

一种新的基于训练序列的 MIMO-OFDM 信道估计方法

李冬秀, 舒勤

(四川大学电气信息学院, 成都 610065)

摘要: 为了实现 MIMO-OFDM(多输入多输出—正交频分复用)系统的相干检测,提出一种新的基于训练序列的信道估计方法。详细阐述了算法的估计准则和训练序列的构造方法。利用训练序列良好的相关特性简便、精确估计出信道的频域响应及其冲激响应。通过理论分析和计算机仿真说明,新的算法对比最佳训练序列的 LS(最小二乘法)时域估计方法,具有同样的估计精度,同时避免复杂的矩阵求逆运算,使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;最小二乘法

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)05-1835-03

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.05.062

New channel estimation algorithm for MIMO-OFDM system based on training sequences

LI Dong-xiu, SHU Qin

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

Abstract: In order to achieve MIMO-OFDM(multiple-input multiple-output orthogonal frequency-division multiplexing) system's coherent detection, this paper proposed a new channel estimation algorithm for MIMO-OFDM system. It gave estimation criteria and training patterns in great detail. Due to the correlation of the proposed training patterns, the channel estimation could be acquired conveniently and accurately. Through theoretical analysis and computer simulation, 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 matrix inversion, and only need a certain number of correlation calculations, so the computation burden is low.

Key words: multiple-input multiple-output orthogonal frequency-division multiplexing(MIMO-OFDM); channel estimation; training pattern; least squares(LS)

0 引言

MIMO 技术充分开发空间资源,利用多个天线实现多发多收,在不需要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 技术是多载波传输的一种,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^[2-7]。文献[6]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[7]中论述的 MMSE 算法的估计精度比 LS 时域算法要好,但涉及到矩阵求逆,复杂度较高。本文从 MIMO-OFDM 系统特点提出一种新的基于最佳训练序列的信道估计方法,利用该算法的训练具有良好的自相关和互相关特性来分离各个信道。与目前常用的 LS 算法相比,该算法能够展现同样优越的性能,且复杂度降低,十

分利于系统的实现。

1 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^[8]。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,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,时域系统模型为

$$y_m = \sum_{n=1}^N x_n h_{nm} + w_m \quad (1)$$

其中: $y_m = (y_m(1), y_m(2), \dots, y_m(k))^T$ 表示第 m 个接收天线接收到的时域信号; $h_{nm} = (h_{nm}(1), h_{nm}(1), \dots, h_{nm}(L))^T$ 表示第 m 个接收天线和第 n 个发射天线之间信道的冲激响应;

收稿日期: 2011-09-20; 修回日期: 2011-10-21

作者简介: 李冬秀(1987-),女,福建长汀人,硕士研究生,主要研究方向为现代信号处理、信道估计(ldxlovely@163.com);舒勤(1958-),男,重庆人,教授,硕导,主要研究方向为现代信号处理、信道估计。

$w_m = (w_m(1), w_m(2), \dots, w_m(k))$ 为信道高斯白噪声; $x_n = CT(s_n)$, $s_n = (s_n(1), s_n(2), \dots, s_n(k))$, $CT()$ 是将一个行向量变成一个循环矩阵,

$$x_n = \begin{bmatrix} s_n(1) & s_n(K) & \dots & s_n(K-L+2) \\ s_n(2) & s_n(1) & \dots & s_n(K-L+3) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ s_n(K) & s_n(K-1) & \dots & s_n(K-L+1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

将时域转换到频域中进行分析。频域系统模型为

$$F_K y_m = F_K \left(\sum_{n=1}^N x_n F_L^{-1} F_L h_{nm} + w_n \right) \quad (3)$$

$$Y_m = \sum_{n=1}^N F_K x_n F_L^{-1} H_{nm} + F_K w_n = \begin{bmatrix} F_K x_1 F_L^{-1} & F_K x_2 F_L^{-1} & \dots & F_K x_N F_L^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{1m} \\ H_{2m} \\ \vdots \\ H_{Nm} \end{bmatrix} + F_K w_m = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & \dots & X_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{1m} \\ H_{2m} \\ \vdots \\ H_{Nm} \end{bmatrix} + F_K w_m = X H_m + F_K w_m \quad (4)$$

