

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.10.006

引用格式:刘剑飞,戎乾,王蒙军.一种 MIMO 中继系统的自适应自干扰消除方法[J].电讯技术,2016,56(10):1099-1102. [LIU Jianfei,RONG Qian,WANG Mengjun. An adaptive self-interference cancellation method in MIMO relay systems[J]. Telecommunication Engineering,2016,56(10):1099-1102.]

一种 MIMO 中继系统的自适应自干扰消除方法*

刘剑飞**,戎 乾,王蒙军

(河北工业大学 电子信息工程学院,天津 300401)

摘 要:为节省频率资源,全双工中继一般采用相同的频率接收和发射信号。由于收发天线之间无法充分隔离,接收天线容易受到自身发射天线的回波干扰。针对宽带全双工多输入多输出(MIMO)中继的自干扰问题,提出了一种基于梯度下降自适应算法的自干扰消除方法。该方法利用中继反馈的已知信号进行自干扰信道估计,并产生一个对自干扰信号的估计信号,从而在接收端将干扰抑制。仿真结果表明,该方法在自适应滤波器的跟踪性能、收敛分布和不同 MIMO 配置下的均方误差(MSE)性能等方面均取得良好效果。

关键词:多输入多输出中继系统;全双工;梯度下降自适应算法;自干扰消除

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)10-1099-04

An Adaptive Self-interference Cancellation Method in MIMO Relay Systems

LIU Jianfei,RONG Qian,WANG Mengjun

(School of Electronic and Information Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China)

Abstract: Full-duplex relays simultaneously receive and transmit at the same frequency for saving frequency resource, thus the undesired feedback from the transmitting antennas to receiving antennas is created by the radio echoes at the same time for the lack of isolation between antennas. Based on an adaptive steepest descent algorithm, the self-interference cancellation scheme is presented to solve the problem of self-interference for the full-duplex broadband multiple-input multiple-output (MIMO) relays. The characteristics of self-interference echo channel are estimated by the feedback signals from the output of relay, and then an estimated signal is generated to suppress self-interference echo to a tolerable level. The simulation results show that the scheme is obviously effective on the filter tracking performance, convergence distribution and mean squared error (MSE) for different MIMO configurations.

Key words: MIMO relay system; full-duplex; adaptive steepest descent algorithm; self-interference cancellation

1 引 言

中继技术被引入到 LTE-A (Long Term Evolution-Advanced) 网络中,用于覆盖延伸和协作通信。宽带全双工技术被认为是第五代(The 5th Generation, 5G)无线通信技术的核心技术^[1]。这两种技术的结合可以显著提高链路容量,并为灵活组网提供了新的手段。然而,由于中继节点的接收和发射同时同频,中继的发射信号会对本地的接收机产生严重的

* 收稿日期:2016-01-29;修回日期:2016-06-08 Received date:2016-01-29;Revised date:2016-06-08
基金项目:天津市自然科学基金资助项目(15JCYBJC17000);河北省高层次人才资助项目(C2013001048,GCC2014011)
Foundation Item: The Natural Science Foundation of Tianjin (15JCYBJC17000); The High-level Talents Program of Hebei Province (C2013001048,GCC2014011)

** 通信作者:jfliu@hebut.edu.cn Corresponding author:jfliu@hebut.edu.cn

干扰,影响中继节点的性能。因此,中继节点的自干扰消除得到了广泛的研究。目前,自干扰消除技术主要分为 3 类^[2-4]:天线消除、模拟消除和数字消除。天线消除的研究重点是如何增加天线间的隔离度,以减少泄露到接收天线的自干扰能量;模拟消除在信号进入模数转换之前进行,可分为射频消除和基带消除;而数字干扰消除则是在信号经过模数转换之后进行。在数字域上,干扰消除变得更加高效灵活,因此受到了广泛的关注^[5]。文献[6-7]研究了 3G 网络中继存在的自干扰,在数字域上利用自适应梯度算法抑制自干扰,将干扰抑制到可接受的水平,然而该方法不适用于多通道多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统。

本文针对宽带全双工 MIMO 中继系统,提出了一种基于梯度下降自适应算法的数字干扰消除方法,利用自适应滤波器的跟踪特性估计自干扰信道的变化情况。同时,该方法可独立于中继的网络类型,可直接将其应用到中继而无需修改中继架构和增加复杂度。

