

## 一种低复杂度的 MIMO-OFDM 信道估计新方法

许国平 张欣 杨大成

(北京邮电大学无线理论与技术实验室 北京 100876)

**摘要:** 该文基于  $m$  序列设计了一种适合多天线收发-正交频分复用(MIMO-OFDM)系统的时域信道估计新方法。在时域 OFDM 符号之间插入附加循环前缀(CP)的  $m$  序列作为训练序列, 在接收端将去掉循环前缀的接收序列与指定的循环移位  $m$  序列作相关运算, 然后利用  $m$  序列的二值自相关特性获得信道的冲激响应估计, 从而得到信道的频率响应估计。理论分析和仿真结果都表明: 在频率选择性信道中, 新方法在系统开销小、计算复杂度低的情况下可以取得比传统算法更好的性能。

**关键词:** 多天线收发-正交频分复用(MIMO-OFDM); 信道估计;  $m$  序列

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0797-04

## New MIMO-OFDM Channel Estimation Algorithm with Low Complexity

Xu Guo-ping Zhang Xin Yang Da-cheng

(Wireless Theories and Technologies (WT&T), Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** Based on the  $m$ -sequence, a time-domain channel estimation algorithm for Multi-Input Multi-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) is designed. The  $m$ -sequence with Cyclic Prefix (CP) is inserted between OFDM symbols in time domain as training sequence. The cross-correlation is calculated between the received sequence with CP removed and the appointed circular shifted  $m$ -sequence, which takes reliability of the estimation of channel impulse response on account of the two-valued auto-correlation property of the  $m$ -sequence, thereby the channel frequency response can be advisably decided. The results of both theoretical analysis and simulation show that the proposed algorithm possesses an impressive performance with less system overhead and lower computation burden than conventional algorithms.

**Key words:** Multi-Input Multi-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM); Channel estimation;  $m$ -sequence

### 1 引言

在充分散射信道条件下, 多天线收发(MIMO)系统可以获得比单天线收发(Single Input Single Output, SISO)系统更大的信道容量。正交频分复用(OFDM)技术将高速数据流转换为低速并行传输的数据流, 并使子信道的频带交叠, 具有较强的抗多径干扰能力和较高的带宽利用率<sup>[1]</sup>。

在基于 MIMO-OFDM 的新一代无线通信系统中, 由于传输速率较高, 需要使用相干检测(coherent detection)技术获得较高的性能, 因此信道估计成为 MIMO-OFDM 相关研究的一个重要方向。很多文献对于 MIMO-OFDM 系统的信道估计进行了研究。文献[2]提出了一种基于天线预编码的盲信道估计方法, 通过对不同的天线的子载波信号选择不同波形的同周期的预编码序列, 有效分离来自不同天线的信号, 然后利用传统的盲信道估计算法实现对不同天线信道的估计。然而盲估计算法的收敛速度慢, 计算复杂度高, 在实际

应用中难以发挥作用。文献[3]论述了基于 LS 的 MIMO-OFDM 信道估计算法, 虽然经过训练序列的优化设计和算法改进, 可以降低算法的复杂度, 但是估计的精度仍然不够高。文献[4]提出了一种基于训练序列的 MIMO-OFDM 时域最大似然信道估计算法(TMLE), 其估计精度较好, 但是计算复杂度较高。使用非盲估计通常可以获得较好的估计效果, 这样还可以更好地跟踪无线信道的变化, 提高接收机性能, 本文主要讨论非盲估计。传统的信道估计方法多采用插值方式, 并且要在导频符号点进行大量的矩阵运算, 所以复杂度较高, 受噪声的影响较大。

鉴于以上情况本文提出一种基于  $m$  序列的信道估计新算法, 巧妙利用  $m$  序列的自相关特性降低了信道估计的复杂度; 并且还能够根据系统传输速率的需要灵活调整训练序列的开销, 以取得估计精度和开销的折中。

本文的内容安排如下: 先介绍 MIMO-OFDM 时域信道估计系统模型和多径信道模型, 然后推导出新的时域信道估

计算法, 进而给出仿真结果和一些重要的分析, 最后是全文的总结和展望。

### 2 时域信道估计的 MIMO-OFDM 系统模型

图 1 为基于时域信道估计的 MIMO-OFDM 系统(以 2 发 2 收系统为例), 不同于一般 MIMO-OFDM 系统的是时域训练序列前也同样加上循环前缀。在接收端利用去除 CP 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。

