第 30 卷第 12 期　　电 子 与 信 息 学 报　　Vol.30No.12
2008 年 12 月　　Journal of Electronics & Information Technology　　Dec. 2008

非精确信道状态信息下 MIMO 系统中的干扰删除

许方敏[①]　陶小峰[①②]　张　平[①②]
[①](北京邮电大学无线新技术研究所　北京　100876)
[②](泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学)　北京　100876)

摘　要：复杂的多天线环境中，未知的干扰和噪声无处不在，这些因素不但引起了多输入多输出(MIMO)系统信号检测的偏差，还加大了获取精确信道状态信息(CSI)的难度。因此，为了删除 MIMO 系统中的未知干扰，该文建立了非精确 CSI 下的系统模型，模型中的非线性函数表示 MIMO 系统中的干扰。基于非参数理论提出了针对这种干扰的干扰删除方法。与以往方法不同的是，模型中的干扰是完全未知的。进一步地，从理论上证明了干扰删除的有效性，即证明了估计函数的收敛性。仿真结果表明，所提出的方法能有效地删除系统中的干扰。

关键词：多输入多输出(MIMO)；非精确信道状态信息；未知干扰；非参数理论
中图分类号：TN911.4　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1009-5896(2008)12-2934-04

Interference Cancellation in MIMO Systems with Imperfect Channel State Information

Xu Fang-min[①]　Tao Xiao-feng[①②]　Zhang Ping[①②]
[①](*Wireless Technology Innovation Institute* (*WTI*), *Beijing University of Posts and Telecommunications*, *Beijing* 100876, *China*)
[②](*Key Laboratory of Universal Wireless Communication* (*Beijing University of Posts and Telecommunications*) *Ministry of Education*, *Beijing* 100876, *China*)

Abstract: Unknown interference and noise are ubiquitous in the complexity multi-antennas environment. They not only reduce precision of signal detection in Multi-Input Multi-Output (MIMO) systems seriously but also make it difficult to obtain perfect Channel State Information (CSI). In this paper, to cancel unknown interference in MIMO systems, a new approach for modeling these systems with imperfect CSI is introduced. The interference is treated as a nonlinear function in the model and estimated based on nonparametric theory. Unlike other interference cancellation methods, the interference treated here is unknown absolutely. Furthermore, the proposed interference cancellation is proved to be effective via theoretical analysis. That is, estimation of the interference is convergent. Simulation results demonstrate that the interference cancellation proposed here is valid for MIMO systems with imperfect CSI.

Key words: Multi-Input Multi-Output (MIMO); Imperfect Channel State Information (Imperfect CSI); Unknown interference; Nonparametric theory

1　引言

近年来，随着移动通信技术的发展，系统对无线通信业务的支持能力有了明显的提高。然而，用户对高速率、高质量的多媒体业务也有了更高的需求。用户数的急剧增加与有限的带宽资源的矛盾日益突出，对多媒体业务需求的不断增长更加剧了这一矛盾。因此，如何提高频谱效率和数据速率成为下一代移动通信系统亟待解决的问题。另一方面，在国际标准化工作中，频谱效率的研究受到了极大的关注，第三代合作伙伴(3rd Generation Partnership Project，3GPP)的长期演进计划 (Long Term Evolution， LTE)[1]与 3GPP2 的空中接口演进计划 (Air Interface Evolution，AIE)[2]的系统需求中都强调了必须要提高频谱效率这一关键目标。

频谱效率的提高需要各种上层技术和物理层技术的支持，如无线资源管理算法，物理层的正交频分复用(OFDM)技术、多输入多输出(MIMO)技术等。其中，MIMO 作为第四代(4G)移动通信系统的关键技术之一，具有很高的频谱效率，它提供的空间分集可以显著改善无线链路性能、提高无线系统的容量和覆盖范围。为了更大程度上发挥 MIMO 技术的优势，优化和完善这种多天线系统的算法[3−7]已经成为 4G 的一个研究热点。然而，这些算法[3−6]大多数是基于线性模型的，即接收信号由发射信号和噪声两部分组成，其中发射信号线性地影响接收信号。实际上，在复杂的多天线环境中，除了噪声以外，完全未知的干扰无处不在，如脉冲信号

