

基于波达方向的 Steiner 多天线信道估计算法

卢照敢¹ 杨永强¹ 马小飞¹ 刘 龙²

(河南财经政法大学计算机与信息工程学院 郑州 450002)¹

(西安理工大学自动化与信息工程学院 西安 710048)²

摘 要 针对多天线 OFDM 系统中时域信道训练符号采用非正化的数字序列而导致其矩阵求逆运算计算复杂度高的问题,采用多用户 CDMA 系统上行链路的信道训练符号设计方法,提出了多天线 Steiner 信道估计方法。该方法通过时域途径设计的训练符号,使所有发射天线的训练符号矩阵成为一个循环矩阵,从而接收机可用离散傅立叶变换矩阵进行对角化,避免了信道估计矩阵求逆运算。同时,根据 Steiner 初始信道估计分离出每条路径的有用信息,再用每条路径的空间冲激响应来估计该路径信号的波达方向(Direction of Arrival, DOA),去除天线间接收信号的相干性,有效地利用空间信息提高 Steiner 信道估计的精度。实验结果表明,通过估计接收信号在每个接收天线上的波达方向角,基于波达方向的 Steiner 估计算法,在 QPSK 调制模式下获得了近 0.5dB 的性能提升,而在 16QAM 调制方式下可获得近 2dB 的信噪比增益。

关键词 多天线, OFDM, 信道估计, 波达方向

中图分类号 TN911.23 **文献标识码** A

Improved Steiner Multiple Antenna Channel Estimation Algorithm by Direction of Arrival

LU Zhao-gan¹ YANG Yong-qiang¹ MA Xiao-fei¹ LIU Long²

(School of Computer and Information Engineering, Henan University of Economics and Law, Zhengzhou 450002, China)¹

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)²

Abstract In the multiple antenna OFDM systems, the non-orthogonal training sequences are usually used as the channel training sequences, which would lead to the matrix inversion operation with great complexity during the channel estimation process. So, the training symbols in multi-user CDMA uplinks was used for time channel training symbols in the multiple antenna OFDM systems, and the multiple antenna spatial channels could be evaluated according to the classical Steiner channel estimation algorithm. In fact, the training symbol matrix in transmit antenna is one circular matrix, which could be diagonalized by discrete Fourier transformation at receiver antenna, and the matrix inversion operation could also be avoided. Furthermore, based on the initial estimation results of Steiner algorithm, one could obtain the direction of arrival (DoA) for incidence waves at different multiple receiver antenna. These DoA information is further used to improve the Steiner algorithm. Numerical results show that the improved Steiner algorithm with DoA could obtain 0.5dB SNR improvement with QPSK modulation and 2dB SNR improvement with 16QAM modulation, when compared to that of original Steiner method.

Keywords Multiple antenna, OFDM, Channel estimation, Direction of arrival

到目前为止,人们对多天线 OFDM 系统中的信道估计算法进行了大量的研究,提出了许多种不同的信道估计方案^[1-9],根据实现方案的不同可将其分为:盲信道估计^[1,2]、半盲信道估计^[3-6]及导频信道估计^[7-9]。在多天线 OFDM 系统中,盲信道估计和半盲信道估计均是基于多天线 OFDM 系统信号的循环相关性进行的,它们需要足够多的接收信号数据,在信道估计期间,要求信道具有相应的稳定性。因此,这两种实现方案可用于无线局域网的信道估计中,但无法适用于高

速移动、信道快速变化的移动多天线 OFDM 通信系统。

通过发送精心设计的训练符号,导频信道估计方法可较好地跟踪信道的变化,适应范围广。其一般有时域信道估计和频域信道估计两种实现方案,前者需要将时域信道的响应变换到频域中,才可用来进行相干检测,其中文献^[5,7,9]的信道估计为时域实现,而文献^[6,8]的信道估计为频域实现。为了完全估计信道响应的参数,人们大多采用与信道响应长度一致的训练符号,且保证各天线发送的信道训练符号互相

到稿日期:2012-07-18 返修日期:2012-11-24 本文受河南省科技厅基础与前沿技术研究计划项目(122300410380),河南省教育厅科学技术研究重点项目(12A510001),陕西省教育厅产业化培育项目(2012JC19),西安市技术转移促进工程重大项目(CX12166)资助。