其中:

$$F_K = \begin{bmatrix} W_k^{00} & W_k^{01} & \dots & W_k^{0(k-1)} \\ W_k^{10} & W_k^{11} & \dots & W_k^{1(k-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W_k^{(k-1)0} & W_k^{(k-1)1} & \dots & W_k^{(k-1)(k-1)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

是 $K \times K$ 傅里叶变换矩阵, $W_k = e^{-\frac{j2\pi}{K}}$;

$$F_L = \begin{bmatrix} W_L^{00} & W_L^{01} & \dots & W_L^{0(L-1)} \\ W_L^{10} & W_L^{11} & \dots & W_L^{1(L-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W_L^{(L-1)0} & W_L^{(L-1)1} & \dots & W_L^{(L-1)(L-1)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

是 $L \times L$ 傅里叶变换矩阵, $W_L = e^{-\frac{j2\pi}{L}}$, F_L^{-1} 是 F_L 的逆矩阵;

$$H_{nm} = \begin{bmatrix} H_{nm}(0) \\ H_{nm}(1) \\ \vdots \\ H_{nm}(L-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

2 信道估计

2.1 信道估计方法

为了估计出信道频域响应 $\hat{H}_m$, 本文算法使用下面的代价函数:

$$J = E \{ (Y_m - X \hat{H}_m)^H (Y_m - X \hat{H}_m) \} = E \{ Y_m^H Y_m - Y_m^H X \hat{H}_m - \hat{H}_m^H X^H Y_m + \hat{H}_m^H X^H X \hat{H}_m \} \quad (8)$$

求 J 关于 $\hat{H}_m$ 的导数, 并令结果为 0, 则有

$$\frac{dJ}{d\hat{H}_m} = 2E \{ X^H X \hat{H}_m - 2E \{ X^H Y_m \} \} = 0 \quad (9)$$

定义 $R = E \{ X^H X \}$ 是一个 $NK \times NK$ 阶的方阵, $P = E \{ X^H Y_m \}$ 。若 R 是满秩矩阵, 则得到 H_m 的估计值:

$$\hat{H}_m = R^{-1} P \quad (10)$$

其中:

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

而

$$R_{ij} = E \{ [F_K x_i F_L^{-1}]^H [F_K x_j F_L^{-1}] \} = E \{ [F_L^{-1}]^H x_i^H F_K^H F_K x_j F_L^{-1} \} \quad (12)$$

因为

$$F_K^H F_K = KI \quad (13)$$

I 是一个 $K \times K$ 单位矩阵, 所以式(11)可以化简为

$$R_{ij} = KE \{ [F_L^{-1}]^H x_i^H x_j F_L^{-1} \} = K [F_L^{-1}]^H E \{ x_i^H x_j \} F_L^{-1} = K [F_L^{-1}]^H \begin{bmatrix} KR_{s_{ij}}(0) & KR_{s_{ij}}(-1) & \dots & KR_{s_{ij}}(-L+1) \\ KR_{s_{ij}}(1) & KR_{s_{ij}}(0) & \dots & KR_{s_{ij}}(-L+2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ KR_{s_{ij}}(L-1) & KR_{s_{ij}}(L-2) & \dots & KR_{s_{ij}}(0) \end{bmatrix} F_L^{-1} \quad (14)$$

$$P = E \{ X^H Y_m \} = E \{ [X_1 \ X_2 \ \dots \ X_N]^H F_K y_m \} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_N]^T \quad (15)$$

令

$$p_i = E \{ X_i^H F_K y_m \} = E \{ [F_L^{-1}]^H x_i^H F_K^H F_K y_m \} = KE \{ [F_L^{-1}]^H x_i^H y_m \} = K [F_L^{-1}]^H E \{ x_i^H y_m \} = KF_L [KR_{s_{ij}}(0) \ KR_{s_{ij}}(1) \ \dots \ KR_{s_{ij}}(L-1)] \quad (16)$$