2007-05-28 收到，2007-09-13 改回
国家自然科学基金重大项目(60496312)和国家 863 计划项目(2006AA01Z260)资助课题

干扰以及各种误差，包括系统相关性引起的误差、线性漂移误差、大气折射残差、波动误差、混合误差等。通常这些干扰或误差非线性地影响 MIMO 系统，本文称之为非线性干扰。它们不能被简单地作为白噪声处理，否则将会引起系统中参数估计的偏差，特别是当这种影响较大时，会严重影响系统的性能。近年来，通信系统中关于这种未知干扰的研究已经展开[8−10]，但针对 MIMO 系统的未知干扰删除方法则很少。本文主要研究带有未知非线性干扰的 MIMO 系统中的干扰删除方法，以提高系统的可靠性和有效性。

另一方面，在一些实际的 MIMO 系统中，信道状态信息反馈时可能存在一定的差错或实际的 MIMO 信道变化太快，系统不能够获得精确的信道状态信息(CSI)。同时，前面所述的非线性干扰也会影响信道状态信息估计的精度。因此，非精确 CSI 下[7,11]的研究更具有实际的应用价值。

本文主要研究非精确CSI下，受未知非线性干扰的MIMO系统。首先，建立了这种系统的信道模型。在模型中把该干扰看成一个非线性函数，提出了核估计与广义最小二乘相结合的非线性干扰删除方法。最后，为了验证本文所提出的非线性干扰删除的性能，从理论上证明了所得出的干扰估计的收敛性，并通过仿真验证了所提出的方法能有效地删除未知的非线性干扰。

2　信道建模及干扰删除

考虑具有非精确CSI下具有 p 根发射天线，n 根接收天线的MIMO系统。并假设该系统受到某未知非线性干扰，将该非线性干扰看成一个未知函数，则信道模型可以描述为

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{y}&=\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}+g(\boldsymbol{t})+\boldsymbol{e}\\ \widehat{\boldsymbol{H}}&=\boldsymbol{H}+\Delta\boldsymbol{H}\end{aligned}\right\}\tag{1}$$

其中T表示矩阵转置；$\boldsymbol{y}=(y_1,y_2,\cdots,y_n)^{\mathrm{T}}$ 表示接收信号；$\boldsymbol{x}=(x_1,x_2,\cdots,x_p)^{\mathrm{T}}$ 表示发射信号；$\boldsymbol{H}=\left(\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{h}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{h}_n^{\mathrm{T}}\right)$ 表示 $p\times n$ 实际系统的 CSI 矩阵，$\boldsymbol{h}_i=(h_{i1},h_{i2},\cdots,h_{ip})$，$1\le i\le n$；$\boldsymbol{t}=(t_1,t_2,\cdots,t_n)^{\mathrm{T}}$ 表示未知的干扰因子；$g(\cdot)$ 是定义于闭区间上的未知函数(不失一般性，假设闭区间为 $[0,1]$)；$\boldsymbol{e}=(e_1,e_2,\cdots,e_n)^{\mathrm{T}}$ 表示均值为 $\mathbf{0}$，协方差为 $\delta^2\boldsymbol{I}_n$ 的加性高斯白噪声(AWGN)；$\{(\boldsymbol{h}_i,t_i),1\le i\le n\}$ 与 $\{e_i,1\le i\le n\}$ 相互独立；$\widehat{\boldsymbol{H}}=(\hat{\boldsymbol{h}}_1^{\mathrm{T}},\hat{\boldsymbol{h}}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\hat{\boldsymbol{h}}_n^{\mathrm{T}})$ 表示接收端获得的非精确CSI矩阵；$\Delta\boldsymbol{H}=(\Delta\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}},\Delta\boldsymbol{h}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\Delta\boldsymbol{h}_n^{\mathrm{T}})$ 表示独立于信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的 $p\times n$ 的CSI误差矩阵，$\Delta\boldsymbol{h}_i^{\mathrm{T}}$ 是均值为 $\mathbf{0}$，协方差为 $\mu^2\boldsymbol{I}_p$ 的独立同分布的高斯随机变量；当 $g(\boldsymbol{t})=\mathbf{0}$ 时，式(1)就是文献 [7]中非精确CSI下的MIMO系统模型。

