第36卷第8期 中国科学技术大学学报 Vol. 36, No. 8
2006年8月 JOURNAL OF UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA Aug. 2006

文章编号:0253-2778(2006)08-0801-05

MIMO系统中基于LMS处理的自适应时变信道跟踪算法*

何婷玉,邱 玲,朱近康

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系个人通信与扩频实验室,安徽合肥 230027)

摘要:在无线时变衰落信道环境下,提出一种用于多输入、多输出(MIMO)天线系统的自适应信道跟踪方法.在空时分组码(space-time block code,STBC)的MIMO系统中,用导频进行信道估计后,采用基于最小均方(least mean square,LMS)的改进自适应算法对时变信道进行跟踪.该方法分别跟踪信道矩阵经正交分解(QR)后的参数,定义了度量时变衰落大小的信道矩阵"对角非零因子(diagonal nonzero factor,DNF)",并利用它来调整LMS的步长以提高对信道的跟踪能力.仿真结果表明,该方法在相同的导频开销下,与传统的用LMS算法直接跟踪信道相比,性能有所提高.

关键词:信道跟踪;LMS;QR分解;对角非零因子(DNF);STBC

中图分类号:TN911.5 **文献标识码**:A

Adaptive channel tracking method based on LMS algorithm over time-varying channels in MIMO systems

HE Ting-yu, QIU Ling, ZHU Jin-kang

(*PCN & SS Lab., Dept. of EEIS., University of Science and Technology of China, Hefei* 230027, *China*)

Abstract: An LMS-based adaptive channel tracking method for space-time block code MIMO system over time-varying wireless channels was proposed. Channel estimation after the training period was achieved by tracking the parameters from QR decomposition on the predicted channel matrix, by which noise was effectively reduced. Furthermore, in order to track more precisely, the step size of LMS algorithm was adjusted by the defined diagonal-nonzero-factor, which reflected the degree of channel fading. Computer simulation results show an improvement over traditional LMS tracking, in terms of MSE and SER. In the meantime this method retains the low complexity of LMS algorithm compared with RLS.

Key words: channel tracking; LMS; QR decomposition; DNF; STBC

0 引言

时变衰落是无线信道的主要衰落之一,特别是当移动台作高速移动时,信道的时变衰落将使移动通信面临诸多困难.MIMO(multiple-input multiple-output)技术在发送端和接收端都采用多个天线,利用分集技术有效地克服了多径衰落.由于在MIMO系统中,解调、解码以及链路自适应处理等模块都需

* **收稿日期**:2005-10-31;**修回日期**:2006-03-08
基金项目:国家自然科学基金(60496314)和国家"863"计划(2003AA12331003)资助.
作者简介:何婷玉,女,1982年生,硕士生.研究方向:无线通信、信道估计与均衡技术.E-mail:tyhe@mail.ustc.edu.cn
通讯作者:朱近康,教授.E-mail:jkzhu@ustc.edu.cn

要用到信道信息,因此,信道估计对系统的性能影响很大.在 MIMO 系统中,由于每根接收天线接收到的数据都是来自各个发射天线数据的交叠,因此信道估计受到很大的挑战.针对 MIMO 系统的信道估计算法已有很多研究,其中,大部分是基于在传输的数据信号中插入正交的导频信号(Pilot)[1],估计的准则可采用最小二乘(least square,LS)或最小均方误差(minimum mean square error,MMSE)准则.前者算法简单,但性能较差;后者性能较好,但以增加复杂度为代价,并且需要知道信道的相关矩阵等先验知识.这些方法在信道时变衰落较大时需要插入较多的导频,导致数据传输效率降低.一方面希望信道估计准确可靠,另一方面又希望尽量减少导频开销,因此跟踪信道是有必要的.文献[2~4]采用数字信号处理理论中的 Kalman 自适应跟踪算法,性能较好,但是这种算法复杂度较高.而作为 Kalman 滤波特例的递归最小二乘(recursive least square,RLS)算法[5],依赖多参数回归模型的建立[6],若模型与信道不能精确匹配时,性能就会恶化.

