

# 双向全双工 MIMO 中继系统的自干扰消除

刘晓婷, 周成杰

(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

**摘要:**全双工中继可以提高频谱利用率,但其存在的自反馈干扰信号影响了全双工系统的性能。目前大部分研究主要集中于单向全双工中继系统,对双向全双工中继系统的研究甚少。因此文中在目前单向全双工中继系统的自干扰抑制方案基础上,研究了双向全双工中继系统自干扰消除方法。双向全双工中继与单向全双工中继系统的不同之处在于:除了中继端,其源端和目的端均存在自干扰。对于源节点和目的节点的自干扰采用时域抵消法,再将零空间投影法运用于双向全双工 MIMO 中继系统来消除中继节点处的自干扰信号。

**关键词:**双向;全双工 MIMO 中继;自反馈干扰;时域抵消;零空间投影

中图分类号:TP302

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2016)04-0153-05

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2016.04.034

## Loop-interference Suppression in Two-way Full-duplex MIMO Relay System

LIU Xiao-ting, ZHOU Cheng-jie

(College of Communication & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** Full-duplex relay can improve spectrum efficiency, but the loop-interference existed in full-duplex relay affects the performance of the full duplex system. At present most of the research mainly focuses on one-way full-duplex relay system, however, the number of study on two-way full-duplex relay system is few. The loop-interference suppression method of two-way full-duplex relay systems is studied based on that of one-way full-duplex relay systems. The difference between two-way full-duplex relay and one-way full-duplex MIMO relay is its' source node and destination node also exist loop-interference. The loop-interference suppression of the relay adopts the null-space projection, and applies time-domain cancellation to the source node and destination node.

**Key words:** two-way; full-duplex MIMO relays; loop-interference; time-domain cancellation; null-space projection

### 1 概述

中继节点的双工转发方式一直是协作通信的研究重点。转发方式可以分为半双工(Half Duplex, HD)模式和全双工(Full Duplex, FD)模式。全双工中继站的接收天线和发送天线能同频同时地工作,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>[1]</sup>。理论上,在相同的信道特性和功率约束下,全双工中继系统的信息速率和系统容量应该是半双工中继系统的两倍。但实际应用中,由于全双工模式下,中继接收天线与发射天线之间的信号泄露,形成自反馈干扰信号(Loop-Inter-

ference, LI), 导致了全双工中继系统性能降低。早期时认为此信号无法克服即全双工中继在实际应用中不可行,因而中继技术的研究基本基于半双工模式。但采用半双工中继虽可以获得分集增益,复用增益却明显降低<sup>[2]</sup>。针对此问题,早期的解决方案如采用两个半双工中继站组成一个全双工中继站<sup>[3]</sup>,但需要消除内部的干扰;又如根据发送功率自适应地转换全双工/半双工模式<sup>[4]</sup>。但这些方法只能在一定程度上提升系统容量,与理想的全双工系统仍有差距。

为了摆脱这一困境,国内外学者进行了很多研究。对于单向全双工 MIMO 中继系统的自干扰消除主要集中在空域抑制上,即在发射端部署预编码器,接收端

部署译码器,根据信道信息设计编译码器来抑制自干扰信号。编码器的设计主要采用迫零 (Zero Forcing, ZF) 法<sup>[5-7]</sup>、最小均方差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 法<sup>[7]</sup>和最大化信噪比<sup>[8]</sup> (Maximizing Signal to Interference Ratio, MSIR) 算法,以及天线选择<sup>[9]</sup> (Antenna Selection, AS)、功率分配<sup>[9]</sup>等。近来,开始倾向于对两种或以上的自干扰空域方案相结合的研究,如将迫零算法与天线选择相结合,同时为了克服天线选择造成的零分集影响,又对中继站采用了功率分配<sup>[10]</sup>;又如将零空间投影法与波束选择相结合<sup>[11]</sup>。也有人研究空域抑制与时域抵消相结合的方案<sup>[12]</sup>。