为了估计模型中的非线性干扰，简化式(1)可得

$$y_i=\hat{\boldsymbol{h}}_i\boldsymbol{x}+g(t_i)+\varepsilon_i\tag{2}$$

其中 $\varepsilon_i=\boldsymbol{e}_i-\Delta\boldsymbol{h}_i\boldsymbol{x}$。则 ε_i 表示独立同分布的随机变量，$E\varepsilon_i=0$，$\operatorname{var}(\varepsilon_i)=\delta^2+\mu^2\left\|\boldsymbol{x}\right\|^2$，$\|\bullet\|$ 表示 $\boldsymbol{R}^p$ 中欧氏距离。

对于有两个未知参数的模型式(2)，采用迭代的方法估计非线性干扰 $g(\cdot)$ 和发射信号 $\boldsymbol{x}$。

首先假设 $\boldsymbol{x}$ 是已知的 (实际上是未知的)。则式(2)可以看成一个非参数回归模型[12]

$$y_i-\hat{\boldsymbol{h}}_i\boldsymbol{x}=g(t_i)+\varepsilon_i\tag{3}$$

对未知非线性干扰 $g(\cdot)$ 采用核估计方法得到第 1 步估计[13]

$$\widehat{g}_n(t)\hat{=}\widehat{g}_n(t,\boldsymbol{x})\hat{=}\sum_{l=1}^{n}W_{nl}(t)\left(y_l-\hat{\boldsymbol{h}}_l\boldsymbol{x}\right)\tag{4}$$

其中 $W_{nl}(t)=K\left((t-t_l)/\eta_n\right)/\sum_{i=1}^{n}K\left((t-t_i)/\eta_n\right)$；$K(\cdot)$ 是一个非负函数，称之为核函数；η_n 是一个收敛到 0 的常数列。令

$$\tilde{\hat{\boldsymbol{h}}}_i=\hat{\boldsymbol{h}}_i-\sum_{l=1}^{n}W_{nl}(t_i)\hat{\boldsymbol{h}}_l\ ,\quad \tilde{y}_i=y_i-\sum_{l=1}^{n}W_{nl}(t_i)y_l\tag{5}$$

则式(2)可简化为

$$\tilde{y}_i=\tilde{\hat{\boldsymbol{h}}}_i\boldsymbol{x}+\varepsilon_i,\quad 1\le i\le n\tag{6}$$

这等价于信号 $\boldsymbol{x}$ 经过 MIMO 信道 $\widetilde{\widehat{\boldsymbol{H}}}=\left(\tilde{\hat{\boldsymbol{h}}}_1^{\mathrm{T}},\tilde{\hat{\boldsymbol{h}}}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\tilde{\hat{\boldsymbol{h}}}_n^{\mathrm{T}}\right)$，得到接收信号为 $\tilde{\boldsymbol{y}}=(\tilde{y}_1,\tilde{y}_2,\cdots,\tilde{y}_n)^{\mathrm{T}}$。

由广义最小二乘法可得，$\boldsymbol{x}$ 的广义最小二乘估计 $\boldsymbol{x}^*$，其中

$$\boldsymbol{x}^*=\underset{\boldsymbol{x}}{\operatorname{argmin}}\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\frac{\left(\tilde{y}_i-\tilde{\hat{\boldsymbol{h}}}_i\boldsymbol{x}\right)^2}{\delta^2+\mu^2\|\boldsymbol{x}\|^2},\quad 1\le i\le n\tag{7}$$

将式(7)代入式(4)可得 $g(\cdot)$ 的第 2 步估计：

$$\widehat{g}_n^*(t)\hat{=}\sum_{l=1}^{n}W_{nl}(t)\left(y_l-\hat{\boldsymbol{h}}_l\boldsymbol{x}^*\right)\tag{8}$$

式(8)给出了一种非线性干扰的干扰删除方法。为了验证该方法是否有效地删除未知的非线性干扰，需要研究 $\hat{g}^*(t)$ 是否收敛于 $g(t)$，即证明 $\hat{g}^*(t)$ 的收敛性。

3　干扰删除的有效性

要证明 $\hat{g}^*(t)$ 的收敛性。首先，做以下基本假设:

(1) t_1 在 $[0,1]$ 上有连续密度 $r(t)$，且 $0<\inf\limits_{0\le t\le 1}r(t)\le\sup\limits_{0\le t\le 1}r(t)<\infty$；

(2)对 $t\in[0,1]$，$g(t)$ 满足一阶 Lipschitz 条件；

(3) $E\left\|\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}}\right\|^2<\infty$，且 $\boldsymbol{\Sigma}=\mathrm{E}\left(\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}}-E(\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{T}}\mid t_1)\right)(\boldsymbol{h}_1-E(\boldsymbol{h}_1\mid t_1))$ 是正定阵；

(4)存在常数 $M_1,M_2>0$ 及 $\rho>0$，s.t. $M_1I(|u|\le\rho)\le K(u)\le M_2I(|u|\le\rho)$，且在 $[-\rho,\rho]$ 上 $K(\bullet)$ 是有界变差；

(5) $n\eta_n^2/\log n\to\infty,n\eta_n^4\to 0$。

定理(估计的收敛性)　假设条件(1)–条件(5)成立，则 $\hat{g}^*(t)-g(t)\xrightarrow{\mathrm{P}}0$ (依概率收敛)。

证明　对式(2)关于 t 求条件期望，可得

$$g(t)=E(y_1\mid t_1=t)-E\left(\hat{\boldsymbol{h}}_1\mid t_1=t\right)\boldsymbol{x}\tag{9}$$

记 $\theta_{1j}(t)=E(\hat{h}_{1j}\mid t_1=t)$，于是

$$\begin{aligned}\hat{g}^*(t)-g(t)=&\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)y_i-E(y_1\mid t_1=t)\right)\\&-\left(\sum_{j=1}^{p}\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\hat{h}_{ij}-\theta_{1j}(t)\right)(x^*{}_j-x_j)\right)\\&-\sum_{j=1}^{p}\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\hat{h}_{ij}-\theta_{1j}(t)\right)x_j\\&-\sum_{j=1}^{p}\theta_{1j}(t)(x_j^*-x_j)\end{aligned}\tag{10}$$

要证定理只需证明式(10)中各分项依概率收敛于 0。下面分别证明：

首先，证明 $\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\hat{h}_{ij}-\theta_{1j}(t)$ 收敛于 0。

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\hat{h}_{ij}-\theta_{1j}(t)=&\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\left(\hat{h}_{ij}-\theta_{1j}(t_i)\right)\\&+\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\theta_{1j}(t_i)-\theta_{1j}(t)\right)\\\triangleq&\, U_1+U_2\end{aligned}\tag{11}$$

令 $z_{ij}=\hat{h}_{ij}-E(\hat{h}_{ij}\mid t_i=t)$，注意到在给定 $t_1,\cdots,t_n$ 的条件下，z_{ij} 和 z_{kj} 相互独立 $(i\neq k)$，且 $E(z_{ij}\mid t_i)=0$，那么

$$\begin{aligned}EU_1^2=&E\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}^2(t)z_{ij}^2\right)+E\left(\sum_{i\neq k}W_{ni}(t)W_{nk}(t)z_{ij}z_{kj}\right)\\=&E\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}^2(t)E(z_{ij}^2\mid t_s,1\le s\le n)\right)\\&+E\left(\sum_{i\neq k}W_{ni}(t)W_{nk}(t)E(z_{ij}z_{kj}\mid t_s,1\le s\le n)\right)\\=&E\left(\sum_{i=1}^{n}W_{ni}^2(t)E(z_{ij}^2\mid t_i)\right)\end{aligned}\tag{12}$$

由条件(2)，条件(3)，条件(4)有

$$E\left(z_{ij}^2\mid t_i\right)\le E\left(\hat{h}_{ij}^2\mid t_i\right)\le E\left(h_{1j}^2\mid t_1=t\right)+\mu^2<\infty\tag{13}$$

由文献[13]易得 $\sum_{i=1}^{n}W_{ni}^2(t)\xrightarrow{P}0$，故

$$EU_1^2=o(1)\tag{14}$$

另一方面，由文献[14]可得

$$\sup_{0\le t\le 1}\left\|g(t)-\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)g(t_i)\right\|=O(\eta_n)\tag{15}$$