2 信道模型

系统信道采用基于独立同分布复高斯的信道模型, MIMO 信道的各个子信道在统计上接近独立,并且分布相同,其信道矩阵具有许多重要的特征,因此经常被用来简化分析一些复杂的信道建模问题。通过抽头延迟线结构能够建模宽带 MIMO 信道^[5]:

$$\mathbf{H}(\tau)=\sum_{l=0}^L\mathbf{H}_l\delta(\tau-\tau_l)。(1)$$

式中: $\mathbf{H}_l$ 为第 l 条路径(时延为 τ_l) 的复信道增益矩阵; $\delta(\cdot)$ 为狄拉克函数; L 为总的信道多径数。令 $h_{mn}^{(l)}$ 为第 m 根发射天线和第 n 根接收天线之间在第 l 条路径上的信道参数,设 $h_{mn}^{(l)}$ 服从均值为 0 的复高斯分布,则 $|h_{mn}^{(l)}|$ 服从瑞利分布。复信道增益矩阵 $\mathbf{H}_l$ 可表示为

$$\mathbf{H}_l=\begin{bmatrix} h_{11}^l & h_{12}^l & \cdots & h_{1N}^l \\ h_{21}^l & h_{22}^l & \cdots & h_{2N}^l \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{M1}^l & h_{M2}^l & \cdots & h_{MN}^l \end{bmatrix}。(2)$$

3 系统模型

本文研究 MIMO 中继在单跳无线通信系统中的干扰抑制问题,其系统模型如图 1 所示。

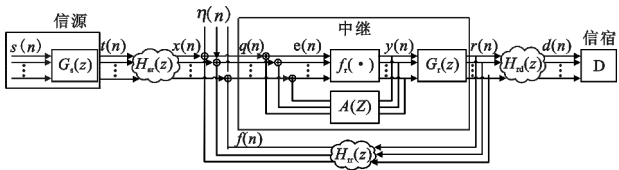


图 1 MIMO 中继的等效离散时间系统模型
Fig. 1 Equivalent discrete-time system model of MIMO relay

该系统包括信源(S)、信宿(D)和中继(R)3 个节点,信源具有 M_t 个发射天线,中继的接收与发射天线数分别为 N_r 和 M_r ,信宿的接收天线数为 N_d 。在 $t=n$ 时刻,信源 $\mathbf{s}(n) \in \mathbb{C}^{M_s}$ 经由预编码矩阵 $\mathbf{G}_s(z)$ 转变成适于信道传输的发射信号 $\mathbf{t}(n) \in \mathbb{C}^{M_t}$,再经过信道 $\mathbf{H}_{sr}(z)$ 到达中继的接收端。有用信号 $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^{N_r}$ 可表示为

$$\mathbf{x}(n)=\mathbf{H}_{sr}(z)\mathbf{t}(n)=\mathbf{H}_{sr}(z)\mathbf{G}_s(z)\mathbf{s}(n)。(3)$$

在发射天线与接收天线隔离度不高的情况下,中继的接收端将会受到来自发射天线回波信号的自干扰。来自信源的 $\mathbf{x}(n)$ 与回波信号 $\mathbf{f}(n) \in \mathbb{C}^{N_r}$ 在中继接收端一并被接收,接收信号 $\mathbf{q}(n) \in \mathbb{C}^{N_r}$ 可表示为

$$\mathbf{q}(n)=\mathbf{x}(n)+\mathbf{f}(n)+\boldsymbol{\eta}(n)。(4)$$

式中: $\boldsymbol{\eta}(n) \in \mathbb{C}^{N_r}$ 为接收噪声,回波信号 $\mathbf{f}(n) \in \mathbb{C}^{N_r}$ 为中继的发射信号 $\mathbf{y}(n) \in \mathbb{C}^{M_s}$ 经过预编码 $\mathbf{G}_r(z)$ 、回波信道 $\mathbf{H}_{sr}(z)$ 后的信号,可表示为

$$\mathbf{f}(n)=\mathbf{H}_{rr}(z)\mathbf{r}(n)=\mathbf{H}_{rr}(z)\mathbf{G}_r(z)\mathbf{y}(n)。(5)$$

中继模型内部处理模块实现了信号的解码与编码,其解编码过程可表示为 $f_r(\cdot)$ 。相比于直接功率放大转发,可以有效遏制误码传播,去除了信源与中继间的噪声,使系统获得了良好的信道条件。一般而言,解编码是个非线性过程,而且总存在解编码延迟。解编码器的输出可表示为

$$\mathbf{y}(n)=f(\mathbf{e}(n-\tau),\mathbf{e}(n-\tau-1),\cdots,\mathbf{e}(n-\tau-T))。(6)$$