以上的研究都是基于单向全双工中继系统,目前关于双向全双工中继系统的自干扰抑制研究较少。但研究表明双向通信能有效提高频谱利用率,且其理论信道容量为单向通信的 2 倍<sup>[13]</sup>,因此其研究价值不言而喻。现存的关于双向全双工的自干扰抑制方案主要有两种:功率分配<sup>[14-16]</sup>和波束选择<sup>[16]</sup>。功率分配指通过对源节点和中继节点的发射功率进行控制,减弱自反馈干扰信号的影响,从而提高系统的性能。最新提出的方案是将波束选择与功率控制相结合,最优优化中继端的波束矩阵,然后对源节点的发射功率进行控制,以实现最大化系统性能的目标<sup>[16]</sup>。

文中将单向全双工 MIMO 中继系统加以延伸,使得系统中所有节点均为双向全双工 MIMO 节点,并采用基于 SVD 的零空间投影法消除中继节点的自干扰,源节点和目的节点的自干扰则通过时域抵消法消除。最后通过仿真分析,说明自干扰消除后的双向全双工系统性能得到很大提高。

术语注释:  $\mathcal{E}\{\cdot\}$  表示期望值;  $(\cdot)^H$  表示共轭转置;  $\text{tr}\{\cdot\}$ 、 $\|\cdot\|_F$  分别表示矩阵的迹和矩阵的 F 范数。

## 2 系统模型

图 1 为双向 MIMO 全双工中继通信系统模型。

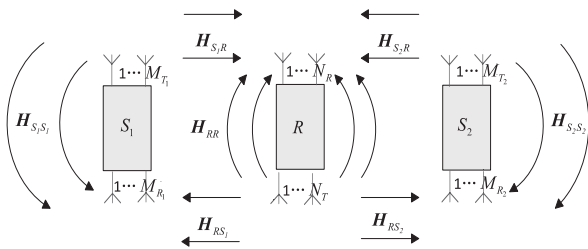


图 1 双向全双工 MIMO 中继通信系统

该系统包括 3 个节点:源节点  $S_1$  与  $S_2$  以及中继节点  $R$ 。三个节点均配备多天线:  $S_1$  节点发射天线数为  $M_{T1}$ ,接收天线数为  $M_{R1}$ ;  $S_2$  节点发射天线数为  $M_{T2}$ ,接收天线数为  $M_{R2}$ ;  $R$  节点发射天线数为  $N_T$ ,接收天线数为  $N_R$ 。假设  $S_1$ 、 $S_2$  与  $R$  节点均工作于全双工模式,即

在同频信道上,每个节点收发信号分别并发进行。中继节点采用 AF 转发协议。

该通信系统包含 7 个通信信道,且均假设为准静态瑞利平坦衰落信道:

(1)  $S_1 - R$  信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{S_1R} \in \mathbb{C}^{N_R \times M_{T1}}$ ,且其元素都服从复高斯正态分布,即  $\mathbf{H}_{S_1R}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{S_1R}^2)$ ;

(2)  $R - S_1$  信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{RS_1} \in \mathbb{C}^{M_{R1} \times N_T}$  且  $\mathbf{H}_{RS_1}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{RS_1}^2)$ ;

(3)  $S_2 - R$  信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{S_2R} \in \mathbb{C}^{N_R \times M_{T2}}$  且  $\mathbf{H}_{S_2R}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{S_2R}^2)$ ;

(4)  $R - S_2$  信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{RS_2} \in \mathbb{C}^{M_{R2} \times N_T}$  且  $\mathbf{H}_{RS_2}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{RS_2}^2)$ ;

(5)  $R - R$  环路信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{RR} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R}$  且  $\mathbf{H}_{RR}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{RR}^2)$ ;

(6)  $S_1 - S_1$  环路信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{S_1S_1} \in \mathbb{C}^{M_{R1} \times M_{T1}}$  且  $\mathbf{H}_{S_1S_1}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{S_1S_1}^2)$ ;

(7)  $S_2 - S_2$  环路信道,其信道响应矩阵为  $\mathbf{H}_{S_2S_2} \in \mathbb{C}^{M_{R2} \times M_{T2}}$  且  $\mathbf{H}_{S_2S_2}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{S_2S_2}^2)$ 。

