

互信息量最大化和低复杂度的全双工中继网络自干扰消除和干扰对齐算法

谢显中 王闯* 雷维嘉 兰顺福
(重庆邮电大学个人通信研究所 重庆 400065)

摘要: 该文针对多用户全双工中继干扰信道,同时考虑全双工中继自干扰消除及用户端干扰消除问题。首先,提出了基于最大化全局互信息量的自干扰消除和干扰对齐算法,并具体给出了自干扰消除矩阵的具体求解算法和方案。进一步,给出了信号对齐和干扰抑制的可行性条件,并分析了系统的互信息量和所受干扰噪声功率,以及系统的自由度。理论分析和仿真结果显示,与现有的典型全双工中继方案相比,该文算法可以提高系统互信息量和自由度,并有较低误码率;另外,该文算法的中继只需进行简单的功率约束,不需做复杂的信号处理,降低了整个系统的信号处理复杂度。

关键词: 全双工中继; 自干扰消除; 干扰对齐; 全局互信息量; 自由度

中图分类号: TN929

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)05-1186-08

DOI: 10.11999/JEIT150791

A Self-interference Cancellation and Interference Alignment Algorithm for Full-duplex Relay Networks with Maximum Mutual Information and Low Complexity

XIE Xianzhong WANG Chuang LEI Weijia LAN Shunfu

(Institute of Personal Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: This paper considers a multi-user full-duplex relay interference channel where self-interference and user interference exist. Firstly, a self-interference cancellation and interference alignment algorithm based on maximum global mutual information is proposed, and then the concrete algorithm and scheme of self-interference cancellation matrix is given. Furthermore, this paper investigates the feasibility conditions of the signal alignment and interference suppression, so as to analyze the mutual information, the interference plus noise power and the degree of freedom of the system. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed algorithm can improve the mutual information and the degree of freedom of the system, and reduce the bit error rate compared with the existing typical full-duplex relay scheme. In addition, the relay only needs to do simple power constraints, and it is not necessary to do complex signal processing which reduces the complexity of signal processing for the whole system.

Key words: Full-duplex relay; Self-interference cancellation; Interference alignment; Global mutual information; Degree of freedom

1 引言

虽然中继网络可以有效提高无线通信网络的覆盖范围和通信质量,但传统的中继网络主要以半双工方式工作(Half-Duplex Relaying, HDR)。近年来,

全双工无线通信取得了部分进展,中继节点以全双工方式进行信号的中继传输的全双工中继网络(Full-Duplex Relaying, FDR)引起了高度关注^[1]。全双工中继网络可以在同频同时实现双向中继通信(Two-Way Relaying, TWR),这就大大提高了无线通信系统的频谱效率,并为中继网络的设计提供了更多的灵活性。然而,全双工中继网络也存在严重的干扰问题,近几年的研究表明采用干扰对齐^[2,3](Interference Alignment, IA)可以有效地消除系统中的干扰,从而提高系统容量。

目前,已有一些干扰对齐应用于半双工双向中继通信(HD-TWR)的研究^[4-6]。文献[4]针对 K 对TWR网络,在迭代干扰对齐的基础上联合多用户检测,然后强干扰通过多用户检测来消除。文献[5]

收稿日期: 2015-07-01; 改回日期: 2016-02-22; 网络出版: 2016-03-29

*通信作者: 王闯 wangchuang3317@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61271259, 61471076), 重庆市教委科学技术研究项目(KJ120501, KJ130536), 长江学者和创新团队发展计划(IRT1299), 重庆市科委重点实验室专项经费(CSTC)

Foundation Items: The National Nature Science Foundation of China (61271259, 61471076), Scientific and Technological Research Program of Chongqing Education Commission (KJ120501, KJ130536), Changjiang Scholars and Innovative Research Team (IRT1299), Special funds of Key Laboratory of Chongqing Science and Technology Committee

针对双向中继干扰网络, 研究分析了提高网络吞吐量的网络编码设计方案。文献[6]针对该系统模型, 提出了一种非对称信号空间对齐, 并指出该算法不需要信号扩展就可实现较高的自由度。然而, 这些研究方案仅针对单天线或多天线的半双工 TWR 网络, 而没涉及全双工 TWR 网络相结合通信环境的干扰对齐方案。

相对于 HD-TWR 网络, 全双工双向中继(FD-TWR)网络可以节省频谱资源。文献[7]利用自适应天线和耦合波径来实现全双工无线中继的自干扰消除, 但是此方案实现过程较为复杂。文献[8]针对全双工多中继网络场景, 提出了中继选择和中继协议优化方案, 但是没有与其他全双工中继系统误码率分析比较。

最近, 文献[9,10]等开始将 IA 与 FD-TWR 网络结合。文献[9]研究了双向全双工中继干扰信道, 结合干扰对齐的块马尔科夫编码方案, 但是此方案没有考虑自干扰。文献[10]针对 $M \times 2$ 的 X 干扰信道, 提出了一种全双工中继干扰对齐方案, 但没有同时考虑全双工中继自干扰消除以及用户端干扰消除。

针对上述问题, 本文研究了多用户全双工中继网络的自干扰消除和用户端干扰对齐方案, 首先通过对信道矩阵进行奇异值分解(SVD)来设计自干扰消除矩阵, 并给出求解自干扰消除矩阵的具体算法。然后进行信号对齐求得发送端预编码矩阵, 并给出信号对齐可行性条件, 之后以最大化全局互信息量为目标函数来求取接收端干扰抑制矩阵。相对于文献[11,12]的中继迫零方案提高了系统容量, 并且误码率也优于文献[7]和文献[10]的算法, 相较于文献[10]的方案, 每个用户接收端可获得更高的自由度。进一步, 在本文方案中, 中继只需进行简单的功率约束, 不必做复杂的信号处理, 从而大大降低了整个系统的信号处理复杂度。

2 系统模型

多用户全双工中继网络干扰信道模型如图 1 所示, 包括相互通信的两组用户和一个放大转发中继节点。假设用户 $i \in \mathbb{N}_K$ 和用户 $i' \in \mathbb{N}_K$ 分别表示第 1 组用户和第 2 组用户, 其中 $\mathbb{N}_K \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$ 是一个正整数集合, 并且每个用户配有 N 根天线, 中继配有 M 根天线。第 1 组用户 i 只期望与之相对应的第 2 组用户 i' 进行通信, 所有 $2K$ 个用户同时发送和接收数据, 中继也同时接收 $2K$ 个用户所发送的数据并转发给所有用户。

