

稀疏水声OFDM系统迭代LS自适应信道估计

宁小玲, 刘 忠, 刘志坤

(海军工程大学电子工程学院 武汉 430033)

【摘要】为了消除水声OFDM系统中噪声对稀疏多径信道估计的影响,提出了基于阈值探测的迭代最小二乘自适应信道估计方法。该方法根据最小方差准则引入加权因子对误差平方进行加权求和,由此导出一个迭代方程进行自适应信道估计。该迭代方程具有计算复杂度低的优点,不会带来大的矩阵运算。在该方法基础上,提出基于阈值探测的稀疏信道估计方法,探测最有效信道抽头,消除噪声干扰的影响。最后讨论了不同训练符号长度对MSE性能的影响,给出了在一定训练符号长度、阈值等参数条件下改进算法的性能仿真,并对仿真结果进行了分析。

关键词 信道估计; 迭代最小二乘; 正交频分复用; 稀疏多径信道

中图分类号 TP911.5

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.05.007

Iterative Least-Square Adaptive Channel Estimation for Sparse Underwater OFDM System

NING Xiao-ling, LIU Zhong, and LIU Zhi-kun

(Electronics Engineering College, Naval University of Engineering of China Wuhan 430033)

Abstract To eliminate effect brought from the noise in underwater OFDM system for sparse multi-path channel estimation, iterative least square adaptive channel estimation method based on threshold detection is proposed. According to least-square criterion, error squares are weighted and summed by introducing weighted factor and a iterative equation is derived to execute adaptive channel estimation. The computation complexity of iterative equation is low and it can not bring out big matrix calculation. Based on the solution of LS estimation, the most significant paths of channel are detected using predetermined threshold and the non-significant paths of time channel impulse response are set zero, reducing the effect of noise for channel estimation and increasing estimation precision. At the end, the effect of variant training symbol lengths for MSE performance is discussed, at the same time, the performance simulation of the proposed method is implemented on condition that the training symbol length, threshold, and so on are prescribed and the simulation result is analyzed.

Key words channel estimation; iterative least square; OFDM; sparse multi-path channel

在高速无线数据传输中,正交频分多路复用(OFDM)技术因具有频带利用率高和抗多径衰落能力强等优点,已广泛用于无线局域网和无线广域网等。OFDM技术也是近年来水声通信领域的研究热点。信道估计是OFDM系统中补偿水下信道畸变的一项非常重要的技术。目前,在对水声信道估计的研究中,应用较多的是自适应估计和基于LS准则的信道估计技术。文献[1]提出了自适应水声信道估计算法,当OFDM符号长度较短时,自适应算法对于捕获水声信道变化比较有效;文献[1]还针对水声信道的稀疏特性,改进算法,提高了估计性能。文献[2]采用基于导频辅助的LS信道估计方法估计实际水声信道,试验结果证明该方法可用于浅海的高

速数字通信系统。在无线电领域,关于自适应估计和最小二乘估计的应用较多,文献[3]提出了一种时变衰落信道改进迭代最小二乘信道估计方法,在快、慢衰落信道都展现很好的均方误差性能。文献[4]提出的基于隐式训练和加权最小二乘的迭代信道估计,定义了一种加权最小二乘(WLS)代价函数,通过选用适当的迭代初值,可使迭代信道估计算法快速收敛,且对信道的传输函数无特殊要求。本文在上述文献的基础上,提出了一种稀疏水声OFDM系统迭代最小二乘自适应信道估计方法。该方法首先对LS代价函数进行改进,利用加权误差平方和得到一种新的代价函数,推导出一种新的迭代信道估计方法;基于该方法的估计值,针对水声信道的稀疏

性,提出了一种新的基于阈值的稀疏信道估计方法,最后给出了该算法的性能仿真。

1 OFDM系统和信道模型

对于一个具有 K 个子载波的OFDM系统,传输的第 m 个OFDM符号在时域内的向量表达式为 $\mathbf{x}(m) \triangleq [x_0(m,0), x_1(m,1), \dots, x_{k-1}(m, K-1)]$ 。加入循环前缀,每一个OFDM符号被发送到信道,在接收端,去掉循环前缀,时域内接收信号可表示为 $\mathbf{y}(m) \triangleq [y_0(m,0), y_1(m,1), \dots, y_{k-1}(m, K-1)]$ 。