$S_1$  与  $S_2$  之间由于信道衰落严重以及阴影效应等影响,于是假设两者之间不存在直接的通信链路。

设在  $t$  时刻,源节点  $S_1$  和  $S_2$  发送信号分别为  $\mathbf{x}_1[t]$  和  $\mathbf{x}_2[t]$ 。其中,  $\mathbf{x}_1[t] \in \mathbb{C}^{M_{T1} \times 1}$ ,  $\mathbf{x}_2[t] \in \mathbb{C}^{M_{T2} \times 1}$ 。中继节点接收信号为  $\mathbf{y}_R[t] \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ ,其转发信号为  $\mathbf{x}_R[t] \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ ;节点  $S_1$  和  $S_2$  的接收信号为  $\mathbf{y}_1[t]$  和  $\mathbf{y}_2[t]$ 。其中,  $\mathbf{y}_1[t] \in \mathbb{C}^{M_{R1} \times 1}$ ,  $\mathbf{y}_2[t] \in \mathbb{C}^{M_{R2} \times 1}$ 。

源节点发射信号的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{X_1} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}_1[t]\mathbf{x}_1^H[t]\} = \frac{P_1}{M_{T1}} \mathbf{I}_{M_{T1}} \quad (1)$$

$$\mathbf{R}_{X_2} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}_2[t]\mathbf{x}_2^H[t]\} = \frac{P_2}{M_{T2}} \mathbf{I}_{M_{T2}} \quad (2)$$

设中继节点转发信号的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{X_R} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}_R[t]\mathbf{x}_R^H[t]\} \quad (3)$$

且满足功率限制条件  $\text{tr}\{\mathbf{R}_{X_R}\} = P_R$ 。

在  $t$  时刻,中继节点的接收信号表达式为:

$$\mathbf{y}_R[t] = \mathbf{H}_{S_1R}\mathbf{x}_1[t] + \mathbf{H}_{S_2R}\mathbf{x}_2[t] + \mathbf{H}_{RR}\mathbf{x}_R[t] + \mathbf{n}_R[t] \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{n}_R[t] \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$  表示中继节点处的接收噪声。

假设  $\mathbf{n}_R[t]$  为均值为 0,协方差矩阵为  $\mathbf{R}_{n_R} = \mathcal{E}\{\mathbf{n}_R[t]\mathbf{n}_R^H[t]\} = \sigma_{n_R}^2 \mathbf{I}_{N_R}$  的加性高斯白噪声。设中继节点放大转发矩阵为  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R}$ ,且中继节点处信号处理时延为  $\tau$ 。则中继节点转发信号为:

$$\mathbf{x}_R[t] = \mathbf{B}\mathbf{y}_R[t - \tau] \quad (5)$$

将式(4)代入式(5),可得:

$$\mathbf{x}_R[t] = \mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} (\mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t - j\tau] + \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t - j\tau] + \mathbf{n}_R[t - j\tau]) \quad (6)$$

在  $t$  时刻,  $S_1$  和  $S_2$  的接收信号为:

$$\mathbf{y}_i[t] = \mathbf{H}_{RS} \mathbf{x}_R[t] + \mathbf{H}_{S,S} \mathbf{x}_i[t] + \mathbf{n}_i[t] \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{n}_i[t] \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$  ( $i = 1, 2$ ) 为  $S_i$  节点处的接收噪声。

假设  $\mathbf{n}_i[t]$  为均值为 0, 协方差矩阵为  $\mathbf{R}_{n_i} = \sigma^2 \mathbf{I}_{M_R}$  的加性高斯白噪声。将式(5)代入式(6)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1[t] &= \mathbf{H}_{R_1S} \mathbf{B} \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{R_1S} \mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t - j\tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{R_1S} \mathbf{B} \sum_{j=2}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t - j\tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{S,S_1} \mathbf{x}_1[t] + \\ &\quad \mathbf{H}_{R_1S} \mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} \mathbf{n}_R[t - j\tau] + \mathbf{n}_1[t] \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_2[t] &= \mathbf{H}_{R_2S} \mathbf{B} \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{R_2S} \mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t - j\tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{R_2S} \mathbf{B} \sum_{j=2}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t - j\tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{S,S_2} \mathbf{x}_2[t] + \mathbf{H}_{R_2S} \mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR} \mathbf{B})^{j-1} \mathbf{n}_R[t - j\tau] + \mathbf{n}_2[t] \end{aligned} \quad (9)$$