设 \mathbf{s}_i 和 $\mathbf{s}_{i'}$ 分别表示第 i 个用户以及与之相对应的第 i' 个用户所发送的信号, d_i 和 $d_{i'}$ 表示发送信号数据流个数。信号 \mathbf{s}_i 和 $\mathbf{s}_{i'}$ 各自的预编码矩阵 $\mathbf{V}_i \in \mathbb{C}^{N \times d_i}$ 和 $\mathbf{V}_{i'} \in \mathbb{C}^{N \times d_{i'}}$ 。同时, 发送信号满足功率

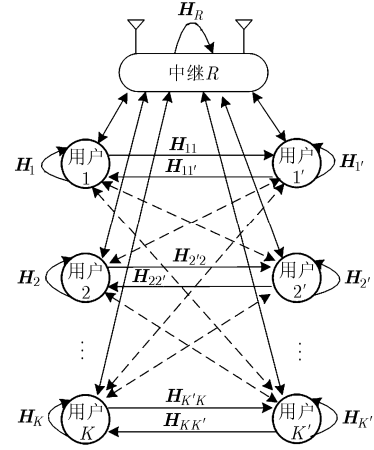


图 1 K 用户对全双工中继干扰信道

约束条件:

$$\mathbb{E} \left\{ \text{Tr} \left([\mathbf{V}_i \mathbf{s}_i][\mathbf{V}_i \mathbf{s}_i]^H \right) \right\} \leq P_i, \mathbb{E} \left\{ \text{Tr} \left([\mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'}][\mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'}]^H \right) \right\} \leq P_{i'}$$

其中, P_i 和 $P_{i'}$ 分别为用户 i 及 i' 的发送信号功率。在发送阶段, 所有 $2K$ 个终端用户同时将这些信号发送给相应的用户以及中继。中继接收到的信号为

$$\mathbf{y}_R = \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{Rj} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \sum_{i=1}^K \mathbf{H}_{Rj'} \mathbf{V}_{j'} \mathbf{s}_{j'} + \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R \mathbf{s}_R + \mathbf{n}_R \quad (1)$$

$$\mathbf{s}_R = f(\mathbf{y}_R) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{H}_{Rj} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为用户 j 到中继 R 的信道矩阵; $\mathbf{H}_{Rj'} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为用户 j' 到中继 R 的信道矩阵; $\mathbf{n}_R \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为中继 R 的加性高斯白噪声, 其分布满足 $\mathbf{n}_R \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$; $\mathbf{F}_R \in \mathbb{C}^{M \times d_R}$ 为中继发送预编码矩阵; \mathbf{s}_R 为中继发送信号; $\mathbf{H}_R \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 表示中继自干扰信道; $f(\cdot)$ 是中继 R 产生发送信号的函数。

当中继接收到所有用户的信号后, 同时将其转发给所有用户。用户 i ($\forall i \in \mathbb{N}_K$) 所接收到的信号为

$$\mathbf{y}_i = \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{ij'} \mathbf{V}_{j'} \mathbf{s}_{j'} + \mathbf{H}_i \mathbf{V}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \mathbf{s}_R + \mathbf{n}_k \quad (3)$$

其中, $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为加性高斯白噪声, 其分布满足 $\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ 。同样, 用户 i' 所接收到的信号为

$$\mathbf{y}_{i'} = \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{i'j} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{H}_{i'} \mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'} + \mathbf{H}_{i'R} \mathbf{F}_R \mathbf{s}_R + \mathbf{n}_{i'} \quad (4)$$

3 全双工中继节点的自干扰消除算法

中继同时接收并转发所有用户发送的信号, 而干扰主要是来自其自身发送端对接收端所造成的自干扰, 设 $\mathbf{D}_R \in \mathbb{C}^{M \times d_R}$ 为中继接收端的自干扰抑制矩阵, 那么经过自干扰抑制后的接收信号矢量式(1)变为

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_R^H \mathbf{y}_R &= \sum_{j=1}^K \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{Rj} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \sum_{j=1}^K \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{Rj'} \mathbf{V}_{j'} \mathbf{s}_{j'} \\ &\quad + \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R \mathbf{s}_R + \mathbf{D}_R^H \mathbf{n}_R \end{aligned} \quad (5)$$

当 $\mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R = \mathbf{0}$ 时, 中继可以实现自干扰消除。利用酉矩阵的正交特性来设计 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R , 对 \mathbf{H}_R 进行奇异值分解, 即 $\mathbf{H}_R = \mathbf{U}_R \Sigma_R \mathbf{V}_R^H$ 。令 $\mathbf{u}_R^k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $\mathbf{v}_R^k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 分别表示 \mathbf{U}_R 和 \mathbf{V}_R 的第 k 列的列向量。那么有

$$\mathbf{U}_R = [\mathbf{u}_R^1, \dots, \mathbf{u}_R^k, \dots, \mathbf{u}_R^M]_{M \times M} \quad (6)$$

$$\mathbf{V}_R = [\mathbf{v}_R^1, \dots, \mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^M]_{M \times M} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} [\mathbf{u}_R^k]^H \mathbf{u}_R^l &= 0, \quad l \neq k \\ [\mathbf{u}_R^k]^H \mathbf{u}_R^l &= 1, \quad l = k \\ \text{s.t. } \forall l, k &\in \{1, 2, \dots, M\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R = \mathbf{D}_R^H \mathbf{U}_R \Sigma_R \mathbf{V}_R^H \mathbf{F}_R = \begin{bmatrix} [\mathbf{u}_R^k]^H \\ \vdots \\ [\mathbf{u}_R^k]^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_R^1, \dots, \mathbf{u}_R^k, \dots, \mathbf{u}_R^M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_R^1, \dots, \mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^M \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^j \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \lambda_k & 0 & \dots & 0 \\ & \ddots & & \vdots & & & \\ & & 0 & & \vdots & & \\ \vdots & & & \lambda_k & & \vdots & \\ & & \vdots & & 0 & & \\ & & & \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_k & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_R^1, \dots, \mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^M \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \lambda_k \mathbf{v}_R^k \mathbf{v}_R^j & 0 & \dots & 0 \\ & \ddots & & \vdots & & & \\ & & 0 & & \vdots & & \\ \vdots & & & \lambda_k \mathbf{v}_R^k \mathbf{v}_R^j & & \vdots & \\ & & \vdots & & 0 & & \\ & & & \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_k \mathbf{v}_R^k \mathbf{v}_R^j & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{0}$$

