}}$ 分别表示源节点 S 到中继节点 R 和中继节点 R 到目的节点 D 的信道增益, $\mathbf{H}_{RR} \in \mathbf{C}^{N_{RR} \times N_{RT}}$ 表示中继节点的自干扰信道增益,且所有的信道都服从瑞利衰落。

源节点 S 发送的信号设为 $\mathbf{x}_S \in \mathbf{C}^{N_S \times 1}$,且满足 $\varepsilon(\text{tr}\{\mathbf{x}_S \mathbf{x}_S^H\}) = P_S$,其中, P_S 表示源端的发送功率。经过上行信道和中继接收波束成形之后,中继的接收信号为

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{W}_r (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{x}_S + \mathbf{H}_{RR} \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_r) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{W}_r \in \mathbf{C}^{N_{RR} \times N_{RR}}$ 为中继接收端波束成形,且满足 $\|\mathbf{W}_r\|_F^2 = 1$; $\mathbf{n}_r \in \mathbf{C}^{N_{RR} \times 1}$ 为中继接收端的加性循环对称复高斯白噪声,且满足 $\text{tr}\{\mathbf{n}_r \mathbf{n}_r^H\} = \sigma_r^2$, \mathbf{x}_R 表示中继端发送信号。

为了进一步抑制干扰,提高性能,中继节点引入发送波束成形 $\mathbf{W}_t \in \mathbf{C}^{N_{RT} \times N_{RR}}$,则 \mathbf{x}_R 可表示为

$$\mathbf{x}_R = \mathbf{W}_t \hat{\mathbf{x}}_S \quad (2)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}_S$ 为经过 DF 处理后的中继端信号,可以表示为 $\hat{\mathbf{x}}_S = \mathbf{x}_S + \mathbf{n}$; \mathbf{n} 为信道估计误差。则目的节点 D 所接收的信号可以表示为

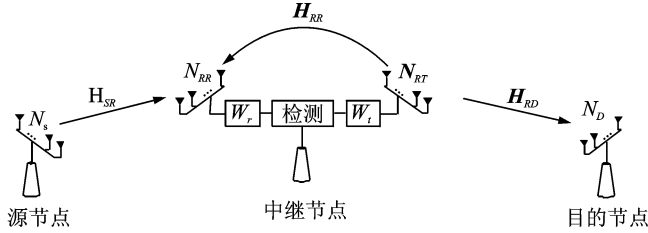


图1 基于译码转发的全双工 MIMO 中继协作系统模型

Fig. 1 Full-duplex MIMO relay cooperation system model in DF strategy

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{H}_{RD} \mathbf{W}_t \mathbf{x}_R + \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_D \quad (3)$$

式中: $\mathbf{n}_D \in \mathbf{C}^{N_D \times 1}$ 为目的端的加性循环对称复高斯白噪声, 且满足 $\text{tr}\{\mathbf{n}_D \mathbf{n}_D^H\} = \sigma_D^2$ 。

由于本文采用译码转发 DF 协议, 因此整个系统的速率 R 可以表示为^[19]

$$R = \min(R_{SR}, R_{RD}) \quad (4)$$

式中: R_{SR}, R_{RD} 分别为上行速率以及下行速率, R_{SR} 可表示为

$$R_{SR} = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_s} + \frac{P_s}{N_s} \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{SR} (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{SR})^H \mathbf{W}_r \right) \quad (5)$$

式中: 矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbf{C}^{N_s \times N_s}$ 可定义为

$$\mathbf{W} = P_s N_s^{-1} (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t) (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t)^H + \sigma_R^2 \mathbf{W}_r \mathbf{W}_t^H \quad (6)$$

下行速率 R_{RD} 可表示为

$$R_{RD} = \log_2 \det (\mathbf{I}_{N_D} + P_s N_s^{-1} \mathbf{H}_{RD} \mathbf{W}_t (\mathbf{H}_{RD} \mathbf{W}_t)^H (\sigma_D^2 \mathbf{I}_{N_D})^{-1}) \quad (7)$$

