

DOI:10.16356/j.1005-2615.2016.05.003

基于译码转发的全双工多用户对双向中继 MIMO 系统波束成形算法

崔玉荻¹ 束锋^{1,2,3} 胡锦涛¹ 王进¹ 陈洪洋¹ 朱伟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:全双工系统相比半双工系统对通信容量有很大的提升,但中继处的自干扰问题严重影响全双工系统的性能,而且多个用户间存在的信号泄漏也对系统性能造成影响。文中针对基于译码转发(Decode-and-forward,DF)的全双工多用户对双向中继系统,将用于消除中继自干扰的零空间投影算法(Null-space projection,NSP)与消除多用户对间干扰的迫零(Zero forcing,ZF)和块对角化(Block diagonalization,BD)算法结合,重新设计波束成形矩阵,实现同时消除自干扰和多用户间干扰的目的。仿真结果表明,构造的全双工多用户对双向中继系统可以达到同时消除自干扰与多用户间干扰的目的。

关键词:译码转发;全双工;自干扰消除;多用户对双向中继;波束成形

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2615(2016)05-0633-04

Beamforming Scheme for Full-Duplex Multi-pair Two-Way MIMO Relay System with Decode-and-Forward Strategy

Cui Yudi¹, Shu Feng^{1,2,3}, Hu Jinsong¹, Wang Jin¹, Chen Hongyang¹, Zhu Wei¹

(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. National Mobile Communications Research Laboratory,

Southeast University, Nanjing, 210096, China)

Abstract: Full-duplex has a great promotion for channel capacity compared with half-duplex, but the interference of relay and the leakage between multi-user affect the performance of communication system. We combine null-space projection(NSP) algorithm used to restrain the self-interference with zero forcing(ZF) and block diagonalization(BD) algorithms used to cancel the interference between different users to restructure beamforming matrixes, thus canceling the self-interference and multi-pair interference in multi-user full-duplex two-way relay system with decode-and-forward(DF) strategy. Simulation results

基金项目:国家自然科学基金(61271230, 6147210)资助项目;电子科技集团公司第二十二所电波环境特性及模块化技术国防科技重点实验室开放课题(201500013)资助项目;东南大学移动通信国家重点实验室开放课题(2013D02)资助项目。

收稿日期:2016-02-21;**修订日期:**2016-09-18

通信作者:束锋,男,研究员,博士生导师,E-mail:shufeng@njust.edu.cn。

引用格式:崔玉荻,束锋,胡锦涛,等.基于译码转发的全双工多用户对双向中继 MIMO 系统波束成形算法[J].南京航空航天大学学报,2016,48(5):633-636. Cui Yudi, Shu Feng, Hu Jinsong, et al. Beamforming scheme for full-duplex multi-pair two-way MIMO relay system with decode-and-forward strategy[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2016, 48(5): 633-636.

reveal that the multi-user full-duplex two-way relay system can restrain the self-interference of relay and the interference between multi-user at the same time.

Key words: decode-and-forward; full-duplex; self-interference cancelled; multi-pair two-way relay; beamforming

全双工系统可以实现同时同频接收和发送信号,能够大幅度地提升无线通信容量和频谱利用率,因而受到广大学者的关注^[1]。但全双工系统中继的接收端和发送端在传送信号的过程中会产生泄漏,即自干扰,会严重影响系统性能^[2-3]。所以自干扰消除是全双工系统需要解决的主要问题。文献^[4]对现有的自扰消除方法做了总结,包括天线隔离、时域消除和空域抑制等。但是天线隔离只能部分消除自干扰^[2],时域消除算法复杂度高而且仪器成本高,所以本文主要讨论空域抑制的相关算法。文献^[5~7]给出了一些经典的空域自干扰消除方法,如:迫零(Zero forcing, ZF)、最小均方误差(Minimum mean square error, MMSE)和零空间投影(Null-space projection, NSP)。文献^[8]提出了梯度投影算法以最大化全双工 MIMO 中继系统的和速率下界。文献^[9]研究了基于译码转发(Decode-and-forward, DF)协议的全双工中继系统误码率,利用特征函数分析性能并给出不同信道衰落下的系统误码率表达式。文献^[10]提出了基于放大转发(Amplify-and-forward, AF)的全双工双向中继系统。但以上系统为均采用单用户对模型,如果将系统扩展为多用户对模型,那么多用户对提供的分集增益会进一步提高系统性能。不过在多用户对系统中,用户对之间存在的干扰也会影响系统性能。文献^[11]研究了基于 AF 的全双工多用户单向中继系统。文献^[12]给出了一种基于 AF 的半双工多用户对双向中继系统的波束成形算法——奇异值分解(Singular value decomposition, SVD)。为了进一步提升频谱利用率,构造了全双工多用户对双向中继模型,并将其应用 DF 系统。结果表明,文中构造的全双工多用户对双向中继系统在抑制自干扰信号的同时也能够消除用户对之间的干扰,提高了系统性能。并且中继端配置的天线数越多,系统的性能也越好。

