

# 基于可调制正交多相序列的 MIMO OFDM 时域信道估计

陆震<sup>1</sup>, 王勇<sup>2</sup>, 葛建华<sup>2</sup>

(1. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240;

2. 西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 提出了一种基于时域训练序列的 MIMO OFDM 信道估计算法. 该训练序列采用可调制正交多相序列, 其自相关性完全理想, 不同序列之间的互相关函数的绝对值是一个常数并且满足数学低门限; 信道估计器采用接收训练序列和本地训练序列的时域相关, 利用可调制正交多相序列的正交性分离多信道, 利用训练序列理想的自相关性得到精确的信道信息. 与现有多天线路信道估计相比, 本算法具有实现简单和可跟踪时变信道的优点, 计算机仿真结果表明即使在低信噪比情况下也能获得良好的误码率性能.

**关键词:** 多输入多输出(MIMO); 正交频分复用(OFDM); 信道估计; 可调制正交多相序列

**中图分类号:** TN913 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2007)03-0500-05

## Channel estimation for the wireless MIMO OFDM system based on modulatable orthogonal polyphase sequences

LU Zhen<sup>1</sup>, WANG Yong<sup>2</sup>, GE Jian-hua<sup>2</sup>

(1. School of Electronic, Information and Electrical Eng., Shanghai Jiaotong Univ., Shanghai 200240, China; 2. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Channel estimation based on training sequences in the time domain for wireless MIMO OFDM is proposed. The training sequences are modulatable orthogonal polyphase sequences. The time domain periodic autocorrelation of the sequence emanated from all the transmit antennas is completely ideal. The absolute value of the cross-correlation function between any two modulatable sequences is constant and satisfies the mathematical lower bound. The multi-channel estimator relies on correlation between the received training sequences and the locally generated training sequences. The advantages of the proposed method, over existing alternatives, are low complexity and the ability to track the time-varying channel. Simulation results show satisfactory performance even at a low SNR.

**Key Words:** orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); multiple-input multiple-output (MIMO); channel estimation; modulatable orthogonal polyphase sequences

由于 MIMO OFDM 技术不仅可以极大地提高系统容量或者系统性能<sup>[1]</sup>, 而且可以对抗多径信道, 因此这一技术将在未来的无线通信系统中发挥重要作用. 但是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. 传统的多输入多输出信道估计在频域插入多个 OFDM 符号作为训练符号<sup>[2]</sup>, 在接收数据符号之前得到对信道的估计. 当信道变化较大时, 重新发送训练符号并且重新估计信道. 但是这些方法有两个缺点: 首先信道估计信息每隔一段时间更新一次, 在此期间使用以前的信道信息, 这将增加系统误码率; 其次需要计算一个矩阵的逆, 其阶数等于信道多径数, 实现复杂度非常高. 为了克服上述两个缺点, 笔者提出了一种基于时域相关的多输入多输出信道估计器. 该估计器使用的可调制正交多相序列<sup>[3]</sup>作为 OFDM 符号的一部分在时域插入, 它不仅具有理想的自相关性, 同时其互相关性也比较理想.

收稿日期: 2006-10-27

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60332030; 60496316)资助

作者简介: 陆震(1978-), 男, 上海交通大学博士研究生.

# 1 系统传输模型

考虑一个具有  $P$  个发射天线,  $Q$  个接收天线和  $N$  个载波的 MIMO OFDM 系统, 其基带系统模型如图 1 所示.

