

# 用于克服 MIMO 信道时变性的去相关自举均衡器

刘谦雷, 杨绿溪, 衡 伟

(东南大学无线电工程系, 江苏南京 210096)

**摘 要:** 本文提出了一种用于克服 MIMO 信道时变性的自举均衡器. 本文首先提出了用于 MIMO 通信系统的去相关均衡算法, 该算法利用通信信源的统计特性实现不同源信号之间的去相关, 从而克服了 MIMO 系统的同信道干扰. 接着本文将去相关均衡算法用于时变的 MIMO 系统, 提出了用于克服 MIMO 信道时变性的自举均衡器. 该均衡器仅利用其输入信号来对时变的 MIMO 系统进行均衡, 在仅增加很小的运算量的条件下, 大大克服了因信道时变而在常规均衡器输出端产生的同信道干扰, 提高了系统的误码性能. 仿真实验证实, 本文提出的去相关 MIMO 自举均衡器克服了信道时变的影响, 明显改善了接收机的误码性能.

**关键词:** 自举均衡器; 去相关均衡算法; 时变 MIMO 信道

**中图分类号:** TN911.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 07 1262-04

## Decorrelating Bootstrap Equalizer for MIMO Channel Time Variation Suppression

LIU Qian lei, YANG Lu xi, HENG Wei

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

**Abstract:** This paper proposes a bootstrap equalizer for MIMO channel time variation suppression. The decorrelating equalization algorithm for MIMO communication system is proposed firstly, which realizes the decorrelation of the distinct source signals based on the statistics of source signals and therefore suppresses co channel interference in MIMO system. Then this algorithm is introduced to the time varying MIMO system and derives the bootstrap equalizer for MIMO channel time variation suppression, which equalizes the time varying MIMO channel only by its inputs, and greatly suppresses the time variation induced co channel interferences in ordinary equalizer's output and improves the system BER performance at the cost of only a little additional computational complexity. Simulation results demonstrate that the proposed decorrelating MIMO bootstrap equalizer curbs the influence of the channel time variation and effectively improves the BER performance of the receiver.

**Key words:** bootstrap equalizer; decorrelating equalization algorithm; time varying MIMO channel

## 1 引言

采用多个发射和接收天线的多输入多输出(MIMO)通信系统由于能够成倍地提高系统的频带利用率、满足高速通信的需要,因而得到了广泛的研究. 通信系统中常规的信道均衡器通常通过在传输的数据帧的头部加入一定长度的训练序列来获得均衡参数、实现信道均衡. 常规均衡器的实现基于一个数据帧内信道时不变的假定,忽略了信道时变对系统的影响. 由于实际的无线信道总是时变的,这种时变会在常规均衡器的输出端随时间的积累产生出越来越大的同信道干扰,从而导致系统误码性能的降低. 为了提高系统的误码性能,可以在常规均衡器的输出端引入自适应地跟踪信道时变的均衡器来克服因信道时变而产生的同信道干扰. 本文提出的自举均衡器即是这样一类均衡器.

自举均衡器是指不需要其它任何信息而只利用其自身输

入信号来自适应地调整均衡参数的均衡器,由于其实现消除了对训练序列等的依赖,因而可用于常规均衡器难以进行处理的领域. 在信道均衡的研究中,人们已经把自举均衡器引入到通信系统,用于提高系统的误码性能,如文献[1, 2]提出了CDMA系统中克服同信道干扰的自举均衡器,文献[3, 4]则研究了TDMA系统中克服同信道干扰的自举均衡方法. 但这些工作一般只限于信道时不变的情形,对由信道时变产生的同信道干扰的克服的研究还比较有限.

