

不完全信道状态信息条件下多用户 Turbo-BLAST 迭代检测算法

陈小敏^① 徐大专^① 虞湘宾^{①②} 朱秋明^①

^①(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文将空时多用户检测技术和 Turbo-BLAST 方案相结合,构造了基于 CDMA 技术的多用户 Turbo-BLAST 系统模型,提出了不完全信道状态信息条件下的解相关算法和迭代检测算法。在发送端将 V-BLAST 结构与 CDMA 技术相结合实现多路复用,在接收端利用空时多用户检测算法去除用户间干扰,得到期望用户的接收信号,然后采用考虑信道估计误差的软干扰抵消迭代检测算法,对期望用户的接收信号进行检测以去除天线间干扰。仿真结果说明,所提算法对于多用户 Turbo-BLAST 系统是有效的,可在不增加复杂度的条件下达到良好的迭代效果。

关键词: 空时多用户检测;多用户 Turbo-BLAST;不完全信道状态信息;迭代检测

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)04-0790-04

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00076

Iterative Detection Scheme for Multiuser Turbo-BLAST System with Imperfect Channel State Information

Chen Xiao-min^① Xu Da-zhuan^① Yu Xiang-bin^{①②} Zhu Qiu-ming^①

^①(College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

^②(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The space-time multiuser detection scheme is applied to Turbo-BLAST system to form a multiuser Turbo-BLAST system. A scheme for de-correlating and interference cancellation detection technique is proposed in the presence of channel state information imperfection. At the transmitter, V-BLAST structure is combined with CDMA technique for spatial multiplexing. At the receiver, the de-correlating algorithm is employed to remove the multiuser interference first, and then the iterative interference cancellation scheme which takes the channel estimation errors into account is introduced to mitigate the co-antenna interference. Simulation results show that the proposed space-time multiuser model is effective in the presence of channel state information imperfection, it makes the detection of every user be comparatively independent, and benefits for application of the traditional Turbo-BLAST scheme.

Key words: Space-time multiuser detection; Multiuser Turbo-BLAST; Imperfect Channel State Information (I-CSI); Iterative detection

1 引言

将空时多用户检测技术^[1,2]和 Turbo-BLAST^[3]结构相结合,本文提出一种基于码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)的多用户 Turbo-BLAST 系统模型,发送端采用 CDMA 技术实现多路复用,接收端采用多用户检测技术对接收信号进行解相关,以去除用户间干扰,并对期望用户的接

收信号进行迭代检测,以去除天线间干扰。

由于解相关和迭代检测必须依赖信道状态信息,而在实际系统中,由于接收机估计不准确、量化精度误差等因素,接收端估计的 CSI 存在一定的误差^[4-6],基于此,本文提出了 I-CSI 条件下多用户 Turbo-BLAST 的解相关算法和迭代检测算法,仿真结果显示,构造的多用户 Turbo-BLAST 系统模型是合理的,所提检测算法对多用户 Turbo-BLAST 系统也是有效的,通过迭代检测可以显著改善系统的 BER 性能。

2 信道模型

考虑一个基于 CDMA 技术的同步多用户 Turbo

2009-01-16 收到, 2009-12-29 改回

江苏省自然科学基金(BK2007192), 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(N200904)和高等学校博士学科点专项科研基金(20093218120021)资助课题

通信作者: 陈小敏 chenxm402@nuaa.edu.cn

-BLAST 系统, 系统中有 U 个活动用户, 每个用户有 n_T 根发射天线和 n_R 根接收天线(一般考虑 $n_T \leq n_R$)。假设用户 u 为期望用户, $\mathbf{H}^{(u)}$ 表示用户 u 发送信号所经历的实际信道矩阵, 其元素满足 $h_{ij}^{(u)} \sim \mathcal{CN}(0,1)$, $\mathbf{\Xi}^{(u)}$ 表示信道估计误差矩阵, 其元素满足 $e_{ij}^{(u)} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$, σ_e^2 为信道估计误差的方差, 反映信道估计的准确性, $\hat{\mathbf{H}}^{(u)}$ 表示用户 u 的信道估计矩阵, 其元素满足 $\hat{h}_{ij}^{(u)} \sim \mathcal{CN}(0, 1 - \sigma_e^2)$, 在 I-CSI 条件下, 信道估计矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^{(u)}$ 和实际信道矩阵 $\mathbf{H}^{(u)}$ 之间的关系可表示为^[6]