假设水声信道是慢衰落的频率选择性信道,信道系数在相当数量的OFDM符号周期内保持不变,那么,信道冲激响应可表示为 $h(l) \in \mathbb{C}$, $l=0,1,\dots,L-1$, L 为信道阶数。如果循环前缀的长度 $L_{cp} \geq L$, 经过频率选择性衰落信道,时域信号系统模型可表示为:

$$y_n(m,n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(m,n-l) + v(m,n) \quad (1)$$

式中, $m \in \{0,1,\dots,g-1\}$; g 表示信道系数保持不变时间内的OFDM符号数; $v(m,n)$ 是均值为0、方差为 σ_v^2 的加性高斯噪声。相应地,频域内的系统模型为:

$$\mathbf{Y}(m) = \mathbf{H}\mathbf{X}_{\text{diag}}(m) + \mathbf{V}(m) \quad (2)$$

本文对OFDM采用基于训练序列的LS信道估计,设有 K_p 个子载波传送导频信号,那么发送和接收的导频向量可分别表示为:

$$\mathbf{X}_{\text{pilot}}(m) = [X_0(m,0), X_1(m,1), \dots, X_{k_{p-1}}(m, K_p-1)]$$

$$\mathbf{Y}_{\text{pilot}}(m) = [Y_{\text{pilot}}(m,0), Y_{\text{pilot}}(m,1), \dots, Y_{k_{p-1}}(m, K_p-1)]$$

对于不同的OFDM符号,导频的位置可能不在相同的位置。与式(2)对应,得到导频序列表达式:

$$\mathbf{Y}_{\text{pilot}}(m) = \mathbf{H}_{\text{pilot}}\mathbf{X}_{\text{pilot-diag}}(m) + \mathbf{V}_{\text{pilot}}(m) \quad (3)$$

式中, $\mathbf{X}_{\text{pilot-diag}}(m)$ 是向量 $\mathbf{X}_{\text{pilot}}(m)$ 的对角形式。

对于具有稀疏多径特性的浅海水声信道^[5], $h(l)$ 中有限的 D 个值不为0,那么有效的第 d 个信道抽头可表示为 $z(d) = h(l_d)$, l_d 为整数,且 $l_0 < l_1 < \dots < l_{D-1}$; $d=0,1,\dots,D-1$ 。

2 基于迭代最小二乘的稀疏水声信道自适应估计

2.1 基于LS的OFDM系统自适应迭代信道估计

根据LS准则定义的代价函数为 $J_{\text{LS}} = (\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{X})^H(\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{X})$, J_{LS} 表示针对某一个OFDM训练符号得到的误差平方,令 $J_{\text{LS}} = 0$, 得到 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = \mathbf{Y}\mathbf{X}^{-1} = \mathbf{H} + \mathbf{V}\mathbf{X}^{-1}$, 由于LS准则完全没有考虑

到噪声的消除,信道估计的结果将受到噪声的严重影响。为了更好地捕获信道变化,得到更加准确的信道估计,利用连续 n 个OFDM训练符号的加权误差平方之和,得到新的代价函数:

$$J_{\text{LLS}} = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} (\mathbf{Y}_{\text{p},m} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{X}_{\text{p-diag},m})^H \times (\mathbf{Y}_{\text{p},m} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{X}_{\text{p-diag},m}) \quad (4)$$

式中, λ 为遗忘因子; $\mathbf{Y}_{\text{p},m}$ 和 $\mathbf{X}_{\text{p-diag},m}$ 分别为 $\mathbf{Y}_{\text{pilot}}(m)$ 和 $\mathbf{X}_{\text{pilot-diag}}(m)$ 的简化形式; $\hat{\mathbf{H}}_p$ 为 $\mathbf{H}_{\text{pilot}}$ 的估计形式。

最小化代价函数,使其对信道的梯度置零:

$$-\frac{1}{2} \frac{\partial J_{\text{LLS}}}{\partial \hat{\mathbf{H}}_p} = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} [(\mathbf{Y}_{\text{p},m} - \hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_{\text{p-diag},m}) \mathbf{X}_{\text{p-diag},m}^H] = 0$$