LMS(least mean square)自适应算法以其低复杂度常用于自适应信道跟踪[7,8],其特点是每次迭代所需的计算量远远小于 RLS 和 Kalman 算法,但是会有一定的性能损失.与 RLS 不同的是,LMS 不依赖于模型[6],因此不会由于模型与信道的失配而带来性能损失.本文提出的算法首先采用自回归(automatic regression,AR)模型对信道进行建模[9],通过 LMS 算法分别跟踪信道矩阵经 QR 分解后的参数,达到跟踪信道的目的,并在 LMS 算法中引入步长更新机制,使其更适用于对时变信道的跟踪.仿真结果表明,这种改进的 LMS 信道跟踪算法比直接用 LMS 跟踪信道的性能有所提高,并且移动速度越快,信噪比越高,改善越明显.

1 系统模型

本文采用的 MIMO 系统结构如图 1 所示.在发射端的 $2k$、$2k+1$ 连续时刻经符号采样频率 f_s($f_s=1/T_s$,T_s 为采样间隔)采样的原始符号流 $s(2k)$、$s(2k+1)$串并转换后,再经 STBC 编码从两根天线上发射出去,在一个 STBC 数据块的时间内,接收端接收到的数据表示为[10]

$$\left.\begin{aligned} y(2k) &= s(2k)h_1(2k)+s(2k+1)h_2(2k)+n(2k)\\ y(2k+1) &= -s^*(2k+1)h_1(2k+1)+\\ &\quad s^*(2k)h_2(2k+1)+n(2k+1)\end{aligned}\right\} \tag{1}$$

其中,s 是发射符号;h_1,h_2 分别是发射天线 1 和 2 到达接收天线的信道复增益.这里假设 h_1,h_2 是相互独立的,n 是加性高斯白噪声,$(\cdot)^*$ 表示复共轭.为描述方便,采用矩阵表示,记一个 STBC 块内:

$$\boldsymbol{Y}(k)=\begin{bmatrix} y(2k)\\ y^*(2k+1)\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{H}(k)=\begin{bmatrix} h_1(2k) & h_2(2k)\\ h_2^*(2k+1) & -h_1^*(2k+1)\end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{S}(k)=\begin{bmatrix} s(2k)\\ s(2k+1)\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{N}(k)=\begin{bmatrix} n(2k)\\ n^*(2k+1)\end{bmatrix}.$$

于是式(1)可写为

$$\boldsymbol{Y}(k)=\boldsymbol{H}(k)\boldsymbol{S}(k)+\boldsymbol{N}(k) \tag{2}$$

在接收端的检测方法为

$$\boldsymbol{Z}(k)=\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{Y}(k) \tag{3}$$

其中,$\boldsymbol{Z}(k)=\begin{bmatrix} z(2k)\\ z(2k+1)\end{bmatrix}$,$(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 表示矩阵共轭转置.用最大似然法判决 $z(2k)$、$z(2k+1)$后,译码得到发射符号 $s(2k)$、$s(2k+1)$.可见准确估计出信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 在数据检测中举足轻重的作用.

假设信道的时延扩展比 T_s 小,但是相干时间与 T_s 可比拟,那么信道就是频域平坦的,但具有时间选择性.对于这样的时变衰落信道有很多种建模方式,文献[9]利用信息理论证明了一阶 AR 模型就可足够精确地对时变衰落信道进行建模