从式(10)可以看出 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R 的设计并不是唯一的, 为了确保干扰消除的有效性和准确性, 因此需要设计优化算法来选择出最优的 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R , 从而使中继自干扰消除最优化。具体优化算法为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \min_{\mathbf{D}_R, \mathbf{F}_R} \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R \\ &= \min_{\mathbf{D}_R, \mathbf{F}_R} [\mathbf{u}_R^k, \dots, \mathbf{u}_R^k]_{M \times M}^H \mathbf{H}_R [\mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^j]_{M \times M} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, ε 为目标函数。当 $\mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R \rightarrow \mathbf{0}$ 时, \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R 可以使中继自干扰消除最优化。具体步骤如下:

(1) 令 $j = 1$, 初始化 $\mathbf{F}_R: \mathbf{F}_R = [\mathbf{v}_R^1, \dots, \mathbf{v}_R^1]_{M \times M}$, 并初始化 $\varepsilon: \varepsilon_{\min} = [\mathbf{u}_R^1, \dots, \mathbf{u}_R^1]_{M \times M}^H \mathbf{H}_R [\mathbf{v}_R^1, \dots, \mathbf{v}_R^1]_{M \times M}$;

(2) 令 $k=1$ 给定初始 $\mathbf{D}_R: \mathbf{D}_R = [\mathbf{u}_R^k, \dots, \mathbf{u}_R^k]_{M \times M} \Big|_{k=1} = [\mathbf{u}_R^1, \dots, \mathbf{u}_R^1]_{M \times M}$;

(3) 将 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R 代入式(11)求得 ε , 记为 ε_1 。
 $\varepsilon_{\min} = \min(\varepsilon_1, \varepsilon_{\min})$;

$$\left. \begin{aligned} [\mathbf{v}_R^j]^H \mathbf{v}_R^l &= 0, \quad l \neq j \\ [\mathbf{v}_R^j]^H \mathbf{v}_R^l &= 1, \quad l = j \\ \text{s.t. } \forall l, j &\in \{1, 2, \dots, M\} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

根据式(6)和式(7), 自干扰消除矩阵 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R 式(10)可设计为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{D}_R &= [\mathbf{u}_R^k, \dots, \mathbf{u}_R^k]_{M \times M} \\ \mathbf{F}_R &= [\mathbf{v}_R^j, \dots, \mathbf{v}_R^j]_{M \times M} \\ \text{s.t. } j, k &= 1, 2, \dots, M \text{ 且 } j \neq k \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

为了证明 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R 满足等式 $\mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R = \mathbf{0}$, 给出如下推导过程:

(4) 令 $k = k + 1$, 更新 $\mathbf{D}_R: \mathbf{D}_R = [\mathbf{u}_R^k, \dots, \mathbf{u}_R^k]_{M \times M} \Big|_{k=k+1} = [\mathbf{u}_R^{k+1}, \dots, \mathbf{u}_R^{k+1}]_{M \times M}$;

(5) 将(4)更新的 \mathbf{D}_R 以及 \mathbf{F}_R 代入式(11)求得 ε , 记为 ε_2 。并与 ε_{\min} 比较取两者最小: $\varepsilon_{\min} = \min(\varepsilon_{\min}, \varepsilon_2)$;

(6) 若 $k < M$, 返回步骤(4)。若 $k = M$, 令 $j = j + 1$ 且 $j \leq M$, $\mathbf{F}_R = [\mathbf{v}_R^{j+1}, \dots, \mathbf{v}_R^{j+1}]_{M \times M}$ 并返回步骤(2);

(7) 直到 $k = M, j = M$ 。所求得 ε_{\min} 相对应的 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R 为最优化的。

4 发送端的信号对齐

根据第 3 节的算法求得自干扰消除矩阵 \mathbf{D}_R 和 \mathbf{F}_R , 那么经过自干扰消除后中继 R 的最终发送信号为

$$\mathbf{s}_R = f(\mathbf{y}_R) = \eta \mathbf{D}_R^H \mathbf{y}_R \quad (12)$$

其中, η 为功率约束因子, 满足 $E[\text{Tr}(\mathbf{s}_R \mathbf{s}_R^H)] \leq P_R$,

$$\text{即 } \eta = \sqrt{\frac{P_R}{\mathbb{E}[\text{Tr}[\mathbf{D}_R^H \mathbf{y}_R (\mathbf{D}_R^H \mathbf{y}_R)^H]]}}.$$

根据 $\mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_R \mathbf{F}_R = \mathbf{0}$, 将式(5)和式(12)代入式(3)并减去自身自干扰 $(\mathbf{H}_i + \mathbf{G}_{ii})\mathbf{V}_i \mathbf{s}_i$ 得用户 i 的接收信号:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_i &= \mathbf{y}_i - (\mathbf{H}_i + \mathbf{G}_{ii})\mathbf{V}_i \mathbf{s}_i \\ &= \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'} + \sum_{j=1, j \neq i}^K (\mathbf{G}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{Q}_{kj'} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_{j'}) + \tilde{\mathbf{n}}_i \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{G}_{ij} \triangleq \eta \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{Rj}$, $\mathbf{Q}_{ij'} \triangleq \mathbf{H}_{ij'} + \eta \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \cdot \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{Rj'}$, $\tilde{\mathbf{n}}_i = \eta \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_i$.

同理, 对用户 i' , 将式(5)和式(8)代入式(4)并减去自身发送信号 $(\mathbf{H}_{i'} + \mathbf{G}_{i'i'})\mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'}$ 可得接收信号表达式为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_{i'} &= \mathbf{y}_{i'} - (\mathbf{H}_{i'} + \mathbf{G}_{i'i'})\mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'} \\ &= \mathbf{Q}_{i'i} \mathbf{V}_i \mathbf{s}_i + \sum_{j=1, j \neq i'}^K (\mathbf{G}_{i'j'} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_{j'} + \mathbf{Q}_{i'j} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j) + \tilde{\mathbf{n}}_{i'} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{G}_{i'j'} \triangleq \eta \mathbf{H}_{i'R} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{Rj'}$, $\mathbf{Q}_{i'j} \triangleq \mathbf{H}_{i'j} + \eta \mathbf{H}_{i'R} \mathbf{F}_R \cdot \mathbf{D}_R^H \mathbf{H}_{Rj}$, $\tilde{\mathbf{n}}_{i'} = \eta \mathbf{H}_{i'R} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{i'}$.

