新的基于训练序列的 MIMO-OFDM 时域信道估计方法

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。将使用的训练序列在时间上呈现正交性，同时利用训练序列本身良好的相关特性简便、精确估计出信道的冲激响应。通过理论分析和计算机仿真证明，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，在具有同样估计精度的同时，避免了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： TP911　　**文献标志码：** A　　**文章编号：** 1001-3695(2012)06-2271-03
doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.06.072

New channel estimation algorithm in time-domain 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 in time-domain estimation algorithm for MIMO-OFDM system. It gave estimation criteria and training patterns in great detail. The new channel estimation algorithm made the training sequence be orthogonal in time, and 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)

MIMO 技术利用多个天线实现多发多收，可以成倍提高系统容量。OFDM 的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 系统得到广泛使用。为了实现接收机的相干检测，需要对 MIMO-OFDM 系统进行准确的信道估计。目前，已有很多学者对 MIMO-OFDM 系统的信道估计进行了研究[2~5]。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。本文提出一种新的基于最佳训练序列的信道估计方法，该算法将训练序列从时间上呈现正交，同时利用训练序列本身具有良好的自相关特性和互相关特性来分离各个信道。

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。

假设系统 MIMO-OFDM 为两发两收，为了使得训练序列在时间上呈现正交性，两根发射天线上的序列先后发送，如图 1 所示。由于训练序列在时间上是正交的，所以本算法等价于单入单出系统。

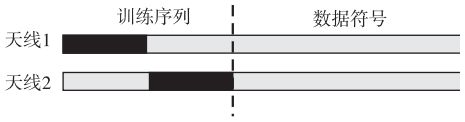

图1　训练序列插入方式

假设第 n 个发射天线发送的训练序列为 $S_n(i)$，$i=1,2,\cdots,K$，那么第 m 个接收天线所收到的信号为

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

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，把式(1)写成矩阵形式：

$$\boldsymbol{r}_m=\sum_{n=1}^{N}\boldsymbol{X}_n\boldsymbol{h}_{nm}+\boldsymbol{w}_m=[X_1,\cdots,X_N]\begin{pmatrix}h_{1m}\\ \vdots\\ h_{Nm}\end{pmatrix}+\boldsymbol{w}_m=\boldsymbol{X}\boldsymbol{h}_m+\boldsymbol{w}_m \tag{2}$$

收稿日期： 2011-11-06；**修回日期：** 2011-12-07

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(ldxlovemylife@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.

其中：m、n 表示第 m 个接收天线和第 n 个发射天线；N 为发射天线的总数；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激响应；X_n 是一个循环矩阵，是通过周期移位发射天线的上的训练序列 $S_n(i)$ 得到的；w_m 是零均值、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

$$r_m = [r_m(1), r_m(2), \cdots, r_m(K)]^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

$$h_{nm} = [h_{nm}(0), h_{nm}(1), \cdots, h_{nm}(L-1)]^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

$$w_m = [w_m(1), w_m(2), \cdots, w_m(K)]^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

$$X_n = \mathrm{CT}(S_n) = \begin{pmatrix} S_n[1] & S_n[K] & S_n[K-1] & \cdots & S_n[K-L+2] \\ S_n[2] & S_n[1] & S_n[K] & \cdots & S_n[K-L+3] \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_n[K] & S_n[K-1] & S_n[K-2] & \cdots & S_n[K-L+1] \end{pmatrix} \tag{6}$$

其中，CT(·)是把一个行向量变成一个循环矩阵。

2 信道估计

2.1 信道估计方法

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

$$J = E\{(r_m - X\hat{h}_m)^{\mathrm{H}}(r_m - X\hat{h}_m)\} = E\{r_m^{\mathrm{H}} r_m - r_m^{\mathrm{H}} X\hat{h}_m - \hat{h}_m^{\mathrm{H}} X^{\mathrm{H}} r_m + \hat{h}_m^{\mathrm{H}} X^{\mathrm{H}} X\hat{h}_m\} \tag{7}$$

求 J 关于 $\hat{h}_m$ 的导数，并令结果为零，则有

$$\frac{\mathrm{d}J}{\mathrm{d}\hat{h}_m} = 2E\{X^{\mathrm{H}}X\}\hat{h}_m - 2E\{X^{\mathrm{H}} r_m\} = 0 \tag{8}$$