为了克服MIMO信道的时变性,本文将去相关均衡算法应用到时变的MIMO系统,提出了克服信道时变性的自举均衡方法. 本文首先提出了用于克服MIMO通信系统中同信道干扰的去相关均衡算法,该算法利用通信信源的数值或符号统计特性获得了不同源信号之间的去相关,实现了MIMO信道矩阵的对角化和同信道干扰的克服. 然后,基于该算法对时变的MIMO系统推导出了一种随信道的变化而自适应地调整

收稿日期: 2003-05-19; 修回日期: 2005-05-14

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60496310, No. 60272046); 国家 863 高技术研究发展计划(No. 2002AA123031); 江苏省自然科学基金(No. BK2005061)

©1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. <http://www.cnki.net>

其自身参数、从而克服信道时变性的自举均衡器,该自举均衡器将常规均衡器的输出作为其输入,通过去相关 MIMO 均衡算法实现这些信号之间的去相关、克服同信道干扰,实现系统误码性能的提高。由于该均衡器的均衡系数在每一时刻仅通过一次迭代即得到更新,算法简捷,运算量很小,便于实现。仿真结果显示,MIMO 自举均衡器克服了信道时变的影响,采用自举均衡的 MIMO 系统较之常规均衡系统明显地改善了系统的误码性能。

本文第 2 节提出了用于 MIMO 通信系统的去相关均衡算法,第 3 节提出了用于时变 MIMO 信道的去相关自举均衡器,第 4 节给出了自举均衡器对时变 MIMO 系统仿真实验的结果,第 5 节作出了本文的结论。

## 2 去相关 MIMO 均衡算法

首先给出用于实 MIMO 通信系统的去相关均衡算法。

考虑一个具有  $N$  个输入和  $N$  个输出的实 MIMO 通信系统,其输入输出关系的等效基带表示为:

$$y = Hx + n \quad (1)$$

其中,  $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ ,  $y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$  和  $n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$  分别为系统的输入、输出和噪声向量,  $H$  是一个  $N \times N$  的实非奇异阵。而对于复的 MIMO 系统,则可以通过将其实部和虚部分离转化为实的 MIMO 系统。设复 MIMO 系统为:

$$y_C = H_C x_C + n_C \quad (2)$$

若用下标  $R$  和  $I$  分别表示复向量或矩阵的实部和虚部,则由上式可得:

$$\begin{bmatrix} y_R \\ y_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_R & -H_I \\ H_I & H_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_R \\ x_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_R \\ n_I \end{bmatrix} \quad (3)$$

令  $y = \begin{bmatrix} y_R \\ y_I \end{bmatrix}$ ,  $x = \begin{bmatrix} x_R \\ x_I \end{bmatrix}$ ,  $n = \begin{bmatrix} n_R \\ n_I \end{bmatrix}$  和

$$H = \begin{bmatrix} H_R & -H_I \\ H_I & H_R \end{bmatrix} \quad (4)$$

则式(3)可转化为式(1)的形式。因而,对于复 MIMO 系统,可通过先将其化为实系统的形式后,再用下面推导出的去相关均衡算法来对其进行信道均衡。

对于所考察的实 MIMO 系统,我们假设其源信号满足如下统计特性:

- (1) 不同源信号之间统计独立;
- (2) 每个源信号均值均为零,或者其符号均值均为零,即:

$$E[x_m] = 0 \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

或

$$E[\text{sign}(x_m)] = 0 \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

我们用  $G(n, m, c_{nm})$  ( $n \neq m$ ) 来表示将单位矩阵中  $(n, m)$  位置的 0 替代为  $c_{nm}$  后得到的初等矩阵。对于矩阵  $H$  中的非对角元  $h_{nm}$ , 可以通过左乘适当的  $G(n, m, c_{nm})$  将其化为零。参考[5]中的方法,我们采用自适应迭代的方法来计算  $c_{nm}$ 。令  $z = G(n, m, c_{nm})y$ ,  $z = [z_1, z_2, \dots, z_N]^T$ , 取  $E[z_n \text{sign}(x_m)]$  为代价函数,可推得如下的迭代计算公式:

$$c_{nm}(k) = c_{nm}(k-1) - \mu_n \text{sign}(h_{nm}) \cdot E[z_n(k) \text{sign}(x_m(k))]. \quad (7)$$

