

MIMO-OFDM 系统中一种基于自适应滤波的信道估计方法

梁永明^① 罗汉文^① 黄建国^②

^①(上海交通大学电子工程系 上海 200030)

^②(西北工业大学航海工程学院 西安 710072)

摘要: 该文提出了一种适用于 MIMO-OFDM 系统的基于自适应滤波器的信道估计方法, 此方法在不需要任何信道统计信息的前提下, 通过自适应滤波的方法对时变信道状态参数进行即时跟踪与估计。仿真结果表明该文提出的基于自适应滤波的信道估计方法, 相比于不考虑噪声的基于 LS 算法的信道估计方法, MSE 和 BER 性能均有很大的提高。其中基于 LMS 滤波器的信道估计方法具有计算复杂度小的特点; 而基于 RLS 的信道估计方法具有收敛速度快, MSE 和 BER 性能均优于基于 LMS 方法的特点。

关键词: MIMO-OFDM; 信道估计; RLS; LMS; LS

中图分类号: TN914, TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)02-0310-04

A Method of Channel Estimation Based on Adaptive Filtering in MIMO-OFDM Systems

Liang Yong-ming^① Luo Han-wen^① Huang Jian-guo^②

^①(Electronic Engineering Department, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, China)

^②(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: This paper proposes a method of channel estimation based on adaptive filters in wireless MIMO-OFDM systems. Though this method does not require any prior knowledge of channel statistics, it can track and estimate time-varying channel instantaneously with the help of adaptive filters. Simulation results have proved this method based on adaptive filters has better MSE and BER performances than another method based on the LS (Least Square) algorithm. The method based on LMS (Least Mean Square) filter has low computational complexity. Moreover, the method based on RLS (Recursive Least Square) filter has better performance and faster convergence than the one based on LMS filter.

Key words: MIMO-OFDM; Channel estimation, RLS; LMS; LS

1 引言

无线 MIMO-OFDM 通信系统的接收机需要准确的信道参数来进行分集合并、相干检测和解码, 因此信道估计的准确性对提高系统的性能十分关键。尤其在多发多收的 MIMO-OFDM 系统中, 发送信号从多个发送天线上发出, 经过无线多径时变衰落信道后在接收端又相互叠加在一起, 从而使其信道估计变得更加复杂。为解决 MIMO-OFDM 系统信道估计的问题, 文献[3]提出盲的信道估计方法, 在不需要训练序列情况下可估计出信道参数, 但其复杂度太高, 且不适合用于时变色散信道, 因此基于导频辅助的方法仍是 MIMO-OFDM 系统信道估计的主流技术。文献[4, 5]提出了几种基于导频辅助的信道估计方法, 这些方法能够提供给接收机很大的分集和复用增益, 但是这些方法需要很高的计算复杂度和全部或部分信道统计信息。文献[6]提出一种自适应的信道跟踪与估计方法, 此方法是一种不需要信道统计信息

的基于最小均方(LMS)算法的信道跟踪与估计方法。

本文提出的针对时变信道的基于自适应滤波的信道估计方法, 运用针对时变信道设计的导频和 LMS 或 RLS 算法来对时变信道进行跟踪和估计。相比于文献[3-5], 本文提出的信道估计方法的计算复杂度较小且不需要任何先验的信道统计信息; 相比于文献[6], 本文提出的信道估计方法可以采用 RLS 滤波算法。仿真结果表明本文提出的适用于任何多发多收 MIMO-OFDM 系统的基于自适应滤波的信道估计方法, 能很好地跟踪和估计信道参数并能有效地克服无线时变色散信道引起的多径效应。

2 MIMO-OFDM 描述

2.1 系统模型

MIMO-OFDM 系统如图 1 所示, 采用 N_T 个发射天线, N_R 个接收天线, n 个 OFDM 符号, K 个子载波的 OFDM 系统。发送符号向量表示为 $\mathbf{a}[n, k] = [a^{(1)}[n, k] \cdots a^{(N_T)}[n, k]]^T$ $n \in \mathbb{Z}, k = 0, \dots, K-1$, 其中 $a^{(i)}[n, k]$ 表示第 i 个发射天线上的发送符号, 该符号表示第 n 个 OFDM 符号,