### 3 自干扰消除

与单向全双工中继通信相比,双向全双工中继系统的三个节点  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $R$  均为全双工节点,故自干扰的形式较之于单向中继系统更复杂;中继节点同时收发信号,产生自干扰;源节点  $S_1$  ( $S_2$ ) 同时收发信号,同样产生自干扰。

但上述两种形式的自干扰略有不同:中继处采用 AF 转发协议,故其收发信号相互干扰;而源节点直接产生并发送数据,故其发射信号对接收信号存在干扰,反之则无干扰。

因此,按照干扰产生及处理的位置,下文将分别对中继节点和源节点(或目的节点)的自干扰进行消除。

#### 3.1 中继节点的自干扰消除

图 2 为中继节点处自干扰消除过程的框架图。

其中,  $\mathbf{W}_R$  与  $\mathbf{W}_T$  为中继节点的接收译码器和发射预编码器。假设  $\mathbf{B}$  为其放大因子矩阵,中继节点对信号的处理时延为  $\tau$ 。如图可知,中继节点各个位置的信号表达式为:

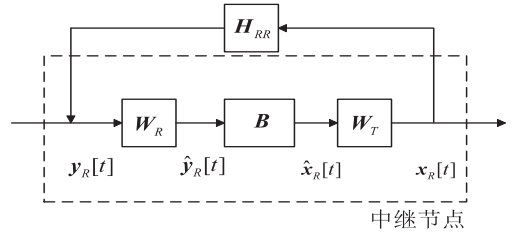


图 2 中继节点自干扰消除示意图

$$\mathbf{y}_R[t] = \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t] + \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t] + \mathbf{H}_{RR} \mathbf{x}_R[t] + \mathbf{n}_R[t] \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_R[t] = \mathbf{W}_R \mathbf{y}_R[t] \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_R[t] = \mathbf{B} \hat{\mathbf{y}}_R[t - \tau] \quad (12)$$

$$\mathbf{x}_R[t] = \mathbf{W}_T \hat{\mathbf{x}}_R[t] \quad (13)$$

由式(10) ~ (13)可得:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_R[t] &= \mathbf{W}_R (\mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t] + \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t]) + \\ &\quad \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_T \hat{\mathbf{x}}_R[t] + \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t] \end{aligned} \quad (14)$$

其中:  $\mathbf{W}_R (\mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t] + \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t])$  为中继节点从  $S_1$  和  $S_2$  接收的目标信号;  $\mathbf{W}_R \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_T \hat{\mathbf{x}}_R[t]$  为中继自身产生的干扰项。

为消除中继处的自干扰,即需满足:

$$\mathbf{W}_R \mathbf{H}_{RR} \mathbf{W}_T = 0 \quad (15)$$

若中继自干扰得到消除,其转发信号变为:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_R[t] &= \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R (\mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + \\ &\quad \mathbf{H}_{S,R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + \mathbf{n}_R[t - \tau]) \end{aligned} \quad (16)$$

对  $\mathbf{H}_{RR}$  进行 SVD 操作,可得:

$$\mathbf{H}_{RR} = \mathbf{U}_R \Sigma \mathbf{V}_R^H = [\mathbf{U}_{(1)} | \mathbf{U}_{(0)}] \Sigma [\mathbf{V}_{(1)} | \mathbf{V}_{(0)}]^H \quad (17)$$

式中,  $\mathbf{U}_{(0)}$  和  $\mathbf{V}_{(0)}$  表示 0 奇异值所对应的基矢量。

设  $m = \text{rank}(\Sigma)$ ,  $\mathbf{U}_{(0)} \in \mathbb{C}^{N_R \times (N_R - m)}$ ,  $\mathbf{V}_{(0)} \in \mathbb{C}^{N_T \times (N_T - m)}$ 。而  $\mathbf{U}_{(1)}$  和  $\mathbf{V}_{(1)}$  表示非 0 奇异值所对应的基矢量,满足  $\mathbf{U}_{(1)} \in \mathbb{C}^{N_R \times m}$ ,  $\mathbf{V}_{(1)} \in \mathbb{C}^{N_T \times m}$ 。则编码矩阵  $\mathbf{W}_R$  和  $\mathbf{W}_T$  满足:

$$\mathbf{W}_R = (\mathbf{U}_{(0)} \mathbf{A}_R)^H, \mathbf{W}_T = (\mathbf{V}_{(0)} \mathbf{A}_T) \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{A}_R \in \mathbb{C}^{(N_R - m) \times N_R}$ ,  $\mathbf{A}_T \in \mathbb{C}^{(N_T - m) \times N_T}$ , 其元素可为任意值。