其中,步长  $\mu_n$  是一个小的正数,  $k$  为迭代次数。用  $z_n(k) \text{sign}(x_m(k))$  替代其均值,可得如下计算公式:

$$c_{nm}(k) = c_{nm}(k-1) - \mu_n \text{sign}(h_{nm}) \cdot z_n(k) \text{sign}(x_m(k)) \quad (8)$$

进一步地,通过将  $N(N-1)$  个  $G(n, m, c_{nm})$  ( $n \neq m$ ) 按适当的顺序左乘  $H$ , 即可实现对其的对角化。

在 MIMO 信道矩阵主对角元在绝对值上明显大于其所在行所有其它元素的绝对值之和(称为行对角占优条件)时,则可以用  $y(k)$  各元素的符号来代替  $x(k)$  各元素的符号,得到:

$$c_{nm}(k) = c_{nm}(k-1) - \mu_n \text{sign}(h_{nm}) \cdot z_n(k) \text{sign}(y_m(k)) \quad (9)$$

这意味着,在 MIMO 系统的接收端仅需使用接收信号即可实现不同路信号之间的去相关,从而实现 MIMO 系统的自举均衡。

## 3 去相关 MIMO 自举均衡器

常规的 MIMO 通信系统的结构如图 1(a) 所示,其中等效信道  $A$  是从信源输出到均衡器输入之间的所有组成部分的总称,包括物理的无线信道、发射天线、接收天线、信号调制和信号解调等多个部分;而  $B$  为常规均衡器。若将  $A$  和  $B$  看作为一个统一的系统,且设:

$$H = AB \quad (10)$$

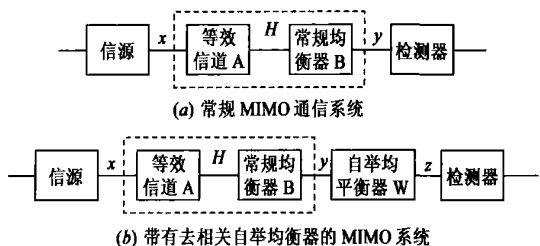


图 1 常规 MIMO 系统和加入去相关自举均衡器的 MIMO 系统

则在信道不存在时变的情况下,  $H$  在整个数据帧内将保持近似为单位阵。而对于时变的 MIMO 信道,由于信道  $A$  随时间而变化,  $H$  的非对角元素的数值的绝对值逐渐增大,从而在均衡器输出端会产生逐渐增大的同信道干扰,进而导致系统误码性能的恶化。我们可以将上一节提出的去相关均衡算法引入时变的 MIMO 通信系统,用以克服这种因信道时变而产生的同信道干扰。正如在后面可以看到的,最终推导出的去相关均衡器是一个自举均衡器。而加入该去相关自举均衡器  $W$  的 MIMO 系统则如图 1(b) 所示。

显然地,直接应用第 2 节的方法或式(8)来实现去相关均衡需要使系统付出极大的计算量,我们通过采用一些近似对其化简。

设  $W$  由  $N(N-1)$  个初等矩阵  $G(n, m, c_{nm})$  ( $n \neq m$ ) 按顺序  $P$  相乘得到,则在  $k-1$  时刻  $W$  的状态为:

$$W(k-1) = \prod_p G(n, m, c_{nm}(k-1)) \quad (11)$$

在  $W(k-1)$  各项数值较小的条件下,  $k$  时刻时均衡器  $W$  中初等矩阵的参数  $c_{nm}(k)$  可以通过直接按顺序  $P$  对各个  $c_{nm}(k-1)$  按式(8)迭代计算一次而得到,即:

$$W(k) = U(k) W(k-1) \quad (12)$$

其中,

$$U(k) = \prod_p G(n, m, \delta_{nm}(k)) \quad (13)$$

$$\delta_{nm}(k) = -\mu_n \text{sign}(h_{nm}) z_n(k) \text{sign}(x_m(k)) \quad (14)$$

