

## 基于空间投影的全双工 MIMO 中继站自反馈干扰抑制

杨吉松, 刘皓, 孙辰

(电子科技大学 通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川 成都 610000)

**摘 要:** 建立由基站、全双工 MIMO 中继站和用户站组成的系统模型, 获得 MIMO 自反馈干扰矩阵。当自反馈干扰信号最大多径时延大于符号周期时, 根据自反馈干扰矩阵张成空间, 设计并添加信号空间投影滤波器到中继站中实现自反馈干扰抑制。针对自反馈干扰矩阵是否满秩, 滤波器设计分别采用子空间和零空间投影算法, 并讨论了不同投影算法下对中继站接收信号误码率影响和自干扰信号的残留量。理论分析和仿真结果表明, 所提出的空间投影算法对自反馈干扰的抑制有较理想的效果。

**关键词:** 自反馈干扰抑制; 全双工 MIMO 中继站; 子空间投影; 零空间投影

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)09-0156-08

## Loop interference suppression based on space projection in full-duplex MIMO relays

YANG Ji-song, LIU Hao, SUN Chen

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,  
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610000, China)

**Abstract:** The system model including base station, full duplex MIMO relay and user station was established, and then obtained the loop interference matrix. While the case that loop interference signal's maximum multipath delay was greater than the symbol period was taken into account, signal space projection filters were designed to suppress the loop interference according to the space expanded by loop feedback interference matrix. Confronted the loop interference matrix full rank or not, filter design was based on subspace projection or null space projection algorithm. It was discussed that the projection algorithm how to influence the residual interference signal and the bit error rate of the relay station. Theoretical analysis and simulation results prove that the proposed space projection algorithm has ideal effect on suppressing loop interference.

**Key words:** loop interference suppression; full-duplex MIMO relays; subspace projection; null space projection

### 1 引言

作为 3GPP 标准中扩大无线通信系统覆盖范围的方案<sup>[1]</sup>, 中继站以其低成本性成为现代无线通信系统中需要解决的关键技术之一。根据空中接口的不同, 中继站可以分为单输入单输出(SISO, single-input single-output)中继站和多输入输出(MIMO, multiple-input multiple-output)中继站, 且 MIMO 中继站比 SISO 中继站能提供更高的通信速率。根据

中继站工作方式的不同, 中继站可分为全双工(FD, full-duplex)中继站和半双工(HD, half-duplex)中继站。全双工中继站的接收天线和发送天线能同频同时的工作, 但半双工中继站需要在不同的时段或者正交的频段进行信号的接收和发送, 全双工中继站与半双工中继站相比, 在频谱利用率和系统容量方面更有优势<sup>[2,3]</sup>。目前, 全双工 MIMO 中继站已受到相当的关注和研究, 如通过功率分配<sup>[4]</sup>、预编码<sup>[5]</sup>和滤波器设计<sup>[6-9]</sup>实现 MIMO 中继系统的容量

收稿日期: 2013-03-25; 修回日期: 2014-05-20

基金项目: 国家重大专项基金资助项目 (2010ZX03006-002-02)

**Foundation Item:** The National Special Science and Technology Project of China (2010ZX03006-002-02)

提升和误码率降低。但是全双工中继站接收天线和发射天线同频同时工作的性质，在二者间隔不足时会导致发送天线发送的信号被接收天线接收从而形成自反馈干扰。研究表明，随着自反馈干扰加大，全双工 MIMO 中继站通信效率将低于半双工 SISO 中继站，严重时甚至会引发中继站震荡自激<sup>[10]</sup>。

对全双工 SISO 中继站中自反馈干扰消除的时域抵消技术研究较多。时域抵消技术利用自适应的归一化最小均方(NLMS, normalized least mean square)算法或递归最小二乘(RLS, recursive least square)算法估计自反馈干扰信道的特性从接收信号中减去自反馈干扰信号。全双工 MIMO 可通过扩展 NLMS 和 RLS 算法实现中继站中自反馈干扰的时域消除，但研究偏重在自反馈干扰的空域抑制。全双工 MIMO 中继站的空域抑制技术需要通过先验的自反馈干扰信道矩阵、源端到中继站信道矩阵以及中继站到用户站信道矩阵来设计中继站的发送和接收滤波器。通过信道估计可以获得以上的先验信息<sup>[11~13]</sup>。已经研究的滤波器设计方法包括：迫零(ZF, zero forcing)算法<sup>[14,15]</sup>，使设计的滤波器矩阵与自反馈干扰矩阵正交抑制干扰，自反馈干扰抑制效果较为理想，但无法应用于自反馈干扰矩阵满秩的场合；最小均方误差(MMSE, minimum mean square error)算法<sup>[14]</sup>，在知道从源端到中继站的信道特性前提下，使中继站接收信号与源端发送信号均方误差最小；天线选择(AS, antenna selection)策略<sup>[16]</sup>，在自反馈干扰较弱的条件下，通过实时地选择有效的接收天线和发送天线抑制自反馈干扰的影响；波束选择(BS, beam selection)<sup>[17]</sup>算法，通过滤波器选择使中继站只中继自反馈干扰最小的波束，但这类滤波器尚未能够精确地被设计；最大化信干比(MSIR, maximizing signal to interference ratio)<sup>[18]</sup>算法，在知道源端到中继站、中继站到用户站的信道矩阵的先验信息下，增大中继站接收的有用信号与干扰的比值，同时提高中继站系统的系统容量，但此处未考虑中继站误码率(BER, bit error ratio)。进一步，时域抵消和空间抑制结合的方案<sup>[14~19]</sup>、频谱成型算法<sup>[20]</sup>也有研究，实现对全双工 MIMO 中继站中的自反馈干扰抑制。综上所述，对于已有的全双工 MIMO 中继站自反馈干扰抑制技术，或其滤波器的设计复杂度较高，或对信号节点间信道特性的先验信道信息过度依赖，或在应用的场合上有一定

