

一种新的基于训练序列的时域 MIMO-OFDM 信道估计方法

吴成恩¹ 舒勤²

(四川大学计算机学院 成都 610065)¹ (四川大学电气信息学院 成都 610065)²

摘要 提出了一种适合于 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法。详细说明了使用的估计准则和训练序列的构造方法,利用训练序列良好的时域相关特性可以简便、精确地估计出信道的冲击响应,并对算法的性能进行了理论分析和计算机仿真。从分析结果可以看出,该算法与使用最佳训练序列的 LS 时域估计方法具有相当的估计精度。同时该算法不需要进行时域变换,只需要一定数量的相关运算,其计算复杂度进一步降低。

关键词 多输入多输出-正交频分复用,信道估计,训练序列

中图分类号 TN911 **文献标识码** A

New Channel Estimation Algorithm in Time-domain for MIMO-OFDM System Based on Training Sequences

WU Cheng-en¹ SHU Qin²

(College of Computer, Sichuan University, Chengdu 610065, China)¹

(School of Electrical Engineering and Information, Sichuan University, Chengdu 610065, China)²

Abstract A channel estimation algorithm was proposed for MIMO-OFDM system. Estimation criteria and training patterns were given in detail. Due to the correlation of the proposed training patterns, the channel estimation can be acquired conveniently and accurately. The result of both theoretical analysis and simulation shows that the proposed algorithm's performance is as good as the LS algorithm based on optimal training sequences in time-domain. At the same time the algorithm does not require time domain and frequency domain transformation, and only a certain number of correlation calculation is needed, so the computation burden is low.

Keywords MIMO-OFDM, Channel estimation, Training pattern

1 引言

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output,多输入输出)技术充分使用空间资源,利用多个天线实现多发多收,在不增加频谱资源和天线发送功率的情况下,可以成倍地提高信道容量。OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,正交频分复用技术)是一种多载波传输技术,其多载波之间相互正交,可以高效地利用频谱资源并有效地抵抗频率选择性衰落^[1]。所以,集两者优点于一身的 MIMO-OFDM 系统在大幅提高频谱利用率的同时,又具有较高的可靠性。为了实现接收机的相干检测,MIMO-OFDM 接收机必须得到精确的信道估计。目前,已有很多学者对 MIMO-OFDM 系统的信道估计进行了研究^[2]。文献[3]提出的基于最佳训练序列的 LS 时域算法具有良好的性能,但由于涉及到时频变换,其计算复杂度较高。文献[4]论述了 LS 频域算法,该算法复杂度相对较低,但却是以牺牲估计精度为代价。文献[5]中论述的 MMSE 算法其估计精度比 LS 时域算法要好,但涉及到矩阵求逆,复杂度较高。鉴于以上情况,本文提出一种新的基于最佳训练序列的时域信道估计方法,利用该算法使用的训练序列良好的自相关特性和互相关特性来分离各个信道。与目前常用的 LS 算法相比,本文算法能够展现同样优

越的性能,且复杂度降低,十分有利于系统的实现。

2 MIMO-OFDM 系统模型

考虑一个具有 N 个发射天线、 M 个接收天线的 MIMO-OFDM 系统,在收发天线之间就形成了 NM 个子信道,通常假设各个子信道相互独立^[6]。在发送端,信源经过信道编码和数字调制之后进行空时处理,形成 N 路信号,分别进行 OFDM 调制,然后在训练序列和数据符号前加入循环前缀,组成无线帧,再通过天线发送出去。在接收端,利用去掉循环前缀的训练序列,进行时域信道估计,然后在频域中进行均衡与符号检测。假设信道在一帧数据内保持不变。第 n 个发射天线发送的训练序列为 $S_n(i)$, $i=1,2,\dots,K$,那么第 m 个接收天线所收到的信号为:

$$r_m(i) = \sum_{n=1}^N S_n(i) * h_{nm}(i) + w_m(i) \quad (1)$$

由于 OFDM 使用了循环前缀,把线性卷积变成循环卷积,为了便于分析,把上式写成矩阵形式,如式(2)所示:

$$r_m = \sum_{n=1}^N X_n h_{nm} + w_m = [X_1 \cdots X_N] \begin{bmatrix} h_{1m} \\ \vdots \\ h_{Nm} \end{bmatrix} + w_m = X h_m + w_m \quad (2)$$