用户 i 发送 d_i 个独立数据流, 天线数必须满足 $N_i \geq d_i$; 用户 j' 的天线数必须满足 $N_{j'} \geq d_{j'} (\forall i, j \in \mathbb{N}_K)$ 。发送端不做任何处理时, 中继会接收到 $2 \sum_{i=1}^K d_i$ 个独立的数据流, 为了有效利用中继接收信号空间, 采用预编码技术将用户对发送的数据流对齐到同一个 d_i 维度的信号空间里。那么用户对 (i, i') 的预编码矩阵应满足:

$$\text{span}(\mathbf{H}_{Ri} \mathbf{V}_i) = \text{span}(\mathbf{H}_{Ri'} \mathbf{V}_{i'}), \quad \forall i \in \mathbb{N}_K \quad (15)$$

其中, $\text{span}(\mathbf{A}) = \text{span}(\mathbf{B})$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的列向量和矩阵 \mathbf{B} 的列向量分别构成的矢量空间的交集。中继将只会接收到 $\sum_{i=1}^K d_i$ 个独立的数据流信息, 中继天线数 M 应满足 $M \geq \sum_{i=1}^K d_i$ 。为求得预编码矩阵, 式(15)可转化为

$$\mathbf{H}_{Ri} \tilde{\mathbf{V}}_i = \mathbf{H}_{Ri'} \tilde{\mathbf{V}}_{i'} = \tilde{\mathbf{V}}_{(i,i')} \quad (16)$$

其中, $\tilde{\mathbf{V}}_i = \|\tilde{\mathbf{V}}_i\|_{\mathbb{F}} \mathbf{V}_i$, $\tilde{\mathbf{V}}_{i'} = \|\tilde{\mathbf{V}}_{i'}\|_{\mathbb{F}} \mathbf{V}_{i'}$; $\tilde{\mathbf{V}}_{(i,i')} \in \mathbb{C}^{M \times d_i}$ 表示用户对 (i, i') 的发送信号经过信号对齐后在中继所构成的信号矢量空间。式(16)可进一步转化为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & -\mathbf{H}_{Ri} & \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_M & \mathbf{0} & -\mathbf{H}_{Ri'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_{(i,i')} \\ \tilde{\mathbf{V}}_i \\ \tilde{\mathbf{V}}_{i'} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (17)$$

式(17)中系数矩阵的维度为 $2M \times (N_i + N_{i'} + M)$, 根据矩阵知识要使式(17)有解必须满足 $N_i + N_{i'} + M - 2M \geq d_i$, 即 $M \leq N_i + N_{i'} + d_i$ 。对于整个全双工中继系统此条件需要进一步加强, 用户天线数必须满足 $M \leq \min(N_i + N_{i'} + d_i)$ 。因此, 若要实现

信号空间的对齐, 用户天线数和中继天线数需满足:

$$\left. \begin{aligned} N_i &\geq d_i, N_{j'} \geq d_{j'} \\ \sum_{i=1}^K d_i &\leq M \leq \min(N_i + N_{i'} + d_i) \quad (\forall i, j \in \mathbb{N}_K) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

5 接收端基于最大化系统互信息量的干扰抑制算法

在用户接收端, 需要干扰抑制矩阵来消除非期望信号的干扰。设 $\mathbf{U}_i \in \mathbb{C}^{N \times d_i}$ 和 $\mathbf{U}_{i'} \in \mathbb{C}^{N \times d_{i'}}$ 分别为用户 $i (\forall i \in \mathbb{N}_K)$ 和用户 $i' (\forall i' \in \mathbb{N}_K)$ 的接收干扰抑制矩阵。那么经过干扰抑制矩阵后的用户 i 和 i' 接收的信号变为

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_i &= \mathbf{U}_i^H \hat{\mathbf{y}}_i = \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'} \\ &\quad + \sum_{j=1, j \neq i}^K (\mathbf{U}_i^H \mathbf{G}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_{j'}) + \mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_{i'} &= \mathbf{U}_{i'}^H \hat{\mathbf{y}}_{i'} = \mathbf{U}_{i'}^H \mathbf{Q}_{i'i} \mathbf{V}_i \mathbf{s}_i \\ &\quad + \sum_{j=1, j \neq i'}^K (\mathbf{U}_{i'}^H \mathbf{G}_{i'j'} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_{j'} + \mathbf{U}_{i'}^H \mathbf{Q}_{i'j} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j) + \mathbf{U}_{i'}^H \tilde{\mathbf{n}}_{i'} \end{aligned} \quad (20)$$

为了在接收端实现完美解码期望信号, 即完全干扰对齐, 用户 i 和用户 i' 的干扰信号需要被对齐到干扰信号空间。同时期望信号空间的维度需大于或等于数据流的长度, 即式(19)和式(20)必须满足:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{U}_i^H \mathbf{G}_{ij} \mathbf{V}_j &= \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{V}_j = 0, \quad \forall j \neq i \\ \text{rank}(\mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{V}_{i'}) &= d_i \\ \mathbf{U}_{i'}^H \mathbf{G}_{i'j'} \mathbf{V}_{j'} &= \mathbf{U}_{i'}^H \mathbf{Q}_{i'j} \mathbf{V}_j = 0, \quad \forall j \neq i' \\ \text{rank}(\mathbf{U}_{i'}^H \mathbf{Q}_{i'i} \mathbf{V}_i) &= d_{i'} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

对于干扰抑制矩阵的求解, 根据矩阵的相关知识先给出矩阵中两个生成子空间的和空间的定理:

定理 1 设两个生成子空间 $W_1 = \text{span}(\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_s)$ 和 $W_2 = \text{span}(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_t)$, 其中 s 和 t 为任意正整数。那么有 $W_1 + W_2 = \text{span}(\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_s, \mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_t)$ 。

由于干扰对齐要求在用户 i 及用户 i' 的接收端将干扰信号完全迫零, 故来自干扰信号的干扰子空间应分别位于接收端干扰抑制矩阵 \mathbf{U}_i 和 $\mathbf{U}_{i'}$ 的零空间内, 结合定理 1, 即满足:

$$\left. \begin{aligned} T_1 + T_2 &\in \text{null}(\mathbf{U}_i^H), \quad \forall i \in \mathbb{N}_K \\ L_1 + L_2 &\in \text{null}(\mathbf{U}_{i'}^H), \quad \forall i' \in \mathbb{N}_K \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

