

双向全双工中继系统自干扰抑制

巩玉林,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:作为5G的关键技术,全双工中继(Full-Duplex Relay, FDR)技术凭借其频率复用的优势而备受业界关注。FDR不仅能够提高系统容量,还可以用极低的成本来扩大覆盖范围。然而,其同时同频收发信号的特性导致严重的环路自干扰,这成为制约其发展的主要因素。针对FDR系统自干扰抑制(Self-Interference Cancellation, SIC)这一核心问题,主要采用空域方法抑制MIMO中继自干扰,以降低系统误码率,提高系统容量。将FDR与双向通信相结合,建立双向全双工中继系统模型。基于原零空间投影法设计中继节点的编译码器,并采用时域方法抑制源节点接收端的自干扰。理论分析和仿真结果表明,采用这样的设计模型能够有效抑制双向FDR系统自干扰,大大提升系统性能。

关键词:全双工中继;自干扰抑制;MIMO;空域SIC;全双工中继

中图分类号:TP302

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2017)01-0173-04

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2017.01.039

Self-interference Cancellation in Bidirectional Full-duplex MIMO Relay System

GONG Yu-lin, ZHOU Cheng-jie

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

Abstract: As a key technology of 5G, Full-Duplex Relay (FDR) technology with its advantages of frequency reuse is concerned by the industry. FDR not only can improve the system capacity but also be used at very low cost to expand coverage. However, the characteristics of simultaneously sending and receiving signals of the same frequency result in serious self-interference of loop, which is a major factor restricting the development. For the core issue, Self-Interference Cancellation (SIC), in FDR system, the method of special domain is used to eliminate interference in MIMO in order to reduce the bit error rate and improve the system capacity. FDR is combined with bidirectional communication to establish bidirectional full-duplex relay system model. The encoder and decoder of relay nodes is designed based on original zero space projection, and time-domain method is applied to eliminate interference from the source node receiving end. Theoretical analysis and simulation results show that this model can effectively eliminate the bidirectional FDR system self-interference, greatly improving system performance.

Key words: full-duplex relay; self-interference cancellation; MIMO; spacial SIC; FDR

0 引言

全双工(Full Duplex, FD)技术作为近年来的新兴热点和先进概念,将给无线通信带来思维上的范式转变,也将影响下一代通信系统的设计和运行模式^[1]。中继技术不仅可以提高系统容量,还可以大幅增加小区覆盖范围,且中继设备的复杂度远低于基站,大大降低了覆盖小区的成本。通过全双工和中继系统的结合可以使两者优势互补,发挥出更大的作用。此处对于全双工的定义是:通过同频无线电同时收发信号而进

行频率的复用。因此,全双工技术有时也被描述为单频瞬时收发(Simultaneous Transmit And Receive, STAR)技术。随着无线通信呈现出高速化、移动化、泛在化和异构融合化的趋势,频谱资源日益紧缺,而全双工技术凭借其在频率复用上的优势,广受业界关注。全双工中继系统由于受到自干扰信号的影响,减少了整个系统的信噪比(SNR)^[2-4]。自干扰信号的产生是因为中继处发送信号与接收信号的耦合。即使如此,全双工中继,理论上在系统容量方面依然是很好的解

收稿日期:2016-03-17

修回日期:2016-06-23

网络出版时间:2017-01-04

基金项目:国家“973”重点基础研究发展计划项目(2014AA01A705)

作者简介:巩玉林(1990-),男,硕士研究生,研究方向为协作通信。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20170104.1102.088.html>

决办法;在实际应用中,功率非常大的自干扰会让全双工中继很难实现。因此,无线中继的大部分学术研究都是基于半双工实现的。如果自干扰的问题得到解决,同时考虑速率损失因素,全双工中继系统相比较于半双工中继系统能够提供更有效的、更高的端到端 SNR 性能。例如,多输入多输出(MIMO)中继能够在空间域抑制自干扰^[5-8]。通过对中继发送端和接收端的波束赋型矢量进行合理选择,能够减弱自干扰的影响,从而产生更高的端到端 SINR,进而最优化系统容量^[9-12]。针对 FDR 系统自干扰抑制(Self-Interference Cancellation, SIC)这一核心问题,文中采用空域方法抑制 MIMO 中继自干扰,以降低系统误码率^[13-14],提高系统容量。