式中, m,n 表示第 m 个接收天线和第 n 个发射天线, N 为发

到稿日期:2011-06-10 返修日期:2011-09-29

吴成恩(1971—),男,硕士,讲师,主要研究方向为智能电网通信,E-mail:wuchengen@scu.edu.cn;舒勤(1958—),男,博士,教授,主要研究方向为现代信号处理。

射天线的总数, r_m 表示第 m 个接收天线收到的信号, h_{nm} 表示第 m 个接收天线和第 n 个发射天线之间信道的冲击响应。 X_n 是一个循环矩阵, 是通过周期移位发射天线 n 上的训练序列 $S_n(i)$ 得到的。 w_m 是零均值方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

$$r_m = [r_m(1), r_m(2), \dots, r_m(K)]^T \quad (3)$$

$$h_{nm} = [h_{nm}(0), h_{nm}(1), \dots, h_{nm}(L-1)]^T \quad (4)$$

$$w_m = [w_m(1), w_m(2), \dots, w_m(K)]^T \quad (5)$$

$$X_n = CT(S_n) = \begin{bmatrix} S_n[1] & S_n[K] & S_n[K-1] & \dots & S_n[K-L+2] \\ S_n[2] & S_n[1] & S_n[K] & \dots & S_n[K-L+3] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_n[K] & S_n[K-1] & S_n[K-2] & \dots & S_n[K-L+1] \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中, $CT(\cdot)$ 是把一个行向量变成一个循环矩阵。

3 信道估计

3.1 信道估计方法

为了估计出信道的冲击响应 $\hat{h}_m$, 本算法使用下面的代价函数:

$$J = E\{(\mathbf{r}_m - \mathbf{X}\hat{\mathbf{h}}_m)^H(\mathbf{r}_m - \mathbf{X}\hat{\mathbf{h}}_m)\} \\ = E\{\mathbf{r}_m^H \mathbf{r}_m - \mathbf{r}_m^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{h}}_m - \hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{X}^H \mathbf{r}_m + \hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{h}}_m\} \quad (7)$$

求 J 关于 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 的导数, 并令结果为零, 则有:

$$\frac{dJ}{d\hat{\mathbf{h}}_m} = 2E\{\mathbf{X}^H \mathbf{X}\} \hat{\mathbf{h}}_m - 2E\{\mathbf{X}^H \mathbf{r}_m\} = 0 \quad (8)$$

定义 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{X}^H \mathbf{X}\}$ 为 $\mathbf{X}$ 的自相关函数矩阵, 是一个 $NL \times NL$ 阶的方阵; $\mathbf{P} = E\{\mathbf{X}^H \mathbf{r}_m\}$ 为输入信号和接收信号的互相关函数矩阵。若 $\mathbf{R}$ 是满秩矩阵, 则得到 $\mathbf{h}_m$ 的估计值:

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{R}$ 可以表示成:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} & \dots & \mathbf{R}_{1N} \\ \mathbf{R}_{21} & \mathbf{R}_{22} & \dots & \mathbf{R}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{N1} & \mathbf{R}_{N2} & \dots & \mathbf{R}_{NN} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中