$$\mathbf{H}^{(u)} = \hat{\mathbf{H}}^{(u)} + \mathbf{\Xi}^{(u)} \quad (1)$$

$\hat{\mathbf{H}}^{(u)}$ 和 $\mathbf{\Xi}^{(u)}$ 是相互独立的。 $\sigma_e^2 = 0$ 对应完全信道状态信息(Peak CSI, P-CSI)条件, 即信道完全被估计情况。

3 基于 CDMA 技术的多用户 Turbo-BLAST 系统模型

U 个用户的信息比特流分别经过编码、调制、串/并变换、扩频后发送出去。系统模型如图 1 所示。

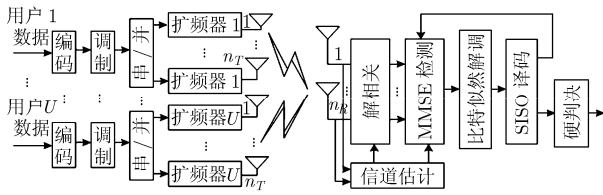


图 1 基于 CDMA 技术的多用户 Turbo-BLAST 系统模型

在 I-CSI 条件下, 用 $s^{(u)}(l)$ 表示用户 u 的第 l 个扩频码片, $l = 1, 2, \dots, L_S$, 其中 L_S 为扩频码的长度, 用 $\mathbf{x}^{(u)}$ 表示用户 u 某个时刻的发送信号, $\mathbf{n}(l)$ 为第 l 个码片上叠加的复高斯白噪声, 其元素均值为零, 方差为 σ_n^2 , 则对应第 l 个码片的等效基带接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(l) &= \sum_{u=1}^U \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l) + \mathbf{n}(l) \\ &= \sum_{u=1}^U \hat{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l) + \sum_{u=1}^U \mathbf{\Xi}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l) + \mathbf{n}(l) \\ &= \sum_{u=1}^U \hat{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l) + \hat{\mathbf{n}}(l) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\hat{\mathbf{n}}(l) = \sum_{u=1}^U \mathbf{\Xi}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l) + \mathbf{n}(l)$ 为由信道估计误差和高斯白噪声组成的等效噪声, 等效噪声元素的方差可通过下列计算而获得。首先, 设 $\mathbf{f}(l) = \sum_{u=1}^U \mathbf{\Xi}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l)$, 则

$$\begin{aligned} \mathbf{f}(l) &= \sum_{u=1}^U \mathbf{\Xi}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)} s^{(u)}(l) \\ &= \sum_{u=1}^U \begin{bmatrix} e_{11}^{(u)} & \cdots & e_{1n_T}^{(u)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{n_R 1}^{(u)} & \cdots & e_{n_R n_T}^{(u)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^{(u)} s^{(u)}(l) \\ \vdots \\ x_{n_T}^{(u)} s^{(u)}(l) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_T} e_{1i}^{(u)} x_i^{(u)} s^{(u)}(l) \\ \vdots \\ \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_T} e_{n_R i}^{(u)} x_i^{(u)} s^{(u)}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(l) \\ \vdots \\ f_{n_R}(l) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