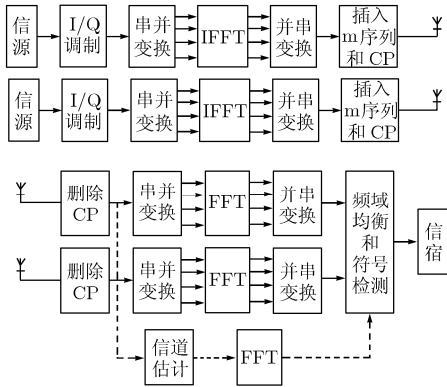


图 1 基于时域信道估计的 MIMO-OFDM 系统框图

### 3 信道估计

#### 3.1 时域训练序列插入方式

本时域信道估计算法将采用 m 序列作为训练序列, 为了保证训练序列在时间上的正交性, 以 2 发 2 收系统为例, 两根天线上的训练序列将先后发送(图 2)。训练序列后面发送 OFDM 符号, 符号的数目将与信道的时间选择性有关。由于两根天线发送的训练序列在时间上是正交的, 所以后面对于信道估计算法的推导将基于单发单收的系统。

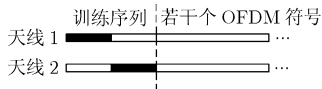


图 2 2 发 2 收系统时域训练序列的插入方式

#### 3.2 离散多径衰落信道模型

如图 3 所示离散多径信道可以用一个抽头延迟线模型来表征。假定各条路径信道系数在一个 OFDM 符号时间内保持不变, 信道长度  $L$  未知, 对 OFDM 符号和训练序列所取的 CP 长度为  $L_c$  ( $L_c > L$ )。信道的离散冲激响应可以表示为一个长度是  $L_c$  的列向量  $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{L_c-1}]^T$ ,  $\mathbf{h}$  满足条件:  $\{h_i = 0 \mid L \leq i \leq L_c - 1\}$ 。假设时域的发送数据长度是  $L_s$ , 在时域的训练序列传送阶段,  $L_s$  代表了 m 序列的长度。加上 CP 后, 假设发送序列是  $\mathbf{x}$ , 接收序列是  $\mathbf{r}$ , 其中  $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(L_s + L_c - 1)]^T$ ,  $\mathbf{r} = [r(0), r(1), \dots, r(L_s + L_c - 1)]^T$ , 那么由抽头延迟线模型可以得到

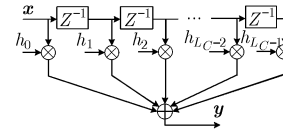


图 3 离散多径信道的抽头延迟线模型

$$r(k) = \sum_{i=0}^{L_c-1} h_i x(k-i) + n(k), \quad k=0,1,\dots,L_s + L_c - 1 \quad (1)$$

将式(1)写成矩阵的形式如下:

$$\mathbf{r} = \hat{\mathbf{x}}\mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中  $\hat{\mathbf{x}}$  是由发送信号  $\mathbf{x}$  排列而成的  $(L_s + L_c) \times L_c$  的矩阵, 如式(3)所示:

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} x(0) & x(-1) & x(-2) & \dots & x(-L_c + 1) \\ x(1) & x(0) & x(-1) & \dots & x(-L_c + 2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(L_c - 1) & \dots & \dots & x(1) & x(0) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(L_s + L_c - 1) & \dots & \dots & \dots & x(L_s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

为了便于后面的信道估计算法的推导, 取  $\hat{\mathbf{x}}$  的第  $j$  ( $j = 0, 1, \dots, L_c - 1$ ) 列写成列向量的形式如下:

$$\mathbf{x}_j = [x(-j), \dots, x(-1), x(0), x(1), \dots, x(L_s + L_c - j - 1)]^T \quad (4)$$

其中  $x(-j)$ , ( $j = 1, 2, \dots, L_c - 1$ ) 代表训练序列前面的各个天线多径延时到达的叠加信号。那么  $\hat{\mathbf{x}}$  可以重新表示成  $\hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{L_c-1}]$ , 于是式(2)可以表示成

$$\mathbf{r} = \hat{\mathbf{x}}\mathbf{h} + \mathbf{n} = \sum_{j=0}^{L_c-1} h_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{n} = [n(0), n(1), \dots, n(L_s + L_c - 1)]^T$ , 表示信道中的加性高斯白噪声, 服从相同独立的均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$  的复高斯分布。