卢照敢(1977—),男,讲师,主要研究方向为通信信号处理等, E-mail: luzhaogan@126.com; 杨永强(1974—),男,硕士,讲师,主要研究方向为计算机网络路由技术; 马小飞(1981—),男,硕士,助教,主要研究方向为无线传感器网络、物联网技术、信息安全等; 刘 龙(1975—),男,副教授,主要研究方向为信号处理与检测等。

简单的启发式搜索得到。

2 采用 DOA 改进的 Steiner 信道估计方法

实际上,多天线 OFDM 系统 Steiner 信道估计算法需对每个接收天线进行信道估计,其性能与多天线信道估计方法的性能等效,没有考虑到多天线间的信号相关性,无法利用其空间信息,估计效果还需进一步提高。考虑多天线信号的波达方向(Direction of Arrival, DOA)蕴含了其相应的空间信息^[14],可用于改善多天线的空间信道估计性能。由此,本文进一步采用 DOA 改善多天线 Steiner 信道估计的精度,其思路是将 Steiner 估计的结果作为信道脉冲响应的初始估计,经过分离后获得各个接收天线的空间相干信息,用每条路径的脉冲响应估计其相应的波达方向,避免多径信号的干扰,获得信道估计性能的提升。

2.1 互相关 DOA 的估计算法

对具有多天线接收机来说,其接收天线间的间距为 d ,如果以第一个接收天线为参考点,则第 k 个发射天线到所有接收天线的信道第 w 条路径的波达角方向矢量可进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_w^{(k)}) &= [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\theta_w^{(k)})}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(N_R-1)d\sin(\theta_w^{(k)})}]^T \\ &= [1, e^{-j\omega_w^{(k)}}, \dots, e^{-j(N_R-1)\omega_w^{(k)}}]^T \end{aligned} \quad (16)$$

式中, $\omega_w^{(k)} = (\frac{2\pi}{\lambda})d\sin(\theta_w^{(k)})$, λ 为系统载波波长。在参考点处的信道响应称为参考信道冲激响应 \mathbf{h}_r , 其定义为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_r &= [(\mathbf{h}_r^{(1)})^T, (\mathbf{h}_r^{(2)})^T, \dots, (\mathbf{h}_r^{(N_T)})^T]^T \\ \mathbf{h}_r^{(k)} &= [h_{r,1}^{(k)}, h_{r,2}^{(k)}, \dots, h_{r,W}^{(k)}]^T, k=1, \dots, N_T \end{aligned}$$

同时,再定义矩阵

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_w^{(1)}) \otimes \mathbf{u}_w^{(1)} & \dots & \mathbf{a}(\theta_w^{(N_T)}) \otimes \mathbf{u}_w^{(N_T)} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{a}(\theta_w^{(1)}) \otimes \mathbf{u}_w^{(1)} & \dots & \mathbf{a}(\theta_w^{(N_T)}) \otimes \mathbf{u}_w^{(N_T)} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{u}_w^{(k)}$, $k=1, 2, \dots, N_T$, $w=1, 2, \dots, W$, 是一个维数为 $N_T W \times 1$ 的列向量,其元素为

$$u_{w,p}^{(k)} = \begin{cases} 1, & p=(k-1)W+\omega \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

则多天线 OFDM 系统的信道冲激响应矢量 \mathbf{h} 与参考信道冲激响应 \mathbf{h}_r 的关系为

$$\mathbf{h} = \mathbf{A}_r \mathbf{h}_r \quad (18)$$

同时,由式(9)可将所有发射天线在训练符号周期内接收到的信号写成如下矩阵的形式

$$\mathbf{e}_{mid} = (\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{M}) \mathbf{h} + \mathbf{n}_{mid} \quad (19)$$

式中, \mathbf{n}_{mid} 为所有接收天线上的信道噪声矢量, \mathbf{e}_{mid} 为所有接收天线上接收到的训练符号矢量。这样,由式(18)可将式(19)进一步表示为

$$\mathbf{e}_{mid} = (\mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{M}) \mathbf{A}_r \mathbf{h}_r + \mathbf{n}_{mid} = \mathbf{M}_r \mathbf{h}_r + \mathbf{n}_{mid} \quad (20)$$