根据式(15)及条件(5)，有

$$U_2=O(\eta_n)=o(1)\tag{16}$$

由式(14)及式(16)可得

$$\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)\hat{h}_{ij}-\theta_{1j}(t)\xrightarrow{\mathrm{P}}0\tag{17}$$

同理有

$$\sum_{i=1}^{n}W_{ni}(t)y_i-E(y_1\mid t_1=t)\xrightarrow{\mathrm{P}}0\tag{18}$$

用文献[15]的方法，类似可得

$$\boldsymbol{x}^*-\boldsymbol{x}_0\xrightarrow{P}\boldsymbol{0}\tag{19}$$

由式(10)，式(17)，式(18)，式(19)可知定理成立。因此，文中非线性干扰的估计方法在接收天线足够多的时候，能准确地估计出系统的干扰情况，也就是说，几乎能完全消除系统中的未知非线性干扰。

4 仿真分析

下面通过仿真分析进一步地说明非线性干扰删除的有效性。考虑单用户、带有未知非线性干扰的非精确 CSI 下的 MIMO 系统。这种非精确的信道状态信息，一方面由信道的多变性和反馈时延等因素引起，另一方面可能由系统中的未知非线性干扰引起。首先给出以下的仿真参数：

(1)对任意的 $t\in[0,1]$，假设 $g(t)=\sin(3\pi t)\exp(2t)$；

(2)核函数 $K(x)=\dfrac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\dfrac{x^2}{2}\right)$；

(3) $\eta_n=\log n/\sqrt{n}$ 。

易证，以上参数满足定理的假设条件。图 1 和图 2 给出了发射天线数为 2，接收天线数分别为 4 和 10 时，$g(t)$ 的估计值和 $g(t)$ 之间的拟合效果；且当接收天线数为 4 时二者之间的拟合程度已经较好。说明了本文的估计方法能有效地消除系统中未知的非线性干扰。

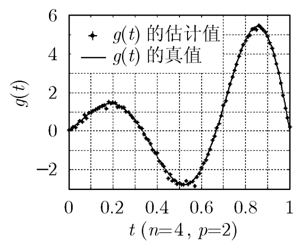

图 1 非线性干扰 $g(t)$ 的估计精度分析(p=2,n=4)

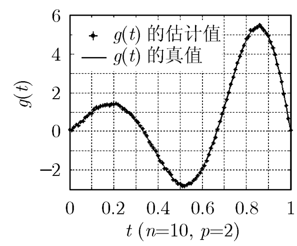

图 2 非线性干扰 $g(t)$ 的估计精度分析(p=2,n=10)

图 3 给出了发射天线数为 2 时，针对不同接收天线数所得的 $\hat{g}^*(t)$ 和 $g(t)$ 之间的估计误差平方和。结果表明，随着接收天线数的增多，二者之间的误差趋于 0，并且接收天线数越大，干扰删除的效果越好。同时，也表明了对于 2 发 2 收 MIMO 系统中的未知非线性干扰的干扰删除方法还有待改进。

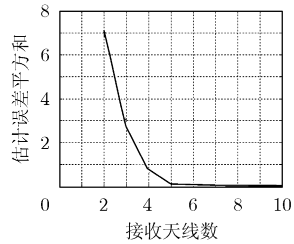

图 3 $\hat{g}^*(t)$ 和 $g(t)$ 之间的估计误差平方和(p=2)

5 结束语

在复杂的多天线环境下，精确的 CSI 通常难以获得，非

精确的 CSI 下 MIMO 系统的性能分析更具有应用价值。另一方面，各种未知的干扰、噪声无处不在，它们不但影响了信号接收质量，还严重影响了 CSI 估计的精度。因此，本文提出了针对这些未知干扰的干扰删除方法。首先，在非精确 CSI 条件下，建立了带非线性干扰的 MIMO 系统的系统模型。基于非参数理论，用核估计和广义最小二乘相结合的方法，消除非线性干扰的影响。证明了干扰删除的有效性。最后，通过仿真分析，验证了在接收天线数足够多的情况下(如 2 发 4 收的 MIMO 系统)，所提出的方法能有效地删除非精确 CSI 下 MIMO 系统中的未知干扰。可以预见，删除了未知干扰的 MIMO 系统，信道状态估计信息也将更精确。

为了简单起见，本文只考虑了单用户的 MIMO 系统。对于多用户的 MIMO 系统，干扰可以分为两部分：未知非线性干扰和多用户干扰。其中的非线性干扰可以用本文的方法删除，多用户干扰则可以用脏纸编码等方式删除。

参 考 文 献

[1] 3GPP, TR 25.913, Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)[S], v7.3.0, 2006.