#### 3.3 信道估计算法

m-序列又称作最大长度移位寄存器序列, 是自相关特性最好的二进制序列<sup>[5]</sup>。如果 m 序列的长度为  $L_p$ , 它在一个周期内的归一化自相关函数满足

$$C_p(i) = \begin{cases} 1, & i = 0 \\ -1/L_p, & 1 \leq i \leq L_p - 1 \end{cases} \quad (6)$$

其中  $i$  代表循环移位的位数。

每隔一定数量的 OFDM 符号, 就插入一个 m 序列作为时域信道估计的训练信号, 这个训练序列也要与 OFDM 符号一样, 将最后的  $L_c$  (CP 的长度) 个比特作为循环前缀放在前面。也就是说, 假设 m 序列为  $\mathbf{s} = [\text{PN}(0), \text{PN}(1), \dots, \text{PN}(L_p - 1)]$ , 其中  $\text{PN}(i)$  ( $i=0, 1, \dots, L_p - 1$ ) 为 m 序列的双极性比特位。那么加入循环前缀的训练序列为  $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(L_p + L_c - 1)] = [\text{PN}(L_p - L_c), \dots, \text{PN}(L_p - 1), \text{PN}(0), \dots, \text{PN}(L_p - 1)]$ 。加入的循环前缀一方面可以吸收延迟到达的前面数据的多

径分量,同时对于简化信道估计的计算起着至关重要的作用。

参照式(5),对应于训练序列,接收信号为

$$\tilde{\mathbf{r}}_{\text{PN}} = \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n} \quad (7)$$

其中  $h_j (j = 0, 1, 2, \dots, L_C - 1)$  是信道的冲激响应,  $\mathbf{n} = [n(0), n(1), \dots, n(L_P + L_C - 1)]^T$  是加性高斯白噪声,  $\tilde{\mathbf{r}}_{\text{PN}} = [\tilde{r}(0), \tilde{r}(1), \dots, \tilde{r}(L_P + L_C - 1)]^T$  为训练序列的接收向量,  $\mathbf{x}_j$  对应于式(4)给出的定义,可以表示成  $\mathbf{x}_j = [x(-j), \dots, x(-1), x(0), x(1), \dots, x(L_P + L_C - j - 1)]^T$ 。

接收端对训练序列的接收数据要先去掉循环前缀部分。对照式(7),去掉对应于循环前缀部分的矩阵的行,写出删除循环前缀后的接收向量的等效表达式为

$$\mathbf{r}_{\text{PN}} = \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j \mathbf{s}^j + \mathbf{n}' \quad (8)$$

$\mathbf{r}_{\text{PN}} = [r_{\text{PN}}(0), r_{\text{PN}}(1), \dots, r_{\text{PN}}(L_P - 1)]^T$  为  $\tilde{\mathbf{r}}_{\text{PN}}$  的后  $L_P$  个元素,  $\mathbf{n}' = [n'(0), n'(1), \dots, n'(L_P - 1)]^T$  为  $\mathbf{n}$  的后  $L_P$  个元素,可以看出:  $\mathbf{s}^j$  是  $\mathbf{m}$  序列  $\mathbf{s}$  循环右移  $j$  位后的  $\mathbf{m}$  序列。由式(8)  $\mathbf{r}_{\text{PN}}$  各个元素的计算公式为

$$r_{\text{PN}}(k) = \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j \mathbf{s}^j(k) + n'(k) \quad (9)$$

其中  $\mathbf{s}^j(k)$  是  $\mathbf{m}$  序列  $\mathbf{s}$  循环右移  $j$  位后得到的  $\mathbf{m}$  序列的第  $k$  位。