式中: τ 为译码延迟; T 为译码所用的时间窗长度。在理想条件和相同的预编码下,中继的输出应与信源的输出相等,即 $\mathbf{r}(n)=\mathbf{t}(n-\tau)$,同时,这里 τ 被认为是足够长,致使 $\mathbf{t}(n)$ 与 $\mathbf{r}(n)$ 是不相关的,即 $E\{\mathbf{t}(n)\mathbf{r}^H(n-k)\}=0,k\geq 0$ 。

4 自干扰消除

4.1 自干扰消除原理

为了抑制自干扰信号 $\mathbf{f}(n)$,在图 1 的结构中设计了自适应滤波器 $\mathbf{A}(z)$ 。 $\mathbf{A}(z)$ 采用有限长冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器结构,是一个具有 L_a 阶的滤波矩阵,有 $N_r \times M_r \times (L_a + 1)$ 个自适

应参数。 $\mathbf{A}(z)$ 用于估计自干扰信道,并能够跟随自干扰信道的变化来实时地调整滤波器参数。

由前述可知,译码器的输入 $\mathbf{e}(n)$ 可表示为

$$\mathbf{e}(n)=\mathbf{x}(n)+\mathbf{i}(n)+\boldsymbol{\eta}(n)。(7)$$

式中: $\mathbf{i}(n)=\mathbf{f}(n)+\mathbf{A}(z)\mathbf{y}(n)$ 为残留干扰消除信号。由上式可得,当寻找到最优值 $\mathbf{A}(z)=-\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)\mathbf{G}_{\text{r}}(z)$,可得 $\mathbf{e}(n)=\mathbf{x}(n)+\boldsymbol{\eta}(n)$,即可达到干扰消除的目的。

4.2 自适应算法

为了最小化误差信号能量,采用自适应最陡下降算法来搜寻最优滤波器的权值。由于多信道系统的信号不仅是信道内互相关,而且是信道间互相关的,信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)$ 在 MIMO 自适应滤波器的底层的方程中是一个病态相关矩阵。为了确保严格的互相关信道,假定 $\mathbf{s}(n)$ 和 $\mathbf{y}(n)$ 是分别具有 M_{s} 个独立数据流 d 的信号,从而将自适应算法从单信道扩展到多信道的干扰消除。

图 2 为多信道自干扰消除系统结构,它具有 N_{r} $\times M_{\text{s}}$ 个 FIR 滤波器。

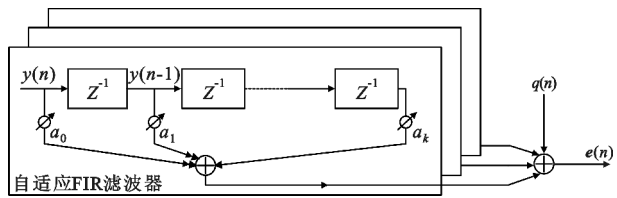


图 2 多信道自干扰消除结构

Fig. 2 Multichannel interference cancellation

系统基于梯度下降自适应算法,自适应地检测和抑制回波信号。算法以误差信号的均方误差 (Mean Squared Error, MSE) 为代价函数 J ,并实现其最小化:

$$J=E[|\mathbf{e}(n)|^2]=E[|\mathbf{x}(n)+\mathbf{i}(n)+\boldsymbol{\eta}(n)|^2]。(8)$$

这里假设译码延时 τ 足够长,使得 $\mathbf{t}(n)$ 与 $\mathbf{y}(n)$ 互不相关,故 $\mathbf{x}(n)$ 与 $\mathbf{i}(n)$ 互不相关,同时与高斯噪声 $\boldsymbol{\eta}(n)$ 互不相关。上式可简化为

$$J=E[|\mathbf{x}(n)|^2]+E[|\mathbf{i}(n)|^2]+E[|\boldsymbol{\eta}(n)|^2]。(9)$$

在一定条件下, $E[|\mathbf{x}(n)|^2]$ 与 $E[|\boldsymbol{\eta}(n)|^2]$ 不变,要使代价函数 J 最小,只需要确保 $E[|\mathbf{i}(n)|^2]$ 最小:

$$\begin{aligned} E[|\mathbf{i}(n)|^2]&=E[|\mathbf{f}(n)+\mathbf{A}(z)\mathbf{y}(n)|^2]= \\ &E[|\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)\mathbf{G}_{\text{r}}(z)\mathbf{y}(n)+\mathbf{A}(z)\mathbf{y}(n)|^2]= \\ &E[|(\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)\mathbf{G}_{\text{r}}(z)+\mathbf{A}(z))\mathbf{y}(n)|^2]。(10) \end{aligned}$$