$$\mathbf{R}_{ij} = \begin{bmatrix} KR_{S_i S_j}(0) & KR_{S_i S_j}(-1) & \dots & KR_{S_i S_j}(-L+1) \\ KR_{S_i S_j}(1) & KR_{S_i S_j}(0) & \dots & KR_{S_i S_j}(-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ KR_{S_i S_j}(L-1) & KR_{S_i S_j}(L-2) & \dots & KR_{S_i S_j}(0) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中, $R_{S_i S_j}(\tau)$, $\tau=0, \pm 1, \dots, \pm(L-1)$ 为发射信号 S_i 和 S_j 的互相关函数。可见 $\mathbf{R}$ 矩阵对角线上的元素都是自相关函数取零点时的值, 其他元素均为互相关函数取值和自相关函数非零点的取值。输入信号和接收信号的互相关函数矩阵 $\mathbf{P}$ 可以表示为:

$$\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1^T \quad \mathbf{P}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{P}_N^T]^T \quad (12)$$

式中

$$\mathbf{P}_n = [KR_{S_n r_m}(0) \quad KR_{S_n r_m}(1) \quad \dots \quad KR_{S_n r_m}(L-1)]^T \quad (13)$$

式中, $R_{S_n r_m}(\tau)$, $\tau=0, 1, \dots, (L-1)$ 为发射信号 S_n 和接收信

号 r_m 的互相关函数。可见 $\mathbf{P}$ 矩阵的各元素是发射信号和接收天线接收到的信号取相关得到的。

由上面的分析可以看出, $\hat{\mathbf{h}}_m$ 的成功估计依赖于矩阵 $\mathbf{R}$ 的求逆。但 $\mathbf{R}$ 矩阵是一个 $LN \times LN$ 的矩阵, 求逆相当复杂。以上分析是建立在发射信号的统计特性基础上的, 在实际运算中可根据发送确定样本序列来进行信道估计, 用样本的自相关函数来替代发射信号的统计相关, 利用样本序列的相关特性来降低计算复杂度。

3.2 构造训练序列

根据文献[7], 定义一组长度为 K 的序列:

$$S(i) = \exp(j \frac{\pi(i-1)^2 J}{K}), i=1, 2, \dots, K \quad (14)$$

式中, J 和 K 互为质数。

使用下面的步骤来给每个发射天线分配训练序列:

(1) 首先根据式(14)构造一组序列 S , 其长度 $K \geq LN$;

(2) 将 S 分成 K/L 段, 每段长度为 L ;

(3) 将序列 S 作为第 1 个发射天线的数据;

(4) 将 S 向右循环移动 L 位得到 S_1 , 将 S_1 作为第 2 个发射天线的数据;

(5) 将 S_1 向右循环移动 L 位得到 S_2 , 将 S_2 作为第 3 个发射天线的数据;

(6) 如此进行下去, 直到所有天线都分配好数据。

上面构造的训练序列具有良好的周期自相关特性, 证明如下。

① 当自相关函数取零点时,

$$R(0) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K S(i) S^*(i) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{j \frac{\pi(i-1)^2 J}{K} - j \frac{\pi(i-1)^2 J}{K}} = 1 \quad (15)$$

② 当取其他点时,

$$R(m) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-m} S(i+m) S^*(i) + \frac{1}{K} \sum_{i=K-m+1}^K S(i+m-K) S^*(i) \quad (m=1, 2, \dots, K-1) \\ = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-m} e^{j \frac{\pi J}{K} [(i+m-1)^2 - (i-1)^2]} + \frac{1}{K} \sum_{i=K-m+1}^K e^{j \frac{\pi J}{K} [(i+m-K-1)^2 - (i-1)^2]} \quad (16)$$

式中, $\frac{j \pi J}{K} [(i+m-K-1)^2 - (i-1)^2] = \frac{j \pi J}{K} (i+m-1)^2 - \frac{j \pi J}{K} (i+m-1)K + \frac{j \pi J}{K} K^2 = \frac{j \pi J}{K} (i+m-1)^2$, K 为偶数。