$\mathbf{r}_{\text{PN}}$  与各个  $\mathbf{s}^i$  的互相关表达式为

$$\begin{aligned} C(i) &= (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} r_{\text{PN}}(k) \mathbf{s}^i(k) \\ &= (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} \left[ \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j \mathbf{s}^j(k) + n'(k) \right] \mathbf{s}^i(k) \\ &= (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j \mathbf{s}^j(k) \mathbf{s}^i(k) + (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} n'(k) \mathbf{s}^i(k) \\ &= \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j \left[ (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} \mathbf{s}^j(k) \mathbf{s}^i(k) \right] + (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} n'(k) \mathbf{s}^i(k) \\ &= \sum_{j=0}^{L_C-1} h_j C_P^{s^j s^i} + (1/L_P) \sum_{k=0}^{L_P-1} n'(k) \mathbf{s}^i(k) \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中  $C_P^{s^j s^i}$  是循环右移位  $\mathbf{m}$  序列  $\mathbf{s}^j$  和  $\mathbf{s}^i$  的归一化互相关,其取值对应式(6),而式(10)中的第2项是高斯白噪声序列  $\mathbf{n}'$  与  $\mathbf{m}$  序列的归一化互相关,噪声的幅度被压缩成原来的  $1/L_P$ ,在后面的计算中,这一部分就不再考虑。于是可以将式(10)写成矩阵的形式如下:

$$\mathbf{C} \approx \mathbf{C}_P \mathbf{h} \quad (11)$$

其中  $\mathbf{C} = [C(0), C(1), \dots, C(L_C - 1)]^T$  是由式(10)计算得到的各个互相关值排列得到的列向量。而  $\mathbf{C}_P = [C_P^{s^j s^i}]$ ,  $j, i = 0, 1, \dots, L_C - 1$  是一个  $L_C$  阶的方阵,容易得到,  $\mathbf{C}_P$  对角线上的元素都是1,而非对角线元素都是  $-1/L_P$ 。因此当使用不同的  $\mathbf{m}$  序列进行时域的信道估计时,  $\mathbf{C}_P$  这个方阵就是已知并且固定不变的,可以直接存储于接收机中,这就降低了检测

的复杂度。最后得到一对收发天线之间的信道冲激响应估计值为

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{C}_P^{-1} \mathbf{C} \quad (12)$$

综上所述,现将该 OFDM 信道估计和信号的频域均衡的详细过程总结如下:

(1)接收端接收到训练序列的数据后利用式(10)得到接收数据与各个移位  $\mathbf{m}$  序列的互相关矩阵  $\mathbf{C}$ 。

(2)利用式(12)计算当前时刻的信道响应的估计  $\hat{\mathbf{h}}$ ,得到对应于 OFDM 各个子载波上的频率响应的估计  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{head}}$ 。

(3)在间隔若干个 OFDM 数据符号后,再次接收到对应于训练序列的数据,利用与步骤(1), (2)相同的方法计算得到当前的对应于 OFDM 各个子载波上的频率响应的估计  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{tail}}$ 。

(4)对于两个训练序列之间的 OFDM 各个子载波上的频率响应,使用线性插值方法得到,表示如下  $\hat{\mathbf{H}}_j = \hat{\mathbf{H}}_{\text{head}} + j \times (\hat{\mathbf{H}}_{\text{tail}} - \hat{\mathbf{H}}_{\text{head}}) / (\text{Num} + 1)$ ,  $j = 1, 2, \dots, \text{Num}$ , 其中 Num 是两个训练序列之间相隔了多少个 OFDM 数据符号。

(5)依次得到各对收发天线之间的信道冲激响应估计值之后,在频域中进行均衡与符号检测。

(6)新的估计与均衡的循环过程开始。

## 4 仿真分析

### 4.1 仿真系统介绍

为了验证本文提出的算法的有效性,建立的仿真平台如下:2发2收未编码系统的射频载波频率是2GHz,信号调制方式采用16QAM,空时发送采用V-BALST,每对收发天线间信道均采用TU仿真模型<sup>[6]</sup>建模,并且假设发送端和接收端天线阵列均不相关,在车速为30km/h的情况下进行仿真。OFDM的子载波数量是512,子载波间隔为15kHz,循环前缀的长度  $L_C = 60$ ,每隔10个OFDM符号插入一个训练序列。接收端采用MIMO系统的MMSE+干扰删除检测算法<sup>[7]</sup>来恢复发送数据。对于所提出的信道估计算法,为了比对不同长度的训练序列对信道估计精确度的影响,分别采用  $L_P = 63, 127, 255$  3种长度的  $\mathbf{m}$  序列<sup>[5]</sup>,并且将不同长度的  $\mathbf{m}$  序列估计性能与文献[4]中的FLSE算法和TMLE算法进行了比较。