而

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_w^{(1)}) \otimes \mathbf{m}^{(1,1)}, \dots, \mathbf{a}(\theta_w^{(1)}) \otimes \mathbf{m}^{(1,W)} \\ \dots \\ \mathbf{a}(\theta_w^{(N_T)}) \otimes \mathbf{m}^{(N_T,1)}, \dots, \mathbf{a}(\theta_w^{(N_T)}) \otimes \mathbf{m}^{(N_T,W)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中, \mathbf{M}_r 称为方向性训练矩阵; $\mathbf{m}^{(k,w)}$, $k=1, 2, \dots, N_T$, $w=1, 2, \dots, W$ 是式(7)中 $\mathbf{M}^{(k)}$ 的第 w 列。

根据如上所述的 Steiner 信道估计算法,本文可得到第 m 个接收天线到所有发射天线间的信道冲激响应 $\mathbf{h}^{(m)}$ 的估计

$$\hat{\mathbf{h}}^{(m)} = [\hat{h}_1^{(1,m)}, \hat{h}_2^{(1,m)}, \dots, \hat{h}_W^{(1,m)}, \dots, \hat{h}_1^{(k,m)}, \hat{h}_2^{(k,m)}, \dots,$$

$$\hat{h}_W^{(k,m)}, \dots, \hat{h}_1^{(N_T,m)}, \hat{h}_2^{(N_T,m)}, \dots, \hat{h}_W^{(N_T,m)}]^T \quad (22)$$

定义一个 $N_R \times N_T W$ 维的矩阵

$$\hat{\mathbf{h}} = [\hat{\mathbf{h}}^{(1)}, \hat{\mathbf{h}}^{(2)}, \dots, \hat{\mathbf{h}}^{(N_T)}]^T$$

则 $\hat{\mathbf{h}}$ 的第 $p=(k-1)W+\omega$ 列矢量,其中 $k=1, 2, \dots, N_T$, $\omega=1, 2, \dots, W$, 即第 k 个发射天线到所有接收天线间信道响应的第 w 个抽头衰落估计为

$$\begin{aligned} \hat{h}_w^{(k)} &\approx \mathbf{a}(\theta_w^{(k)}) \mathbf{h}_{r,w}^{(k)} \\ &= [h_w^{(k,1)}, h_w^{(k,2)}, \dots, h_w^{(k,N_R)}] \end{aligned} \quad (23)$$

同时,定义

$$b_{w,i}^{(k)} = (\hat{h}_w^{(k,m)})^* (\hat{h}_w^{(k,m+1)}), m=1, 2, \dots, N_R$$

可以得到

$$b_{w,m}^{(k)} = |h_{r,w}^{(k)}|^2 e^{-j\omega_w^{(k)}}, m=1, 2, \dots, N_R \quad (24)$$

从而得到空间特征估计为

$$e^{-j\omega_w^{(k)}} = \frac{b_{w,m}^{(k)}}{\sqrt{(b_{w,m}^{(k)})^* (b_{w,m}^{(k)})}}, m=1, 2, \dots, N_R \quad (25)$$

接下来,可使用多次空间平均来改善空间特征估计的统计性能,并定义

$$p_{w,m}^{(k)} = \frac{1}{N_R - m} \sum_{n=1}^{N_R - m} (\hat{h}_w^{(k,n)})^* (\hat{h}_w^{(k,n)}), m=1, 2, \dots, N_R$$

因此,可得到

$$e^{-jm\omega_w^{(k)}} = \frac{p_{w,m}^{(k)}}{\sqrt{(p_{w,m}^{(k)})^* (p_{w,m}^{(k)})}}, m=1, 2, \dots, N_R \quad (26)$$

再定义 $f_{w,m}^{(k)} = e^{-jm\omega_w^{(k)}}$, 得到空间特征估计为

$$\begin{aligned} e^{-j\omega_w^{(k)}} &= \frac{1}{N_R - 1} (f_{w,1}^{(k)} + (f_{w,1}^{(k)})^* (f_{w,1}^{(k)}) + \dots + \\ &\quad (f_{w,N_R-2}^{(k)})^* (f_{w,N_R-1}^{(k)})) \end{aligned} \quad (27)$$

即可得到 DOA 为 $\theta_w^{(k)}$ 的估计

$$\hat{\theta}_w^{(k)} = \arcsin(\frac{\lambda}{2\pi d} \omega_w^{(k)}), k=1, 2, \dots, N_T, w=1, 2, \dots, W \quad (28)$$