$$h_i(k)=\alpha h_i(k-1)+v_i(k),\ i=1,2 \tag{4}$$

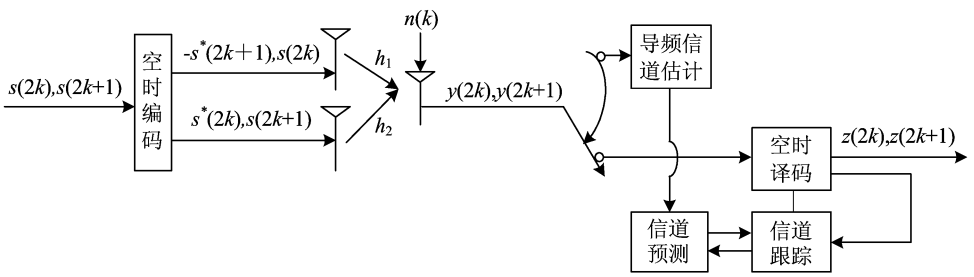

图 1 系统结构模型

Fig. 1 System structure model

其中，噪声 $v_i(k)$ 是零均值、在每维上方差为 $\sigma_v^2/2$ 的复高斯随机过程，且与 $h_i(k-1)$ 统计独立. 设 $h_i(k)$ 是零均值单位方差的复高斯过程，由式(4)易得，$\sigma_v^2=1-|\alpha|$，$\alpha=E[h_i(k)h^{*I}(k-1)]$，$E[\cdot]$ 表示数学期望. 无线信道的时变主要来自两个独立的因素：一是由于移动台和基站的相对移动引起的多普勒频移 f_d；二是由于移动台和基站的晶振失配引起的载波频率偏移 f_o. 于是 $h_i(k)$ 可以分解为[8]

$$h_i(k)=\bar{h}_i(k)\exp(\mathrm{j}2\pi f_o T_s k) \tag{5}$$

其中，$\bar{h}_i(k)$ 体现多普勒效应，根据 Jakes[12] 模型有

$$E[\bar{h}_i(k)\bar{h}_i^*(k-1)]=J_0(2\pi f_d T_s) \tag{6}$$

将式(5)、(6)代入式(4)，可得

$$\alpha=J_0(2\pi f_d T_s)\exp(\mathrm{j}2\pi f_o T_s) \tag{7}$$

其中，$J_0(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数.

2　算法描述

整个信道估计过程分为两步. 第一步是发射导频期间，通过导频进行信道估计，并将信道估计值作为跟踪初始值，使下一步自适应算法从一开始就已经达到收敛；第二步是在发射数据期间，采用改进的 LMS 算法进行信道跟踪. 具体过程如下：

第一步：在导频发射期间，由于我们假设了信道在相邻符号间是时变的，为了估计出信道，根据式(4)，可以认为 $h_i(k)\approx\alpha h_i(k-1)$[2]，因此利用式(1)得到导频发射期间的信道估计值，并将其作为下一步信道跟踪的初始值

$$\left.\begin{aligned} h_1(2k)&=\frac{y(2k)s^*(2k)-y(2k+1)s(2k+1)/\alpha}{s(2k)^2+s(2k+1)^2}\\ h_2(2k)&=\frac{y(2k)s^*(2k+1)+y(2k+1)s(2k)/\alpha}{s(2k)^2+s(2k+1)^2}\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

第二步：进入发射数据期间，也即开始了信道跟踪. 先用式(4)对本时刻的信道进行预测，再将预测的信道值送入检测器进行初始空时译码，最后将由式(3)得到的 $\boldsymbol{Z}$ 送入信道跟踪模块. 直接的 LMS 算法为

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{e}(k+1)&=\boldsymbol{Y}(k+1)-\boldsymbol{H}(k)\boldsymbol{Z}(k+1)\\ \boldsymbol{H}(k+1)&=\boldsymbol{H}(k)+\mu\boldsymbol{e}(k+1)\boldsymbol{Z}(k+1)^{\mathrm{T}}\end{aligned}\right\} \tag{9}$$

本文提出的算法是用改进的 LMS 跟踪 $\boldsymbol{H}(k)$. 先用 QR 分解预测出的信道矩阵 $\boldsymbol{H}(k)$，得到

$$\boldsymbol{H}(k)=\boldsymbol{Q}(k)\boldsymbol{R}(k) \tag{10}$$

其中，$\boldsymbol{R}$ 是上三角矩阵，$\boldsymbol{Q}$ 是酉矩阵. 将式(2)两边同时乘以 $\boldsymbol{Q}$ 矩阵的共轭转置 $\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}$，得

$$\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{Y}(k)=\boldsymbol{R}(k)\boldsymbol{S}(k)+\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{N}(k) \tag{11}$$

接下来，依次对 $\boldsymbol{R}$、$\boldsymbol{Q}$ 矩阵采用 LMS 算法进行跟踪. 在更新了 $\boldsymbol{R}$ 矩阵后，对其非上三角位置的元素进行迫零，得到 $\breve{\boldsymbol{R}}$. 具体算法如下：