其中

$$T_1 = \text{span}(\mathbf{G}_{i1} \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{G}_{i(j-1)} \mathbf{V}_{(j-1)}, \mathbf{G}_{i(j+1)} \mathbf{V}_{(j+1)}, \dots, \mathbf{G}_{iK} \mathbf{V}_K)$$

$$T_2 = \text{span}(\mathbf{Q}_{i1'} \mathbf{V}_{1'}, \dots, \mathbf{Q}_{i(j-1)'} \mathbf{V}_{(j-1)'}, \mathbf{Q}_{i(j+1)'} \mathbf{V}_{(j+1)'}, \dots, \mathbf{Q}_{iK'} \mathbf{V}_{K'})$$

$$L_1 = \text{span}(\mathbf{G}_{i'1'} \mathbf{V}_{1'}, \dots, \mathbf{G}_{i'(j-1)'} \mathbf{V}_{(j-1)'}, \mathbf{G}_{i'(j+1)'} \mathbf{V}_{(j+1)'}, \dots, \mathbf{G}_{i'K'} \mathbf{V}_{K'})$$

$$L_2 = \text{span}(\mathbf{Q}_{i'1} \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{Q}_{i'(j-1)} \mathbf{V}_{(j-1)}, \mathbf{Q}_{i'(j+1)} \mathbf{V}_{(j+1)}, \dots, \mathbf{Q}_{i'K} \mathbf{V}_K)$$

针对上述的传统迫零求解干扰抑制矩阵 \mathbf{U}_i 和 $\mathbf{U}_{i'}$ 较复杂。所以,下面将通过最大化系统全局互信息量来确定干扰抑制矩阵。用户 i 经过干扰抑制矩阵 \mathbf{U}_i 处理后的干扰加噪声协方差矩阵可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i &= \mathbb{E} \left[\sum_{j=1, j \neq i}^K \left(\mathbf{U}_i^H \mathbf{G}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{V}_{j'} \mathbf{s}_{j'} \right) + \mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \right] \\ &\quad \cdot \left[\sum_{j=1, j \neq i}^K \left(\mathbf{U}_i^H \mathbf{G}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{V}_{j'} \mathbf{s}_{j'} \right) + \mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \right]^H \\ &= \sigma^2 \mathbf{U}_i^H \left(\mathbf{I}_M + \eta^2 \mathbf{H}_{i'R} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{D}_R \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{i'R}^H \right) \mathbf{U}_i \\ &\quad + \mathbf{U}_i^H \sum_{j=1, j \neq i}^K \left(\mathbf{G}_{ij} \mathbf{S}_j \mathbf{G}_{ij}^H + \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{S}_{j'} \mathbf{Q}_{ij'}^H \right) \mathbf{U}_i \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\mathbf{S}_i = \mathbb{E}[(\mathbf{V}_i \mathbf{s}_i)(\mathbf{V}_i \mathbf{s}_i)^H]$ 表示发送信号经过预编码处理后的协方差矩阵。类似地, $\mathbf{S}_{i'} = \mathbb{E}[(\mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'}) \cdot (\mathbf{V}_{i'} \mathbf{s}_{i'})^H]$ 。

接收信号的协方差矩阵可以表示为

$$\mathbb{E}[\bar{\mathbf{y}}_i \bar{\mathbf{y}}_i^H] = \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i + \mathbf{R}_i \quad (24)$$

因此,用户 i 的平均互信息量可以表示为^[13]

$$\begin{aligned} I(\mathbf{s}_i; \bar{\mathbf{y}}_i) &= \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \pi e \mathbb{E} \{ \bar{\mathbf{y}}_i \bar{\mathbf{y}}_i^H \} \right| - \log_2 \left| \pi e \mathbf{R}_i \right| \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \pi e \left(\mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i + \mathbf{R}_i \right) \right| - \log_2 \left| \pi e \mathbf{R}_i \right| \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I}_M + \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \mathbf{R}_i^{-1} \right| \right] \end{aligned} \quad (25)$$

因此,根据式(25)可得全局互信息量为

$$\begin{aligned} \Phi &= \sum_{j=1}^K I(\mathbf{s}_j; \bar{\mathbf{y}}_j) \\ &= \sum_{j=1}^K \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I}_M + \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \mathbf{R}_i^{-1} \right| \right] \end{aligned} \quad (26)$$

为了最大化全局互信息量,所以,式(26)可以进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_i^{\text{opt}} &= \arg \max_{\mathbf{U}_i} \Phi \\ &= \arg \max_{\mathbf{U}_i} \sum_{j=1}^K \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I}_M + \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \mathbf{R}_i^{-1} \right| \right], \\ \text{s.t. } &\mathbf{U}_i^H \mathbf{U}_i = \mathbf{I}_{d_i} \end{aligned} \quad (27)$$

由式(27)可知,需要迭代搜索寻找 \mathbf{U}_i 来最大化目标函数 Φ 。而 Φ 是关于 \mathbf{U}_i 的非线性函数,很难求其导数。观察式(27)可知,当 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \mathbf{R}_i^{-1}$ 最优时,可实现目标函数全局最优。因此,只需要确定 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \mathbf{R}_i^{-1}$ 全局最优即可。令 $\Psi_i = \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \mathbf{R}_i^{-1}$, 并将 \mathbf{R}_i 代入 Ψ_i 可得:

$$\begin{aligned} \Psi_i &= \mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \left/ \left\{ \mathbb{E} \left[\left(\mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \right) \left(\mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \right)^H \right] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \mathbf{U}_i^H \sum_{j=1, j \neq i}^K \left(\mathbf{G}_{ij} \mathbf{S}_j \mathbf{G}_{ij}^H + \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{S}_{j'} \mathbf{Q}_{ij'}^H \right) \mathbf{U}_i \right\} \end{aligned} \quad (28)$$