解方程得:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \left(\sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} \mathbf{Y}_{\text{p},m} \mathbf{X}_{\text{p-diag},m}^H \right) \times \left(\sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} \mathbf{X}_{\text{p-diag},m} \mathbf{X}_{\text{p-diag},m}^H \right)^{-1} \quad (5)$$

对式(5)进行简化,令:

$$\mathbf{P}_n = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} \mathbf{X}_{\text{p-diag},m} \mathbf{X}_{\text{p-diag},m}^H$$

$$\mathbf{R}_n = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} \mathbf{Y}_{\text{p},m} \mathbf{X}_{\text{p-diag},m}^H$$

$$\mathbf{Q}_n = \mathbf{P}_n^{-1}$$

对 \mathbf{R}_n 和 \mathbf{P}_n 采用自适应迭代估计,有:

$$\mathbf{P}_n = \lambda \mathbf{P}_{n-1} + \mathbf{X}_{\text{p-diag},n} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}^H \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_n = \lambda \mathbf{R}_{n-1} + \mathbf{Y}_{\text{p},n} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}^H \quad (7)$$

根据矩阵的求逆定理,可得:

$$\mathbf{Q}_n = \frac{1}{\lambda} \mathbf{Q}_{n-1} - \frac{\lambda^{-2} \mathbf{Q}_{n-1} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}^H \mathbf{Q}_{n-1}}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}^H \mathbf{Q}_{n-1} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}} \quad (8)$$

因此,具体算法步骤如下:

1) 初始化参数,令 $\mathbf{R}_0 = \mathbf{0}_{1 \times K_p}$, $\mathbf{Q}_0 = \delta \mathbf{I}_{K_p}$, δ 是一个随机数, \mathbf{I}_{K_p} 是一个单位矩阵。

2) 利用式(7)和式(8)迭代估计 \mathbf{R}_n 和 \mathbf{Q}_n 。

3) 利用方程 $\hat{\mathbf{H}}_p = \mathbf{R}_n \mathbf{Q}_n$ 估计信道,返回步骤2)进行下一轮迭代运算,直到 K_p 轮运算结束。

2.2 算法的计算复杂度分析

基于LS的加权自适应迭代信道估计方法的计算复杂度主要来自矩阵的相乘运算。

$\mathbf{Q}_n = \frac{1}{\lambda} \mathbf{Q}_{n-1} - \frac{\lambda^{-2} \mathbf{Q}_{n-1} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}^H \mathbf{Q}_{n-1}}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}^H \mathbf{Q}_{n-1} \mathbf{X}_{\text{p-diag},n}}$ 的计算过程

看似复杂,实际上, \mathbf{Q}_{n-1} 和 $\mathbf{X}_{\text{p-diag},n}$ 都为对角矩阵,

该两矩阵相乘等价于对角元素相乘; 同时, 方程中涉及矩阵 $1 + \lambda^{-1} \mathbf{X}_{p\text{-diag},n}^H \mathbf{Q}_{n-1} \mathbf{X}_{p\text{-diag},n}$ 的求逆, 在运算中转化为对角矩阵对角元素的求倒数运算, 从而可以较大程度地降低计算复杂度。以求 \mathbf{Q}_n 的过程进行具体分析, 算法复杂度以矩阵相乘(MM)、矩阵求逆(MI)、矩阵相加(MA)和实数乘(RM)表示, 可得到总计算次数=5倍MM+1倍MI+3倍RM+2倍MA, 各种运算的最大基数为 K_p^2 。若矩阵 $\mathbf{X}_{p\text{-diag},n}$ 为非对角矩阵, 其运算量达到 K_p^3 。所以, 基于矩阵 $\mathbf{X}_{p\text{-diag},n}$ 的特殊结构, 该信道估计方法计算复杂度很小, 在实际系统中的硬件开销不大。

如对以上迭代信道估计得到的信道值进行 IDFT 变换, 可得到时域信道估计序列:

$$\hat{h}_p(n) = \frac{1}{K_p} \sum_{k=0}^{K_p-1} \hat{H}_p(k) \exp\left\{ \frac{j2\pi nk}{K_p} \right\} \quad (9)$$