的局限性。

本文研究典型的两跳中继系统中的自反馈干扰抑制，提出一种基于空间投影的自反馈干扰抑制技术，并且根据这种技术提出了中继站发送滤波器和接收滤波器的联合设计方法。该技术适用于普遍的应用场景且仅需中继站自反馈信道矩阵。思路如下：将中继站接收信号或发送信号投影到自反馈干扰矩阵张成空间的子空间或零空间内，存在于子空间或零空间的补空间内的自反馈干扰信号使用空间投影算法实现了抑制。本文还分析了自反馈干扰信道矩阵估计误差对自反馈干扰抑制性能的影响以及不同的空间投影方法下残留干扰空间对中继站误码率的影响。

## 2 系统模型

两跳中继系统主要包括：基站(S)、全双工 MIMO 中继站(R)和用户站(U)。一种典型的室外中继场景如图 1 所示，特别地，只考虑通信下行链路。

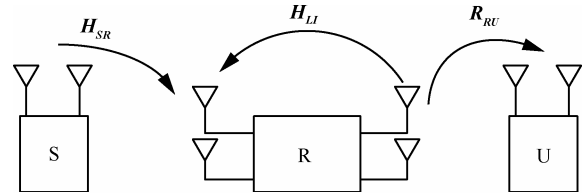


图1 两跳中继系统中下行链路通信信号中继示意

基站发送天线数为  $N_S$ ，中继站接收和发送天线数分别为  $N_{RX}$  和  $N_{TX}$ ，用户站接收天线数为  $N_U$ 。基站到中继站信道矩阵  $\mathbf{H}_{SR} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_S}$ ，中继站到用户站信道矩阵  $\mathbf{H}_{RU} \in \mathbb{C}^{N_U \times N_{TX}}$ 。第  $n$  时刻，基站发送信号  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$ ，中继站接收信号  $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times 1}$ ，中继站发送信号  $\mathbf{t} \in \mathbb{C}^{N_{TX} \times 1}$ 。 $\mathbf{n}_1 \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times 1}$  为中继站接收的高斯噪声。

中继站自反馈信道最大多径时延  $d$  小于符号周期  $T_S$  时，自反馈信道矩阵表示为  $\mathbf{H}_{LR} \in \mathbb{C}^{N_{RX} \times N_{TX}}$ ，并假定从基站无信号到达用户站，则有

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_{SR}\mathbf{x} + \mathbf{H}_{LR}\mathbf{t} + \mathbf{n}_1 \quad (1)$$

其中， $\mathbf{H}_{LR}\mathbf{t}$  为中继站接收到的自反馈干扰信号。典型的自反馈干扰空域抑制下全双工 MIMO 中继站结构如图 2 所示。 $\mathbf{G}_{rx} \in \mathbb{C}^{M_{RX} \times N_{RX}}$  和  $\mathbf{G}_{tx} \in \mathbb{C}^{N_{TX} \times M_{TX}}$  分别为中继站接收和发送滤波器， $\mathbf{r}' \in \mathbb{C}^{M_{RX} \times 1}$  为中继站接收信号经过接收滤波器后信号， $\mathbf{t}' \in \mathbb{C}^{M_{TX} \times 1}$  为中继站未通过发送滤波器前的发送信号，则有

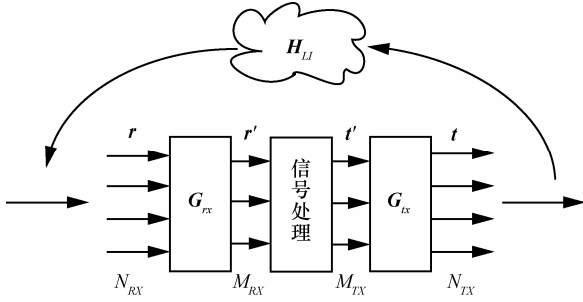


图 2 全双工 MIMO 中继站自反馈干扰空域抑制结构

$$r' = G_{rx}(H_{SR}x + n_1) + G_{rx}H_{Ll}G_{tx}t' \quad (2)$$

其中,  $G_{rx}(H_{SR}x + n_1)$  为中继站期望接收信号,  $G_{rx}H_{Ll}G_{tx}t'$  为自反馈干扰。为抑制自反馈干扰可设计滤波器使

$$G_{rx}H_{Ll}G_{tx} = O \quad (3)$$

其中,  $O$  为零矩阵。

中继站自反馈信道最大多径时延  $d$  大于符号周期  $T_s$  时, 自反馈信道矩阵  $H_{Ll} \in C^{N_{RX} \times (N_{TX}L)}$

$$H_{Ll} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \dots & H_{1N_{TX}} \\ H_{21} & H_{22} & \dots & H_{2N_{TX}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_{RX}1} & H_{N_{RX}2} & \dots & H_{N_{RX}N_{TX}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中,  $H_{ij} \in C^{1 \times L}$  为中继站第  $j$  根发送天线到第  $i$  根接收天线的信道向量。自反馈信道多径条数  $L$  定义为  $L = \lfloor (d + T_s/2)/T_s \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  为向下取整操作。由于自反馈干扰信道的变化, 改写式(2)为

$$\begin{cases} r' = G_{rx}(H_{SR}x + n_1) + G_{rx}H_{Ll}T \\ T = [t_1 \ t_2 \ \dots \ t_{N_{TX}}]^T \\ t_i = [t_i(n) \ t_i(n-1) \ \dots \ t_i(n-L+1)] \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $t_i(j)$  为第  $i$  根天线第  $j$  时刻的发送信号样本。