2005-06-24 收到, 2005-12-05 改回

国家自然科学基金(60572157)和国家 863 计划(2001AA123014)资助课题

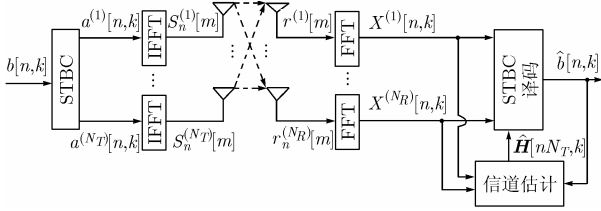


图 1 MIMO-OFDM 系统原理图

子载波为 k 。 $a[n,k]$ 经过 IFFT 变换, 得到第 n 个 OFDM 符号向量 $S_n[m] = [S_n^{(1)}[m] \cdots S_n^{(N_T)}[m]]^T$, 加上长度为 L_{CP} 循环前缀后表示为

$$S_n[m] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{KN_T}} \sum_{k=0}^{K-1} a[n,k] e^{j2\pi mk/K}, & m = -L_{CP}, \dots, K-1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

所以, 每个 OFDM 符号的长度是 $N = K + L_{CP}$ 。

2.2 信道模型

移动无线信道脉冲响应的复基带形式可以表示为

$$h(t, \tau) = \sum_k \gamma_k(t) c(\tau - \tau_k) \quad (2)$$

其中 τ_k 和 $\gamma_k(t)$ 分别表示第 k 条路径的时延和幅度, $c(t)$ 是频率响应为升余弦奈奎斯特滤波器的均方根的成形脉冲。由于移动台运动的影响, $\gamma_k(t)$ 模型化为广义平稳(WSS)的窄带复高斯过程, 对不同路径的 $\gamma_k(t)$ 是独立的。信道的频率响应表示为

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau = C(f) \sum_k \gamma_k(t) e^{j2\pi f\tau_k} \quad (3)$$

$$C(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4)$$

对 OFDM 系统, 当采用适当的循环扩展和采样定时, 在允许少量的能量泄露的情况下, 信道频率响应可以建模为

$$H[n, k] = \sum_{l=0}^{L-1} h[n, l] e^{-j2\pi kl/K} \quad (5)$$

$h[n, l]$ ($l=0, 1, \dots, L$) 是时间/时延域的信道冲激响应, 是 WSS 窄带复高斯过程, L 是信道冲激响应的非零抽头的个数。为避免多径干扰, 信道抽头长度 L 满足 $L \leq L_c + 1$, L_c 是每个 OFDM 符号中循环前缀的长度。本文假设所研究的 MIMO 信道是不考虑空间相关性的, 即 MIMO 信道是广义平稳非色散的, 则对于 N_T 个发射天线 N_R 个接收天线的信道建模为 $N_T \times N_R$ 时间/时延域基带冲激响应 $H[m, l]$, N_R 个接收天线的接收向量表示为

$$r[m] = \sum_{l=0}^{L-1} H[m, l] S[m-l] + \eta[m] \quad (6)$$

其中 $\eta[m]$ 是静态的白噪声, 服从复高斯分布 $N(0, \sigma_\eta^2 \mathbf{I})$ 。接收信号 $r[m]$ 去除循环前缀, 再进行 FFT 变换, 得到 $X[n, k]$,

$$X[n, k] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{m=0}^{K-1} r[nN + m] e^{-j2\pi km/K} \quad (7)$$

如果 $Nf_{Doppler} \ll 1$, 冲激响应 $H[m, l]$ 在一个符号时间里面的变化可以忽略。一根天线上的 OFDM 系统输入与输出关系可以写成

$$X[n, k] = \hat{H}[n, k] a[n, k] + \hat{\eta}[n, k] \quad (8)$$

其中 $\hat{H}[n, k]$ 为时间/频率域信道传输函数,

$$\hat{H}[n, k] = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{l=0}^{L-1} H[nN, l] e^{-j2\pi kl/K} \quad (9)$$

$\hat{\eta}[n, k]$ 为相应的噪声项, 可表示为

$$\hat{\eta}[n, k] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{m=0}^{K-1} \eta[nN + m] e^{-j2\pi km/K} \quad (10)$$