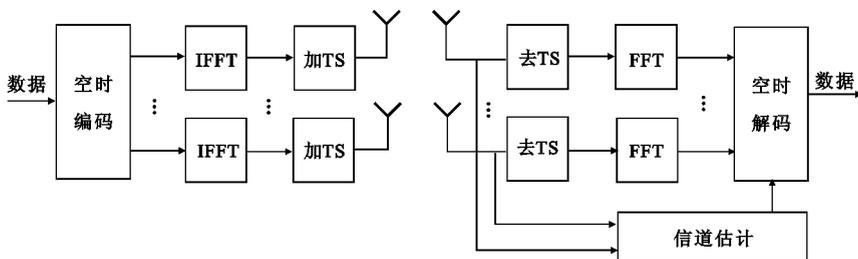


图 1 MIMO OFDM 系统基带模型

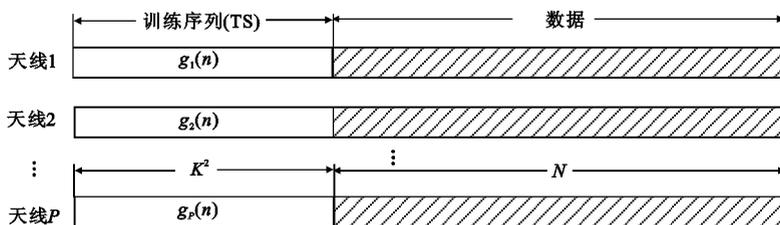


图 2 MIMO OFDM 符号结构

在发射端数据首先经过空时编码, 然后由反傅里叶变换完成 OFDM 调制, 再加入训练序列(TS)最终形成 OFDM 符号. 整个 OFDM 符号由帧头和帧体两部分组成, 具体见图 2. 帧头由训练序列(TS)组成, 帧体由发射数据组成. 训练序列使用了可调制正交多相序列, 并且不同发射天线使用不同的序列, 天线  $p$  的发射信号可以表示为

$$x_p(n) = \begin{cases} g_p(n) & , & 0 \leq n < K^2 & , \\ \sum_{k=0}^{N-1} X_p(k) \exp(j2\pi kn/N) & , & K^2 \leq n < N + K^2 & , \end{cases} \quad (1)$$

式中  $K^2$  为训练序列长度. 在接收端, 系统首先完成时间和频率同步, 然后去掉训练序列, 使用傅里叶变换对接收信号进行解调, 最后进行信道均衡并译码. 接收天线  $q$  的接收信号可以表示为

$$y_q(n) = \sum_{p=1}^P x_p(n) * h_{pq}(n) + \omega_q(n) \quad , \quad (2)$$

上式中  $*$  表示卷积运算,  $\omega_q(n)$  表示接收天线  $q$  上的高斯白噪声, 其功率为  $\sigma_w^2$ .  $h_{pq}(n)$  表示发射天线  $p$  和接收天线  $q$  之间的信道冲击响应, 可以表示为

$$h_{pq}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{pq}(l) \delta(n-l) \quad , \quad (3)$$

式中  $L$  为多径的数量, 它们相互独立并且都服从广义平稳复高斯分布.

# 2 信道估计算法

## 2.1 可调制正交多相序列

目前对于单天线 OFDM 系统已经提出了许多时域训练序列, 如文献[4]的 m-序列, 并且被应用于实际系统(如中国地面数字电视)[5]. 但是这些序列不能被应用于多天线 OFDM 系统, 因为能够用于多天线的时域训练序列必须满足以下条件:

(1) 各个天线发射的序列其自相关函数是一个冲击函数, 满足

$$\phi(k) = \sum_{n=0}^{N^2-1} g_p^H(n) \cdot g_p((n+k)_{N^2}) = \begin{cases} 1, & k=0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

(2) 不同天线发射的训练之间的互相关函数满足数学低门限, 即

$$\psi(k) = \sum_{n=0}^{N^2-1} g_p^H(n) \cdot g_{p'}((n+k)_{K^2}) \leq \frac{1}{K^2}, \quad \forall p \neq p' \quad (5)$$

其中 H 表示共轭. 在完全理想情况下应该满足  $\psi(k) = 0$ ;

(3) 该时域训练序列不仅可以用于信道估计, 同时可以被用于系统同步, 如文献[6].

文献[3]中 Suehiro 提出的可调制正交序列完全满足上述条件, 对于任意一个素数  $K$ , 具有  $K-1$  个周期为  $K^2$  的正交序列. 根据不同天线使用不同的训练序列这一原则, 发射天线  $p$  上的训练序列表示为

$$g_p(n) = (b_{i_1}/P^{1/2} \cdot \exp(j2\pi p i_0 i_1/K)) \quad (6)$$

上式中  $0 \leq i_0 \leq K-1, 0 \leq i_1 \leq K-1, n = i_0 \cdot K + i_1$ , 并  $K > P^2, b_{i_1}$  是幅度为 1 的复数因子, 它用于调制序列.