2.2 基于 DOA 改进的信道估计方法

根据每个天线的波达方向估计结果,可按下述的步骤对 Steiner 估计算法进一步改进:

(1) 先由 Steiner 估计算法估计每个空间链路信道参数 \mathbf{h} 的初始估计结果 $\hat{\mathbf{h}}_{(0)}$;

(2) 然后用式(28)估计每个发射天线与接收天线间的信号波达方位角 $\hat{\theta}_w^{(k)}$, $k=1, 2, \dots, N_T$, $w=1, 2, \dots, W$, 进而由式(16)计算每个接收天线的方向矢量 $\mathbf{a}(\hat{\theta}_w^{(k)})$;

(3) 进一步由式(17)构造矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_r$, 由式(21)构造方向性训练矩阵 $\hat{\mathbf{M}}_r$, 得到参考信道参数 $\hat{\mathbf{h}}_r$ 最大似然估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_r = (\hat{\mathbf{M}}_r^H \hat{\mathbf{M}}_r)^{-1} \hat{\mathbf{M}}_r^H \mathbf{e} \quad (29)$$

(4) 从而最终的多天线信道参数估计为

$$\hat{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{A}}_r \hat{\mathbf{h}}_r \quad (30)$$

3 仿真结果

为了验证基于 Steiner 训练序列多天线 OFDM 信道估计算法的性能,本文采用具有与无线局域网 IEEE802.11 a 和 Hipperlan/2 类似的 OFDM 配置,信道最大时延长度与循环前缀(CP)长度相同,均为 16,其中仿真模型信道的时延功率

谱为负指数模型(见图1),移动速度为3km/h。在 Matlab 7.0 Simulink 仿真环境中构造多天线 OFDM 系统信道估计的仿真模型,分别实现了传统的 Steiner 信道估计算法、文献 [6,8]中所述的频域信道估计算法以及本文采用波达方向 DOA 改进的 Steiner 信道估计方法。对于每个仿真时刻进行 10 次信道估计结果进行平均,获得这 3 种方法的信道估计结果,其相应的信道估计误差随系统信噪比的变化曲线如图 2 所示。

通过对比三者的信道估计性能可知,基于时域训练符号的信道估计性能比基于频域的估计效果差;与此同时,去除了多天线间的相干性,用 DOA 改进的 Steiner 估计算法可获得了大约 0.5dB 的信噪比性能提升,信道估计效果好。但是,相对于基于频域训练符号的信道估计方法所需要的训练符号更短,信道估计开销小。

在相同系统仿真配置条件下,本文进一步评估了 QPSK 和 16QAM 调制模式下的系统误码率,其结果如图 3、图 4 所示。在 QPSK 调制模式下,用 DOA 改进的 Steiner 算法与改进前的算法相比,可获得近 0.5dB 的信噪比增益;而在 16QAM 调制方式下可获得近 2dB 的信噪比增益。

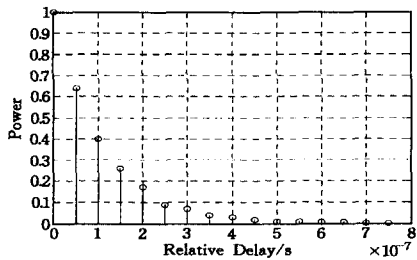


图1 信道的时延功率谱(负指数模型)

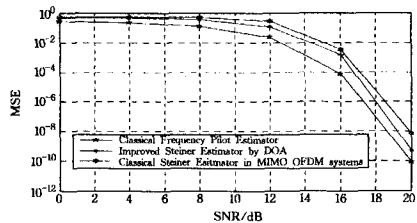


图2 采用 DOA 改进的 Steiner 信道估计与其他信道估计方案的对比

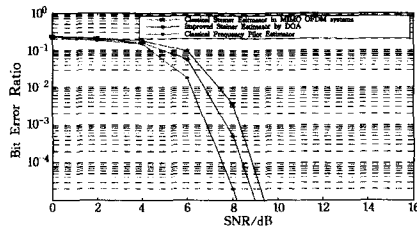


图3 采用 QPSK 调制时多天线 OFDM 系统的误码率(BER)性能

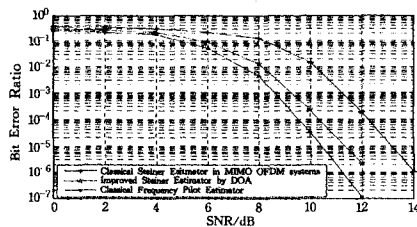


图4 采用 16-QAM 调制时多天线 OFDM 系统的误码率(BER)性能

结束语 为了减少多天线 OFDM 系统的信道估计开销,本文采用非正交化的 Steiner 时域训练符号,提出了多天线 Steiner 信道估计方法,有效地避免了训练符号矩阵求逆运