其中: $R_{s_{ij}}(\tau)$ ($\tau=0, 1, \dots, L-1$) 为发射信号 S_i 和接收信号 y_m 的互相关函数。可见 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后再乘傅里叶变换矩阵得到的。

由上面的分析可以看出, $\hat{H}_m$ 的成功估计依赖于矩阵 R 的求逆, 而 R 矩阵是一个 $LN \times LN$ 的矩阵, 求逆相当复杂。以上分析建立在发射信号统计特性的基础上, 在实际运算中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代替发射信号的统计相关函数, 利用样本序列的相关特性来降低计算复杂度。

2.2 构造训练序列

根据文献[8], 定义一组长度为 K 的序列:

$$S(i) = \exp \left(j \frac{\pi(i-1)^2 J}{K} \right) \quad i=1, 2, \dots, K \quad (17)$$

其中: J 和 K 互为质数。

本文使用下面的步骤来给每个发射天线分配训练序列:

- 根据式(17)构造一组序列 S , 其长度 $K \geq LN$;
- 将 S 分成 K/L 段, 每段长度为 L ;
- 将序列 S 作为第 1 个发射天线的数据;
- 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;
- 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;
- 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。

当自相关函数取零点时:

$$R(0) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K S(i) S^*(i) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{j \frac{\pi(i-1)^2 J}{K} - j \frac{\pi(i-1)^2 J}{K}} = 1 \quad (18)$$

当取其他点时:

$$\begin{aligned} R(m) &= \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-m} S(i+m) S^*(i) + \\ &\quad \frac{1}{K} \sum_{i=K-m+1}^K S(i+m-K) S^*(i) = \\ &\quad \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-m} e^{\frac{j\pi L}{K}[(i+m-1)^2 - (i-1)^2]} + \frac{1}{K} \sum_{i=K-m+1}^K e^{\frac{j\pi L}{K}[(i+m-K-1)^2 - (i-1)^2]} \\ &\quad m=1, 2, \dots, K-1 \end{aligned} \quad (19)$$

其中: $e^{\frac{j\pi L}{K}(i+m-K-1)^2} = e^{\frac{j\pi L}{K}(i+m-1)^2} e^{-2\frac{j\pi L}{K}(i+m-1)K} e^{\frac{j\pi L}{K}K^2} = e^{\frac{j\pi L}{K}(i+m-1)^2}$, K 为偶数。

那么可得

$$\begin{aligned} R(m) &= \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{\frac{j\pi L}{K}[(i+m-1)^2 - (i-1)^2]} = \\ &\quad \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{\frac{j\pi L}{K}[2m(i-1) + m^2]} = \frac{1}{K} e^{\frac{j\pi L}{K}m^2} \sum_{i=1}^K e^{2\frac{j\pi L}{K}m(i-1)} = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

由上述已证明构造的训练序列具有这样的特性:每个发射信号的自相关函数是幅值为1的冲激函数,不同发射信号的互相关函数为0。由此可以得出,式(11)中矩阵 R 中除对角线元素外其余都为0,且对角线元素的值都为 K ,则矩阵 R 可以简化为 $R = K^3 I$, I 为单位对角阵。那么可以得到信道的估计值为

$$\hat{H}_{im}(n) = F_L R_{S_{y_m}}(n) + F_L R_{S_{i w_m}}(n) \quad (21)$$

其中: $R_{S_{y_m}}(n)$ 、 $R_{S_{i w_m}}(n)$ 为发射信号 S_i 分别与接收信号 y_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冲激响应的频域值。利用频域与时域的关系,容易求得信道冲激响应为

$$\hat{h}_{im}(n) = R_{S_{y_m}}(n) + R_{S_{i w_m}}(n) \quad (22)$$

2.3 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,下面分析本文算法时域的平均误差和均方误差。频域平均误差与时域相同,均方误差是时域的 L 倍。