由于  $|\mu_n| \ll 1$ , 有  $|\delta_{nm}(k)| \ll 1$ , 于是有  $U(k)$  的各项元素  $u_{nm}(k)$  满足下式:

$$u_{nm}(k) = \begin{cases} \delta_{nm}(k) & n \neq m \\ 1 & n = m \end{cases} \quad (15)$$

进一步地, 在  $W(k-1)$  的非对角元素  $w_{nm}(k-1) (n \neq m)$  明显小于 1 (如  $w_{nm}(k-1) \leq 1/3$ , 或  $w_{nm}(k-1) \leq 1/N$ ) 的条件下, 将式(12)展开, 可推得:

$$w_{nn}(k) = w_{nn}(k-1) = 1 \quad (16)$$

$$w_{nm}(k) = w_{nm}(k-1) + \delta_{nm}(k) \quad (n \neq m) \quad (17)$$

这意味着, 均衡器  $W(k)$  的各项系数  $w_{nm}(k) (n \neq m)$  可通过在  $k$  时刻对  $W(k-1)$  的系数  $w_{nm}(k-1)$  同时作一次迭代计算而得到。

令  $x$  为发射信号,  $y, z$  分别为常规均衡器和自举均衡器的输出, 则有:

$$z(k) = W(k-1)H(k)x(k) \quad (18)$$

由于在  $k-1$  时刻时通过过去相关均衡已实现了对矩阵  $H$  的近似对角化, 即矩阵  $W(k-1)H(k-1)$  近似为对角阵, 可以得到  $W(k-1)H(k-1)$  近似为对角阵, 于是有:

$$\text{sign}(z_m(k)) = \text{sign}(x_m(k)) \quad (m = 1, \dots, N) \quad (19)$$

将式(19)和  $\text{sign}(h_{nm}^{(n, m)}) = 1$  代入式(14), 可得:

$$\delta_{nm}(k) = -\mu_n z_n(k) \text{sign}(z_m(k)) \quad (20)$$

由此可得  $W$  均衡系数的迭代计算公式为:

$$w_{nm}(k) = w_{nm}(k-1) - \mu_n z_n(k) \text{sign}(z_m(k)) \quad (n \neq m) \quad (21)$$

$$z(k) = W(k-1)y(k) \quad (22)$$

其中,  $W(0) = I$ . 由式(21)、(22)可知, 去相关均衡器  $W$  均衡系数的计算仅依赖于其输入信号  $y(k)$ , 而不依赖于任何其它信息, 因此, 由它可实现对时变 MIMO 系统的自举均衡。

另一方面, 由式(21)、(22)所表示的自举均衡器在每一时刻的系数计算中仅需一次矩阵向量乘法和  $N(N-1)$  次迭代计算, 因而具有很低的运算复杂度。这一特点使得它易于用于实时处理。

迭代计算步长  $\mu_n$  的取值对自举均衡的性能会产生直接影响。一方面, MIMO 系统的较大时变会产生出较大的同信道干扰, 因而需要选取较大的步长来对其进行有效抑制; 另一方面, 为保证自适应迭代计算的收敛,  $\mu_n$  的选取存在一个上限。为使自举均衡取得尽可能好的性能, 可根据给定的信道时变, 由经验的方法选取  $\mu_n$ 。

## 4 仿真结果

在移动通信中, 移动台的运动将会产生信道的时变, 这种信道的时变可以用 Jakes 模型<sup>[6]</sup>、基扩展模型<sup>[7]</sup>、随机模型<sup>[8]</sup>等模型来描述, 我们采用基扩展模型来进行自举均衡器克服 MIMO 信道时变性的仿真实验。设为 MIMO 时变信道矩阵, 则其各项满足:

$$a_{nm}(t) = \sum_{k=1}^K C_{nm,k} e^{j(2\pi f_d t \cos \frac{2\pi k}{K} + \phi_{nm,k})} \quad (23)$$