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{e}_1(k+1)&=\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}(k)\boldsymbol{Y}(k+1)-\boldsymbol{R}(k)\boldsymbol{Z}(k+1)\\ \boldsymbol{R}(k+1)&=\boldsymbol{R}(k)+\mu(k+1)\boldsymbol{e}_1(k+1)\boldsymbol{Z}^{\mathrm{T}}(k+1)\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{e}_2(k+1)&=\boldsymbol{Y}(k+1)-\boldsymbol{Q}(k)[\breve{\boldsymbol{R}}(k+1)\boldsymbol{Z}(k+1)]\\ \boldsymbol{Q}(k+1)&=\boldsymbol{Q}(k)+\mu(k+1)\boldsymbol{e}_2(k+1)\cdot\\ &\quad[\breve{\boldsymbol{R}}(k+1)\boldsymbol{Z}(k+1)]^{\mathrm{T}}\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

其中，$(\cdot)^{\mathrm{T}}$ 表示矩阵转置. $\mu(k+1)$ 体现了步长在每一次迭代中是不同的，并使其自适应于信道变化的快慢. 信道变化较快时，采用较大的步长值以保证能跟踪上；反之，信道慢变时，采用较小的步长以提高跟踪精度. 步长的更新机制将在下面详细介绍. 当更新了 $\boldsymbol{R}$、$\boldsymbol{Q}$ 矩阵后，用式(10)就得到了更新的信道矩阵 $\boldsymbol{H}$，将其送入检测器和译码器，便得到精确的译码.

下面给出对 LMS 跟踪算法步长的更新机制. 我们希望度量出信道时变衰落的大小，并基于此来调整步长. 度量信道时变衰落程度的方法有很多[12,13]，本文针对 STBC 这种特定系统的特征，提出一种方案，即结合式(2)，用估计出的信道矩阵来译码，表达式为

$$\begin{bmatrix} z(2k)\\ z(2k+1)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} h_1(2k) & h_2(2k)\\ h_2^*(2k+1) & -h_1^*(2k+1)\end{bmatrix}^{\mathrm{H}}\begin{bmatrix} y(2k)\\ y^*(2k+1)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \rho_1(k) & 0\\ 0 & \rho_2(k)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} s(2k)\\ s(2k+1)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 0 & \varepsilon(k)\\ \varepsilon^*(k) & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix} s(2k)\\ s(2k+1)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix} n'(2k)\\ n'(2k+1)\end{bmatrix}.$$

其中，$\rho_1(k)=|h_1(2k)|^2+|h_2(2k+1)|^2$，

$\rho_2(k)=|h_1(2k+1)|^2+|h_2(2k)|^2$，

$\varepsilon(k)=h_1^*(2k)h_2(2k)-h_1^*(2k+1)h_2(2k+1)$.

结果中的第二项，就是引起符号间干扰(inter-symbol interference，ISI)的原因，也即假设在一个 STBC 块中信道不变以保证 $\boldsymbol{H}$ 是正交矩阵，会使得在高速移动时，性能会下降的原因. 这里定义了一个“对角非零因子(diagonal nonzero factor，DNF)”的量，用它来判断信道的时变大小. 定义：DNF$(k)=$

$|\varepsilon(k)|$，并用它来更新 LMS 算法的步长，

$$\mu(k+1)=\lambda\cdot\mu(k)+(1-\lambda)\cdot[\mathrm{DNF}(k+1)-\mathrm{DNF}(k)] \quad (14)$$

其中，λ 为记忆因子，$0<\lambda<1$. $\mu(k+1)$ 与 $\mu(k)$ 相关性越强，λ 越接近 1. 在仿真中，λ 取 0.95 时有较好的性能. 此外，由 LMS 自适应滤波理论可知[14]，步长的取值应受限于一定的范围以保证算法收敛，本文在仿真中将 $\mu(k+1)$ 的最大值取为 $2/P(k+1)$，$P(k+1)$ 为 LMS 输入信号的功率，也即对应式(12)的 $\boldsymbol{Z}(k+1)$ 和式(13)的 $\check{\boldsymbol{R}}(k+1)\boldsymbol{Z}(k+1)$ 的功率. 所以有下面的步长更新方法：

$$\mu(k+1)=\begin{cases}\lambda\cdot\mu(k)+(1-\lambda)\cdot[\mathrm{DNF}(k+1)-\mathrm{DNF}(k)], & \mu(k+1)<\mu_{\max}\\ \mu_{\max}, & \text{其他}\end{cases} \quad (15)$$