由于矩阵  $\mathbf{A}_R$  和  $\mathbf{A}_T$  的任意性,因此无法找到一个固定的设计方法,最简单的设计如下:

令  $\mathbf{A}_R(i, :) = [1, 1, \dots, 1]_{1 \times N_R}$ ,  $1 \leq i \leq N_R - m$  表示矩阵  $\mathbf{A}_R$  的第  $i$  行数值全为 1。同时,令  $\mathbf{A}_T(j, :) = [1, 1, \dots, 1]_{1 \times N_T}$ ,  $1 \leq j \leq N_T - m$ 。这样相当于使得  $\mathbf{W}_R^H$  中的所有列向量均为  $\mathbf{U}_{(0)}$  的某一列向量,使  $\mathbf{W}_T$  中的所有列向量均为  $\mathbf{V}_{(0)}$  的某一列向量。

#### 3.2 源(目的)节点的自干扰消除

信号经过中继节点的处理后,将继续转发至源节点  $S_1$  和  $S_2$ 。由于  $S_1$  和  $S_2$  的网络位置相似,故先以  $S_1$  为例,获得其接收信号表达式,同理可求得  $S_2$  处接收

信号。

由于  $S_1$  节点工作在全双工模式,故其在  $t$  时刻的接收信号为:

$$\mathbf{y}_1[t] = \mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{x}_R[t] + \mathbf{H}_{S_1S_1} \mathbf{x}_1[t] + \mathbf{n}_1[t] \quad (19)$$

将式(16)代入式(19)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1[t] = & \mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + \\ & \mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + \mathbf{H}_{S_1S_1} \mathbf{x}_1[t] + \\ & \mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t - \tau] + \mathbf{n}_1[t] \end{aligned} \quad (20)$$

其中:第一项为目标信号;第二项和第三项可看作  $S_1$  处总自干扰;第四项和第五项为噪声项。

假设  $S_1$  节点接收端能够获知任意时刻自身发射端所发信号,另外,假设  $S_1$  节点能够获取所有信道状态信息。因此,  $S_1$  接收信号能够直接减去式(20)中的所有  $\mathbf{x}_1$  项。经过干扰消除处理后,  $S_1$  接收信号变为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1[t] = & \mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + \\ & \mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t - \tau] + \mathbf{n}_1[t] \end{aligned} \quad (21)$$

同理,可以求得  $t$  时刻  $S_2$  节点接收信号:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_2[t] = & \mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_2R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + \\ & \mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t - \tau] + \mathbf{n}_2[t] \end{aligned} \quad (22)$$

### 3.3 自干扰消除后的系统容量

由式(21)、(22)可知:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}\{\mathbf{y}_1[t] \mathbf{y}_1^H[t]\} = & (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R}) R_{x_2} (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R})^H + \\ & (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) R_{n_R} (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H + R_{n_1} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}\{\mathbf{y}_2[t] \mathbf{y}_2^H[t]\} = & (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_2R}) R_{x_1} (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_2R})^H + \\ & (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) R_{n_R} (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H + R_{n_2} \end{aligned} \quad (24)$$

则  $S_2 - R - S_1$  的信道容量为:

$$\begin{aligned} C_1 = & \log_2 \det\{\mathbf{I}_{M_{R_1}} + \\ & \frac{P_1}{M_{T_1}} (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R}) (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_1R})^H \times \\ & [\sigma_{n_R}^2 (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H + \\ & \sigma_{n_1}^2 \mathbf{I}_{M_{R_1}}]^{-1}\} \end{aligned} \quad (25)$$

$S_1 - R - S_2$  的信道容量为:

$$\begin{aligned} C_2 = & \log_2 \det\{\mathbf{I}_{M_{R_2}} + \\ & \frac{P_2}{M_{T_2}} (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_2R}) (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S_2R})^H \times \\ & [\sigma_{n_R}^2 (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H + \\ & \sigma_{n_2}^2 \mathbf{I}_{M_{R_2}}]^{-1}\} \end{aligned} \quad (26)$$