1 系统模型

图 1 为双向 MIMO 全双工中继通信系统模型。系统包括 3 个节点:源节点 S_1 、 S_2 以及中继节点 R 。并且三个节点均配备多天线: S_1 节点发射天线数为 M_{T_1} ,接收天线数为 M_{R_1} ; S_2 节点发射天线数为 M_{T_2} ,接收天线数为 M_{R_2} ; 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。

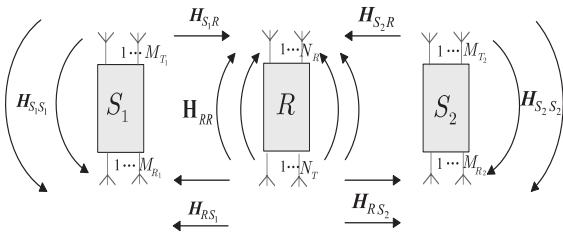


图 1 双向全双工 MIMO 中继通信系统

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,信道响应矩阵为 $\mathbf{H}_{S_1R} \in \mathbb{C}^{N_R \times M_{T_1}}$, 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,信道响应矩阵为 $\mathbf{H}_{RS_1} \in \mathbb{C}^{M_{R_1} \times N_T}$, 且其元素都服从复高斯正态分布 $\mathbf{H}_{RS_1}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{RS_1}^2)$;

(3) S_2-R 信道,其信道响应矩阵为 $\mathbf{H}_{S_2R} \in \mathbb{C}^{N_R \times M_{T_2}}$, 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 $\mathbf{H}_{RS_2} \in \mathbb{C}^{M_{R_2} \times N_T}$, 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 $\mathbf{H}_{RR} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$, 且 $\mathbf{H}_{RR}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{RR}^2)$;

(6) S_1-S_2 环路信道,其信道响应矩阵为 $\mathbf{H}_{S_1S_2} \in$

$\mathbb{C}^{M_{R_1} \times M_{R_2}}$, 且 $\mathbf{H}_{S_1S_2}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{S_1S_2}^2)$;

(7) S_2-S_2 环路信道,其信道响应矩阵为 $\mathbf{H}_{S_2S_2} \in \mathbb{C}^{M_{R_2} \times M_{R_2}}$, 且 $\mathbf{H}_{S_2S_2}(i,j) \sim \text{CN}(0, \sigma_{S_2S_2}^2)$ 。

假设 S_1 与 S_2 之间由于信道衰落严重以及阴影效应等影响,两者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 $\mathbf{x}_2[t]$, $\mathbf{x}_1[t] \in \mathbb{C}^{M_{T_1} \times 1}$, $\mathbf{x}_2[t] \in \mathbb{C}^{M_{T_2} \times 1}$, 发送功率分别为 P_1 和 P_2 ; 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 $\mathbf{y}_2[t]$, $\mathbf{y}_1[t] \in \mathbb{C}^{M_{R_1} \times 1}$, $\mathbf{y}_2[t] \in \mathbb{C}^{M_{R_2} \times 1}$ 。则源节点发射信号的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{x_1} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}_1[t]\mathbf{x}_1^H[t]\} = \frac{P_1}{M_{T_1}} \mathbf{I}_{M_{T_1}} \quad (1)$$

$$\mathbf{R}_{x_2} = \mathcal{E}\{\mathbf{x}_2[t]\mathbf{x}_2^H[t]\} = \frac{P_2}{M_{T_2}} \mathbf{I}_{M_{T_2}} \quad (2)$$