## 2.2 算法描述

假设系统已经得到了理想的符号定时, 并且载波频偏已经被校正. 同时假设信道在一个 OFDM 符号内保持不变, 即同一个 OFDM 符号的训练序列和数据通过相同的信道. 那么当发射信号是训练序列时, 根据式(2)接收天线  $q$  上的信号可以表示为

$$y_q(n) = \sum_{p=1}^P g_p(n) * h_{(p,q)}(n) + \omega_q(n) \quad (7)$$

可以看出 MIMO OFDM 系统信道估计的难点在于接收训练序列是所有发射训练序列的迭加, 并且这些训练序列都经过了独立的衰弱信道, 受到了噪声的干扰. 因此不同天线训练序列之间的互相关函数对多天线系统的信道估计至关重要. 本文中使用的可调制正交序列其互相关函数满足数学低门限, 将天线  $q$  上的接收训练序列和本地训练序列相关可以得到

$$r_{(p,q)}(n) = g_p^H(n) \otimes y_q(n) = g_p^H(n) \otimes \omega_q(n) + h_{(p,q)}(n) + \sum_{i=1, i \neq p}^P g_p^H(n) \otimes g_i(n) * h_{(i,q)}(n) \quad (8)$$

上式中  $\otimes$  表示相关运算, 式中的第三项表示其他发射天线上的训练序列对估计的干扰. 根据可调制正交序列的互相关性可以知道第三项的值非常小, 因此式(8)可以用于识别信道中幅度较大的径, 那么发射天线  $p$  和接收天线  $q$  之间信道可以被初步估计为

$$\bar{h}_{(p,q)}(n) = \begin{cases} r_{(p,q)}(n), & |r_{(p,q)}(n)| \geq \lambda \\ 0, & |r_{(p,q)}(n)| < \lambda \end{cases} \quad (9)$$

上式中  $\lambda$  表示所取径幅度的门限, 其取值可以使用下式确定

$$\lambda = \alpha \cdot \sum_{m=1}^M |p(m)|^2 / M \quad (10)$$

式中  $p(m)$  表示式(8)中绝对值大于 0.1 的相关值(这里信道模型中的多径幅度已经被归一化),  $M$  表示绝对值大于 0.1 的相关值数量,  $\alpha$  为所选门限低于信道中多径平均幅度的倍数, 其取值与信噪比有关, 一般取 -10 dB(即 0.1). 为了进一步简化算法, 也可以将门限  $\lambda$  取一个固定值, 在高信噪比情况下选择 0.05, 低信噪比下选择 0.1. 这样信道中的大部分径都可以被检测出来, 被忽略的小径对系统性能影响不大. 同时为了进一步精确估计信道, 来自其它发射天线的干扰可以被抵消, 如下式

$$\hat{h}_{(p,q)}(n) = r_{(p,q)}(n) - \sum_{i=1, i \neq p}^P g_p^H(n) \otimes g_i(n) * \bar{h}_{(i,q)}(n) \approx h_{(p,q)}(n) + g_p^H(n) \otimes \omega^q(n) \quad (11)$$

从上式可以发现发射天线  $p$  和接收天线  $q$  之间的信道估计只受到了噪声的影响. 根据式(10)任意发射天线和接收天线之间的信道都可以被估计.