式中, $n = 0, 1, \dots, K_p - 1$ 。由式(9)得到的信道长度为 K_p , 对于多径数为 D 的稀疏多径信道, 信道时域冲激响应序列 $\{\hat{h}_p(n)\}$ 中的非零值只有 D 个, 并且由以上算法得到的信道估计值还存在噪声引起的误差值。由于信道的冲激响应长度不大于循环前缀的长度, 文献[6]提出了改进的LS方法(MLS), 该方法把得到的时域冲激响应在CP之外的所有样值估计点置零, 提高了估计精度。文献[7-8]提出了基于阈值的估计方法, 这些方法把LS信道估计出的结果通过 IDFT 变换到时域, 再根据阈值确定有用径, 进一步提高估计精度。

2.3 基于阈值探测的稀疏水声信道估计

基于以上分析, 本文首先根据MLS方法把得到的时域冲激响应在CP之外的所有样值估计点置零, 得到 $\hat{h}_{\text{MLS}}(n) \ n = 0, 1, \dots, L_{\text{cp}} - 1$, 然后对时域信道估计序列 $\hat{h}_{\text{MLS}}(n)$ 设定一个合适的门限值 P_T , 大于该门限的点都看作是有效径, 其他为噪声径。算法原理图如图2所示。

为了求得 P_T 值, 用 $\mathbf{E}_{\hat{H}_p}$ 表示两个连续OFDM符号的迭代信道估计的微分:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{\hat{H}_p} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \hat{\mathbf{H}}_p(n) - \hat{\mathbf{H}}_p(n-1) \} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \{ [\mathbf{H}_p(n) + \bar{\mathbf{V}}(n)] - [\mathbf{H}_p(n-1) + \bar{\mathbf{V}}(n-1)] \} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} [\bar{\mathbf{V}}(n) - \bar{\mathbf{V}}(n-1)] \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\bar{\mathbf{V}}(n)$ 表示迭代信道估计中噪声引起的误差值。对 $\mathbf{E}_{\hat{H}_p}$ 求方差, 得 $\Phi_{\hat{H}_p} = \text{var}[\mathbf{E}_{\hat{H}_p}] = \sigma_v^2$, 由前面的分析可知 $\bar{\mathbf{V}}(n)$ 为一个 $1 \times K_p$ 的向量, 那么 $\Phi_{\hat{H}_p}$ 也为 $1 \times K_p$ 的向量, 对其求平均, 即得噪声的方差:

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{K_p} \sum_{k=0}^{K_p-1} \Phi_{\hat{H}_p} \quad (11)$$

P_T 的大小可表示为 $P_T = \eta \sigma_v^2$, η 为一个常数。根据阈值 P_T 得到信道的时域序列为 $\hat{h}_{P_T}(n)$, $n = 0, 1, \dots, \hat{L} - 1$, $\hat{L} \geq L$ 。最后采用DFT内插得到信道频率响应 $\hat{\mathbf{H}}$ 。

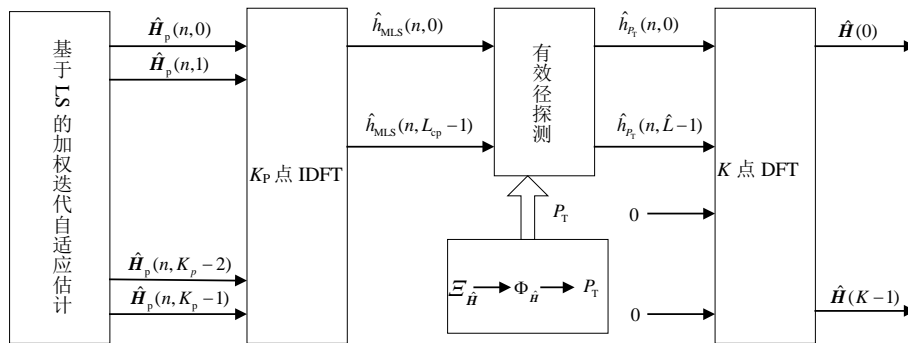


图2 本文估计算法原理图

3 仿真结果和分析

仿真信道采用文献[9]的负声速梯度水声信道模型进行仿真。仿真中采用的系统参数如表1所示。为得到信道估计性能, 假设接收机实现完全同步。同时, 为了避免码间干扰, 选择保护间隔大于信道的