故总容量为:

$$C = C_1 + C_2$$

## 4 仿真分析

本节将对双向全双工 MIMO 中继自干扰消除前后的系统性能进行仿真。

图 3 反映了系统容量随  $S_1 - R$  间信噪比的变化关系。

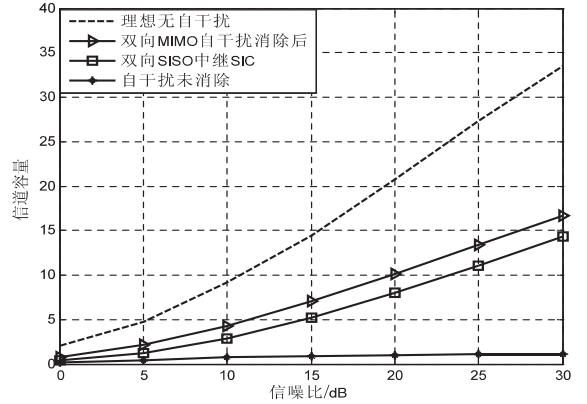


图 3 系统容量随  $S_1 - R$  间信噪比变化关系

由图可知,在中继采用空域 SIC 方案后,系统容量得到较大提高 (SNR = 30 dB 时,容量提高 16.7 bps/Hz)。且 MIMO 中继下的系统容量也大于 SISO 中继下的容量 (SNR = 30 dB 时,理想 SISO 中继系统容量为 14.3 bps/Hz)。

图 4 反映了自干扰消除前后  $S_1$  和  $S_2$  总误码率随  $S_1 - R$  间信噪比的变化关系。

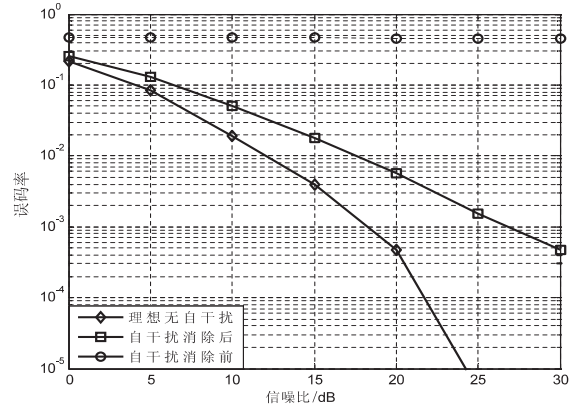


图 4 系统误码率随  $S_1 - R$  间信噪比变化关系

由图可知,中继自干扰消除前,误码率维持在 0.46 左右,系统无法得到很好的译码性能。在理想情况下 (即中继不存在自干扰),当信噪比 SNR = 25 dB 时,误码率降至  $10^{-5}$ 。而在实际环境下,若采用空域自干扰方法,在中继处设计编码器消除自干扰。当 SNR = 30 dB 时,误码率降至  $10^{-4}$ ,相比自干扰消除前,系统可靠性得到很大提高。

## 5 结束语

文中将双向通信与全双工中继通信相结合,研究了系统各节点均为双向全双工 MIMO 节点的自干扰消除问题,并利用单向全双工 MIMO 中继的零空间投影法消除中继处的自干扰,获得了系统可靠性和容量的提升。仿真结果表明,将单向中继系统的空域自干扰消除方法应用到双向中继系统中,能够降低系统误码



率,同时提升系统容量。但由于文中采用零空间投影法消除自干扰的同时在一定程度上削弱了有用信号,因此系统性能与理想情况下仍有差距。更好的双向全双工 MIMO 中继的自干扰抑制方案有待进一步研究。

参考文献:

[1] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Rate-interference trade-off between duplex modes in decode-and-forward relaying [C]//Proc of IEEE personal indoor and mobile radio communication. [s. l.]:IEEE,2010:690-695.

[2] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaption[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2011, 10 (9): 3074-3085.

[3] Lioliou P, Viberg M, Coldrey M. Self-interference suppression in full-duplex MIMO relays [C]//Proc of Asilomar conference on signal and computers. [s. l.]:[s. n.],2010:658-662.