然后, 对 $\mathbf{f}(l)$ 中的任意元素 $f_k(l) =$

$\sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_T} e_{ki}^{(u)} x_i^{(u)} s^{(u)}(l)$, $k = 1, \dots, n_R$, 其方差可计算为

$$\begin{aligned} \sigma_k^2(l) &= \varepsilon\{f_k(l)[f_k(l)]^*\} \\ &= \varepsilon\left\{\left[\sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_T} e_{ki}^{(u)} x_i^{(u)} s^{(u)}(l)\right] \left[\sum_{u'=1}^U \sum_{i'=1}^{n_T} e_{ki'}^{(u')} x_{i'}^{(u')} s^{(u')}(l)\right]^*\right\} \end{aligned} \quad (4)$$

对归一化的 Walsh 码, 满足 $s^{(u)}(l)[s^{(u)}(l)]^* = 1/L_S$, 又因为 $\{e_{ki}^{(u)}\}$ 是独立同分布的, 则有 $\varepsilon\{e_{ki}^{(u)}[e_{ki'}^{(u')}]^*\} = \sigma_e^2 \delta(i-i')\delta(u-u')$, 因此式(4)可写为

$$\begin{aligned} \sigma_k^2(l) &= \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_T} \varepsilon\{[e_{ki}^{(u)} x_i^{(u)}][e_{ki}^{(u)} x_i^{(u)}]^*\} \{s^{(u)}(l)[s^{(u)}(l)]^*\} \\ &= \sum_{u=1}^U \sum_{i=1}^{n_T} \varepsilon\{|e_{ki}^{(u)}|^2\} \varepsilon\{|x_i^{(u)}|^2\} / L_S = U n_T \sigma_e^2 / L_S \end{aligned} \quad (5)$$

因为 $\hat{\mathbf{n}}(l) = \mathbf{f}(l) + \mathbf{n}(l)$, 其元素可表示为 $\hat{n}_k(l) = f_k(l) + n_k(l)$, $k = 1, \dots, n_R$, 利用 \mathbf{f} 和 \mathbf{n} 是相互独立的(由 $\mathbf{\Xi}$ 和 \mathbf{n} 的独立性获得), 可求得 $\hat{n}_k(l)$ 的方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{n}_k}^2(l) &= \varepsilon\{\hat{n}_k(l)\hat{n}_k^*(l)\} = \varepsilon\{[f_k(l) + n_k(l)][f_k(l) + n_k(l)]^*\} \\ &= \varepsilon\{|f_k(l)|^2\} + \varepsilon\{|n_k(l)|^2\} \\ &= \sigma_k^2(l) + \sigma_n^2 = U n_T \sigma_e^2 / L_S + \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (6)$$

同样可求出 $\hat{\mathbf{n}}(l)$ 中其它元素的方差也为 $U n_T \sigma_e^2 / L_S + \sigma_n^2$, 因此等效噪声方差为 $\sigma_n^2(l) = \varepsilon[\hat{\mathbf{n}}(l)\hat{\mathbf{n}}^H(l)] = (U n_T \sigma_e^2 / L_S + \sigma_n^2) \mathbf{I}_{n_R}$ 。当信道估计误差为零时, 总的等效噪声方差 $\sigma_n^2 = \sigma_n^2$, 即对应于 P-CSI 条件下的信道噪声方差。

4 解相关算法

由于用户的扩频码完全已知, 接收机可以知道多址干扰的扩频码字、组成结构与目标信号的关系。利用这些信息, 接收机可以对各用户做联合检测^[1]。用 $\hat{\mathbf{Y}} \triangleq [\hat{\mathbf{y}}(1), \dots, \hat{\mathbf{y}}(L_S)]$ 表示一个符号周期的接收信号矩阵, $\hat{\mathbf{N}} \triangleq [\hat{\mathbf{n}}(1), \dots, \hat{\mathbf{n}}(L_S)]$ 表示一个符号周期的等