为方便讨论,进一步将式(28)转化为功率的形式,即

$$\begin{aligned} \Psi_i &= \text{Tr} \left[\mathbf{U}_i^H \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H \mathbf{U}_i \right] \left/ \left\{ \text{Tr} \left[\mathbb{E} \left[\left(\mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \right) \left(\mathbf{U}_i^H \tilde{\mathbf{n}}_i \right)^H \right] \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \text{Tr} \left[\mathbf{U}_i^H \sum_{j=1, j \neq i}^K \left(\mathbf{G}_{ij} \mathbf{S}_j \mathbf{G}_{ij}^H + \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{S}_{j'} \mathbf{Q}_{ij'}^H \right) \mathbf{U}_i \right] \right\} \right. \\ &= \frac{\text{Tr} \left[\mathbf{U}_i^H \mathbf{A}_i \mathbf{U}_i \right]}{\text{Tr} \left[\mathbf{U}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{U}_i \right]} \end{aligned} \quad (29)$$

其中, \mathbf{A}_i 为用户 i 的期望信号协方差矩阵; \mathbf{B}_i 为用户 i 未经干扰抑制矩阵处理的干扰加噪声协方差矩阵。

$$\mathbf{A}_i = \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{S}_{i'} \mathbf{Q}_{ii'}^H = \frac{P_i}{d_i} \mathbf{Q}_{ii'} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \mathbf{Q}_{ii'}^H \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_i &= \sum_{j=1, j \neq i}^K \left(\mathbf{G}_{ij} \mathbf{S}_j \mathbf{G}_{ij}^H + \mathbf{Q}_{ij'} \mathbf{S}_{j'} \mathbf{Q}_{ij'}^H \right) \\ &\quad + \sigma^2 \left(\mathbf{I}_M + \eta^2 \mathbf{H}_{i'R} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{D}_R \mathbf{F}_R^H \mathbf{H}_{i'R}^H \right) \end{aligned} \quad (31)$$

从而,使 Ψ_i 最大化的 \mathbf{U}_i 即可使得全局互信息量 Φ 最大化,最终式(27)可转化为

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_i^{\text{opt}} &= \arg \max_{\mathbf{U}_i} \Psi_i = \arg \max_{\mathbf{U}_i} \frac{\text{Tr} \left[\mathbf{U}_i^H \mathbf{A}_i \mathbf{U}_i \right]}{\text{Tr} \left[\mathbf{U}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{U}_i \right]}, \\ \text{s.t. } &\mathbf{U}_i^H \mathbf{U}_i = \mathbf{I}_{d_i} \end{aligned} \quad (32)$$

由矩阵理论知识可知,若 \mathbf{A}_i 和 \mathbf{B}_i 为 N_i 阶厄米特矩阵,且 \mathbf{B}_i 正定,则存在矩阵 $\mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{N_i \times N_i}$, 使得

$$\begin{cases} \mathbf{W}_i^H \mathbf{A}_i \mathbf{W}_i = \text{diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{N_i}) \\ \mathbf{W}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{W}_i = \mathbf{I}_{N_i} \\ \text{s.t. } \mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_{N_i} \geq 0 \end{cases} \quad (33)$$

其中, $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{N_i}$ 是矩阵 \mathbf{A}_i 相对于矩阵 \mathbf{B}_i 的广义特征值,即 $|\mathbf{A}_i - \mu_j \mathbf{B}_i| = 0, (j \in \{1, 2, \dots, N_i\})$; 矩阵 \mathbf{W}_i 的列向量是 μ_j 对应的广义特征值向量。

为求得 $\mathbf{U}_i^{\text{opt}}$, 设抑制矩阵 $\mathbf{U}_i = \mathbf{W}_i \mathbf{X}_i$, \mathbf{X}_i 为 $N_i \times d_i$ 维矩阵。联合式(33)将 $\mathbf{U}_i = \mathbf{W}_i \mathbf{X}_i$ 代入式(29)得

$$\begin{aligned} \Psi_i &= \frac{\text{Tr} \left[\left(\mathbf{W}_i \mathbf{X}_i \right)^H \mathbf{A}_i \left(\mathbf{W}_i \mathbf{X}_i \right) \right]}{\text{Tr} \left[\left(\mathbf{W}_i \mathbf{X}_i \right)^H \mathbf{B}_i \left(\mathbf{W}_i \mathbf{X}_i \right) \right]} \\ &= \frac{\text{Tr} \left[\mathbf{X}_i^H \text{diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{N_i}) \mathbf{X}_i \right]}{\text{Tr} \left[\mathbf{X}_i^H \mathbf{X}_i \right]} \end{aligned} \quad (34)$$

因此,将式(32)的问题转化为求出使得式(34)最大化的 \mathbf{X}_i 。对 \mathbf{X}_i 进行 SVD 分解,即

$$\mathbf{X}_i = \mathbf{T}_i \left[\boldsymbol{\Sigma}_i \quad \mathbf{0} \right]^T \mathbf{P}_i^H \quad (35)$$

其中, $\mathbf{T}_i \in \mathbb{C}^{N_i \times N_i}$ 和 $\mathbf{P}_i \in \mathbb{C}^{d_i \times d_i}$ 为酉矩阵; $\boldsymbol{\Sigma}_i$ 为 d_i 阶对角阵,即 $\boldsymbol{\Sigma}_i = \text{diag}(\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_{d_i})$ 。从而,式(34)

变为

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_i &= \frac{\text{Tr}[\mathbf{X}_i^H \text{diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N) \mathbf{X}_i]}{\text{Tr}[\mathbf{X}_i^H \mathbf{X}_i]} \\ &= \frac{\text{Tr} \left[\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_i & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{X}_i^H \text{diag}(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N) \mathbf{X}_i \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_i \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \right]}{\sum_{j=1}^{d_i} \kappa_j^2} \end{aligned} \quad (36)$$

由文献[14]可知, 当 $\mathbf{X}_i = [\mathbf{I}_{d_i} \mathbf{0}]^T$, 即 $\mathbf{U}_i^{\text{opt}} = \mathbf{W}_i [\mathbf{I}_{d_i} \mathbf{0}]^T, \forall i \in \mathbb{N}_K$ 时, 使得式(36)最大化, 从而全局互信息量 Φ 最大化。所求得的最优化干扰抑制矩阵 $\mathbf{U}_i^{\text{opt}}$ 是由矩阵 \mathbf{W}_i 的 d_i 个列向量构成, 而这些列向量是矩阵 \mathbf{A}_i 相对于矩阵 \mathbf{B}_i 的前 d_i 个最大广义特征值所对应的广义特征向量。类似地, 可以求得用户 i' 的最优干扰抑制矩阵 $\mathbf{U}_{i'}^{\text{opt}} = \mathbf{W}_{i'} [\mathbf{I}_{d_{i'}} \mathbf{0}]^T$, 这里不再赘述。至此, 已求得系统所有的预编码矩阵和干扰抑制矩阵。