1 系统模型

本文研究的是全双工多用户对双向中继系统,其模型如图 1 所示。由于路径损耗以及阴影衰落,假设不同的用户之间没有直达通道,而是通过中继进行信息交换。中继节点 R 在接收来自用户当前

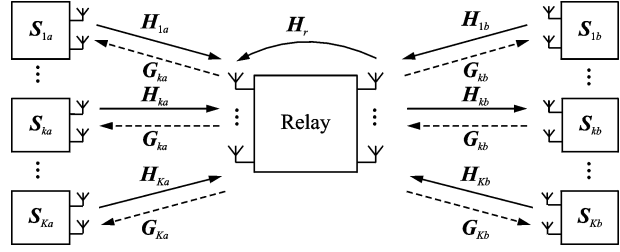


图 1 全双工多用户对双向中继系统模型

Fig. 1 System model of full-duplex multi-pair two-way MIMO relay system

时隙的信号的同时也向用户节点发送上一时隙的信号。

系统配置为:中继配有 N 副天线, K 个用户对,每个用户配有 M 根天线。 \mathbf{H}_{ki} 和 \mathbf{G}_{ki} , $i \in \{a, b\}$ 分别表示上行信道和下行信道的信道增益矩阵, \mathbf{H}_r 为中继自干扰信道增益矩阵。设用户 ki 发送信号为 \mathbf{x}_{ki} , 且满足 $\text{tr}\{\mathbf{x}_{ki}\mathbf{x}_{ki}^H\} = P_s$, 经过上行信道传输以及中继接收信号波束成形, 中继接收信号为

$$\mathbf{y}_r[n] = \sum_{k=1}^K \sum_{i \in \{a, b\}} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{ki} \mathbf{x}_{ki}[n] + \mathbf{W}_R (\mathbf{H}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{z}_r[n]) \quad (1)$$

式中: \mathbf{W}_R 表示中继端接收波束成形矩阵; \mathbf{z}_r 表示中继接收端的加性循环对称复高斯白噪声, 满足 $\text{tr}\{\mathbf{z}_r \mathbf{z}_r^H\} = \sigma_r^2$; \mathbf{x}_r 为经过中继协议发送波束成形的中继端发送信号, 具体表示为 $\mathbf{x}_r = \beta \mathbf{W}_T \mathbf{x}[n - \tau]$ 。其中 \mathbf{W}_T 为中继端发送波束成形矩阵; β 为功率约束因子; P_{RS} 为中继端发射功率, 则 β 表示为

$$\beta = \sqrt{\frac{P_{RS}}{\text{tr}(\mathbf{W}_T \mathbf{W}_T^H)}} \quad (2)$$

经过中继发送端波束成形以及下行信道传输, 用户接收信号表示为

$$\mathbf{y}_{ki}[n] = \mathbf{G}_{k(-i)}^T \mathbf{x}_r + \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_j \mathbf{x}_{kj}[n] + \mathbf{z}[n] \quad (3)$$

式中: \mathbf{H}_j 为所有 ki 用户对 $k(-i)$ 用户的干扰; \mathbf{z} 为服从零均值高斯分布的用户接收噪声, 且 $\text{tr}\{\mathbf{z} \mathbf{z}^H\} = \sigma^2$ 。在本文研究的多用户对全双工双向中继系统中, 波束成形算法不仅包括对中继的自干扰抑制, 也包括用户对内以及用户对间干扰消除。所以, \mathbf{W}_R 和 \mathbf{W}_T 可以分解为

$$\mathbf{W}_R = \mathbf{W}_{sr} \mathbf{W}_r \quad \mathbf{W}_T = \mathbf{W}_t \mathbf{W}_{rd} \quad (4)$$