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 τ , 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:

$$\mathbf{x}_R[t] = \mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR}\mathbf{B})^{j-1} (\mathbf{H}_{S_1R}\mathbf{x}_1[t - j\tau] + \mathbf{H}_{S_2R}\mathbf{x}_2[t - j\tau] + \mathbf{n}_R[t - j\tau]) \quad (6)$$

在 t 时刻, S_1 和 S_2 的接收信号为:

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

其中, $i = 1, 2$; $\mathbf{n}_i[t] \in \mathbb{C}^{M_{R_i} \times 1}$ 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 $\mathbf{R}_{n_i} = \mathcal{E}\{\mathbf{n}_i[t]\mathbf{n}_i^H[t]\} = \sigma_{n_i}^2 \mathbf{I}_{M_{R_i}}$ 的加性高斯白噪声。

将式(7)代入式(6)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1[t] = & \mathbf{H}_{R_1S_1}\mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR}\mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S_1R}\mathbf{x}_1[t - j\tau] + \\ & \mathbf{H}_{R_1S_2}\mathbf{B} \sum_{j=2}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR}\mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S_2R}\mathbf{x}_2[t - j\tau] + \\ & \mathbf{H}_{S_1S_1}\mathbf{x}_1[t] + \mathbf{H}_{R_1S_1}\mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR}\mathbf{B})^{j-1} \mathbf{n}_R[t - j\tau] + \mathbf{n}_1[t] \end{aligned} \quad (8)$$

$$\mathbf{y}_2[t] = \mathbf{H}_{R_2S_2}\mathbf{B} \sum_{j=1}^{\infty} (\mathbf{H}_{RR}\mathbf{B})^{j-1} \mathbf{H}_{S_2R}\mathbf{x}_2[t - j\tau] +$$

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

2 中继节点空域 SIC 方案

如图2所示,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,分为两部分:中继处自干扰抑制和源节点(或目的节点)处的自干扰抑制。

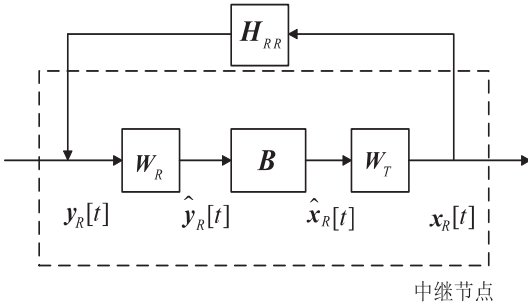


图2 中继自干扰抑制示意图

(1) 中继处自干扰抑制。

图2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。假设中继节点采用 AF 协议转发,设 \mathbf{B} 为其放大因子矩阵,中继节点对信号的处理时延为 τ (为便于表示,将中继的信号时延加在放大器上,此举不影响后续操作的正确性)。如图可知,中继节点各个位置的信号表达式为:

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

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

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

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

由式(10)~(13)可得:

$$\hat{y}_R[t] = \mathbf{W}_R (H_{S,R} \mathbf{x}_1[t] + H_{S,R} \mathbf{x}_2[t]) + \mathbf{W}_R H_{RR} \mathbf{W}_T \hat{x}_R[t] + \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t] \quad (14)$$

其中, $\mathbf{W}_R (H_{S,R} \mathbf{x}_1[t] + H_{S,R} \mathbf{x}_2[t])$ 为中继节点从 S_1 和 S_2 接收到的信号; $\mathbf{W}_R H_{RR} \mathbf{W}_T \hat{x}_R[t]$ 为中继自身

产生的干扰项。

为抑制中继处的自干扰,需满足式(15):

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

若中继自干扰得到抑制,其转发信号变为:

$$\mathbf{x}_R[t] = \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R (H_{S,R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + H_{S,R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + \mathbf{n}_R[t - \tau]) \quad (16)$$

满足功率约束条件 $\text{tr}\{\mathbf{R}_{x_R}\} = P_R$ 。由式(15)、(16)可知,双向系统在中继节点对编码器 \mathbf{W}_R 和 \mathbf{W}_T 的设计与单向系统是一致的,改变的仅为功率约束条件。