2.3 导频模型

本文采用的导频结构符合文献[8]所提出的导频设计准则, 每根天线的在不同子载波上的导频均设计成一样, 不同天线的导频互相正交, 如图 2 所示。 \mathbf{P} 表示多个发送天线构造的导频矩阵, $\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1 \dots \mathbf{P}_{N_T}]$, \mathbf{P}_n 是其中一根天线上的导频, 是一个循环序列, 周期为 N_T , 即 $\mathbf{P}_{n+N_T} = \mathbf{P}_n$, 且满足正交性, 即式(11)。

$$\mathbf{P}\mathbf{P}^H = \mathbf{P}^H\mathbf{P} = N_T \mathbf{I} \quad (11)$$

对于 \mathbf{P} 一个方便的选择就是 $N_T \times N_T$ 的 FFT 矩阵(如 $N_T=4$ 时, $\mathbf{P}_1 = [1, 1, 1, 1]^T$, $\mathbf{P}_2 = [1, -1, 1, -1]^T$, $\mathbf{P}_3 = [1, -1, -1, 1]^T$, $\mathbf{P}_4 = [-1, -1, 1, 1]^T$)。

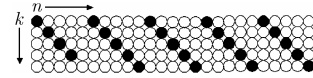


图 2 一根天线中导频结构示意图 (●表示导频符号, ○表示数据符号)

3 信道跟踪与估计方法

本文提出的基于自适应滤波的信道跟踪与估计方法分 3 步, 如图 3 所示: 第 1 步为预处理, 即在频域求出信道的传输函数矩阵, 再通过快速逆傅里叶变换(IFFT)取得时间/时延域的输入信号与输出信号的关系, 预处理实质上是一种不考虑噪声的基于 LS[7]的信道估计方法; 第 2 步为自适应滤波算法, 即运用自适应滤波算法进行信道跟踪与估计; 第 3 阶段为后处理阶段, 即通过快速傅里叶变换(FFT)来估计时间/频率域的信道传输函数矩阵。

3.1 预处理

接收机中对每个接收天线上的信号进行处理, 如图 1 所示, 第 i 根接收天线的信号 $X^{(i)}[n, k]$ 是个向量, 可表示为 $[X[n, 0], \dots, X[n, K-1]]$ 再进行预处理。首先计算不考虑噪声情况下的频域信道系数矩阵 $H_{est}[n, k]$, 如图 3 所示。

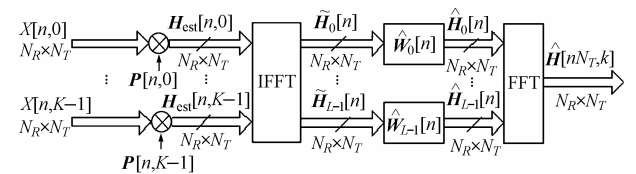


图 3 信道跟踪与估计原理图

$$\mathbf{H}_{\text{est}}[n, k] \triangleq \frac{1}{N_T} \mathbf{X}[n, k] \mathbf{P}[n, k] = \begin{cases} \mathbf{H}[n, k] + \hat{\mathbf{Z}}[n, k], & [n, k] \in \mathcal{R} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (12)$$

这里

$$\hat{\mathbf{Z}}[n, k] = \mathbf{P}[n, k] \hat{\mathbf{r}}[n, k] \quad (13)$$

\mathcal{R} 表示导频域, 把 $\mathbf{H}_{\text{est}}[n, K]$ 进行 IFFT 得到时间/时延域

$$\tilde{\mathbf{H}}_l[n] = \frac{N_T}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}_{\text{est}}[n, k] e^{j2\pi k l / K} = \begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}[nN, l], & l = 0, \dots, L-1 \\ \tilde{\mathbf{Z}}_l[n], & l = L, \dots, \zeta-1 \end{cases} \quad (14)$$

这里

$$\tilde{\mathbf{Z}}_l[n] = \frac{N_T}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{\mathbf{Z}}[n, k] e^{j2\pi k l / K} \quad (15)$$

注意每个 OFDM 符号的 IFFT 包括 ζ 个非零的 $\mathbf{H}_{\text{est}}[n, k]$, ζ 表示一个 OFDM 符号导频个数, 而且如果 $l \geq L$ 时, 可以忽略频率信道的跟踪。如果 L 是未知的, 最差的选择是使 $L = L_{\text{CP}} + 1$ 。