式中  $t$  是时间,  $f_d$  是最大多普勒频偏,  $K$  是一个足够大的正整数,  $C_{nm,k}$  是服从瑞利分布的随机变量,  $\phi_{nm,k}$  是一个在  $[0, 2\pi)$  服从均匀的随机变量。

仿真实验采用  $2 \times 2$  的 MIMO 信道, 源信号采用 4QAM 调制方式, 每路信道具有相同的噪声特性。数据帧的帧长分别为 256 和 2048, 其中前 32 个字节为训练序列。自举均衡器迭代计算的步长  $\mu$  选取为 0.015。

图 2 所示为数据帧长度  $L = 256$  的自举均衡系统与常规均衡系统在信噪比为 20 条件下随相对多普勒频偏  $f_d T_s$  ( $T_s$  为系统的采样间隔) 变化的误码率曲线, 作为比较, 数据帧长度为 128 的常规均衡系统的相应误码率曲线也绘于图中。从这些曲线可以看出, 带有自举均衡器的 MIMO 系统取得了明显优于常规均衡的 MIMO 系统的克服信道时变的性能, 数据帧长度为 256 的自举均衡系统取得了与数据帧长度为 128 的常规均衡系统相接近的克服信道时变的性能。图 3 则示出了在不同的信道时变条件下数据帧长度  $L = 256$  的常规均衡系统和自举均衡系统的误码性能随信噪比变化的特性曲线图, 从图中可以看出, 对于不同的信噪比, 采用自举均衡的 MIMO 系统均取得了明显优越于只采用常规均衡的 MIMO 系统的克服信道时变的性能。当  $f_d T_s = 0.002, 0.003$  和  $0.004$  时, 常规均衡系统因信道时变导致较大或很大的误码率, 而自举均衡系统则取得了非常好的误码性能。

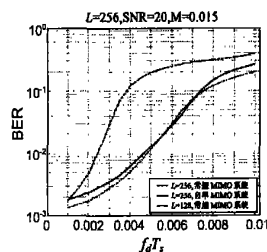


图 2 自举均衡系统与常规均衡系统误码性能比较 ( $L=256$ )

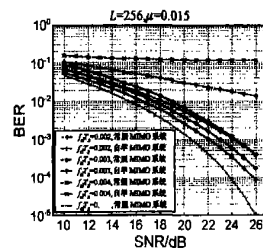


图 3 系统误码率随信噪比的变化特性曲线图 ( $L=256$ )

图 4 所示为数据帧长度  $L = 2048$  的自举均衡系统与常规均衡系统在信噪比为 20 条件下以相对多普勒频偏  $f_d T_s$  为自变量的误码性能比较, 图中还示出了数据帧长度为 1024 的常规均衡系统的误码率曲线。从图中可以看出, 较之常规均衡的 MIMO 系统, 加入了自举均衡器的 MIMO 系统取得了明显优越的克服信道时变的性能, 数据帧长度为 2048 的自举均衡系统甚至取得了优于数据帧长度为 1024 的常规均衡系统的误码

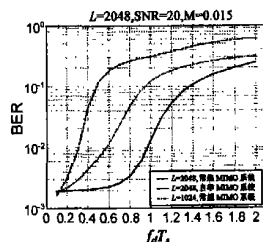


图 4 自举均衡系统与常规均衡系统误码性能比较 ( $L=2048$ )

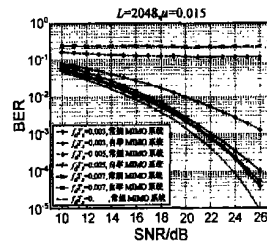


图 5 系统误码率随信噪比的变化特性曲线图 ( $L=2048$ )

性能. 图 5 则示出了在不同的信道时变条件下数据帧长度  $L = 2048$  的常规均衡系统和自举均衡系统误码率随信噪比变化的特性曲线图, 从图中也可以看出, 自举均衡系统取得了明显优越于常规均衡系统的克服信道时变的性能. 当  $f_d T_s = 0.0003, 0.0005$  和  $0.0007$  时, 常规均衡系统因信道时变导致很大的误码率, 而自举均衡系统则取得了相当好的误码性能.