中继站发送信号  $t = G_{tx}t'$ , 将其代入式(5)中有

$$\begin{cases} r' = G_{rx}(H_{SR}x + n_1) + G_{rx}H_{Ll}\hat{G}T' \\ T' = [t'_1 \ t'_2 \ \dots \ t'_{M_{TX}}]^T \\ t'_i = [t'_i(n) \ t'_i(n-1) \ \dots \ t'_i(n-L+1)] \end{cases} \quad (6)$$

特别地,

$$\hat{G} = P^{-1} \begin{pmatrix} G_{tx} & O & \dots & O \\ O & G_{tx} & \dots & O \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ O & O & \dots & G_{tx} \end{pmatrix} = P^{-1} \text{diag}(G_{tx}; L) \quad (7)$$

其中,  $\text{diag}(G_{tx}; L)$  表示  $L$  个对角元都为  $G_{tx}$  的块对角矩阵且

$$P = \begin{bmatrix} \text{diag}(Y_1; L) \\ \text{diag}(Y_2; L) \\ \vdots \\ \text{diag}(Y_L; L) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$Y_i = [O_{1 \times (i-1)} \ 1 \ O_{1 \times (L-i)}]$$

为抑制自反馈干扰  $G_{rx}H_{Ll}\hat{G}T'$  可设计滤波器满足

$$G_{rx}H_{Ll}P^{-1} \text{diag}(G_{tx}; L) = O \quad (9)$$

当  $L=1$  时,  $P$  蜕化为单位矩阵  $I$ ,  $\hat{G}$  蜕化为  $G_{tx}$ , 此时蜕化后的式(9)与式(3)相同。后续主要研究满足式(9)的抑制自反馈干扰的滤波器设计方法。

### 3 基于空间投影的自反馈干扰抑制

将  $H_{Ll}P^{-1}$  结合, 式(9)变形为

$$G_{rx}[H_{Ll,1}, H_{Ll,2}, \dots, H_{Ll,L}] \text{diag}(G_{tx}; L) = O \quad (10)$$

$$H_{Ll,k} = \begin{pmatrix} h_{11,k} & h_{12,k} & \dots & h_{1N_{TX},k} \\ h_{21,k} & h_{22,k} & \dots & h_{2N_{TX},k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{RX},1,k} & h_{N_{RX},2,k} & \dots & h_{N_{RX},N_{TX},k} \end{pmatrix} \quad (11)$$

其中,  $h_{ij,k}$  为式(4)矩阵中行向量  $H_{ij}$  的第  $k$  列元素,  $H_{Ll,k}$  为中继站发送端到其接收端的第  $k$  条多径的传输信道矩阵。满足式(10)恒成立的充分条件

$$G_{rx}H_{Ll,i} = O \text{ 或 } H_{Ll,i}G_{tx} = O \quad (12)$$

其中,  $i=1,2,\dots,L$ 。式(12)表示  $G_{rx}$  或  $G_{tx}$  需要正交于每一条多径的自反馈信道矩阵, 等价于

$$G_{rx}H_{Ll} = O \text{ 或 } HG_{tx} = O \quad (13)$$

其中,  $H = [H_{Ll,1}^T, H_{Ll,2}^T, \dots, H_{Ll,L}^T]^T$ 。式(13)表明: 将接收信号空间经过接收信号投影滤波器  $G_{rx}$  投影到接收端自反馈干扰矩阵  $H_{Ll}$  所张成的行空间的零空间中可抑制自反馈干扰; 将发送信号空间经过发送信号投影滤波器  $G_{tx}$  投影到发送端自反馈干扰矩阵  $H$  张成的列空间的零空间可抵消自反馈干扰。

#### 3.1 零空间投影实现自反馈干扰抑制

当自干扰矩阵  $H_{Ll}$  或  $H$  非满秩且非零时, 即满足

$$0 < \text{rank}(H_{Ll}) < N_{RX} \text{ 或 } 0 < \text{rank}(H) < N_{TX} \quad (14)$$

由矩阵  $H_{LI}$  或  $H$  张成行或列空间的零空间存在，其中  $\text{rank}(\cdot)$  为矩阵求秩。令  $R_1 = \text{rank}(H_{LI})$ ，则矩阵  $H_{LI}$  张成的行空间只占  $N_{RX}$  维空间的  $R_1$  维，剩余  $N_{RX} - R_1$  维空间为矩阵  $H_{LI}$  张成行空间的零空间。令  $R_2 = \text{rank}(H)$ ，则矩阵  $H$  张成的列空间只占  $N_{TX}$  维空间的  $R_2$  维，剩余  $N_{TX} - R_2$  维空间为矩阵  $H$  张成列空间的零空间。可根据零空间构造空间投影滤波器  $G_{rx}$  和  $G_{tx}$

$$G_{rx} = I - H_{LI}H_{LI}^+ \text{ 或 } G_{tx} = I - H^+H \quad (15)$$

式(15)中的  $G_{rx}$  或  $G_{tx}$  都可使式(9)成立。

### 3.2 子空间投影实现自反馈干扰部分抑制

当自反馈干扰矩阵  $H_{LI}$  和  $H$  满秩时，即  $\text{rank}(H_{LI}) = N_{RX}$  和  $\text{rank}(H) = N_{TX}$  成立时。由矩阵  $H_{LI}$  或  $H$  张成的行或列空间的零空间将不复存在，即满足式(13)成立的投影滤波器解为  $G_{rx} = O$ ， $G_{tx} = O$ ，这将使中继站接收信号和发送信号  $r' \equiv O$ ， $t \equiv O$ 。