[4] Sung Y, Ahn J. Loop-interference suppression strategies using antenna selection in full-duplex MIMO relays [C]//Proc of 2011 intelligent signal process communication system. [s. l.]:[s. n.],2011:1-4.

[5] Choi D, Park D. Effective self-interference cancellation in full-duplex relay systems[J]. Electronics Letters,2012,48(2):129-130.

[6] Chun B, Park H. A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays[J]. IEEE Communications Letters,2012,16(4):436-438.

[7] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Spatial loop interference suppression in full-duplex MIMO relays [C]//Proc of the forty-third Asilomar conference on signals, systems and computers. [s. l.]:IEEE,2009:1508-1512.

[8] Kang Y Y, Cho J H. Capacity of MIMO wireless channel with full-duplex amplify-and-forward relay [C]//Proc of IEEE

international symposium on personal, indoor and mobile radio communications. [s. l.]:IEEE,2009:117-121.

[9] Yang K, Cui Hongyu, Song Lingyang. Efficient full-duplex relaying with joint antenna-relay selection and self-interference suppression [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication,2015,14(7):1-13.

[10] Suraweera H A, Krikida I, Zheng Gan, et al. Low-complexity end-to-end performance optimization in MIMO full-duplex relay systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2014,13(2):913-927.

[11] Riihonen T, Werner S, Wichman R, et al. Optimal eigenbeamforming for suppressing self-interference in full-duplex MIMO relays [C]//Proc of 45th annual conference on information science and system. [s. l.]:[s. n.],2011:1-6.

[12] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Residual self-interference in full-duplex MIMO relays after null-space projection and cancellation [C]//Proc of ASILOMAR. Pacific Grove, CA:IEEE,2010:653-657.

[13] Zhou Bin, Yu Kai, Bu Zhiyong. On capacity of two-way full-duplex and one-way MIMO with the same number of antennas [C]//Proc of IEEE symposium on wireless communication system. [s. l.]:IEEE,2014:581-586.

[14] Cheng Xilin, Yu Bo, Cheng Xiang, et al. Two-way full-duplex amplify-and-forward relaying [C]//Proc of IEEE military communications conference. San Diego, CA:IEEE,2013:1-6.

[15] Yang Jingrui, Liu Xuefang, Yang Qinghai. Power allocation of two-way full-duplex AF relay under residual self-interference [C]//Proc of 2014 international symposium on communication and information technologies. [s. l.]:[s. n.],2014:213-217.

[16] Zheng Gan. 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.

(上接第 152 页)

2002:181-186.

[4] 文远保,张炫. 单调比率调度算法研究及改进[J]. 计算机工程与科学,2006,28(10):68-70.

[5] 肖青,杨长兴,杨炼. 一种基于遗传算法的网格任务调度算法[J]. 计算机技术与发展,2008,18(8):32-34.

[6] 卢鹏. 计算机网络安全及其防护策略探析[J]. 硅谷,2009(12):62-63.

[7] 陈宇寒. 网格计算技术研究[J]. 计算机技术与发展,2008,18(5):82-85.

[8] 姜巍,秦雅娟,刘颖. 基于 IPFIX 的用户网络行为分析系统模型研究[J]. 计算机技术与发展,2011,21(9):233-236.

[9] 白涛. 网络化控制系统的性能分析与调度优化[D]. 上海:上海交通大学,2005.

[10] 王万良,蒋一波. 网络控制与调度方法及其应用[M]. 北京:科学出版社,2009.

[11] Zeng Yujun. Networked control systems based on scheduling [J]. Control & Automation,2006,22(31):95-96.

[12] Seto D, Lehoczky J P, Sha L, et al. On task schedule ability in realtime control systems [C]//Proceedings of the IEEE real-time systems symposium. Washington, USA: IEEE Press, 2006:13-21.

[13] Lee C, Lehoczky J, Siewiorek D, et al. A scalable solution to the multi-resource QoS problem [C]//Proceedings of the IEEE real-time systems symposium. Phoenix, USA: IEEE Press,1999:315-326.

[14] Lim D, Anbuky A. A distributed industrial battery management network [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004,51(6):1181-1193.