2 MMSE+MMSE 设计方法

首先联立式(1~3), 得到中继节点接收端的均方误差表达式为

$$\mathbf{M}_{SR} = E \{ (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{x}_S - \mathbf{y}_R) (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{x}_S - \mathbf{y}_R)^H \} = E \{ (\mathbf{I} - \mathbf{W}_r) \mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H (\mathbf{I} - \mathbf{W}_r)^H + \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t)^H + \mathbf{W}_r \mathbf{R}_{n_r} \mathbf{W}_r^H \} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{R}_{x_s} = E \{ \mathbf{x}_s \mathbf{x}_s^H \}$, $\mathbf{R}_{\hat{x}_s} = E \{ \hat{\mathbf{x}}_s \hat{\mathbf{x}}_s^H \}$, $\mathbf{R}_{n_r} = E \{ \mathbf{n}_r \mathbf{n}_r^H \}$ 。

由式(8)可知, 在固定 \mathbf{W}_t 的条件下, 中继节点接收端的均方误差是一个关于 \mathbf{W}_r 的函数。所以本文对 \mathbf{W}_r 进行求导以得到该函数的最小值。在此引入拉格朗日算子, 并设定 \mathbf{W}_r 满足

$$\text{tr}(\mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H) = N_s \quad (9)$$

要使式(8)的值达到最小, 则对该式求导后应满足

$$\frac{\delta}{\delta \mathbf{W}_r} \text{tr} \{ \mathbf{M}_{SR} + \lambda_1 (\mathbf{W}_r \mathbf{W}_r^H - N_s) \} = 0 \quad (10)$$

计算后得到

$$\mathbf{W}_r (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t)^H + \mathbf{R}_{n_r} - \mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H + \lambda_1) = \mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H \quad (11)$$

由于 \mathbf{R}_{x_s} 和 \mathbf{R}_{n_r} 均为单位阵, 为了使计算简便, 将 $\mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_t)^H$ 以及 $\mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H$ 也近似地看成单位阵, 则

$$\mathbf{W}_r = \frac{\mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H}{\lambda_1 + 1} \quad (12)$$

将式(12)代入式(9), 得到

$$\text{tr} \left\{ \frac{\mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H)^H}{(\lambda_1 + 1)^2} \right\} = N_s \quad (13)$$

化简后得到 λ_1 的表达式为

$$\lambda_1 = \sqrt{\frac{\text{tr} \{ \mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H (\mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H)^H \}}{N_s}} - 1 \quad (14)$$

则满足式(8)达到最小值的 \mathbf{W}_r 为

$$\mathbf{W}_r = \mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r)^H + \mathbf{R}_{n_r} + \mathbf{H}_{SR} \mathbf{R}_{x_s} \mathbf{H}_{SR}^H + \lambda_1)^{-1} \quad (15)$$

同理,中继节点发射端的均方误差表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{RD} &= E\{(\mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_S - \mathbf{y}_D)(\mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_S - \mathbf{y}_D)^H\} = \\ &E\{(\mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_S - \mathbf{H}_{RD} \mathbf{W}_r \mathbf{x}_R - \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r \mathbf{x}_R - \mathbf{n}_D)(\mathbf{H}_{RD} \mathbf{x}_S - \mathbf{H}_{RD} \mathbf{W}_r \mathbf{x}_R - \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r \mathbf{x}_R - \mathbf{n}_D)^H\} = \\ &E\{\mathbf{H}_{RD} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_r) \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_r^H) \mathbf{H}_{RD}^H + \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_r)^H + \mathbf{R}_{n_D}\} \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{R}_{n_D} = E\{\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H\}$ 。由该式可知,在固定 \mathbf{W}_r 的前提下,中继节点发射端的均方误差是一个关于 \mathbf{W}_t 的函数。同样地,对 \mathbf{W}_t 进行求导以得到该函数的最小值并引入拉格朗日算子,规定

$$\text{tr}(\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H) = N_D \quad (17)$$