从上式可得,当 $\mathbf{A}(n)=-\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)\mathbf{G}_{\text{r}}(z)$ 时,代价

函数 J 最小。则自适应陡降迭代准则为

$$\mathbf{A}(n+1)=\mathbf{A}(n)+\mu \nabla J。(11)$$

式中: ∇J 为代价函数梯度。由于 $\mathbf{x}(n)$ 未知, ∇J 只能用 $\mathbf{e}(n)\mathbf{y}(n)$ 进行估计,其迭代公式如下:

$$\mathbf{A}[k](n+1)=\mathbf{A}[k](n)+\mu \mathbf{e}(n)\mathbf{y}^{\text{H}}(n-k)。(12)$$

式中: $k=0,1,\cdots,L_{\text{a}};\mu$ 为自适应算法的迭代步长。

从上式可以得出,在迭代的过程中,自适应算法仅用到译码器的输入和输出信号,这些信号都可以很容易地在中继的内部获得,干扰抑制与中继可以独立进行设计,而相互不受影响。由于预编码被划到了自干扰信道,干扰抑制模块也不需要知道预编码矩阵的信息,这就大大简化了算法的实施。

5 仿真与分析

本文在 Matlab 仿真平台下搭建系统模型。系统发射信号采用 LTE-OFDM 格式,系统带宽为 20 MHz,信源 $\mathbf{s}(n)$ 是 M_{s} 个独立的 OFDM 调制的数据流,OFDM 调制采用 2 048 个子载波,循环前缀长度为 1/8 码元长度,信道矩阵的阶数 $L_{\text{sr}}=L_{\text{tr}}=L_{\text{rd}}=2$,自适应滤波器 $\mathbf{A}(z)$ 的阶数设为 $L_{\text{a}}=2$,系统噪声 $\boldsymbol{\eta}(n)\in\mathbb{C}^{N_{\text{r}}}$ 为高斯白噪声。

在最简单的场景下,系统的收发天线数都设为 $M_{\text{t}}=N_{\text{r}}=M_{\text{r}}=N_{\text{d}}=1$,算法的迭代步长设为 $\mu=-0.0001$ 。图 3 为自适应滤波器的输入输出信号波形的对比。由图可知,当算法收敛稳定,自适应滤波器的输出能跟随自干扰信号的变化而变化,误差信号的幅度保持在 0.001 以下。

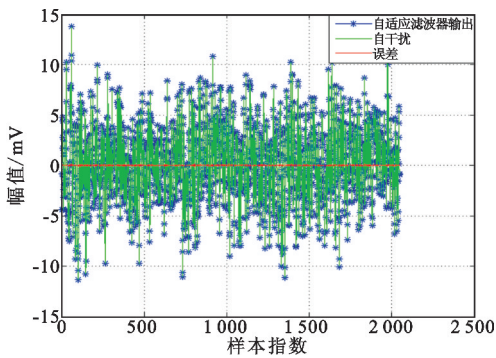


图 3 算法的追踪能力

Fig. 3 Tracking ability of algorithm

图 4 为收敛时间概率分布的直方图。仿真次数设为 50 000 次。收敛时间被定义为算法从初始点 $\tilde{\mathbf{A}}(z)=0$ 到稳定态所需要的迭代步数。稳定态的收敛范围有如下定义:

$$\|\tilde{\mathbf{A}}(z)-\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)\mathbf{G}_{\text{r}}(z)\|^2/\|\mathbf{H}_{\text{tr}}(z)\mathbf{G}_{\text{r}}(z)\|^2\leqslant-25\text{ dB}。(13)$$

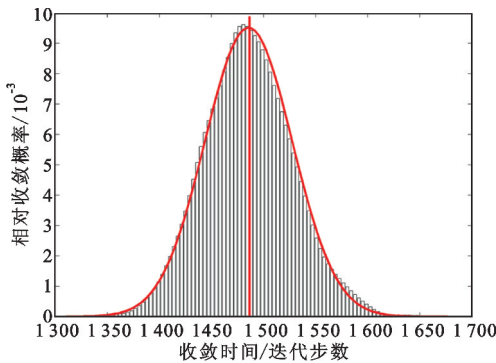


图4 收敛时间分布
Fig.4 Convergence time distribution

由图4可知,收敛时间分布呈现为类高斯分布,算法的平均收敛时间集中在1 478迭代步数,而在小于1 300迭代步数或大于1 700迭代步数的区域内,收敛概率趋近于0,即该算法在一个 OFDM 符号内,就可以达到收敛的效果。