## 2.3 性能分析

据式(10)信道时域响应估计的平均误差和均方误差可以分别表示为

$$\text{Mean}_h = E|\hat{h}_{pq}(n) - h_{pq}(n)| = E|g_p^H(n) \otimes \tau\omega^q(n)| = 0 \quad (12)$$

$$\text{MSE}_h = E|\hat{h}_{pq}(n) - h_{pq}(n)|^2 = E|g_p^H(n) \otimes \tau\omega^q(n)|^2 = \sigma_w^2 / (PK^2) \quad (13)$$

式(12)表明该估计是无偏的,式(13)表明该估计的均方估计误差只与发射天线数量和训练序列长度有关,并且满足文献[7]推导的信道估计均方误差的下限.由于 OFDM 系统通常使用频域均衡,因此时域信道响应需要通过一个长度为  $L$  的 FFT 转变为频域信道响应,则频域信道的均方估计误差  $\text{MSE}_H$  是时域信道估计误差的  $L$  倍,  $L$  为信道阶数.

$$\text{MSE}_H = L \times \text{MSE}_h = L\sigma_w^2 / (PK^2) \quad (14)$$

### 3 算法性能仿真

仿真使用的 MIMO OFDM 系统有两个发射天线和两个接收天线,整个带宽为 7.61 MHz,载波个数为 1705,载波间隔为 4464 Hz,采样率为 128/7 MHz,射频频率为 770 MHz.假设信号经过具有 6 条径的瑞利衰弱信道,信道在一个 OFDM 符号内保持不变,在 OFDM 符号与符号之间变化,并且各个信道不相关.

图 3 显示了本算法的频域信道均方估计误差性能,其训练序列(TS)长度分别为 289 和 529,并且将受到最大多普勒频移为  $f_d=50$  Hz 和  $f_d=100$  Hz 的信道估计性能与没有受到多普勒频移影响的信道估计相比较.由于本系统采用训练序列代替了 CP-OFDM 系统中的循环前缀,采用长为 289 和 529 的训练序列其传输效率分别对应使用 1/8 和 1/4 保护间隔的 CP-OFDM 系统传输效率,并且由于该系统的帧结构中不需要使用专门的 OFDM 符号作为训练符号,因此传输效率要高于传统的 CP-OFDM 系统.从图中可以发现当信噪比为 8 dB 时,即使使用长度为 289 的训练序列其信道估计均方误差也能达到 0.01,而使用文献[7]信道估计器均方误差只能达到 0.03.并且随着信噪比的增加本文的信道估计器性能相应提高,而[7]中的均方估计误差呈现一个性能底限,即使在高信噪比下均方误差也不能小于 0.01.同时该图还表明本方案受多普勒的影响非常小,可以跟踪时变信道,满足移动通信的需要.

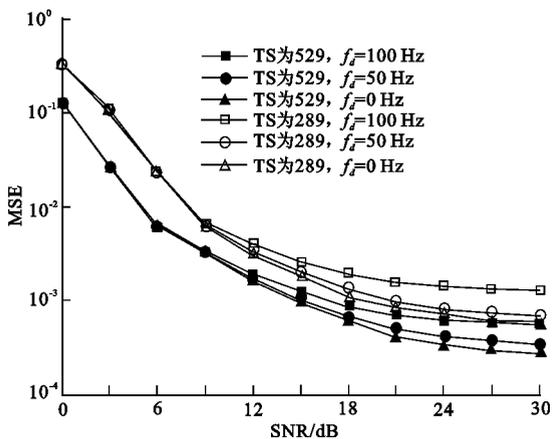


图 3 信道估计均方误差性能

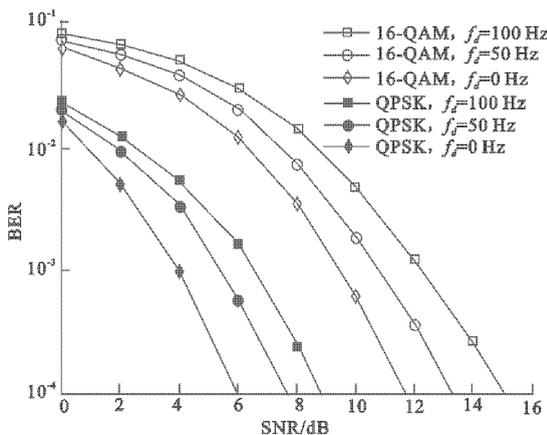


图 4 MIMO OFDM 系统误比特率性能

图 4 显示了本系统在不同调制方式和不同多普勒频移影响下的误码率性能.仿真使用的训练序列长为 529,并且在发射端使用了 1/2 码率卷积编码,接收端使用了维特比译码.为了使误码率达到  $2 \times 10^{-4}$  (等效于经 RS 编译码后误码率达到  $10^{-11}$ ),使用 16-QAM 调制需要比 QPSK 多付出 6dB 的代价,这与单天线 OFDM 相似.受到 50 Hz 和 100 Hz 多普勒频移影响的信号与经过准静态信道的信号相比分别需要多付出 1.5 dB 和 3 dB 的代价,这在移动通信中是可以容忍的.