最大延迟。

在进行仿真前, 首先选择合适的参数值。本文涉及遗忘因子 λ 和阈值 P_T 两个参数。文献[7]比较了不同阈值时 Proposed DFT-based CE 方法 MSE 性能, 并确定在调制方式为 QPSK 时, 最优的阈值为 $2\sigma_v^2$ 。文献[10]定义了一个固定的遗忘因子 $\lambda = 0.85$,

并取得很好的跟踪性能。因此, 本文选择 $\lambda = 0.85$, $P_T = 2\sigma_v^2$ 。

表1 系统参数

系统参数	参数值
系统带宽/kHz	12
子载波数	1 024
子载波带宽/Hz	11.72
模拟采样率/kHz	100
符号周期/ms	85.33
保护间隔/ms	25
导频率	1/8
调制方式	QPSK
信号速率 / 符号/s	9.06

选择一个合适数目的OFDM符号进行训练, 对其加权误差求和是非常重要的, 合适数目的符号可以不增加带宽负担, 并采用最小数目的训练符号能使训练性能达到理想的效果。图3是本文算法在不同信噪比情况下MSE性能随训练符号变化的性能曲线。图3中, SNR=0, 10, 20 dB时, 所有曲线随着训练符号码元数的递增单调递减, 且在约12个符号后, 几乎所有曲线的MSE性能都收敛, 趋近最小值。因此, 在后面的仿真中, 采用接收到的12个OFDM符号获得需要的精确方差值, 并由此假定至少在传送12个训练符号时间内信道系数保持不变。

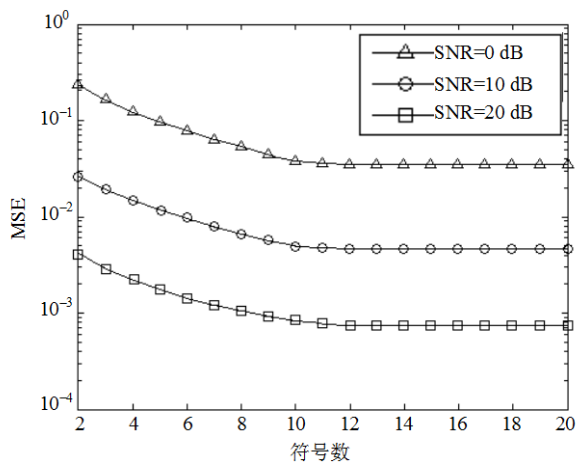


图3 训练符号数对本文算法MSE性能的影响

图4为3种不同信道估计方法的MSE性能曲线。从图中可以看出, MLS方法、Proposed DFT-based CE方法以及本文算法的MSE性能依次增强。Proposed DFT-based CE, 对每一个SNR值, 通过选择合适的阈值, 减小了噪声干扰的影响, 因此, MSE性能在MLS方法的基础上得到了改进。本文算法相比Proposed DFT-based CE在同等的SNR时MSE性能相

差较大, 同时可看出, 在MSE性能为 10^{-3} 时, 两者相差约10 dB, 这是因为本文算法引入加权因子, 对误差和进行加权求平均, 可体现出更好的跟踪性能; 两算法阈值的推算过程不同, Proposed DFT-based CE方法求阈值是利用MLS方法把在CP之外的时域冲激响应 $\hat{h}_{MLS}(n)$ 进行平方和再求平均, $n = L_{cp}, \dots, K_p$; 本文算法求阈值的方法对迭代信道估计值求微分。相比之下, 本文算法得到的阈值更接近真实值。综合以上分析, 本文提出的改进算法具有较高的可靠性和应用价值。