为解决自干扰矩阵满秩时自反馈干扰的抑制问题，本文首先采用一种退而求其次的自反馈干扰抑制方法，其核心思想为：当自干扰矩阵满秩时，将干扰矩阵张成的空间  $Q$  划分为 2 个非零子空间  $Q_1$  和  $Q_2$ ，且保证 2 个子空间的维数小于其母空间  $Q$  的维数并有  $Q = Q_1 \cup Q_2$ ；不求抑制干扰空间  $Q$  内的所有自反馈干扰，而是寻找其某一子空间  $Q_1$  或  $Q_2$  的零空间作为投影滤波器实现该子空间内自反馈干扰抑制。下面给出 2 种划分子空间和实现投影滤波器的方法。

**方法 1** 选择一个或多个  $H_{LI,k}$  拼接构造满足维数小于由矩阵  $H_{LI}$  或  $H$  张成空间维数的子空间。

接收信号投影滤波器设计：搜寻最小的正整数  $C_1$  和  $D_1$  使其满足

$$\text{rank}([H_{LI,m_1} \ H_{LI,m_2} \ \cdots \ H_{LI,m_{D_1}}]) = N_{RX} - C_1 \quad (16)$$

其中， $m_i, i \in [0, 1, \dots, L-1]$  互不相等。至此可构造矩阵

$$H_1 = [H_{LI,m_1} \ H_{LI,m_2} \ \cdots \ H_{LI,m_{D_1}}] \quad (17)$$

由矩阵  $H_1$  张成的行空间为由矩阵  $H_{LI}$  张成行空间的子空间。将矩阵  $H_1$  张成的行空间的零空间投影作为接收信号投影滤波器有

$$G_{rx} = I - H_1H_1^+ = G_{rx,D_1-1}G_{rx,D_1-2} \cdots G_{rx,1}G_{rx,0} \quad (18)$$

其中，

$$G_{rx,0} = I - H_{LI,m_1}H_{LI,m_1}^+$$

$$G_{rx,1} = I - G_{rx,0}H_{LI,m_2}(G_{rx,0}H_{LI,m_2})^+$$

...

$$G_{rx,D_1-1} = I - \prod_{i=D_1-2}^0 G_{rx,i}H_{LI,m_{D_1-1}}(\prod_{i=D_1-2}^0 G_{rx,i}H_{LI,m_{D_1-1}})^+$$

对满足式(16)最小正整数  $C_1$  和  $D_1$  求解，是典型的 0-1 背包问题。利用贪心算法可获得较优解且操作简单，不需要额外的存储空间，步骤如下。

**步骤 1** 初始化空矩阵集合  $A$ ，矩阵集合  $B = \{H_{LI,0} \ H_{LI,1} \ \cdots \ H_{LI,L-1}\}$ 。记集合  $A$  和  $B$  第  $i$  个矩阵元素分别为  $A_i$  和  $B_i$ 。从集合  $B$  中删除为满秩的所有矩阵元素。记集合  $A$  和  $B$  当前矩阵元素个数分别为  $M$ 、 $N$ 。

**步骤 2** 若集合  $B$  为空集合(即  $N = 0$ )，转向执行步骤 4。否则，遍历集合中  $B$  所有矩阵元素  $B_i, i \in \{1, 2, \dots, N\}$ ，选择使  $\text{rank}([A_1, A_2, \dots, A_M, B_i])$  最大且小于  $N_{RX}$  的矩阵  $B_k$  加入矩阵集合  $A$ ，其中， $[\ ]$  为矩阵的行拼接。并从集合  $B$  中删除矩阵元素  $B_k$ 。更新集合  $A$  和  $B$  的元素个数： $M \leftarrow M+1$ ， $N \leftarrow N-1$ 。

**步骤 3** 若在矩阵结合  $B$  已没有任意  $B_i$  能使  $N_{RX} > \text{rank}([A_1, A_2, \dots, A_M, B_i]) > \text{rank}([A_1, A_2, \dots, A_M])$  满足时，可求得  $C_1 = N_{RX} - \text{rank}([A_1, A_2, \dots, A_M])$ ， $D_1 = M$ ，执行下一步。否则，返回步骤 2 执行。

**步骤 4** 利用矩阵集合  $A$  所矩阵元素获得矩阵  $H_1 = [H_{LI,m_1} \ H_{LI,m_2} \ \cdots \ H_{LI,m_{D_1}}] = [A_1, A_2, \dots, A_M]$ ，同理，发送信号投影滤波器设计：搜寻最小的正整数  $C_2$  和  $D_2$  使其满足

$$\text{rank}([H_{LI,m_1}^T \ H_{LI,m_2}^T \ \cdots \ H_{LI,m_{D_2}}^T]^T) = N_{TX} - C_2 \quad (19)$$

其中， $n_i, i \in [0, 1, \dots, L-1]$  互不相等。至此可构造矩阵

$$H_2 = [H_{LI,m_1}^T \ H_{LI,m_2}^T \ H_{LI,m_2}^T \ \cdots \ H_{LI,m_{D_2}}^T]^T \quad (20)$$