6 自由度分析

自由度定义为当信噪比 $\text{SNR} \rightarrow \infty$ 时, 系统容量 $R(\text{SNR})$ 与 $\text{lb}(\text{SNR})$ 的比值, 即

$$d = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{R(\text{SNR})}{\text{lb}(\text{SNR})} \quad (37)$$

对于本文的系统总自由度可以看作是所有链路自由度之和, 根据式(37)本文系统的总自由度可表示为

$$d_{\text{all}} = \sum_{i=1}^K (D_i + D_{i'}) = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{R_i(\rho) + R_{i'}(\rho)}{\text{lb}(\rho)} \quad (38)$$

其中, D_i 和 $D_{i'}$ 分别表示用户 i 接收端及用户 i' 接收端的自由度; ρ 表示发送信噪比; $R_i(\rho)$ 和 $R_{i'}(\rho)$ 分别表示用户 i 以及 i' 的信息速率。对于已求得的预编码矩阵 \mathbf{V}_i 和干扰抑制矩阵 \mathbf{U}_i , 用户 i 的信息速率 $R_i(\rho)$ 可以表示为 $R_i(\rho) = \text{lb}(1 + \rho_i)$ 。其中, ρ_i 为用户 i 接收端信噪比, 即为式(29)所示。同理, $R_{i'}(\rho) = \text{lb}(1 + \rho_{i'})$ 。

从数学角度分析, 自由度是一个求极限的过程。为了方便求取极限, 单独考虑用户 i 的每个数据流, 设 $d_{i,l}$ 为用户 i 的第 l 个数据流的自由度, 那么 $D_i = \sum_{l=1}^{d_i} d_{i,l}$, 进一步根据式(37)及 $R_i(\rho) = \text{lb}(1 + \rho_i)$, 则有

$$D_i = \sum_{l=1}^{d_i} \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\text{lb}(1 + \rho_{i,l})}{\text{lb}(\rho)} \quad (39)$$

其中, $\rho_{i,l}$ 为用户 i 接收第 l 个数据流的信噪比。根据 $\tilde{\mathbf{n}}_i = \eta \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_i$ 可得

$$\rho_{i,l} = \frac{\|\mathbf{U}_{i,l}^H \mathbf{Q}_{i'l} \mathbf{V}_{i'l} \mathbf{s}_{i'l}\|_{\text{F}}^2}{\|\mathbf{U}_{i,l}^H \tilde{\mathbf{n}}_i\|_{\text{F}}^2} = \frac{\|\mathbf{U}_{i,l}^H \mathbf{Q}_{i'l} \mathbf{V}_{i'l} \mathbf{s}_{i'l}\|_{\text{F}}^2}{\|\mathbf{U}_{i,l}^H \eta \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H \mathbf{n}_R + \mathbf{U}_{i,l}^H \mathbf{n}_i\|_{\text{F}}^2} \quad (40)$$

为方便分析, 将式(40)转化为 $\rho_{i,l} = \rho \mathcal{Y}_{i,l}$ 。其

中, $\mathcal{Y}_{i,l} = \frac{\|\mathbf{U}_{i,l}^H \mathbf{Q}_{i'l} \mathbf{V}_{i'l}\|_{\text{F}}^2}{d_i \|\mathbf{U}_{i,l}^H \eta \mathbf{H}_{iR} \mathbf{F}_R \mathbf{D}_R^H + \mathbf{U}_{i,l}^H\|_{\text{F}}^2}$ 是一个有限值。

将式 $\rho_{i,l} = \rho \mathcal{Y}_{i,l}$ 代入式(39)可得

$$D_i = \sum_{l=1}^{d_i} \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\text{lb}(1 + \rho \mathcal{Y}_{i,l})}{\text{lb}(\rho)} = d_i \quad (41)$$

同理, 可得 $D_{i'} = \sum_{l=1}^{d_{i'}} \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\text{lb}(1 + \rho_{i',l})}{\text{lb}(\rho)} = d_{i'}$, 联合

式(41)并代入式(38)可得到系统总的自由度为

$$d_{\text{all}} = \sum_{i=1}^K (d_i + d_{i'}) \quad (42)$$

为便于比较, 假设用户发送相同的数据流, 即 $d_i = d_{i'} (\forall i, j \in \mathbb{N}_K)$ 。由式(42), 系统总自由度可表示为 $d_{\text{all}} = 2Kd_i$, 因此每个用户接收端所获得的自由度为 $d = d_i$ 。文献[10]针对 $M \times 2$ 的 X 干扰信道, 得到的系统自由度^[10] $d'_{\text{all}} = 2M / (M + 1)$, M 为发射天线数。在文献[10]中, 只有两个接收端, 因此每个接收端所获得的自由度为 $d' = M / (M + 1)$ 。根据数学极限知识可知 $1/2 \leq d' < 1$, 又因为 d_i 表示数据流个数, 所以 $d \geq 1$ 。因此 $d > d'$, 即本文方案中每个用户接收端获得的自由度高于文献[10]方案中每个接收端获得的自由度。

7 性能仿真与分析

针对图 1 中的全双工中继模型, 假设所有信道服从独立分布的瑞利衰落信道, 其各分量服从均值为 0 方差为 1 的复高斯分布, 并且各节点的发送功率进行平均分配, 即 $P_i = P_j (\forall i, j' \in \mathbb{N}_K)$ 。下面将对本文算法进行仿真实验, 并与文献[7]算法、文献[8]算法、文献[10]算法以及迫零(ZF)算法^[11,12]进行分析比较, 其中文献[11,12]在所有接收端节点运用迫零算法进行自干扰消除。具体仿真结果如图 2-图 5。

图 2 给出了在天线数 $N = 3$ 时, 全双工中继系统的误码率。从图中可以看出, 随着发送信噪比的增加, 误码率呈下降趋势, 并且在误码率性能优于文献[7]以及文献[8]算法。

当用户发送的数据流个数相同, 即 $d_i = 1 (\forall i \in \mathbb{N}_K)$ 时, 图 3 给出了 3 用户对 ($K = 3, N = 3$) 和 4 用户对 ($K = 4, N = 4$) 全双工中继网络的系统全局信息量, 由图可以看出, 在系统参数满足可行条件式(18)时, 系统互信息量随着信噪比的增加而增加, 并且本文算法明显优于迫零(ZF)算法^[11,12]。