假设 $N_T N f_{\text{Doppler}} \ll 1$, 则信道在 N_T 个符号内的变化可以忽略, 所以理想化得到

$$\hat{\mathbf{H}}[(n+i)N, l] = \hat{\mathbf{H}}[nN, l] = \hat{\mathbf{H}}_l[n], \quad i = 1, \dots, N_T - 1 \quad (16)$$

3.2 自适应滤波算法

本文提出的基于自适应滤波算法的信道跟踪与估计算法如图 4 所示, 时间/时延域的信道抽头矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_l[n]$ 可以通过时变自适应滤波器 $\hat{\mathbf{W}}_l[n]$ 得到信道抽头矩阵的估计值 $\hat{\mathbf{H}}_l[n]$ 。基于维纳滤波器的信道估计器需要信道和噪声的二阶统计量, 而且如果这些二阶统计量变化, 信道估计器需要重新设计。为减小复杂度, 我们提出基于自适应滤波器的信道估计器, 自适应滤波器可采用 LMS 或 RLS 算法, 如图 4 所示。这种信道估计器可以在不需要已知信道和噪声统计信息的情况下自适应地调整它的权系数。

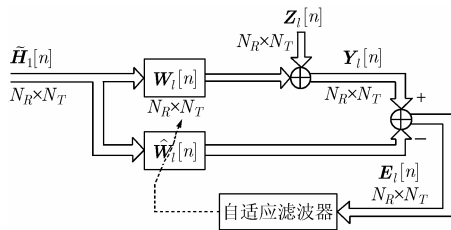


图4 自适应滤波算法框图

对于 LMS 算法, 信道抽头矩阵为

$$\hat{\mathbf{H}}_l[n] = \hat{\mathbf{W}}_l^H[n] \tilde{\mathbf{H}}_l[n], \quad n \geq 0, \quad l = 0, 1, \dots, L_{\text{CP}} \quad (17)$$

令 $\mathbf{Y}_l[n] = \tilde{\mathbf{H}}_l[n]$, 则估计误差为

$$\mathbf{E}_l[n] = \tilde{\mathbf{H}}_l[n] - \hat{\mathbf{W}}_l^H(n) \tilde{\mathbf{H}}_l[n] \quad (18)$$

权系数由式(19):

$$\hat{\mathbf{W}}_l[n] = \hat{\mathbf{W}}_l[n-1] + u \hat{\mathbf{H}}_l[n] \mathbf{E}_l^*[n], \quad n \geq 1 \quad (19)$$

更新, 其中 $\hat{\mathbf{H}}_l[n] = [\hat{\mathbf{H}}_l[n] \quad \hat{\mathbf{H}}_l[n-1] \quad \dots \quad \hat{\mathbf{H}}_l[n-1+M]]^T$, u 为自适应步长, M 为 LMS 滤波器的长度。对每一根天线

来说, $\hat{\mathbf{H}}_l[n]$ 与 $\tilde{\mathbf{H}}_l[n]$ 关系可进一步表示如下:

$$\hat{\mathbf{H}}_l[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \hat{\mathbf{W}}_l^H[m] \tilde{\mathbf{H}}_l[n-m] = \hat{\mathbf{W}}_l^H \tilde{\mathbf{H}}_l[n] \quad (20)$$

初始化 $\hat{\mathbf{W}}_l[n] = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 或 $\hat{\mathbf{W}}_l^H[n] = [0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ (21)

对于 RLS 算法, 信道抽头矩阵仍为式(17), 但估计误差和权系数由下式:

$$\mathbf{E}_l[n] = \tilde{\mathbf{H}}_l[n] - \hat{\mathbf{W}}_l^H(n-1) \tilde{\mathbf{H}}_l[n] \quad (22)$$

$$\hat{\mathbf{W}}_l[n] = \hat{\mathbf{W}}_l^H[n-1] + \mathbf{k}_l[n-1] \mathbf{E}_l^*[n], \quad n \geq 1 \quad (23)$$