(2) 源节点处的自干扰抑制。

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 节点同样工作于全双工模式,故其在 t 时刻的接收信号为:

$$y_1[t] = H_{RS} \mathbf{x}_R[t] + H_{S,S} \mathbf{x}_1[t] + \mathbf{n}_1[t] \quad (17)$$

将式(16)代入式(17)可得:

$$\begin{aligned}
y_1[t] = & H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + \\
& H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + \\
& H_{S,S} \mathbf{x}_1[t] + H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t - \tau] + \\
& \mathbf{n}_1[t] \quad (18)
\end{aligned}$$

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 接收信号能够直接抑制式(18)中的所有 \mathbf{x}_1 项。经过干扰抑制处理后, S_1 接收信号变为:

$$y_1[t] = H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R} \mathbf{x}_2[t - \tau] + H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t - \tau] + \mathbf{n}_1[t] \quad (19)$$

同理,可以求得 t 时刻 S_2 节点接收信号:

$$y_2[t] = H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R} \mathbf{x}_1[t - \tau] + H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{n}_R[t - \tau] + \mathbf{n}_2[t] \quad (20)$$

通过以上分析计算,可以很容易地计算出系统容量:

$$\begin{aligned}
\mathcal{E}\{y_1[t] y_1^H[t]\} = & R_{n_1} + (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R}) \mathbf{R}_{x_2} \times \\
& (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R})^H + \\
& (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) \mathbf{R}_{n_R} (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H \quad (21)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathcal{E}\{y_2[t] y_2^H[t]\} = & (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R}) \\
& \mathbf{R}_{x_1} (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R})^H + \\
& (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) \mathbf{R}_{n_R} (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H \\
& + \mathbf{R}_{n_2} \quad (22)
\end{aligned}$$

则 $S_2 - R - S_1$ 的信道容量为:

$$C_1 = \log_2 \det\{\mathbf{I}_{M_1} + \frac{P_1}{M_1} (H_{RS} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R H_{S,R})\}$$

$$\begin{aligned} & (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S,R})^H (\times \\ & [\sigma_{n_R}^2 (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) \\ & (\mathbf{H}_{RS_1} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H + \sigma_{n_i}^2 \mathbf{I}_{M_{R_i}}]^{-1} \} \end{aligned} \tag{23}$$

S_1-R-S_2 的信道容量为:

$$\begin{aligned} C_2 = & \log_2 \det \{ \mathbf{I}_{M_{R_i}} + \\ & \frac{P_2}{M_{T_2}} (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S,R}) (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R \mathbf{H}_{S,R})^H \\ & \times [\sigma_{n_R}^2 (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R) (\mathbf{H}_{RS_2} \mathbf{W}_T \mathbf{B} \mathbf{W}_R)^H + \\ & \sigma_{n_2}^2 \mathbf{I}_{M_{R_2}}]^{-1} \} \end{aligned} \tag{24}$$

故总容量为 $C = C_1 + C_2$ 。

3 数值仿真与分析

基于上述分析,通过 MATLAB 仿真结果来直观地说明经过空域 SIC 方案处理过的全双工中继系统的性能得到了显著提升。本节将对双向全双工 MIMO 中继自干扰抑制前后的系统性能进行比较。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数名	符号表示	参数值
传输比特数	N_bits	1 000
仿真比数	N_cycle	1 000
S_1-R 信道增益	$E\{ h_{S_1R} ^2\}$	1
$R-R$ 信道增益	$E\{ h_{RR} ^2\}$	2
$R-S_2$ 信道增益	$E\{ h_{S_2R} ^2\}$	1
S_1 节点发射功率	P_1	1
S_2 节点发射功率	P_2	1
R 节点发射功率	P_R	1
S_1 节点发射天线数	M_{T_1}	2
S_1 节点接收天线数	M_{R_1}	2
S_2 节点发射天线数	M_{T_2}	2
S_2 节点接收天线数	M_{R_2}	2
R 节点发射天线数	N_T	4
R 节点接收天线数	N_R	3