由矩阵  $H_2$  张成的列空间为由矩阵  $H$  张成列空间的子空间。将矩阵  $H_2$  张成的列空间的零空间投影作为发送信号投影滤波器有

$$G_{tx} = I - H_2^+H_2 = G_{tx,0}G_{tx,1} \cdots G_{tx,D_2-2}G_{tx,D_2-1} \quad (21)$$

其中，

$$G_{tx,0} = I - H_{LI,m_1}^+H_{LI,m_1}$$

$$G_{tx,1} = I - (H_{LI,m_2}G_{tx,0})^+H_{LI,m_2}G_{tx,0}$$

...

$$G_{tx,D_2-1} = I - (H_{LI,m_{D_2}} \prod_{i=0}^{D_2-2} G_{tx,i})^+H_{LI,m_{D_2}} \prod_{i=0}^{D_2-2} G_{tx,i}$$

对满足式(19)较小正整数  $C_2$  和  $D_2$  求解,与求解(16)同理。具体步骤如下。

**步骤 1** 同接收信号滤波器设计。

**步骤 2** 若集合  $B$  为空集合(即  $N=0$ ), 转向执行步骤 4。否则, 遍历矩阵元素  $B_i, i \in \{1, 2, \dots, N\}$ , 并选择使  $\text{rank}([A_1^T, A_2^T, \dots, A_M^T, B_i^T]^T)$  最大且小于  $N_{TX}$  的矩阵  $B_k$  加入矩阵集合  $A$ 。并从集合  $B$  中删除矩阵元素  $B_k$ 。更新集合  $A$  和  $B$  的元素个数:  $M \leftarrow M+1, N \leftarrow N-1$ 。

**步骤 3** 若在矩阵集合  $B$  已没有任意  $B_i$  能使  $N_{TX} > \text{rank}([A_1^T, A_2^T, \dots, A_M^T, B_i^T]^T) > \text{rank}([A_1^T, A_2^T, \dots, A_M^T]^T)$  满足, 则可求得  $C_j = N_{RX} - \text{rank}([A_1^T, A_2^T, \dots, A_M^T]^T)$ ,  $D_2 = M$ 。否则, 转向步骤 2 执行。

**步骤 4** 利用矩阵集合  $A$  所矩阵元素获得矩阵  $H_2 = [A_1^T, A_2^T, \dots, A_M^T]^T$

**方法 2** 通过波束选择构造满足维数小于由矩阵  $H_{Ll}$  或  $H$  张成行或列空间维数的子空间。

奇异值分解自反馈干扰矩阵  $H_{Ll}$  和  $H$  有

$$\begin{aligned} H_{Ll} &= U_1 \text{diag}(D_1) V_1^H \\ H &= U_2 \text{diag}(D_2) V_2^H \end{aligned} \quad (22)$$

其中,  $\text{diag}(\cdot)$  为以行向量为对角元的对角矩阵。选择  $S_1$  和  $S_2$  满足

$$\begin{aligned} 0 < \text{rank}(U_1 S_1 \text{diag}(D_1) V_1^H) < N_{RX} \\ 0 < \text{rank}(U_2 \text{diag}(D_2) S_2 V_2^H) < N_{TX} \end{aligned} \quad (23)$$

选择  $U_1 S_1 \text{diag}(D_1) V_1^H$  和  $U_2 \text{diag}(D_2) S_2 V_2^H$  作为  $H_{Ll}$  和  $H$  满足要求的子空间。可构造接收信号投影滤波器或者发送信号投影滤波器为

$$G_{rx} = I - (U_1 S_1 \text{diag}(D_1) V_1^H) (U_1 S_1 \text{diag}(D_1) V_1^H)^+ \quad (24)$$

$$G_{tx} = I - (U_2 \text{diag}(D_2) S_2 V_2^H)^+ (U_2 \text{diag}(D_2) S_2 V_2^H) \quad (25)$$

### 3.3 子空间投影实现自反馈干扰完全抑制

式(24)和式(25)中接收信号投影滤波器和发送信号投影滤波器是独立设计的, 同一时刻只能采用二者之一实现自反馈干扰部分抑制。因此, 上述的子空间投影后只是抑制了某一子空间内( $Q_1$  或  $Q_2$ ) 的自反馈干扰, 对剩余子空间内( $Q_2$  或  $Q_1$ ) 的自反馈干扰则不能产生抑制。下面联合接收信号投影滤波器和发送信号滤波器的设计, 实现自反馈干扰完全抑制。

式(24)中使用接收信号滤波器  $G_{rx}$  后接收端残留自反馈干扰空间矩阵为

$$\Delta H_{Ll} = U_1 (I - S_1 \text{diag}(D_1)) V_1^H \quad (26)$$

残留在由  $\Delta H_{Ll}$  张成行空间内的自反馈干扰抑制可通过设计与  $G_{rx}$  匹配的发送信号滤波器  $G_{tx}$  实现,  $G_{tx}$  需要满足

$$\Delta H_{Ll} P^{-1} \text{diag}(G_{tx}; L) = O \quad (27)$$

将  $\Delta H_{Ll}$  分解如下

$$\Delta H_{Ll} = \begin{bmatrix} \Delta H_{11} & \Delta H_{12} & \dots & \Delta H_{1N_{TX}} \\ \Delta H_{21} & \Delta H_{22} & \dots & \Delta H_{2N_{TX}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta H_{N_{RX}1} & \Delta H_{N_{RX}2} & \dots & \Delta H_{N_{RX}N_{TX}} \end{bmatrix} \quad (28)$$