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

$$\hat{h}_m = R^{-1}P \tag{9}$$

其中，R 可以表示成

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \cdots & R_{1N} \\ R_{21} & R_{22} & \cdots & R_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{N1} & R_{N2} & \cdots & R_{NN} \end{bmatrix} \tag{10}$$

式中：

$$R_{ij} = \begin{bmatrix} KR_{S_iS_j}(0) & KR_{S_iS_j}(-1) & \cdots & KR_{S_iS_j}(-L+1) \\ KR_{S_iS_j}(1) & KR_{S_iS_j}(0) & \cdots & KR_{S_iS_j}(-L+2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ KR_{S_iS_j}(L-1) & KR_{S_iS_j}(L-2) & \cdots & KR_{S_iS_j}(0) \end{bmatrix} \tag{11}$$

$R_{S_iS_j}(\tau), \tau = 0, \pm 1, \cdots, \pm(L-1)$ 为发射信号 S_i 和 S_j 的互相关函数。可见 R 矩阵的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 P 可以表示为

$$P = [P_1^{\mathrm{T}} \quad P_2^{\mathrm{T}} \quad \cdots \quad P_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \tag{12}$$

式中：

$$P_n = [KR_{S_nr_m}(0) \quad KR_{S_nr_m}(1) \quad \cdots \quad KR_{S_nr_m}(L-1)]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

$R_{S_nr_m}(\tau), \tau = 0, 1, \cdots, (L-1)$ 为发射信号 S_n 和接收信号 r_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得到的。

接收信号 r_m 与各个 S_n^i 的在零时刻互相关表达式为

$$\begin{aligned} R(i) &= \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} r_m(k) S_n^i(k)^* = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\Big[\sum_{j=0}^{L-1} h_{nm}(j) S_n^j(k) + w_m(k)\Big] \times \\ &S_n^i(k)^* = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K}\sum_{j=0}^{L-1} h_{nm}(j) S_n^j(k) S_n^i(k)^* + \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K-1} w_m(k) S_n^i(k)^* = \\ &\sum_{j=0}^{L-1} h_{nm}(j)\Big[\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} S_n^j(k) S_n^i(k)^*\Big] + \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} w_m(k) S_n^i(k)^* = \\ &\sum_{j=0}^{L-1} h_{nm}(j) C_P^{S_i^h S_j^h} + \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} w_m(k) S_n^i(k)^* \end{aligned} \tag{14}$$

其中：$C_P^{S_i^h S_j^h}$ 表示 S_n^j 和 S_n^i 的互相关函数；上式的第二项是噪声和训练序列的互相关函数，其值较小，在估计算法中可以忽略不计，那么式(14)写成矩阵形式为

$$R = C_P h_{nm} \tag{15}$$

其中：$R = [R(0), R(1), \cdots, R(L-1)]^{\mathrm{T}}$ 可以根据式(14)计算出来，而 $C_P = [C_P^{S_i^h S_j^h}], i, j = 0, 1, \cdots, L-1$，是一个 L 阶方阵。

2.2 最佳时域训练序列的设计

根据文献[10]，定义一组长度为 K 的序列：

$$S(i) = \exp\left(j\frac{\pi(i-1)^2 J}{K}\right) \quad i = 1, 2, \cdots, K \tag{16}$$

其中：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：

a) 首先根据式(16)构造一组序列 S，其长度 $K \geqslant LN$；

b) 将 S 分成 K/L 段，每段长度为 L；

c) 将序列 S 作为第 1 个发射天线的数据；

d) 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；

e) 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；

f) 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：

a) 当自相关函数取零点时

$$R(0) = \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K} S(i) S^*(i) = \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K} e^{j\frac{\pi(i-1)2J}{K} - j\frac{\pi(i-1)2J}{K}} = 1 \tag{17}$$

b) 当取其他点时

$$\begin{aligned} R(m) &= \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K-m} S(i+m) S^*(i) + \frac{1}{K}\sum_{i=K-m+1}^{K} S(i+m-K) S^*(i) = \\ &\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K-m} e^{\frac{j\pi J}{K}[(i+m-1)2-(i-1)2]} + \frac{1}{K}\sum_{i=K-m+1}^{K} e^{\frac{j\pi J}{K}[(i+m-K-1)2-(i-1)2]} \\ &m = 1, 2, \cdots, K-1 \end{aligned} \tag{18}$$