图 3 反映了自干扰抑制前后, S_1 和 S_2 总误码率随 S_1-R 间信噪比的变化关系。

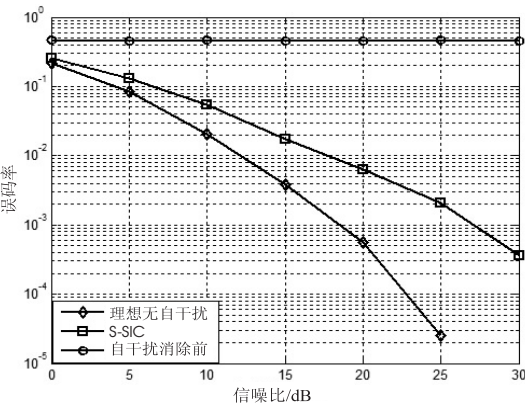


图 3 系统误码率随 S_1-R 间信噪比变化关系仿真

由图 3 可知,中继自干扰抑制前,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,在中继处设计优化的编码器抑制产生的自干扰,当 SNR = 30 dB 时,误码率降至 10^{-4} 。相比自干扰抑制前,系统可靠性得到显著提高。

图 4 反映了系统容量随 S_1-R 间信噪比的变化关系。

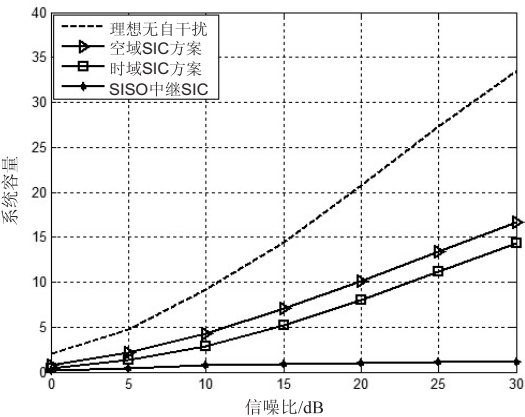


图 4 系统容量随 S_1-R 间信噪比的关系仿真

由图 4 可知,在中继采用空域 SIC 方案后,系统容量得到较大提高(SINR = 30 dB 时,容量提高至 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)。显然,空域 SIC 方案能够很好地抑制全双工中继的自干扰,经过空域 SIC 处理后的系统性能得到了极大提升,系统容量也比半双工更好,各项性能得到了很好的提升。

4 结束语

文中通过设计一种双向通信与全双工中继通信相结合的有效模型,采用空域 SIC 方案抑制双向全双工中继通信的自干扰。仿真结果表明,将空域自干扰抑制方法应用到双向全双工中继通信系统中,不仅能够降低系统误码率,同时极大地提升了系统容量。

参考文献:

[1]

Katti S. Full duplex radios[C]//Proceedings of the ACM SIGCOMM conference. [s. l.] :ACM,2013:375-386.

[2]

Senaratne D, Tellambura C. Beamforming for space division duplexing[C]//IEEE international conference on communications. [s. l.] :IEEE,2011:1-5.

[3]

张 峰. 新一代宽带无线移动通信创新空间广阔[C]//2014 新一代宽带无线移动通信发展论坛. 出版地不详:出版者不详,2014.

detect vigilance changes and preictal states from scalp EEG in epileptic patients—A preliminary study[J]. *Neurological Sciences*,2008,29(1):3–9.

[17] Geng S,Zhou W,Yuan Q,et al. EEG non-linear feature extraction using correlation dimension and Hurst exponent[J]. *Neurological Research*,2011,33(9):908–912.

[18] Bao F S,Lie D Y,Zhang Y. A new approach to automated epileptic diagnosis using EEG and probabilistic neural network [C]//Proceedings of the 2008 20th IEEE international conference on tools with artificial intelligence. Washington DC, USA:IEEE,2008:482–486.