那么可得,

$$R(m) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{j \frac{\pi J}{K} [(i+m-1)^2 - (i-1)^2]} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{j \frac{\pi J}{K} [2m(i-1) + m^2]} \\ = \frac{1}{K} e^{j \frac{\pi J}{K} m^2} \sum_{i=1}^K e^{2j \pi J m \frac{(i-1)}{K}} = 0 \quad (17)$$

可见发送序列的周期自相关函数是一个冲击函数, 不同的发射信号相互正交, 互相关函数为零。由此可以得出, 式(10)中 $\mathbf{R}$ 矩阵除对角线元素外其余都为零, 且对角线元素的值都为 K , 则 $\mathbf{R}$ 矩阵可以简化为 $\mathbf{R} = \mathbf{K} \mathbf{I}$, $\mathbf{I}$ 为单位对角阵。那么发射天线 q 和接收天线 m 之间的信道估计值为:

$$\hat{h}_{qm}(i) = R_{S_q r_m}(i) \\ = \sum_{n=1}^N h_{nm}(i) * S_n(i) \otimes S_q(i) + w_m(i) \otimes S_q(i) \\ = h_{qm}(i) * S_q(i) \otimes S_q(i) + w_m(i) \otimes S_q(i) \\ = h_{qm}(i) + R_{S_q w_m}(i) \quad (18)$$

式中, $R_{S_q r_m}(i)$, $R_{S_q w_m}(i)$ 为发射信号 S_q 分别与接收信号 r_m

和噪声 w_m 的互相关函数。由此可见,本文提出的信道估计方法避免了求逆运算,只需要进行相关运算,即可估计出信道的冲击响应。

3.3 算法性能分析

由上面分析可知,本文算法的估计误差来源于噪声的影响,信道时域响应估计的平均误差和均方误差分别表示为:

$$\begin{aligned} M_h &= E\{\hat{h}_{qn}(i) - h_{qn}(i)\} \\ &= E\{R_{S_q w_m}(i)\} \\ &= E\left\{\frac{1}{K} \sum_{l=1}^K S_q(l) w_m^*(l-i)\right\} = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} MSE_h &= E\{|\hat{h}_{qn}(i) - h_{qn}(i)|^2\} \\ &= E\{|R_{S_q w_m}(i)|^2\} \\ &= E\{(R_{S_q w_m}(i))^* (R_{S_q w_m}(i))\} \\ &= E\left\{\left(\frac{1}{K} \sum_{l=1}^K S_q(l) w_m(l-i)^*\right)^* \left(\frac{1}{K} \sum_{\lambda=1}^K S_q(\lambda) w_m(\lambda-i)^*\right)\right\} \\ &= \frac{1}{K^2} \sum_{l=1}^K \sum_{\lambda=1}^K S_q^*(l) S_q(\lambda) E\{w_m^*(\lambda-i) w_m(l-i)\} \\ &= \frac{1}{K^2} \sum_{l=1}^K \sum_{\lambda=1}^K S_q^*(l) S_q(\lambda) \sigma^2 \delta(\lambda-l) \\ &= \frac{\sigma^2}{K^2} \sum_{l=1}^K S_q^*(l) S_q(l) \\ &= \frac{\sigma^2}{K} \end{aligned} \quad (20)$$

由上两式可以看出,本算法在时域是无偏估计的,并且其均方误差与基于最佳训练序列的 LS 相同,则其性能取决于噪声功率和训练序列的长度。

4 算法性能仿真

对两发两收的 MIMO-OFDM 系统进行仿真。载波频率为 3.5GHz,系统带宽为 20MHz,多普勒频移为 50Hz,每个 OFDM 子载波数为 128。在发送端对所有的子载波采用 QPSK 调制,并采用分层空时编码,每个子信道都按照 6 径瑞利信道建模,其采样间隔为 50ns。系统每帧发送 10 个 OFDM 符号,系统仿真共发送 10 帧数据。