其中，$e^{\frac{j\pi J}{K}(i+m-K-1)2} = e^{\frac{j\pi J}{K}(i+m-1)2} e^{-2\frac{j\pi J}{K}(i+m-1)K} e^{\frac{j\pi J}{K}K2} = e^{\frac{j\pi J}{K}(i+m-1)2}$，$K$ 为偶数。

那么可得

$$\begin{aligned} R(m) &= \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K} e^{\frac{j\pi J}{K}[(i+m-1)2-(i-1)2]} = \\ &\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K} e^{\frac{j\pi J}{K}[2m(i-1)+m2]} = \frac{1}{K} e^{\frac{j\pi J}{K}m2}\sum_{i=1}^{K} e^{2j\pi Jm\frac{(i-1)}{K}} = 0 \end{aligned}$$

根据以上构造的训练序列特性可知，C_p 的对角线元素都是 1，其他元素均为 0，那么可得信道的估计值为

$$\hat{h}_{nm} = R \tag{19}$$

由以上推导过程可以看出，算法没有求逆运算，计算简便，并且本算法由于发送序列在时间上是正交的，等效于单入单出系统，没有其他天线的干扰，估计精度高。

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，信道时域响应估计的平均误差和均方误差分别表示为

$$M_h = E\{\hat{h}_{qm}(i) - h_{qm}(i)\} = E\{R_{S_q w_m}(i)\} = E\{\frac{1}{K}\sum_{l=1}^{K} S_q(l) w_m^*(l-i)\} = 0 \tag{20}$$

$$\begin{aligned}\mathrm{MSE}_h &= E\{|\hat{h}_{qm}(i) - h_{qm}(i)|^2\} = E\{|R_{S_q w_m}(i)|^2\} = \\ &E\{(R_{S_q w_m}(i))^*(R_{S_q w_m}(i))\} = \\ &E\{(\frac{1}{K}\sum_{l=1}^{K} S_q(l) w_m(l-i)^*)^*(\frac{1}{K}\sum_{\lambda=1}^{K} S_q(\lambda) w_m(\lambda-i)^*)\} = \\ &\frac{1}{K^2}\sum_{l=1}^{K}\sum_{\lambda=1}^{K} S_q^*(l) S_q(\lambda) E\{w_m^*((\lambda-i) w_m(l-i)\} = \\ &\frac{1}{K^2}\sum_{l=1}^{K}\sum_{\lambda=1}^{K} S_q^*(l) S_i(\lambda)\sigma^2\delta(\lambda-l) = \frac{\sigma^2}{K^2}\sum_{l=1}^{K} S_q^*(l) S_q(l) = \frac{\sigma^2}{K}\end{aligned} \tag{21}$$

由式(20)和(21)可以看出,该算法在时域是无偏估计,并且其均方误差与基于最佳序列的 LS 时域方法相同,其性能由噪声功率和训练序列的长度共同决定。

3　算法仿真

对两发两收的 MIMO-OFDM 系统进行仿真,载波频率为 3.5 GHz,系统带宽为 20 MHz,多普勒频移为 50 Hz,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,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 2 和 3 为本文所提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 与 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,同时该算法不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。

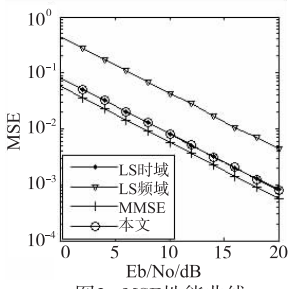

图2　MSE性能曲线

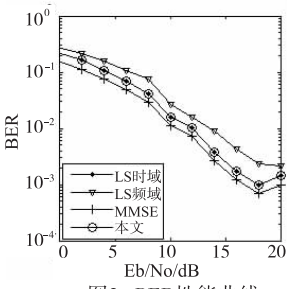

图3　BER性能曲线

4　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] 陈发堂,侯彦庄. 基于 MIMO-OFDM 系统的一种低复杂度球型译码检测算法[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(9): 3436-3438.

[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] 陈鹤,李兆训,李峰. MIMO-OFDM 系统中一种改进的最大似然信道估计算法[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(4): 1483-1485.

[6] WON G J, KYUNG H P, YONG S C. 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 Comunication. 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, 2003, 2(5): 876-882.

[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, SESHADRI N, ARIYAVISTAKUL S. Channel estimation for OFDM system with transmitter diversity in mobile wireless channel[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 17(3): 461-471.

[10] CHU D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.