算。同时,本文进一步利用 Steiner 估计的初始结果,有效地分离了每个接收天线路径的空间相干信息,用每个路径的信道参数来估计波的波达方向,消除了接收天线信号间的相干性,提高了 Steiner 信道估计的精度,获得了较明显的信噪比增益。

参考文献

- [1] Sarmadi N, Pesavento M. Closed-Form Blind MIMO Channel Estimation for OSTBCs; Resolving Ambiguities in Rotatable codes [A]// Proceedings of 19th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2011) [C]. Barcelona, Spain, 2011; 644-648
- [2] Shin C, Heath R W, Powers E J. Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(2): 670-685
- [3] Bhalani J, Chauhan D, Kosta Y, et al. Novel Semi-blind Channel Estimation Schemes for Rayleigh Flat Fading MIMO Channels [J]. Int'l J. of Communications, Network and System Sciences, 2011, 4(9): 578-584
- [4] Yu Jung-lang, Lin Yin-cheng. Space-Time-Coded MIMO ZP-OFDM Systems; Semiblind Channel Estimation and Equalization [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2009, 56(7): 1360-1372
- [5] Van Zelst A, Schenk TCW. Implementation of a MIMO-OFDM-based wireless LAN system [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 483-494
- [6] Jayakumari J. MIMO-OFDM for 4G Wireless Systems [J]. International Journal of Engineering Science and Technology, 2010, 2(7): 2886-2889
- [7] Daryasafar N, Ehyae B. Evaluation of Channel Estimation Algorithms in MIMO-OFDM Systems with Considering the Carrier Frequency Offset [J]. International Journal of Computer Science and Telecommunications, 2012, 3(5): 15-22
- [8] L Zhao-gan, W Lie-jun, Z Tai-yi, et al. A New Steiner Channel Estimation Method in MIMO OFDM Systems [J]. Information Technology Journal, 2007, 6: 1238-1244
- [9] Gupta P, Mehra D K. Simplified Semi-Blind Channel Estimation for Space-Time Coded MIMO-OFDM Systems [J]. Wireless Personal Communications, 2012, 62(3): 497-515
- [10] Torres V, Perez Pascual A, Sansaloni T, et al. Design and FPGA-Implementation of a High Performance Timing Recovery Loop for Broadband Communications [J]. Journal of Signal Processing Systems, 2009, 56(1): 17-23
- [11] 杨永立, 刘建, 朱光喜. 基于小波块阈值降噪的 OFDM 系统信道估计算法 [J]. 计算机科学, 2011, 38(6): 74-76
- [12] Yang Gi-jung, Jung Yun-ho. Scalable FFT processor for MIMO-OFDM based SDR systems [A]// Proceedings of the 5th IEEE international conference on Wireless pervasive computing (ISWPC'10) [C]. IEEE Press Piscataway, NJ, USA, 2010; 517-521
- [13] 吴成恩, 舒勤. 一种新的基于训练序列的时域 MIMO-OFDM 信道估计方法 [J]. 计算机科学, 2012, 39(5): 1835-1837
- [14] Manasseh E, Ohno S, Nakamoto M. Combined channel estimation and PAPR reduction technique for MIMO-OFDM systems with null subcarriers [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012, 201: 15-31
- [15] Chen Y-F, Lee Y-H, Hwang P-T. Adaptive Channel Estimation for Multiple Antenna OFDM Systems [J]. Wireless Personal Communications, 2011, 59(2): 331-343
- [16] 赵德香, 程云翔. TD-SCDMA 系统中一种改进的子块处理信道估计方法 [J]. 天津理工大学学报, 2012, 28(1): 51-53
- [17] 邓国辉, 邵玉斌, 夏腾飞. 协作复用: 在多天线中继网络中实现更高频谱效率的研究 [J]. 重庆理工大学学报: 自然科学版, 2011, 25(12): 94-99