将式(28)表示的接收信号端的残留自反馈干扰矩阵映射到代表发送信号端的自反馈干扰矩阵为

$$H' = [\Delta H_{Ll,1} \quad \Delta H_{Ll,2} \quad \dots \quad \Delta H_{Ll,L}] \quad (29)$$

其中,

$$\Delta H_{Ll,k} = \begin{bmatrix} \Delta h_{11,k} & \Delta h_{12,k} & \dots & \Delta h_{1N_{TX},k} \\ \Delta h_{21,k} & \Delta h_{22,k} & \dots & \Delta h_{2N_{TX},k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta h_{N_{RX},1,k} & \Delta h_{N_{RX},2,k} & \dots & \Delta h_{N_{RX},N_{TX},k} \end{bmatrix}$$

若  $H'$  满秩, 可再次使用子空间投影算法设计发送信号投影滤波器抵消由  $H'$  张成列空间的某一子空间的干扰。若  $H'$  非满秩, 则构造匹配的接收和发送信号投影滤波器组为

$$\begin{aligned} G_{rx} &= I - (U_1 S_1 \text{diag}(D_1) V_1^H) (U_1 S_1 \text{diag}(D_1) V_1^H)^+ \\ G_{tx} &= I - (H')^+ H' \end{aligned} \quad (30)$$

式(25)中使用发送信号投影滤波器  $G_{tx}$  后发送端残留自反馈干扰空间矩阵为

$$\Delta H = U_2 (I - \text{diag}(D_2) S_2) V_2^H \quad (31)$$

将  $\Delta H$  分解如下

$$\Delta H = [\Delta H_1^T \quad \Delta H_2^T \quad \dots \quad \Delta H_L^T]^T \quad (32)$$

将式(31)表示的发送滤波器投影后残留自反馈干扰映射到接收信号端的残留自反馈干扰矩阵为

$$H'_{Ll} = [\Delta H_1 \quad \Delta H_2 \quad \dots \quad \Delta H_L] \quad (33)$$

为完全抑制自反馈干扰  $G_{rx}$  需满足

$$G_{rx} H'_{Ll} = O \quad (34)$$

若  $H'_{Ll}$  满秩, 可利用子空间投影算法设计接收信号投影滤波器抵消由  $H'_{Ll}$  张成空间的某一子空间

内的干扰。若  $H'_{LI}$  非满秩，则可构造匹配的投影滤波器组为

$$G_{rx} = I - H'_{LI}(H'_{LI})^+ \\ G_{tx} = I - (U_2 \text{diag}(D_2) S_2 V_2^H)^+ (U_2 \text{diag}(D_2) S_2 V_2^H) \quad (35)$$

### 4 仿真结果和分析

中继系统信源采用伯努利二进制序列，其 0 和 1 概率皆为 0.5，采样周期  $T_s = 0.001\text{s}$ ；调制方式采用 BPSK；源端的发送天线数  $N_s = 3$ ，空时编码速率为 3/4；源端到 MIMO 中继站信道采用瑞利平坦信道并添加高斯白噪声，信噪比表示为 SNR(signal to noise ratio)；全双工 MIMO 中继站接收和发送天线数  $N_{RX} = N_{TX} = M_{RX} = M_{TX} = 3$ ；同频全双工 MIMO 系统采用 Decode-and-Forward 方式处理信号，即在接收到信号后将做空时译码等处理并在发送信号前做空时编码等处理；中继站放大器放大倍数 5 dB；自反馈干扰信道采用多径条数  $L=3$  的瑞利信道，其信道衰减倍数 0 dB，则信干比(SIR, signal to interference ratio)为 -5 dB。仿真中，选择降秩矩阵

$$S_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad S_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

图 3 和图 4 为依据发送端自干扰矩阵  $H$  设计抑制自反馈干扰的发送滤波器或滤波器组后中继站接收信号误码率性能；图 5 和图 6 为依据接收端自干扰矩阵  $H_{LI}$  设计接收滤波器或滤波器组后中继站接收信号误码率性能。图 3 和图 5 考虑了理想自反馈干扰信道估计时，使用信号投影滤波器后不同中继站接收信号信噪比 SNR 下中继站的误码率；