[2] 3GPP2, cdma2000 enhanced packet data air interface system-system requirements document, v0.04, 2005.

[3] 陶小峰, 印海莹, 徐缙等. 广义 MIMO 通用信道矩阵建模. 北京邮电大学学报, 2005, 28(5): 47–51.
Tao Xiao-feng, Yin Hai-ying, and Xu Jin *et al.*. Modeling of the generalized MIMO channel matrix. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2005, 28(5): 47–51.

[4] 陶小峰, 秦海燕, 温蕾等. 频率选择性信道下 V-BLAST 的信道矩阵的建模. 北京邮电大学学报, 2004, 27(2): 84–87.
Tao Xiao-feng, Qin Hai-yan, and Wen Lei *et al.*. Channel modeling of layered space-time code under frequency-selective fading channel. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2004, 27(2): 84–87.

[5] Choi Seyeong, Ko Young-Chai, and Powers E J. Optimization of switched MIMO systems over rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2007, 56(1): 103–114.

[6] Gershman A B and Sidiropoulos N D . Space time processing for MIMO communications. USA: John Wiley and Sons, Ltd. 2005: 1–357.

[7] Lau K N, Kwong Yu, and Kwok Ricky. Channel adaptive technologies and cross layer designs for wireless systems with multiple antennas theory and applications.Canada: John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2006: 1–503.

[8] 王振杰, 卢秀山. 利用半参数模型分离 GPS 基线中的系统误差. 武汉大学学报, 2007, 32(4): 316–318.
Wang Zhen-jie and Lu Xiu-shan. Separating systematical errors in GPS baselines using semi-parametric model. *Journal of Wuhan University*, 2007, 32(4): 316–318.

[9] 易东云, 吴翊, 朱矩波等. 模型误差与轨道精度. 系统工程与电子技术, 1999, 21(1): 15–19.
Yi Dong-yun, Wu Yi, and Zhu Ju-bo, *et al.*. Modeling error and orbit precision. *Systems Engineering and Electronics*, 1999, 21(1): 15–19.

[10] 王炯琦, 周海银, 赵德勇等. 基于半参数回归模型的双星系统定轨算法及精度分析.宇航学报, 2006, 27: 56–62.
Wang Jiong-qi, Zhou Hai-yin, and Zhao De-yong, *et al.*. Research on the algorithm of semi-parametric regression model for orbit determination and its precision analysis based on bi-satellite positioning system. *Journal of Astronautics*, 2006, 27(12): 56–62.

[11] Zhou Z and Vucetic B. Design of adaptive modulation using imperfect CSI in MIMO systems. *Electronics Letters*, 2004, 40(17): 1073–1075.

[12] Stone C J. Consistent nonparametric regression. *The Annuals of Statistics*. 1977, 5(4): 595–645.

[13] Hong Shengyan and Cheng Ping. The convergence rate of estimation for parameter in a semiparametric model. *Chinese Journal of Applied Probability and Statistics*, 1994, 10(1): 62–70.

[14] Jian Shi and Lau Taishing. Empirical likelihood for partially linear models. *Journal of Multivariate Analysis*, 2000, 72(1): 132–148.

[15] Cui H J and Chen S X. Empirical likelihood confidence region for parameter in the errors-in-variables models. *Journal of Multivariate Analysis*, 2003, 84(1): 101–115.

许方敏：　女，1980 年生，博士生，研究方向为先进移动通信系统及其关键技术，包括 MIMO、无线资源管理策略等.

陶小峰：　男，1970 年生，博士，副教授，研究方向为先进移动通信系统及其关键技术.

张　平：　男，1959 年生，教授，博士生导师，主要研究方向为下一代移动通信系统中的关键技术及实现.