要使式(16)的值达到最小,则对该式求导后应满足

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{W}_t} \text{tr}\{\mathbf{M}_{RD} + \lambda_2 (\mathbf{W}_t \mathbf{W}_t^H - N_D)\} = 0 \quad (18)$$

计算后得到

$$(\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} + (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR})^H \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR}) \mathbf{W}_t \mathbf{R}_{x_s} + \lambda_2 \mathbf{W}_t = \mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s} \quad (19)$$

本文将 $\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD}$ 以及 $(\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR})^H \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR}$ 近似地看成单位阵,又由于 \mathbf{R}_{x_s} 为单位阵,则

$$\mathbf{W}_t = \frac{\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s}}{\lambda_2 + 2} \quad (20)$$

将式(20)代入式(17),可以得到

$$\text{tr}\left\{\frac{\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s})^H}{(\lambda_2 + 2)^2}\right\} = N_D \quad (21)$$

化简后得到 λ_2 的表达式为

$$\lambda_2 = \sqrt{\frac{\text{tr}(\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s} (\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s})^H)}{N_D}} - 2 \quad (22)$$

则满足式(16)达到最小值的 \mathbf{W}_t 可以表达为

$$\text{vec}(\mathbf{W}_t) = \frac{\text{vec}(\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} \mathbf{R}_{x_s})}{\mathbf{R}_{x_s} \otimes (\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD} + (\mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR})^H \mathbf{W}_r \mathbf{H}_{RR}) + \lambda_2} \quad (23)$$

式中: $\text{vec}(\mathbf{X})$ 为 \mathbf{X} 的拉直运算。

此外,为了使迭代结构有一个更好的初始值,设

$$\mathbf{W}_r^H \mathbf{W}_r = \frac{\mathbf{I}_{N_{RR}}}{N_{RR}} \quad (24)$$

再将所得到的 \mathbf{W}_r 代入式(23)得到初始的 \mathbf{W}_t 。

根据所得到的最小均方误差,设计一种固定一个变量计算另一个变量并交替迭代的结构,其具体实现流程如下:

初始化:设置 $n=1$,其中 n 表示迭代次数,通过初始的 \mathbf{W}_r^1 与 \mathbf{W}_t^1 获得系统的和速率 \mathbf{R}' 。

算法步骤:

- (1) $n=n+1$;
- (2) 计算得到更新的 \mathbf{W}_t^n ;
- (3) 计算得到更新的 \mathbf{W}_r^n ;
- (4) 通过更新后 \mathbf{W}_r^n , \mathbf{W}_t^n 计算系统的速率;
- (5) 如果 $|\mathbf{R}' - \mathbf{R}'^{n-1}| > \delta$,跳转步骤(1);否则,退出循环。

算法中的 δ 表示迭代终止门限,设置为一个很小的正数; \mathbf{W}_t^n , \mathbf{W}_r^n 分别为中继端接收与发射波束成形经过 n 次迭代后的值。

3 仿真结果

仿真环境设置如下: $S-R, R-D$ 和自干扰信道均为 Rayleigh 衰落;中继端配有 4 根接收和发送天线,

即 $N_{RR} = N_{RT} = 4$, 而源节点和目的节点分别配有 2 根天线, 即 $N_S = N_D = 2$ 。中继接收端、目的节点处的噪声功率相等都等于 1, 即 $\sigma_r^2 = \sigma_D^2 = 1$; 源端和中继端的发送信噪比分别定义为: $\text{SNR}_S = P_{SR} / \sigma_r^2$ 和 $\text{SNR}_R = P_{RD} / \sigma_D^2$ 。为了方便起见, 在仿真中, 设 $P_{SR} = P_{RD}$, 且定义信噪比 $\text{SNR} = P_{SR} / \sigma_r^2 = P_{RD} / \sigma_D^2$ 。