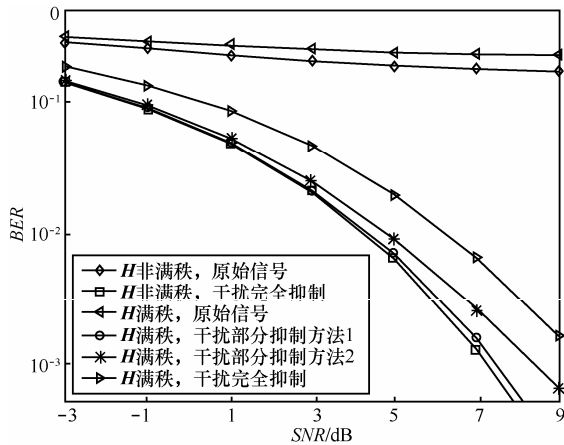


图 3 理想信道估计下依据  $H$  设计滤波器时自反馈干扰抑制性能

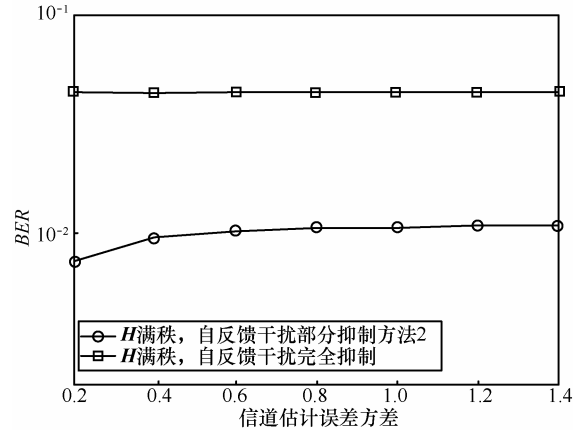


图 4 依据  $H$  设计滤波器时信道估计误差对自反馈干扰抑制影响

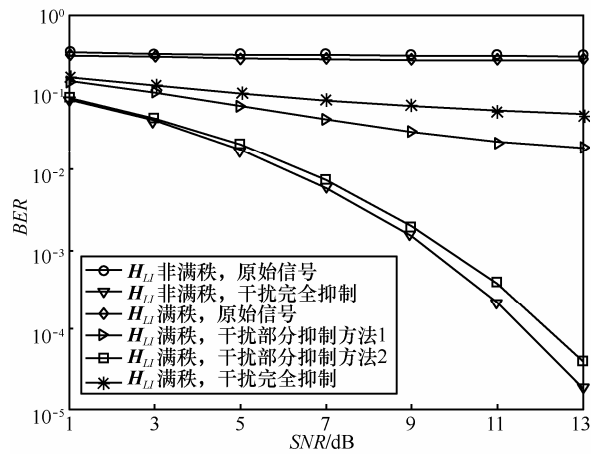


图 5 理想信道估计下依据  $H_{LI}$  设计滤波器时自反馈干扰抑制性能

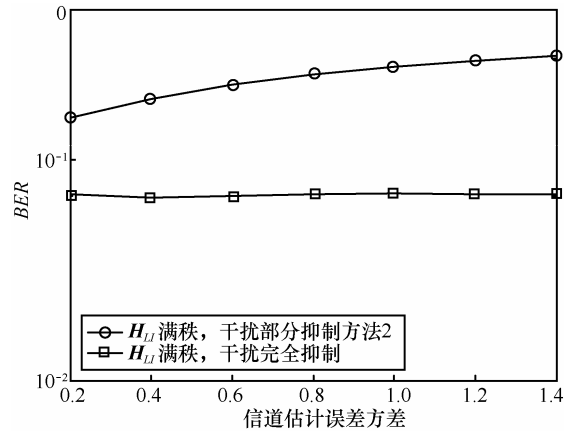


图 6 依据  $H_{LI}$  设计滤波器时信道估计误差对自反馈干扰抑制影响

图 4 和图 6 考虑了非理想信道估计且  $SNR=5\text{ dB}$  时，使用信号投影滤波器后不同信道估计误差方差对中继站误码率的影响。仿真中使用自反馈信道估计误差  $H_\epsilon$  服从零均值的高斯分布。

对自反馈干扰抑制的残留和误差可表示为

$$\xi = f(H_\epsilon, H_\epsilon + H_{LI}) + f(H_{LI}, H_\epsilon + H_{LI}) \quad (36)$$

其中,  $f(\mathbf{x}, \mathbf{y})$  为求矩阵  $\mathbf{x}$  正交于自反馈干扰得到抑制的自干扰空间 ( $\mathcal{Q}_1$  或  $\mathcal{Q}_2$  或  $\mathcal{Q}_1 \cup \mathcal{Q}_2$ ) 的部分, 抵消的自干扰空间的母空间由矩阵  $\mathbf{y}$  获得。理想信道估计下  $\mathbf{H}_e = \mathbf{O}$  时, 零空间投影和子空间完全抑制算法下  $\boldsymbol{\xi} = \mathbf{O}$ ; 部分抑制算法下, 对中继站的误码率的影响主要来自残留的自反馈干扰。当存在自反馈干扰信道估计误差时, 残留自反馈干扰的大小受到信道估计误差和残留子空间干扰的非线性叠加影响。为统一衡量残留干扰的大小, 可定义残留空间干扰量  $\|\boldsymbol{\xi}\|$  并比较  $\|f(\mathbf{H}_{LI}, \mathbf{H}_{LI})\|$  与  $\|f(\mathbf{H}_e, \mathbf{H}_e + \mathbf{H}_{LI}) + f(\mathbf{H}_{LI}, \mathbf{H}_e + \mathbf{H}_{LI})\|$  的大小, 可得到信道估计误差对自反馈干扰抑制性能的影响大小。如图 4 和图 6 所示, 信道估计误差的升高对子空间实现自反馈干扰完全抑制算法下中继站误码率基本无影响。

自反馈干扰得到完全抑制条件下  $\|\boldsymbol{\xi}\| = 0$ , 这并不表示中继站的误码率将会仅受到噪声  $\mathbf{n}_1$  的影响。在使用干扰完全抑制的空间投影滤波器组后, 式(2)中有  $\mathbf{G}_{rx} \mathbf{H}_{LI} \mathbf{G}_{rx}^T = \mathbf{O}$ , 则此时中继站接收信号

$$\mathbf{r}' = \mathbf{G}_{rx} \mathbf{H}_{SR} \mathbf{x} + \mathbf{G}_{rx} \mathbf{H}_{SR} \mathbf{n}_1 \quad (37)$$