式中: \mathbf{W}_r 和 \mathbf{W}_t 分别表示中继接收端和发送端的自干扰消除矩阵, \mathbf{W}_{sr} 和 \mathbf{W}_{rd} 分别表示中继接收端和发送端波束成形矩阵。根据式(1~4), 得到上行链路中继接收的和速率为

$$R_{u_{ki}} = \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_r} + P_{MS} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{ki} (\mathbf{W}_R \mathbf{H}_{ki})^H \mathbf{R}_W^{-1}) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{R}_W = \beta^2 (\mathbf{W}_R \mathbf{H}_r \mathbf{W}_T) \cdot (\mathbf{W}_R \mathbf{H}_r \mathbf{W}_T)^H + \sigma_r^2 \mathbf{W}_R \cdot (\mathbf{W}_R)^H + \mathbf{E}_{ki}$, 而 $\mathbf{E}_{ki} = \sum_{m=1, m \neq k}^K \sum_{n \in \{a, b\}} P_{MS} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{mn} \cdot (\mathbf{W}_R \mathbf{H}_{mn})^H$ 。同理, 可得下行链路用户接收的和速率表示为

$$R_{d_{ki}} = \log_2 \det(\mathbf{I}_M + \beta^2 P_{RS} \mathbf{G}_{k(-i)}^H \mathbf{W}_T (\mathbf{G}_{k(-i)}^H \mathbf{W}_T)^H \mathbf{R}_T^{-1}) \quad (6)$$

式中: $\mathbf{R}_T = \sigma_{MS}^2 \mathbf{I}_M + \sum_{m=1, m \neq k}^K \sum_{n \in \{a, b\}} \beta^2 P_{RS} \mathbf{G}_{nm} \mathbf{W}_T (\mathbf{G}_{nm} \cdot \mathbf{W}_T)^H + \mathbf{H}_j \mathbf{H}_j^H$ 。由此得出依照 DF 准则的全双工多用户对双向中继系统的和速率为^[13]

$$R = \min(R_u, R_d) \quad (7)$$

式中: $R_u = \sum_{k=1}^K \sum_{i \in \{a, b\}} R_{u_{ki}}$ 表示上行链路和速率;

$R_d = \sum_{k=1}^K \sum_{i \in \{a, b\}} R_{d_{ki}}$ 表示下行链路和速率。

2 波束成形算法

本节讨论全双工多用户对双向中继系统的波束成形算法。首先, 需要消除中继端的自干扰, 本文采用 NSP 算法^[6]。依照 NSP 算法, 自干扰消除需满足条件

$$\mathbf{W}_r \mathbf{H}_r \mathbf{W}_t = 0 \quad (8)$$

通过对 \mathbf{H}_r 的 SVD 分解, $\mathbf{H}_r = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H = [\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2] \mathbf{\Sigma} [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2]^H$, 分别得到了系统的中继接收自干扰消除矩阵和发送自干扰消除矩阵 $\mathbf{W}_r = \mathbf{U}_1^H$, $\mathbf{W}_t = \mathbf{V}_2$ 。在消除了中继自干扰之后, 还需对用户对间的干扰进行处理, 所以重新构造了上行和下行信道矩阵

$$\mathbf{W}_r \mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} \quad \mathbf{G}^T \mathbf{W}_t = \hat{\mathbf{G}} \quad (9)$$

ZF 算法^[14]与 SVD 算法^[12]均可依据式(9)构造, 在此不作赘述。

由于 ZF 算法会受到信道相关性的影响, 为了提升系统和速率采取块对角化波束成形算法^[14]。首先定义矩阵

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{k(-i)} &= [\hat{\mathbf{H}}_{1a} \hat{\mathbf{H}}_{1b} \cdots \hat{\mathbf{H}}_{(k-1)b} \hat{\mathbf{H}}_{ki} \hat{\mathbf{H}}_{(k+1)a} \cdots \hat{\mathbf{H}}_{Kb}] \\ \hat{\mathbf{G}}_{k(-i)} &= [\hat{\mathbf{G}}_{1a}^T \hat{\mathbf{G}}_{1b}^T \cdots \hat{\mathbf{G}}_{(k-1)b}^T \hat{\mathbf{G}}_{ki}^T \hat{\mathbf{G}}_{(k+1)a}^T \cdots \hat{\mathbf{G}}_{Kb}^T]^T \end{aligned} \quad (10)$$