更新, $\mathbf{k}_l[n]$ 是时变增益向量, λ 为遗忘因子:

$$\mathbf{k}_l[n] = \frac{\mathbf{Q}_l[n-1] \tilde{\mathbf{H}}_l[n]}{\lambda + \tilde{\mathbf{H}}_l[n] \mathbf{Q}_l[n-1] \tilde{\mathbf{H}}_l^H[n]}, \quad n \geq 1 \quad (24)$$

$$\mathbf{Q}_l[n] = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{I} - \mathbf{k}_l[n] \tilde{\mathbf{H}}_l^H[n]) \mathbf{P}_l[n-1], \quad n \geq 1 \quad (25)$$

RLS 算法初始系数设置如下, 其中 δ 为正归化参数:

$$\mathbf{Q}_l[0] = (\tilde{\mathbf{H}}_l[0] \tilde{\mathbf{H}}_l^H[0] + \delta \mathbf{I})^{-1} = \frac{1}{\delta} \left[\mathbf{I} - \frac{\tilde{\mathbf{H}}_l[0] \tilde{\mathbf{H}}_l^H[0]}{\|\tilde{\mathbf{H}}_l[0]\|^2 + \delta} \right] \quad (26)$$

$$\mathbf{k}_l[0] = \frac{\mathbf{Q}_l[0] \tilde{\mathbf{H}}_l[0]}{\|\tilde{\mathbf{H}}_l[0]\|^2 + \delta} \tilde{\mathbf{H}}_l[0] \quad (27)$$

$\hat{\mathbf{H}}_l[n]$ 与 $\tilde{\mathbf{H}}_l[n]$ 之间的关系与 LMS 的一样仍为式(20), $\hat{\mathbf{W}}_l[n]$ 初始化与 LMS 的一样, 仍为式(21)。

3.3 后处理

后处理的目的是得到信道传输函数矩阵, 跟踪与估计的信道抽头矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_l[n]$ 通过下式变换到时间/频率域的信道传输函数估计矩阵:

$$\hat{\mathbf{H}}[nN_T, k] = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\mathbf{H}}_l[n] e^{-j2\pi k l / K} \quad (28)$$

考虑到信道在 N 个符号期间内假设是不变的, 所以丢失的信道参数可以通过简单的内插来得到, 即

$$\hat{\mathbf{H}}[nN_T + i, k] = \hat{\mathbf{H}}[nN_T, k], \quad i = 1, 2, \dots, N_T \quad (29)$$

这样就得到了本文需要跟踪与估计的 MIMO-OFDM 系统的信道参数矩阵。

4 仿真分析

仿真结果是建立在 4×4 的 MIMO-OFDM 系统基础上的, 仿真参数如下: 载波频率为 4GHz, 带宽 20MHz, 子载波间隔为 312.5kHz, $K=64$, $L_{\text{CP}}=15$, 调制方式为 QPSK, 导频结构如图 2 所示。仿真信道采用 Jakes 模型, 移动速度为 30km/h 的车载环境, 多径个数为 5。空时编码采用 Alamouti 提出的 1/2 码率的空时正交块码。计算机仿真结果如下。

4.1 计算复杂度

LS 算法作为 LMS 和 RLS 算法的预处理模块, 其计算复杂度显然是最低的。LMS 算法的计算复杂度低于 RLS 算法, 如果 LMS 算法计算复杂度阶数为 $\gamma(M(L_{\text{CP}} + 1))$, RLS 算法计算复杂度的阶数则为 $\gamma(M^2(L_{\text{CP}} + 1))$ 。

4.2 收敛性

如图 5 所示, LS 算法基本是始终收敛的, RLS 算法(正则化参数 $\delta=0.1$, 遗忘因子 $\lambda=0.99$, $M=4$)的收敛性优于 LMS 算法(自适应步长 $u=0.03$, $M=4$)。这些自适应参数的选取原则是复杂度小且性能好。尽管 RLS 算法的信道跟踪能力不如 LMS 方法, 但 RLS 算法的 MSE 性能大大优于 LMS 算法。

4.3 MSE 性能

从图 6 可以看出, RLS 算法的 MSE 性能最好, LMS 次之, LS 最差。在 SNR 大于 16dB 的环境下, LMS 算法的 MSE 性能十分接近 RLS 算法, 且 LMS 算法的计算复杂度却比 RLS 算法低。从图 7 可以看出, MSE 性能受 LMS 和 RLS 滤波器长度的影响: 在 $M < 10$ 时, M 越长 MSE 性能越好; 当 $M > 10$ 时, M 越长 MSE 性能越差, 这主要是由于滤波器长度变长引起信道抽头之间的额外均方误差变大所致。