[19] Sezer E,Isik H,Saracoglu E. Employment and comparison of different artificial neural networks for epilepsy diagnosis from EEG signals[J]. *Journal of Medical Systems*,2012,36(1):347–362.

[20] Sen B,Peker M,Çavuşoğlu A,et al. A comparative study on classification of sleep stage based on EEG signals using feature selection and classification algorithms [J]. *Journal of Medical Systems*,2014,38(3):1–21.

[21] Goldberger A L,Amaral L A,Glass L,et al. PhysioBank,PhysioToolkit, and PhysioNet: components of a new research resource for complex physiologic signals[J]. *Circulation*,2000,101(23):215–220.

[22] Hasiloglu A. Rotation-invariant texture analysis and classification by artificial neural networks and wavelet transform[J]. *Turkish Journal of Engineering and Environmental Sciences*,2001(5):405–413.

[23] 曹怀信,赵建伟.小波分析发展综述[J].*咸阳师范学院学报*,2002,17(6):5–8.

[24] 成礼智,王红霞,罗永.小波的理论与应用[M].北京:科学出版社,2004.

[25] Subasi A. Application of adaptive neuro-fuzzy inference system for epileptic seizure detection using wavelet feature extraction[J]. *Computers in Biology and Medicine*,2007,37:227–244.

[26] Mahajan K,Vargantwar M R,Rajput M S. Classification of EEG using PCA,ICA and neural network [J]. *International Journal of Engineering and Advance Technology*,2011(1):80–83.

[27] Bandt C,Pompe B. Permutation entropy;a natural complexity measure for time series[J]. *Physical Review Letters*,2002,88(17):174102.

[28] Liu X F,Wang Y. Fine-grained permutation entropy as a measure of natural complexity for time series [J]. *Chinese Phys B*,2009,18(7):2690–2695.

[29] 姚文坡,刘铁兵,戴加飞,等.脑电信号的多尺度排列熵分析[J].*物理学报*,2014,93(7):419–425.

[30] Petrosian A. Kolmogorov complexity of finite sequences and recognition of different preictal EEG patterns [C]//Proceedings of the 26th IEEE international symposium on computer based medical systems. Lubbock, Texas: IEEE,1995:212–217.

[31] 聂笃宪,曾文曲,文有为.分形维数计算方法的研究[J].*微机发展(现更名:计算机技术与发展)*,2004,14(9):17–19.

[32] Breiman L. Random forests [J]. *Machine Learning*,2001,45(1):5–32.

[33] Yuan M,Hu X Z. Predicting membrane protein types using the random forests algorithm[J]. *Acta Biophysica Sinica*,2009,25(5):349–355.

[34] Alan J,Bogunovic N. Random forest-based classification of heart rate variability signals by using combinations of linear and nonlinear features[J]. *IFMBE Proceedings*,2010,29(1):29–32.

+++++

(上接第176页)

[4] 白琳,李颖.空间信号组合理论与关键技术[M].北京:人民邮电出版社,2013.

[5] MIMO技术分类简介[M].出版地不详:摩尔实验室,2012.

[6] 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.

[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] 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.

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

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

[11] Lin K,Messierian R H,Wang Y. A digital leakage cancellation scheme for monostatic FMCW radar [C]//IEEE international microwave symposium. [s. l.]:IEEE,2004:747–750.

[12] Ma J,Li G Y,Zhang J,et al. A new coupling channel estimator for cross-talk cancellation at wireless relay stations [C]//Global telecommunications conference. [s. l.]:IEEE,2009:1–6.

[13] Riihonen T,Werner S,Wichman R,et al. On the feasibility of full-duplex relaying in the presence of loop interference [C]//10th workshop on signal processing advances in wireless communications. [s. l.]:IEEE,2009:275–279.

[14] Riihonen T,Werner S,Wichman R. Comparison of full-duplex and half-duplex modes with a fixed amplify-and-forward relay [C]//Wireless communications and networking conference. [s. l.]:IEEE,2009:1–5.