图 1 和图 2 为本文算法与基于最佳训练序列 LS 时域算法、LS 频域算法和 MMSE 算法的 MSE 和 BER 性能曲线。从图中可以看出,LS 频域算法性能最差,MMSE 性能最好。但是 MMSE 算法过于复杂,不适用于实际系统。本文算法和 LS 时域算法的 MSE 和 BER 曲线均保持一致,说明本文算法与 LS 时域算法具有同样优秀的性能。而且与 LS 时域算法相比,本文算法整个估计过程均在时域内完成,不用将接收端的数据经傅里叶变换到频域。同时,本文算法不需要用矩阵

求逆等复杂度较高的计算,只需要进行一定量的相关运算即可,所以计算复杂度小。

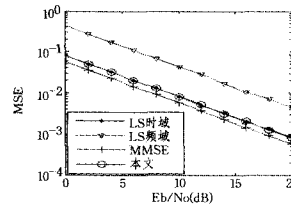


图 1 MSE 性能曲线

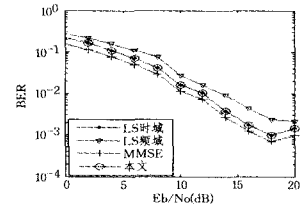


图 2 BER 性能曲线

结束语 本文给出了一种适合于 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法。详细地说明了使用的代价函数和训练序列的构造方法,利用训练序列良好的时域相关特性可以简便精确地估计出信道的冲击响应。从理论分析和计算机仿真的结果可以看出,本文算法与使用最佳训练序列的 LS 时域估计方法具有相当的估计精度。同时,本文算法不需要进行时域和频域变换,也不需要进行矩阵求逆等复杂运算,只需要一定数量的相关运算,计算复杂度进一步降低,硬件实现方便,适用于实际中的 MIMO-OFDM 系统。

参考文献

- [1] Sampath H, Talwar S, Tellado J, et al. A fourth generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results[J]. IEEE Commun. Magazine, 2002, 40(9): 143-149
- [2] Li Ye, Seshadri, Ariyavistakul S. Channel estimation for OFDM system with transmitter diversity in mobile wireless channel[J]. IEEE JSAC, 2002, 17(3): 451-460
- [3] Li Y G. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 2002, 1(1): 67-75
- [4] Jeon W G, Paik K H, Cho Y S. An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity[J]. IEEE Trans. Commun., 2001(E84-B): 967-974
- [5] Yi Gong, Letaief K B. Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems[A]//IEEE VTC'01 Fall, Vol. 2[C]. Atlantic City: IEEE, 2001: 772-776
- [6] Zhang Zhong-shan, Zhang Wei, Tellambura C. MIMO-OFDM channel estimation in the presence of frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(6): 2320-2330
- [7] Chu D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Trans on. Information Theory, 1972, 18: 531-532

(上接第 68 页)

- [5] Liu Xing-bin, Wang Mo-ran, Meng Ji'an, et al. Minimum entrapment dissipation principle for the optimization of transport networks[J]. International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation, 2010, 11: 113-120
- [6] Tian Bei-bei, Li Qing, Zhou Mei-lian. Simulation of cellular automata for virus propagation of complex networks[J]. Computer Engineering, 2008, 34(23): 278-282
- [7] Simonsen I, Buzna L, Peters K, et al. Transient dynamics in-

creasing network vulnerability to cascading failures[J]. Phys. Rev. Lett., 2009, 100(21): 218701-1-218701-4

- [8] Zhang Yi, Liu Yu-hua, Xu Kai-hua, et al. Modeling of scale-free network based on pagerank algorithm[C]//ICFCC 2010. Wuhan, China: IEEE Computer Society, May 2010: V3-778-782
- [9] 张翼, 刘玉华, 许凯华, 等. 一种基于互信息的复杂网络节点重要性评估方法[J]. 计算机科学, 2011, 38(6): 88-89
- [10] Ash J, Newth D. Optimizing complex networks for resilience against cascading failure[J]. Physical A, 2009(380): 673-683