由于  $\mathbf{G}_{rx}$  正交与某一非零且非满维的子空间, 可知  $\mathbf{G}_{rx}$  非满秩, 进一步得到  $\mathbf{G}_{rx} \mathbf{H}_{SR}$  非满秩, 则其逆不存在, 将影响 MIMO 信号的译码, 导致信号误码率升高。如图 3 所示, 完全抑制算法虽然对自反馈干扰实现了完全抑制, 但误码率性能不是特别的高, 甚至低于干扰部分抑制算法。特别地, 若  $\text{rank}(\mathbf{G}_{rx} \mathbf{H}_{SR}) = 0$ , 将导致接收信号为零向量继而中断通信。为保证中继站的误码率较低, 对接收信号投影滤波器  $\mathbf{G}_{rx}$  设计需要尽力保证  $\text{rank}(\mathbf{G}_{rx} \mathbf{H}_{SR})$  非零且能取到较大的值。

## 5 结束语

本文提出了基于空间投影的全双工 MIMO 中继站自反馈干扰抑制算法。建立的系统模型具有一般性: 考虑到自反馈信道最大多径时延大于符号周期; 得到的接收信号自反馈干扰矩阵与发送信号自反馈干扰矩阵不同, 并建立了 2 个自反馈干扰矩阵张成空间之间的映射关系。接收信号和发送信号投影滤波器的设计依据接收端和发送端的自反馈干扰矩阵是否满秩而采用子空间投影和零空间投影算法。针对自反馈干扰矩阵满秩, 提出了可完全抑制自反馈干扰的接收信号和发送信号投影滤波器联合的空间投影设计方法。最后分析了基于空间投

影算法的自反馈干扰抑制的残留干扰和自反馈信道估计误差对中继站接收信号误码率的影响。理论分析和仿真结果表明本文提出的基于空间投影的自反馈干扰抑制算法更具有普遍适用意义和较理想的干扰抑制效果。

## 参考文献:

- [1] 3GPP TS 36.216. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer for relaying operation, Release 11[S].
- [2] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Rate-interference trade-off between duplex modes in decode-and-forward relaying[A]. IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)[C]. 2010.690-695.
- [3] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Comparison of full-duplex and half-duplex modes with a fixed amplify and forward relay[A]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)[C]. 2009.1-5.
- [4] LI C, WANG X, YANG L, *et al.* A joint source and relay power allocation scheme for a class of MIMO relay systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(12): 4852-4860.
- [5] LI C, YANG L, ZHU W P. Two-way MIMO relay precoder design with channel state information[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3358-3363.
- [6] KANG Y Y, CHO J H. Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay[A]. IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[C]. 2009.117-121.
- [7] 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.
- [8] HOFMANN C A, KNOPP A, OGERMANN D. Amplify-and-Forward relay stations in correlated line-of-sight indoor MIMO channels[A]. IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[C]. 2009. 2325-2329.
- [9] PERSSON P, COLDREY M, WOLFGANG A. Design and evaluation of a  $2 \times 2$  MIMO repeater[A]. The 3rd European Conference on Antennas and Propagation[C]. 2009.1509-1512.
- [10] HANEDA K, KAHRA E, WYNE S. Measurement of loop-back interference channels for outdoor-to-indoor full-duplex radio relays[A]. The 4th European Conference on Antennas and propagation[C]. 2010.1-5.
- [11] MA J, LI YE, ZHANG J.A new coupling channel estimator for cross-talk cancellation at wireless relay station[A]. IEEE GLOBECOM[C]. 2009.1-6.
- [12] LIOLIYOU P, VIBERG M. Least-squares based channel estimation for MIMO relays[A]. IEEE WSA[C]. 2008.90-95.
- [13] LIOLIYOU P, VIBERG M, COLDREY M. Performance analysis of

relay channel estimation[A]. IEEE Asilomar'09[C].2009.1533-1537.

- [14] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays[A]. The 43rd Annual Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. 2009.1-4.
- [15] LARRSOM P, PRYTZ M. MIMO on-frequency repeater with self-interference cancellation and mitigation[A]. IEEE Vehicular Technology Conference[C]. 2009.1-5.
- [16] SUNG Y, AHN J, NGUYEN B V. Loop-interference suppression strategies using antenna selection in full-duplex MIMO relays[A]. IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems(ISPACS)[C]. 2011.1-4.
- [17] RIIHONEN T, BALAKRISHNAN A, HANEDA K. Optimal eigenbeamforming for suppressing self-interference in full-duplex MIMO relays[A]. The 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems(CISS)[C].2011.1-6.
- [18] LIOLIOU P, VIBERG M, COLDREY M. Self-interference suppression in full-duplex MIMO relays[A]. The 4th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers(ASILOMAR)[C]. 2010. 658-662.
- [19] RIIHONEN T, WERNER S, WICHMAN R. Residual self-interference in full-duplex MIMO relays after null-space projection and cancellation[A]. The 4th ASILOMAR[C]. 2010.653-657.
- [20] LOPEZ V R, ANTONION R E, MOSQUERA C. An adaptive feedback canceller for full-duplex relays based on spectrum shaping[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(8): 1566-1577.

#### 作者简介:



杨吉松(1987-),男,四川仁寿人,电子科技大学硕士生,主要研究方向为无线通信、数字中频技术、嵌入式系统设计与应用等。



刘皓(1969-),男,四川大邑人,电子科技大学教授,主要研究方向为超宽带通信技术、信号检测、数字中频、信号处理算法实现、嵌入式软件设计和硬件开发等。



孙辰(1988-),男,藏族,四川阿坝藏族羌族自治州人,电子科技大学硕士生,主要研究方向为无线通信、FPGA 开发、片上系统等。