3 仿真分析

在仿真中，本文采用图 1 所示的系统和文献[2]、[7]、[8]的环境[15]，用 Jakes 模型产生 $\bar{h}_i(k)$. 仿真采用 1.9 GHz 的载波频率，导频率为 8%，数据传输速率为 144 kb/s，用 QPSK 调制. 仿真分别用 70 km/h 和 120 km/h 的速度，以信道估计的均方误差(MSE)和误符号率(symbol error rate，SER)来衡量跟踪性能. 由于 h_1 和 h_2 是相互独立的，因此在考虑信道跟踪状况以及 MSE 时，只需给出对 h_1 的跟踪结果.

图 2 和图 3 分别是在 $v=70$ km/h，SNR=20 dB 的情况下，对 h_1 的实部和虚部的跟踪. 我们从仿真的50 000个采样点中截取了5 000个点示意. 由于周期性地将导频处的信道估计值作为初始值，相当于 LMS 自适应算法从收敛状态开始跟踪信道. 图 4 是 MSE 性能曲线，图中将采用 QR 分解的 LMS 算法的结果简称为 QR-LMS，采用 QR 分解的可变步长的 LMS 算法则称为 stepsize-QR-LMS，而用式(9)LMS 原型直接跟踪信道简称为 LMS. 为了比较，我们还作出用 RLS 算法得到的仿真结果，简称 RLS. 由图 4 可见，由于采用 QR 分解后，迫使非上三角的元素为零，抑制了部分干扰与噪声；加上可变的步长后，跟踪性能进一步提高，特别是在高 SNR 和高速移动下，stepsize-QR-LMS 已经比较接近 RLS 的性能，较原始 LMS 有明显改善. 同样的结论体现在图5的SER性能曲线上. 所以，我们看到