图 2 给出了本文所提出的波束成形算法在信噪比 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$, 5 dB 以及 10 dB 这 3 种情况下的系统速率 R 随着迭代次数的变化曲线。由图 2 可知, 在不同的信噪比条件下, 本文提出的算法均快速收敛, 如在 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时, 只需迭代两次就已经收敛, 而在 $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$ 时, 也只需迭代 4~5 次便可收敛。图 3 给出了本文所提出的波束成形算法、无波束成形(No mitigation)、传统的 NSP^[12] 及 Max-SIR^[15] 算法的速率随信噪比所变化的曲线。由图 3 可知, 本文算法在速率性能方面优于上述两种传统算法, 在中高信噪比时, 该算法可以在两种传统算法中较优的 Max-SIR 算法的基础上获得 $0.8 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 左右的速率增益。

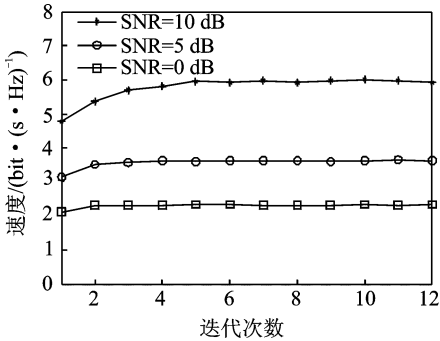


图 2 不同信噪比下迭代次数与速率的关系

Fig. 2 System achievable rate versus iteration numbers with different SNR values

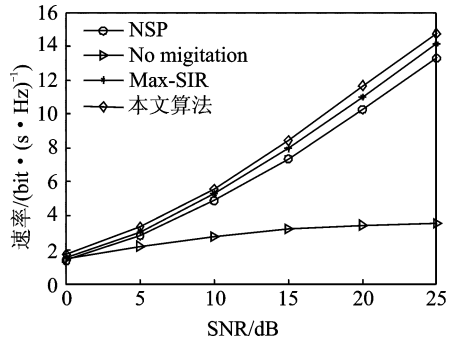


图 3 提出的波束成形算法与经典算法的速率比较

Fig. 3 Comparisons of the system achievable rate under different beamforming algorithms

图 4 给出了本文所提出的波束成形算法与传统的 NSP, Max-SIR 算法的误码率随信噪比变化的曲线。由图 4 可知, 所提算法的误码率性能明显优于上述两种传统算法, 且较速率性能提高更为明显。如当误码率达到 10^{-3} 以及更低时, 相对于两种传统算法中较好的 Max-SIR 算法, 该算法可以获得 1.5 dB 左右的信噪比增益。

4 结束语

本文针对工作在译码转发模式下的全双工 MIMO 系统提出了一种新型的波束成形算法, 该算法基于 MMSE 准则, 在中继节点的接收端与发射端分别设计波束成形矩阵以抑制中继端的自干扰, 随后再在接收与发射波束成形矩阵之间建立迭代结构, 通过固定变量循环计算得到优化波束成形矩阵的最优解。仿真结果表明, 本文所提波束成形算法在速率方面均较传统算法有一定提高, 建立的迭代结构收敛速度快, 而误码率性能则提高更为明显。这表明在相同的误码率要求下, 本文所提方法可以有效节省网络发射频率, 具有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] Bliss D, Parker P, Margetts A. Simultaneous transmission and reception for improved wireless network performance[C]// Statistical Signal Processing, IEEE/SP 14th Workshop on. Madison, USA: IEEE 2007: 478-482.
- [2] Rankow B, Wittneben A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(2): 379-389.
- [3] Kang Y Y, Cho J H. Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay [C]// Personal, Indoor