BD 算法采用将中继波束成形矩阵映射在的

零空间上的方法来消除用户对间的干扰。对上述定义矩阵进行 SVD 分解

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{k-} &= [\mathbf{U}_{H_k}^{(1)} \ \mathbf{U}_{H_k}^{(0)}] \mathbf{\Sigma}_{H_k-} \mathbf{V}_{H_k-}^H \\ \hat{\mathbf{G}}_{k-} &= \mathbf{U}_{G_k-} \mathbf{\Sigma}_{G_k-} [\mathbf{V}_{G_k-}^{(1)} \ \mathbf{V}_{G_k-}^{(0)}]^H \end{aligned} \quad (11)$$

令 $L_k = \text{rank}(\hat{\mathbf{H}}_{k-})$, $R_k = \text{rank}(\hat{\mathbf{G}}_{k-})$, 则 $\mathbf{U}_{H_k-}^{(0)} \in \mathbb{C}^{N \times L_k}$ 和 $\mathbf{V}_{G_k-}^{(0)} \in \mathbb{C}^{2MK \times R_k}$ 分别为 $\hat{\mathbf{H}}_{k-}$ 和 $\hat{\mathbf{G}}_{k-}$ 的零空间。将每用户的上下行信道矩阵 \mathbf{H}_k 和 \mathbf{G}_k 分别与 $\mathbf{U}_{H_k-}^{(0)}$ 和 $\mathbf{V}_{G_k-}^{(0)}$ 相乘, 并对相乘后得到的矩阵进行 SVD 分解, 以达到消除用户对内干扰的目的。

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{H_k-}^{(0)H} \mathbf{H}_k &= [\mathbf{U}_{H_k}^{(1)} \ \mathbf{U}_{H_k}^{(0)}] \mathbf{\Sigma}_{H_k} \mathbf{V}_{H_k}^H \\ \mathbf{G}_k \mathbf{V}_{G_k-}^{(0)} &= \mathbf{U}_{G_k} \mathbf{\Sigma}_{G_k} [\mathbf{V}_{G_k}^{(1)} \ \mathbf{V}_{G_k}^{(0)}]^T \end{aligned} \quad (12)$$

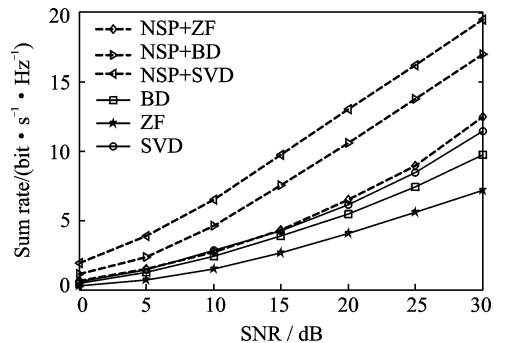
最后, 得到了中继接收端和发送端的 BD 波束成形矩阵

$$\mathbf{W}_{sr} = \mathbf{U}_{H_k}^{(1)H} \mathbf{U}_{H_k-}^{(0)H} \quad \mathbf{W}_{rd} = \mathbf{V}_{G_k-}^{(0)} \mathbf{V}_{G_k}^{(1)} \quad (13)$$

3 仿真结果及分析

本节通过仿真来评估构造的全双工多用户对双向中继系统的性能, 采用 SVD 算法作为上界, 并用 ZF 和 BD 算法对比进行验证。系统参数设置如下: 系统用户对数 $K=2$; 每用户天线数 $M=2$; 中继的发射天线与接收天线的数 $N=16$ 。用户的平均信噪比为 $\text{SNR}_{RS} = P_{MS} / \sigma_{RS}^2$, 中继端的平均信噪比为 $\text{SNR}_{MS} = P_{RS} / \sigma_{MS}^2$ 。

图 2 比较了当 $\text{SNR}_{RS} = \text{SNR}_{MS}$, 用户对数 $K=2$, 用户天线数为 $M=2$ 时, 全双工双向中继模式下 NSP+SVD, NSP+BD, NSP+ZF 的 3 种波束成形算法, 以及半双工双向中继模式下 SVD, BD, ZF 三种波束成形算法的和速率。由图 2 可知, 在本文构造的全双工多用户对双向中继系统中, 全双工模式下的 3 种波束成形算法性能均高于半双工模式下波束成形的算法, 且其性能排序为: NSP+SVD > NSP+BD > NSP+ZF > SVD > BD > ZF。ZF 算法由于受信道相关性影响较大, 其性