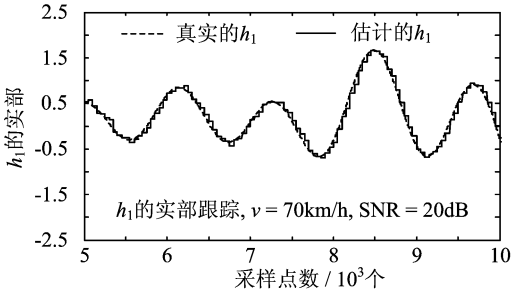

图 2 h_1 的实部跟踪曲线

Fig. 2 Tracking curve of the real part of h_1

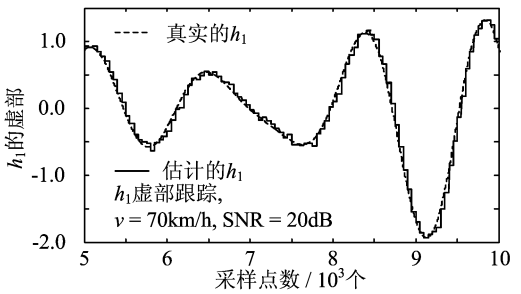

图 3 h_1 的虚部跟踪曲线

Fig. 3 Tracking curve of the imaginary part of h_1

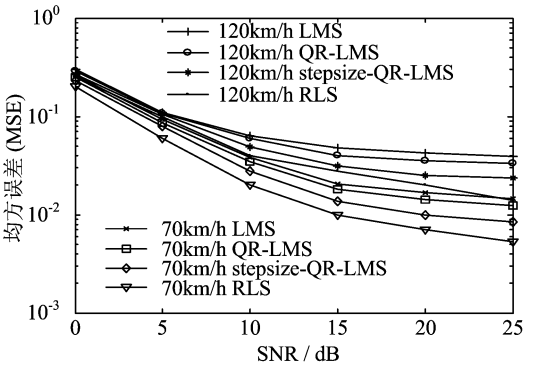

图 4 MSE 性能仿真

Fig. 4 MSE performance

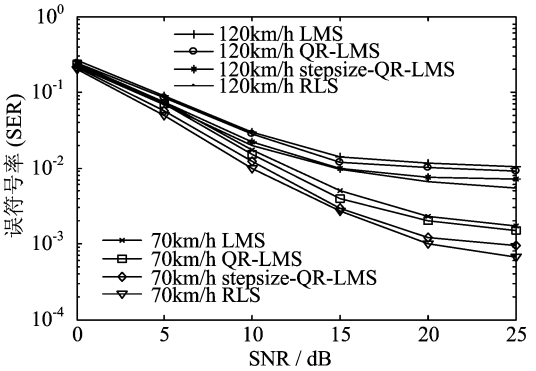

图 5 SER 性能仿真

Fig. 5 SER performance

信道跟踪的好坏直接影响整个系统的 SER 性能好坏，而本文算法在保持了 LMS 算法的简单性（相比于 RLS 和 Kalman 滤波）的基础上，明显地改进了它的性能. 此外，本文算法还保持了 LMS 无需信道先验统计知识的特点，相对于 RLS 和 Kalman 滤波来说是一种优势.

4　结论

本文提出了一种基于 LMS 的自适应信道跟踪算法，用于时变衰落的 MIMO 无线信道中. 我们首先用 AR 模型对信道进行预测，然后用 LMS 算法分别跟踪信道经 QR 分解后的两个矩阵，并通过定义出的 DNF 作为信道衰落大小的度量，以此来调整 LMS 自适应算法的步长，以达到有效跟踪的目的. 计算机仿真结果表明，本文提出的算法在保持了 LMS 低复杂度的优势下较传统的 LMS 直接跟踪信道性能有所提高.

参考文献(References)

[1] Biguesh M, Gershman A B. MIMO channel estimation: optimal training and tradeoffs between estimation techniques [C] // Proceeding IEEE ICC. 2004,5(20-24):2 658-2 662.

[2] LIU Zhi-qiang, MA Xiao-li, Giannakis G B. Space-time coding and Kalman filtering for time-selective fading channels [J]. IEEE Transaction on Communications, 2002, 50(2):183-186.

[3] Komninakis C, Fragouli C, Sayed, A H, et al. Multi-input multi-output fading channel tracking and equalization using Kalman estimation[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2002,50(5):1 065-1 076.

[4] LIU Zhi-qiang, MA Xiao-li, Giannakis G B. Space-time coding and Kalman filtering for diversity transmissions through time-selective fading channels [C] // MILCOM 2000: 21st Century Military Communications Conference Proceedings. 2000, 1(22-25):382-386.

[5] Eweda E. Comparison of RLS, LMS, and sign algorithms for tracking randomly time-varying channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11):2 937-2 944.

[6] Haykin S, Sayed A H, Zeidler J R, et al. Adaptive tracking of linear time-variant systems by extended RLS algorithms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(5):1 118-1 128.

[7] Enescu M, Koivunen V. Time-varying channel tracking for space-time block coding [C] // IEEE VTC, 2002,1(6-9):294-297.

[8] Ahn K S, Baik H K. Decision feedback detection and channel tracking for space-time block coded transmission systems over time-varying channel [C]// IEEE ICC. 2004, 2(17-21):309-312.

[9] WANG H S, CHANG P C. On verifying the first-order Markovian assumption for a Raleigh fading channel model [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1996, 45(2):353-357.

[10] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE J. on Selected Areas in Comm., 1998, 16(8):1 451-1 458.

[11] Jakes W C. Microwave Mobile Communication [M]. New York: Wiley, 1974.

[12] Park G, Hong D, Kang C. Level crossing rate estimation with Doppler adaptive noise suppression technique in frequency domain [C] // IEEE Vehicular Technology Conference. 2003,2:1 192-1 195.

[13] ZHOU X C, ZHU J K, QIU L. An adaptive channel estimation algorithm for WCDMA downlink channel and performance analysis[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 33(1):39-44.
周贤超，朱近康，邱玲. 一种 WCDMA 下行自适应信道估计算法及其性能分析[J]. 中国科学技术大学学报，2003,33(1):39-44.

[14] Haykin S. 自适应滤波器原理[M]. 4 版. 郑宝玉，等译，北京：电子工业出版社，2003.

[15] European Telecommunications Standards Institute. Digital Cellular Telecommunication Systems (Phase 2+); Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE); Project Scheduling and Open Issues. Tec. Rep. [S]. http://www.etsi.org.