$$\begin{aligned} M_h &= E\{\hat{h}_{qm}(i) - h_{qm}(i)\} = E\{R_{S_{q w_m}}(i)\} = \\ &\quad E\left\{\frac{1}{K} \sum_{l=1}^K S_q(l) w_m^*(l-i)\right\} = 0 \quad (23) \\ MSE_h &= E\{|\hat{h}_{qm}(i) - h_{qm}(i)|^2\} = \\ &\quad E\{|R_{S_{q w_m}}(i)|^2\} = \\ &\quad E\{(R_{S_{q w_m}}(i))^* (R_{S_{q w_m}}(i))\} = \\ &\quad E\left\{\left(\frac{1}{K} \sum_{l=1}^K S_q(l) w_m(l-i)^*\right)^* \left(\frac{1}{K} \sum_{\lambda=1}^K S_q(\lambda) w_m(\lambda-i)^*\right)\right\} = \\ &\quad \frac{1}{K^2} \sum_{l=1}^K \sum_{\lambda=1}^K S_q^*(l) S_q(\lambda) E\{w_m^*(\lambda-i) w_m(l-i)\} = \\ &\quad \frac{1}{K^2} \sum_{l=1}^K \sum_{\lambda=1}^K S_q^*(l) S_q(\lambda) \sigma^2 \delta(\lambda-l) = \frac{\sigma^2}{K^2} \sum_{l=1}^K |S_q(l)|^2 = \frac{\sigma^2}{K} \quad (24) \end{aligned}$$

3 算法性能仿真

对四发四收的 MIMO-OFDM 系统进行仿真,载波频率为 3.5 GHz,系统带宽为 20 MHz,每个 OFDM 子载波数为 64。在发送端对所有的子载波采用 QPSK 调制,采用分层空时编码,每个子信道都按照 6 径瑞利信道建模,采样间隔为 50 ns。系统每帧发送 10 个 OFDM 符号,系统仿真共发送 10 帧数据。

图 1、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,这说明本文算法与 LS 时域算法具有同样优秀的性能;而且与 LS 时域算法相比,本文算法无须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。

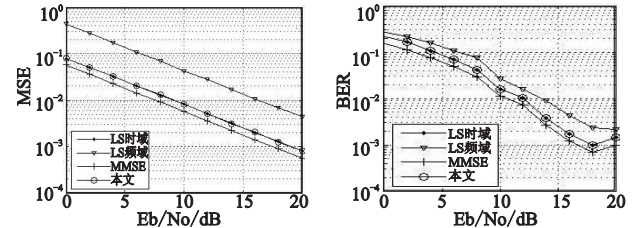


图1 信道估计器的MSE性能曲线

4 结束语

MIMO-OFDM 由于其优秀的性能被广泛使用,但是 MIMO-OFDM 系统的相干检测需要知道信道信息。本文提出一种新的基于训练序列的信道估计方法,详细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激响应。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 Communications Magazine, 2002, 40(9): 143-149.
- [2] 段鹏,何明一,薛敏彪,等. 基于高次数据拟合 OFDM 系统快时变信道估计算法[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(2): 681-684.
- [3] 陈雪娟,李小文. TD-LTE 下行发射分集自适应信道估计研究分析[J]. 计算机应用研究, 2010, 27(12): 4701-4704.
- [4] 刘冬生,刘昌鑫,曾小荟. 一种抗多普勒效应的改进自适应信道估计算法[J]. 计算机应用研究, 2010, 27(1): 320-322.
- [5] 姜静,许家栋. 基于空间迭代的信道估计和译码联合算法[J]. 计算机应用研究, 2009, 26(9): 3263-3265.
- [6] JEON W G, PAIK K H, CHO Y S. An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity[C]//Proc of the 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication. 2000: 1246-1250.
- [7] GONG Yi, LETAIEF K B. Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2001, 2(5): 867-882.
- [8] ZHANG Zhong-shan, ZHANG Wei, TELLAMBURA C. MIMO-OFDM channel estimation in the presence of frequency offsets[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2008, 7(6): 2320-2330.
- [9] LI Ye, ARIYAVISTAKUL S, SESHADRI N. Channel estimation for OFDM system with transmitter diversity in mobile wireless channel[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 17(3): 451-460.
- [10] CHU D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.