图5表示在各种天线配置下,随着迭代次数的增加,自适应干扰消除算法 MSE 的性能。由图可知,自适应陡降算法在各种天线配置下具有相同的收敛速率,但 MSE 的收敛范围不同。在2×2 与2×3 的 MIMO 中继配置下,接收配置相同,但每根接收天线受到不同的自干扰,前者受到两种自干扰信号的干扰,后者则受到3种自干扰信号干扰,后者的MSE收敛范围要比前者大,分别为 $10^{-5.6}$ 与 10^{-6} 。在3×3的配置下,MSE在 10^{-5} 上下浮动,而在4×4 MIMO中继中,MSE收敛在 10^{-3} 左右。

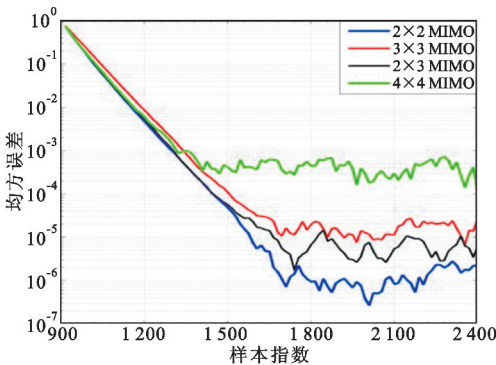


图5 MSE性能
Fig.5 Performance of MSE

6 结 论

本文针对全双工 MIMO 中继的自干扰现象,提出了一种应用在多天线间的自适应干扰消除方案,仿真了算法的跟踪特性与收敛性,分析比较了不同天线配置下算法的 MSE 特性。结果表明:随着天线个数的增加,自干扰情况越复杂,采用本文提出的方

法进行自干扰消除后,MSE 误差可达到 10^{-3} 以下,干扰消除的效果明显;同时,该方法对中继系统结构具有透明性,易于实现。

参考文献:

[1] PIRINEN P. A brief overview of 5G research activities [C]//Proceedings of 2014 International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity. Akaslompolo, Finland: IEEE,2014:17-22.

[2] HEINO M, KORPI D, HUUSARI T, et al. Recent advances in antenna design and interference cancellation algorithms for in-band full duplex relays[J]. IEEE Communications Magazine,2015,53(5):91-101.

[3] KORPI D, VENKATASUBRAMANIAN S, RIIHONEN T, et al. Advanced self-interference cancellation and multi-antenna techniques for full-duplex radios [C] //Proceedings of 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, California, USA: IEEE, 2014:3-8.

[4] LEMOS J S, MONTEIRO F A, SOUSA I, et al. Recursive least squares self-interference mitigation in broadband MIMO full-duplex relays [C]//Proceedings of 2015 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP). Orlando, Florida, USA: IEEE,2015:1-5.

[5] HONG S, BRAND J, CHOI J. Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond[J]. IEEE Communications Magazine,2014,52(2):114-121.

[6] MAHBOOB S, STAPLETON S, MUHAIDAT S. Adaptive interference cancellation system for a WCDMA repeater [C] //Proceedings of 2010 23rd Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE). Calgary, Alberta, Canada: IEEE,2010:1-5.

[7] KONG L, SUN Y, SHENG T. Adaptive interference cancellation system for TD-SCDMA networks [C] //Proceedings of 2012 10th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory (ISAPE). Xi'an: IEEE, 2012:1229-1232.

作者简介:



刘剑飞(1968—),男,河北献县人,2003年获博士学位,现为教授,主要研究方向为现代通信技术与网络;

LIU Jianfei was born in Xianxian, Hebei Province, in 1968. He received the Ph. D. degree in 2003. He is now a professor. His research concerns advanced communication technology and network.

Email:jfliu@hebut.edu.cn

戎 乾(1989—),男,河北石家庄人,硕士研究生,主要研究方向为LTE网络优化;

RONG Qian was born in Shijiazhuang, Hebei Province, in 1989. He is now a graduate student. His research concerns LTE network optimization.

王蒙军(1978—),男,河北清苑人,2008年获博士学位,现为副教授,主要研究方向为电磁兼容与信号处理。

WANG Mengjun was born in Qingyuan, Hebei Province, in 1978. He received the Ph. D. degree in 2008. He is now an associate professor. His research concerns electromagnetic compatibility and signal processing.