4.4 BER 性能

如图 8 所示, RLS 算法的 BER 性能最好, LMS 算法次之。尽管 RLS 算法的计算复杂度比 LMS 和 LS 略大, 但考虑到 RLS 算法优良的 BER 性能和收敛速度, 因此 RLS 算法还是适合用于时变信道的跟踪与估计的。但如果系统对计算复杂度有限制, 则 LMS 算法比较适合。

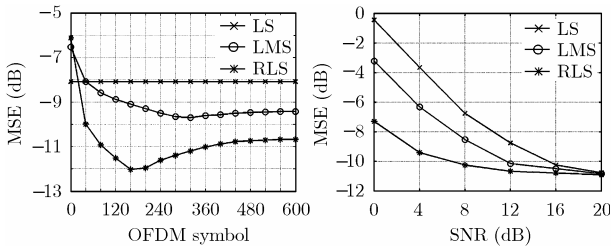


图 5 各种算法的收敛曲线 图 6 各种算法的 MSE-SNR 曲线

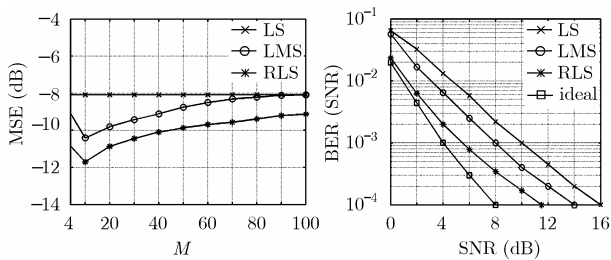


图 7 各种算法的 MSE-M 曲线

图 8 各种算法的 BER-SNR 曲线

5 结束语

仿真结果表明, 本文提出的一种针对 MIMO-OFDM 系统的基于自适应滤波的信道估计方法的计算复杂性并不是很高, 而且具有 MSE 和 BER 性能好于 LS 方法的特点。相比于基于 LMS 的信道估计方法, 虽然基于 RLS 的方法的计

复杂度小的特点; LS 算法在高信噪比情况下的 BER 性能接近 RLS 或 LMS 方法。所以我们可以根据 MIMO-OFDM 系统的具体要求来合理地选择 RLS, LMS 或 LS 来满足信道估计的要求。因此, 本文提出基于自适应滤波的信道估计方法可以很好地满足接收机的要求, 对研究 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法具有一定的理论指导意义和工程应用价值。

参考文献

- [1] Foschini G J and Gans M J. on limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Wireless Pers. Communication*, 1998, 6: 331-335.
- [2] Stuber G L, Barry J R, and McLaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. *IEEE Proc. on Digital Object Identifier*, 2004, 92(2): 271-294.
- [3] Yatawatta S and Petropulu A P. Blind channel estimation in MIMO OFDM systems [C]. 2003 IEEE Workshop on Statistical Signal Processing, Santorini, Greece, 28 Sept-1 Oct., 2003: 363-366.
- [4] Ye Li, Seshadri N, and Ariyavisitakul S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels [J]. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3): 461-471.
- [5] Ye Li. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2002, 1(1): 67-75.
- [6] Schafhuber D, Rupp M, and Matz G, et al. Adaptive identification and tracking of doubly selective fading channels for wireless MIMO-OFDM systems [C]. 4th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Rome, Italy, 15-18 June, 2003: 417-421.
- [7] Haykin S. *Adaptive Filter Theory* [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1986, chapter 5-chapter 9.
- [8] Barhumi I and Leus G. Optimal training sequences for channel estimation in MIMO OFDM systems in mobile wireless channels [C]. 2002 International Zurich Seminar on Broadband Communications, Access, Transmission, Networking. Zurich, 19-21 Feb., 2002: 44: 1-6.

梁永明: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为宽带 OFDM 系统的信道估计与检测。

罗汉文: 男, 1950 年生, 教授, 主要研究方向为移动通信与个人通信。

黄建国: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理与水声通信等。

算复杂度高, 但 RLS 方法具有收敛速度快和 MSE 和 BER 性能好的特点; 而基于 LMS 滤波器的信道估计方法具有计算