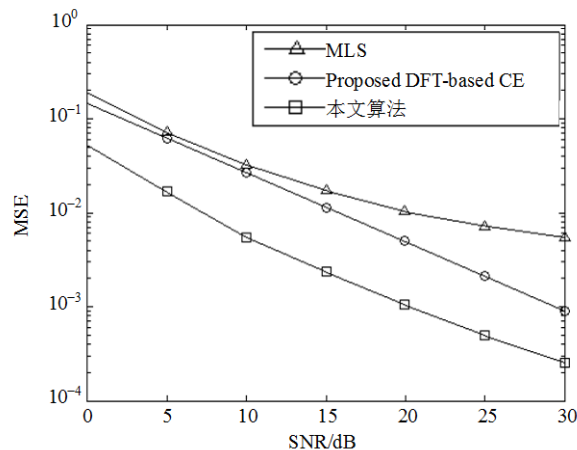


图4 3种信道估计算法的MSE性能比较

4 结论

本文讨论了迭代自适应估计方法的推导过程, 对其计算复杂度进行了分析, 确定其为一种可实用的信道估计方法, 并在此估计方法的基础上, 引入阈值探测方法, 对有效径进行探测, 消除噪声干扰影响, 提高估计精度。通过仿真结果可看出, 在给定遗忘因子和阈值的条件下, 本文提出的信道估计方法其MSE性能随训练符号数逐渐单调收敛, 到12个符号时, MSE接近最小值。并且, 本文提出的方法其MSE性能在 10^{-3} 时比Proposed DFT-based CE要好10 dB, 体现出该算法具有更好的抑制噪声干扰性能, 是一种可靠性高、实用性强的信道估计方法。

参考文献

- [1] STOJANOVIC M. OFDM for underwater acoustic communications: adaptive synchronization and sparse channel estimation[C]//The 2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Las Vegas: IEEE press, 2008: 5288-5292.
- [2] LI Bao-sheng, ZHOU Sheng-li, STOJANOVIC M, et al. Pilot-tone based ZP-OFDM demodulation for an underwater acoustic channel[C]//MTS/IEEE 2006 OCEANS. Boston: IEEE press, 2006: 1-5.

- [3] HAN K Y, LEE S W, LIM J S, et al. Time-variant fading channel estimation by extended RLS[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2004, E87-B(6): 1715-1718.
- [4] 张桦, 朱近康. 基于隐式训练和加权最小二乘的迭代信道估计[J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2008, 36(4): 13-16.
ZHANG Hua, ZHU Jin-kang. Iterative channel estimation using superimposed training and weighted-least-square method[J]. *Huazhong University of Science & Technology (Natural Science Edition)*, 2008, 36(4): 13-16.
- [5] STOJANOVIC M. Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2005, 117(3): 1173-1185.
- [6] DE BEEK V J J, EDFORS O, SANDELL M, et al. On channel estimation in OFDM systems[C]//The 1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Chicago: IEEE Press, 1995.
- [7] KANG Y, KIM K, PARK H. Efficient DFT-based channel estimation for OFDM systems on multi-path channels[J]. *IET Communications*, 2007, 1(2): 197-202.
- [8] 程履帮. OFDMA系统中基于LMMSE信道估计算法的改进及其性能分析[J]. *电子学报*, 2008, 36(9): 1782-1785.
CHENG Lü-bang. An improved LMMSE channel estimation method and its performance analysis[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(9): 1782-1785.
- [9] 郭业才. 自适应盲均衡技术[M]. 合肥: 合肥工业出版社, 2007.
GUO Ye-cai. Adaptive blind equalization technique[M]. Hefei: Hefei Industry Press, 2007.
- [10] SAYED A H, KAILATH T. A state-space approach to adaptive RLS filtering[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1994, 11(3): 18-60.

编辑 税红

(上接第670页)

- [3] ZHOU S, ZHOU M, XU X, et al. Distributed wireless communication systems: a new architecture for future public wireless access[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108-113.
- [4] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [5] PAPADOPOULOS G D, KARAGIANNIDIS G K, PAVLIDOU F N. Performance bounds of space-time block coding in rician and log-normal fading channels[J]. *IET Communications*, 2007, 1(1): 86-91.
- [6] CATREUX S, DRIESSEN P F, GREENSTEIN L J. Data throughputs using multiple-input multiple-output (MIMO) techniques in a noise-limited cellular environment[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2002, 1(2): 226-235.
- [7] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communications over fading channels: a unified approach to performance analysis[M]. New York: Wiley, 2000.
- [8] ANDREWS J G, GHOSH A, MUHAMED R. Fundamentals of WiMAX: Understanding broadband wireless networking[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2007.
- [9] LEVER K V. New derivation of Craig's formula for the Gaussian probability function[J]. *Electronics Letters*, 1998, 34(19): 1821-1822.
- [10] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A. Handbook of mathematical function with formular, graphs, and mathematical tables[M]. New York: Dover Press, 1972.

编辑 张俊