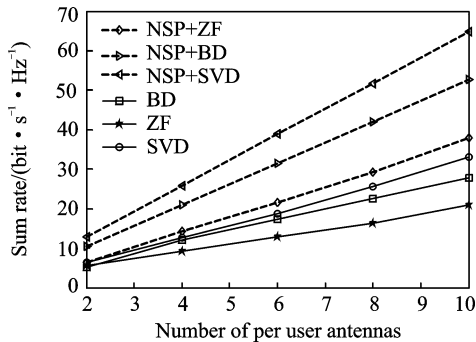


注: 虚线表示全双工模式, 实线代表半双工模式

图 2 提出的波束成形算法与经典算法的和速率比较
Fig. 2 Comparison of achievable rate under different beamforming schemes

能次于BD算法。BD算法以牺牲发射信号空间自由度来彻底消除用户对之间的干扰,所以其性能次于SVD算法。理论上全双工双向模式的和速率应该为半双工双向模式的2倍,而文中数据结果(以 $\text{SNR}_{RS} = \text{SNR}_{MS} = 25 \text{ dB}$, NSP+BD算法为例)只达到1.78倍。这是因为NSP并不是最优的自干扰抑制方式,因为在其干扰置零过程中会有维度损失,而且在两步波束成形过程中很可能产生新的干扰,影响系统性能,所以不能达到理想的条件。

图3为在 $\text{SNR}_{RS} = \text{SNR}_{MS} = 20 \text{ dB}$ 时,不同波束成形算法和速率随用户天线数目的变化曲线。由图3可知,随着用户配置的天线数增加,系统的和速率快速上升,且不同波束成形算法间的差距也逐渐拉大。这意味着采用多天线,甚至达到中大规模的天线数目时,可以带来更高的复用增益。



注:虚线表示全双工模式,实线代表半双工模式

图3 用户配置不同数目天线时,不同波束成形算法的和速率比较

Fig. 3 Comparison of achievable rate under different beamforming schemes with different user antenna numbers

4 结束语

本文针对基于译码转发的全双工多用户对双向中继系统,设计了NSP+SVD, NSP+ZF, NSP+BD三种波束成形矩阵,以达到同时消除中继自干扰和用户对间干扰的目的。仿真表明,设计的3种波束成形算法既能消除中继自干扰,又能消除用户对间及对内干扰。并且,随着用户配置天线数目的增多,提出的系统的性能也越好。

参考文献:

[1] Bliss D, Parker P, Margetts A. Simultaneous transmission and reception for improved wireless network performance[C]// IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing. Madison, WI, USA: IEEE, 2007: 478-482.

[2] Haneda K, Kahra E, Wyne S, et al. Measurement of

loopback interference channels for outdoor-to-indoor full-duplex radio relays [C]// 4th European Conference on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain: IEEE, 2010: 1-5.

[3] Rankow B, Wittneben A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels [J]. IEEE Selected Areas in Communications, 2007, 25(2): 379-389.

[4] Duarte M, Dick C, Sabharwal A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(12): 4296-4307.

[5] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays [C]// IEEE Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 2009: 1508-1512.

[6] 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.

[7] 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.

[8] Day B P, Margetts A R, Bliss D W, et al. Full-duplex MIMO relaying: Achievable rates under limited dynamic range [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(8): 1541-1553.

[9] Michalopoulos D S, Schlenker J, Cheng J, et al. Error rate analysis of full-duplex relaying [C]// 2010 International Waveform Diversity and Design Conference (WDD). Niagara Falls: IEEE, 2010: 000165-000168.

[10] Li S, Murch R D, Lau V K N. Linear transceiver design for full-duplex multi-user MIMO system [C]// 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC). Sydney, NSW: IEEE, 2014: 4921-4926.

[11] Zheng G. Joint beamforming optimization and power control for full-duplex MIMO two-way relay channel [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 63(3): 555-566.

[12] Shu F, Lu Y Z, Chen Y. 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.

[13] Wang B, Zhang J, Host-Madsen A. On the capacity of MIMO relay channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(1), 29-43.

[14] Yilmaz E, Zakhour R, Gesbert D. Multi-pair two-way relay channel with multiple antenna relay station [C]// 2010 IEEE International Conference on Communications (ICC). Cape Town, South Africa: IEEE, 2010: 1-5.