### 4.2 仿真结果和分析

为了比较信道估计的精确度,这里定义一对收发天线之间的信道估计的均方误差函数为

$$\text{MSE} = (1/N) \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ [H(k) - \hat{H}(k)]^* [H(k) - \hat{H}(k)] \right\} \quad (13)$$

[ ]\*表示取共扼,  $N$  表示 OFDM 子载波的数目,然后将各对收发天线间的均方误差求均值即可。

图4是信道估计算法MSE性能的比较。与FLSE性能作对比可以看出,本算法在系统开销较小的情况下比FLSE的性能有较大提高,并且随着  $\mathbf{m}$  序列长度的增加,信道估计

的均方误差是下降的,这是由于噪声的影响被压缩成原来的 $1/L_p$ 。当 $m$ 序列的长度增大到255时,本算法的MSE性能曲线已经基本上与TMLE重合,但是计算复杂度要比TMLE小得多。图5是各个算法的BER性能曲线,可以看到本算法的BER性能远远好于FLSE算法, $m$ 序列长度越长,算法性能越好;长度为255的 $m$ 序列的性能与TMLE的性能基本相同,已经逼近了理想信道估计的情况。

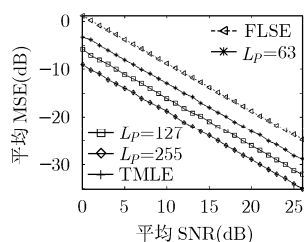


图4 车速30km/h时的  
均方误差曲线

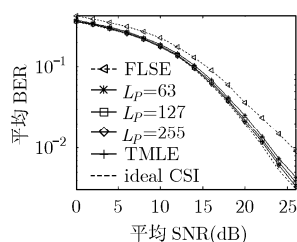


图5 车速30km/h时的  
平均误码率曲线

从计算量分析,本算法中对于每一对收发天线来说,式(10)需要 $L_C \times L_p$ 次乘法运算,式(12)需要 $L_C^2$ 次乘法运算,可以得到每一对收发天线间总共需要 $L_C \times (L_C + L_p)$ 次乘法运算,这比大多数算法<sup>[2-4,8]</sup>计算量要低很多。随着 $m$ 序列长度的增加,信道估计的计算量会有所增加,从计算复杂度和信道估计的精确度折中考虑,取 $m$ 序列长度为127比较合适。

## 5 结束语

本文提出了一种基于 $m$ 序列的MIMO-OFDM信道估计新算法。由于利用了 $m$ 序列优良的自相关特性,在作为训练序列的 $m$ 序列长度为255时,系统的误码率性能已经接近理想信道估计的情况。信道估计算法的复杂度较低,系统开销少,而且还可以根据传输速率的需要灵活调整,所以本算法适合于未来高速数据传输系统的需要。将来的改进工作可以将样条插值或者基于小波函数的插值算法代替线性插值部分,性能上会有所改善,但是这也会带来一定程度的计算复杂度的增加。

## 参考文献

- [1] Sampath H, Talwar S, and 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] Helmut B, Robert W, and Heath J R, *et al.* Blind channel identification and equalization in OFDM-based multiantenna systems [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(1): 96-109.
- [3] Li Y. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2002, 1: 67-75.
- [4] Suh Changho, Hwang Chan-Soo, and Choi Hokyu. Comparative study of time-domain and frequency-domain channel estimation in MIMO-OFDM systems. 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Beijing, 2003, 2: 1095-1099.
- [5] 周炯槃, 庞沁华, 续大我等. 通信原理. 北京: 北京邮电大学出版社, 2002: 172-177.  
Zhou Jiong-pan, Pang Qin-hua, and Xu Da-wo, *et al.* Communication Principles. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2002: 172-177.
- [6] 3GPP Technical Report 25.943, V 6.00 - 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Deployment Aspects. 2004.
- [7] Branka Vucetic and Yuan Jinhong. Space-time Coding. Beijing: China Machine Press, 2004: 170-173.
- [8] Barhumi I, Leus G, and Moonen M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(6): 1615-1624.

许国平: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为移动通信中的自适应与盲算法。

张欣: 男, 1975年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为移动通信系统的理论和实现。

杨大成: 男, 1951年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信系统的理论和实现。