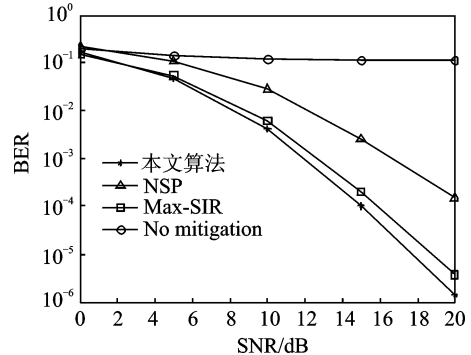


图 4 本文提出的波束成形算法与经典算法的误码率比较

Fig. 4 Comparisons of BER performance under different beamforming algorithms

- and Mobile Radio Communications, IEEE 20th International Symposium on. Tokyo, Japan: IEEE, 2009; 117-121.
- [4] Day B P, Margetts A R, Bliss D W, et al. Full-duplex MIMO relaying: Achievable rates under limited dynamic range [J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2012, 30(8): 1541-1553.
- [5] Michalopoulos D S, Schlenker J, Cheng J, et al. Error rate analysis of full-duplex relaying [C]//Waveform Diversity and Design Conference (WDD), 2010 International. Niagara Falls, ON, CA: IEEE, 2010; 000165-000168.
- [6] Kwon T, Lim S, Choi S, et al. Optimal duplex mode for DF relay in terms of the outage probability [J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2010, 59(7): 3628-3634.
- [7] Haneda K, Kahra E, Wyne S, et al. Measurement of loopback interference channels for outdoor-to-indoor full-duplex radio relays [C] // European Conference on Antennas and Propagation Proceedings of the Fourth European Conference on. Barcelona, Spain: IEEE, 2010; 1-5.
- [8] Riihonen T, Haneda K, Werner S, et al. SINR analysis of full-duplex OFDM repeaters [C]// Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, IEEE 20th International Symposium on. Tokyo: IEEE, 2009; 3169-3173.
- [9] Hamazumi H, Imamura K, Iai N, et al. A study of a loop interference canceller for the relay stations in an SFN for digital terrestrial-broadcasting [C]// Global Telecommunications Conference, GLOBECOM00. San Francisco, USA: IEEE, 2000; 167-171.
- [10] Nasr K M, Cosmas J P, Bard M, et al. Performance of an echo canceller and channel estimator for on-channel repeaters in DVB-T/H networks [J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2007, 53(3): 609-618.
- [11] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays [J]. IEEE Trans, Signal Process, 2011, 12(59): 5983-5993.
- [12] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays [C] // IEEE Conference Record of the 43rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 2009; 1508-1512.
- [13] Sung Y, Ahn Y, Nguyen B, et al. Loop interference suppression strategies using antenna selection in full duplex MIMO relays [C]// Intelligent Signal Processing and Communications Systems. Chiang Mai: IEEE, 2011; 1-4.
- [14] 卢敏, 鄧广增, 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.
- [15] 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 44th Asilomar Conference on. Pacific Grove, CA: IEEE, 2010; 658-662.
- [16] Choi D, Park D. Effective self-interference cancellation in full duplex relay systems [J]. Electron Lett, 2012, 48(1): 129-130.
- [17] Chun B, Park H. A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays [J]. IEEE Commun Lett 2012, 16(4): 436-43.
- [18] Ugurlu U, Wichman R, Riihonen T, et al. Power control and beamformer design for the optimization of full-duplex MIMO relays in a dual-hop MISO link [C]// Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), 9th International Conference on. Oulu: IEEE, 2014; 545-549.
- [19] Wang B, Zhang J, Host M A. On the capacity of MIMO relay channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(1): 29-43.

作者简介:



束锋 (1973-), 男, 研究员, 博士生导师, 研究方向: 无线通信与移动网络、雷达信号处理以及无线定位, E-mail: shufeng @ njust.edu.cn



崔玉荻 (1992-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



钱振宇 (1990-), 男, 硕士研究生, 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。



周叶 (1991-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



胡锦涛 (1989-), 男, 博士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



刘苗 (1993-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。