从这些仿真实验的结果可以看出: 去相关 MIMO 自举均衡器在常规均衡器的基础之上取得了明显优越的克服信道时变的性能.

## 5 结论

本文提出的去相关 MIMO 均衡算法基于通信信源的统计特性进行源信号之间的去相关, 实现了信道矩阵的对角化. 在去相关 MIMO 均衡算法的基础之上, 本文进一步地提出了用于克服 MIMO 信道时变性的去相关自举均衡器. 该自举均衡器在每一时刻仅利用常规均衡器的输出作为输入、通过去相关算法对其自身参数进行自适应的更新, 从而克服了常规均衡器输出端因信道时变而产生的同信道干扰, 提高了系统的误码性能. 该自举均衡算法仅需要很小的运算量, 易于实时实现. 仿真实验结果显示, 本文提出的去相关自举均衡方法克服了 MIMO 信道的时变性, 大大改善了 MIMO 系统的误码性能.

## 参考文献:

- [ 1 ] Li X, Bar-Ness Y. The bootstrap algorithm: a robust multiuser CDMA detector with time delay variation[ A ]. The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[ C ]. 1997, 1: 68– 72.
- [ 2 ] Sezgin N, Bar-Ness Y. Adaptive soft limiter bootstrap separator for one shot asynchronous CDMA channel with singular partial cross correlation matrix[ A ]. IEEE International Conference on Communications[ C ]. 1996, 1: 73– 77.
- [ 3 ] Tidesav C, Lindskog E. Bootstrap equalization[ A ]. IEEE International Conference on Universal Personal Communications[ C ]. 1998, 2: 1221– 1225.
- [ 4 ] Lindskog E. Space-time processing and equalization for wireless communications[ D ]. Doctoral dissertation of Uppsala University. 1999.
- [ 5 ] Ginis G, Bar-Ness Y, Gof J M. Blind adaptive MIMO decision feedback equalization using Givens rotations[ A ]. IEEE International Conference on Communications[ C ] 2002, 1: 59– 63.
- [ 6 ] W C Jakes. Microwave Mobile Communication[ M ]. IEEE Press, New York, 1974.
- [ 7 ] Giannakis G B, Tepeledenlioglu C. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time varying channels[ J ]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(10): 1969– 1986.
- [ 8 ] Tsatsanis M K, Giannakis G B, Zhou G. Estimation and equalization of fading channels with random coefficients[ J ]. Signal Processing, 1996, 53( 2– 3 ): 211– 229.

## 作者简介:

刘谦雷 男, 1967 年 1 月生, 东南大学无线电工程系博士研究生, 1990 年获中国科技大学无线电电子学系学士学位, 2002 年获东南大学无线电工程系硕士学位, 主要研究方向: 通信信号处理、视频信号处理. E-mail: qlliu@seu.edu.cn.

杨绿溪 男, 1964 年 4 月生, 东南大学无线电工程系教授, 博士生导师, 分别于 1990 和 1993 年获硕士和博士学位, 主要研究数字信号/图像处理、盲信号处理、神经智能信息处理以及移动通信中的空时信号处理, 已主持完成 10 多项国家和省部级科研项目, 曾担任国家攀登计划子课题组长, 近年来在国内外核心期刊上发表学术论文 50 多篇, 曾获教育部科技进步一等奖 1 项、二等奖 2 项, 江苏省科技进步一等奖 2 项.