### 4 结束语

为 MIMO OFDM 系统提出一种新的时域训练序列,并设计了相应的信道估计算法.与现有的多输入多

输出系统信道估计相比,本方案具有实现简单和可以跟踪时变信道的优点. 计算机仿真结果表明该算法即使在较低信噪比情况下也能得到令人满意的性能,同时还表明该方案受多普勒的影响不大,能够满足移动通信的需要.

#### 参考文献:

- [1] Bölcskei H, Gesbert D, Paulraj A J. On the Capacity of OFDM Based Spatial Multiplexing Systems [J]. IEEE Trans on Commun, 2002, 50(11): 225-234.
- [2] Mody A, Stuber G. Parameter Estimation for OFDM with Transmit Receives Diversity [C]//Proc IEEE Vehicular Technology Conf. Rhodes; IEEE Commun Society, 2001: 820-824.
- [3] Suehiro N, Hatori M. Modulatable Orthogonal Sequences and their Application to SSMA Systems [J]. IEEE Trans on Inf Th, 1988, 34(1): 93-100.
- [4] Schmidl T M, Cox D C. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM [J]. IEEE Trans on Commun, 1997, 45(5):1613-1621.
- [5] Zheng Ziwei, Yang Zhixing, Pan Changyong, et al. Synchronization and Channel Estimation for TDS-OFDM System [C]//Vehicular Technology Conference. Tokyo; IEEE Commun Society, 2003: 1229-1233.
- [6] Mody A N, Stuber G L. Synchronization for MIMO OFDM Systems [C]//Global Telecommunications Conference, GLOBECOM'01. New York; IEEE Commun Society, 2001: 509-513.
- [7] Li Y, Seshadri N, Ariyavisitakul S. Channel Estimation for OFDM System with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels [J]. IEEE Select Areas in Communications, 1999, 17(3): 461-471.

(编辑: 李维东)

(上接第 489 页)

### 3 结束语

综上所述,在分析了无结构 P2P 网络模型的基础上,考虑搜索过程中由于节点之间的网络通信时延所造成的差异,提出了一种新型的 P2P 网络模型——基于网络通信时延的组内分级对等网络模型. 通过对整个网络进行逻辑上的分组,然后在分组的基础之上再组内分级,进行资源搜索,有效地提高了网络的搜索效率以及覆盖率,并大大降低了由搜索引起的通信流量.

#### 参考文献:

- [1] Aberer K, Hauswirth M. Peer-to-peer Information Systems: Concepts and Models, State-of-the-art, and Future Systems [C]//18th International Conference on Data Engineering. New York; ACM Press, 2001: 326-327.
- [2] Fox G. Peer-to-peer Network[J]. Computing in Science and Engineering, 2001, 3(3): 75-77.
- [3] Rubenstein D, Kurose J, Towsley D. The Impact of Multicast Layering on Network Fairness[C]//Proceedings of ACM Sigcomm'99. Piscataway; IEEE Press, 1999: 80-88.
- [4] Singh M P. Peering at Peer-to-peer Computing[J]. IEEE Internet Computing, 2001, 5(1): 4-5.
- [5] Ripeanu M. Peer-to-peer Architecture Case Study: Gnutella Network[C]//Proceedings of International Conference on Peer-to-peer Computing. Chicago; University of Chicago, 2001: 135-140.
- [6] Jovanovic M A. Modeling Large-scale Peer-to-peer Networks and a Case Study of Gnutella[D]. Cincinnati: Department of Electrical and Computer Engineering, University of Cincinnati, 2001: 104-105.

(编辑: 郭 华)