为了进一步证明本文算法在系统全局互信息量的优越性, 图 4 给出了本文算法与文献[10]算法的性能比较。从图 4 中可以看出在较低信噪比(0~16 dB)

时, 通过两种算法求得系统全局互信息量相差不大, 但是随着信噪比的不断增大, 尤其是当信噪比达到 16 dB 后, 本文算法明显优于文献[10]的算法。

图5为系统2用户对($K=2$)全双工中继网络在信噪比 $\rho=15$ dB 时不同天线数下全双工中继网络互信息量的比较, 从图中可以看出在两个算法下的系统互信息量都是随着天线数的增加而增加。并且采用本文算法后, 系统互信息量在不同天线数的配置下都要优于迫零方案, 表明本文算法可以更好地抑制干扰。

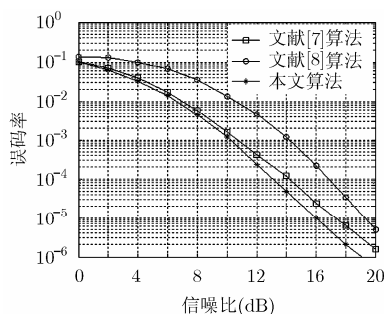


图2 不同算法下全双工中继系统的误码率($N=3$)

8 结束语

本文针对全双工中继干扰网络, 首先分析了信道模型并给出了基于信道奇异值分解的自干扰消除方案, 然后提出了一种基于最大化系统全局互信息量的干扰对齐方案, 因为在用户接收端和发送端设计了预编码矩阵和干扰抑制矩阵, 因此中继仅需要进行简单的功率约束和转发信号。与现有的典型全双工中继方案相比, 该方案不仅降低了系统处理信号的复杂度, 而且提高了系统的互信息量和自由度, 并降低了误码率。

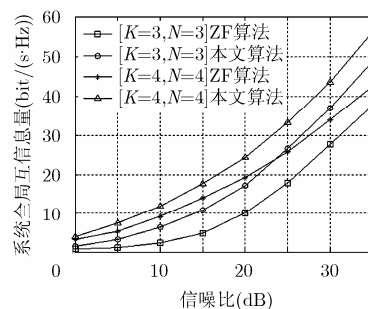


图3 3用户对和4用户对全双工中继干扰信道的互信息量

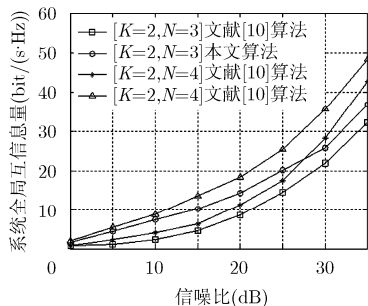


图4 2用户对全双工中继干扰信道的互信息量

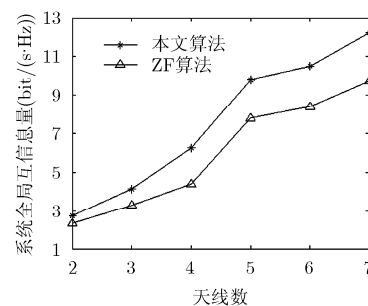


图5 不同天线数下全双工中继网络互信息量的比较

参考文献

- [1] LIU G, YU F R, JI H, *et al.* In-band full-duplex relaying: a survey, research issues and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(2): 500-524. doi: 10.1109/COMST.2015.2394324.
- [2] CADAMBE V R and JAFAR S A. Interference alignment and the degree of freedom for the K user interference channel [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(8): 3425-3441. doi: 10.1109/TIT.2008.926344.
- [3] JAFAR S A. Interference alignment — A new look at signal dimensions in a communication network[J]. *Foundations Trends in Communications and Information Theory*, 2011, 7(1): 1-134.
- [4] KOIKE-AKINO T, MAN-ON P, and ORLIK P. Network-coded interference alignment in K -pair bidirectional relaying channels[C]. *IEEE International Conference on Communications*, 2011: 1-5. doi: 10.1109/icc.2011.5962901.
- [5] DING Zhiguo, WANG T, PENG M, *et al.* On the design of network coding for multiple two-way relaying channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(6): 1820-1832. doi: 10.1109/TWC.2011.041311.100705.
- [6] LONG Wei, GAO Hui, and LV Tiejun. Asymmetric signal space alignment for multi-pair two-way relaying network[C]. *IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, Queen's Birthday, Australia, 2014: 308-313. doi: 10.1109/ICCW.2014.6881214.
- [7] HAYASHI K, FUJISHIMA Y, KANEKO M, *et al.* Self-interference canceller for full-duplex radio relay station using virtual coupling wave paths[C]. *Signal & Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC)*, Hollywood, USA, 2012: 1-5.

- [8] CUI Hongyu, MA Meng, SONG Lingyang, *et al.* Relay selection for two-way full duplex relay networks with amplify-and-forward protocol[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(7): 3768–3777. doi: 10.1109/TWC.2014.2322607.
- [9] CHENG Zhiyu and DEVROYE N. Degrees of freedom of the two-way interference channel with a non causal multi-antenna relay[C]. *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Atlanta, GA, USA, 2013: 1985–1990. doi: 10.1109/GLOCOM.2013.6831366.
- [10] JIN Dongsup, NO Jongseon, and SHIN Dongjoon. New interference alignment schemes with full and half-duplex relays for the quasi-static X channel[J]. *IET Communications*, 2014, 8(3): 351–359. doi: 10.1049/iet-com.2013.0178.
- [11] WANG Yong and LI Hui. Complex signal transmission for multi-user multiple-input multiple-output relay[J]. *IET Communications*, 2014, 8(11): 2584–2589. doi: 10.1049/iet-com.2014.0058.
- [12] LEE Jongho and SHIN OhSoon. Full-duplex relay based on zero-forcing beam forming[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2011, 94(4): 978–985.
- [13] TELTAR I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585–595.
- [14] SADEK M, TARIGHAT A, and SAYED A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1711–1721. doi: 10.1109/TWC.2007.360373.
- 谢显中: 男, 1966 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为认知无线电、干扰对齐、预编码技术、通信信号处理等。
- 王 闯: 男, 1990 年生, 硕士生, 研究方向为干扰对齐技术。
- 雷维嘉: 男, 1969 年生, 博士, 教授, 研究方向为无线通信传输技术。
- 兰顺福: 男, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为空间调制技术和物理层安全。