效噪声,因为不同码片对应的噪声是独立同分布的,所以 $\widehat{\mathbf{N}}$ 的噪声方差为 $\sigma_{\widehat{\mathbf{N}}}^2(l) = \sigma_n^2(l)$ 。用 $\mathbf{s}^{(u)} \triangleq [\mathbf{s}^{(u)}(1), \dots, \mathbf{s}^{(u)}(L_S)]$ 表示用户 u 对应的扩频码, $\mathbf{S} \triangleq \{[\mathbf{s}^{(1)}]^T, \dots, [\mathbf{s}^{(U)}]^T\}^T$ 表示所有用户的扩频码, $\widehat{\mathbf{A}}^{(u)} \triangleq \widehat{\mathbf{H}}^{(u)} \mathbf{x}^{(u)}$ 表示用户 u 某个符号周期的发送信号, $\widehat{\mathbf{A}} \triangleq [\widehat{\mathbf{A}}^{(1)}, \dots, \widehat{\mathbf{A}}^{(U)}]$ 为所有 U 个用户发送信号,基于上述定义,一个符号周期的接收信号矩阵可以表示为

$$\widehat{\mathbf{Y}} = \widehat{\mathbf{A}}\mathbf{S} + \widehat{\mathbf{N}} \quad (7)$$

考虑到所有用户的发送符号信息都包含在 $\widehat{\mathbf{A}}$ 中,因此多用户接收的关键问题就是如何从接收的符号序列中得到 $\widehat{\mathbf{A}}$ 的初始估计。对于同步上行链路,当所有用户的信道估计矩阵和扩频码已知时,通过解相关,可获得所有用户解相关后的信号,用 \mathbf{R} 表示,扩频码采用归一化的 Walsh 码,满足 $\mathbf{S}\mathbf{S}^H = \mathbf{I}_{L_S}$, 则 \mathbf{R} 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \widehat{\mathbf{Y}}\mathbf{S}^H(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1} = (\widehat{\mathbf{A}}\mathbf{S} + \widehat{\mathbf{N}})\mathbf{S}^H(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1} \\ &= \widehat{\mathbf{A}} + \widehat{\mathbf{N}}\mathbf{S}^H(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1} = \widehat{\mathbf{A}} + \widetilde{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\widetilde{\mathbf{N}} \triangleq \mathbf{N}\mathbf{S}^H(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1}$ 为解相关后的噪声,下面求解相关后的噪声方差

$$\begin{aligned} \sigma_{\widetilde{\mathbf{N}}}^2 &= \varepsilon\{\widetilde{\mathbf{N}}\widetilde{\mathbf{N}}^H\} = \varepsilon\{\widehat{\mathbf{N}}\mathbf{S}^H(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1}[(\mathbf{S}\mathbf{S}^H)^{-1}]^H \widehat{\mathbf{N}}^H\} \\ &= \varepsilon\{\widehat{\mathbf{N}}\widehat{\mathbf{N}}^H\} = (U n_T \sigma_e^2 / L_S + \sigma_n^2) \mathbf{I}_{n_R} \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)可见,解相关操作前后的噪声方差相等。假设 $\mathbf{S}\mathbf{S}^H$ 是满秩的,则 \mathbf{R} 就是接收信号为 $\widehat{\mathbf{Y}}$ 时解相关器的最大似然输出,基于 $\widehat{\mathbf{A}}$ 的定义和排列顺序,很容易从 \mathbf{R} 中获得期望用户 u 解相关后的接收信号 $\mathbf{r}^{(u)}$, 即该信号为 \mathbf{R} 的第 u 列,可以表示为^[1]

$$\mathbf{r}^{(u)} = \mathbf{R}(:, u) \quad (10)$$

因为解相关操作对信道噪声方差没有影响,解相关后,每个用户的等效噪声方差也为 $\sigma_n^2 = (U n_T \sigma_e^2 / L_S + \sigma_n^2) \mathbf{I}_{n_R}$ 。即当信道噪声一定时,用户数目越多,因为信道估计误差造成的干扰就越大。

5 空时多用户 Turbo-BLAST 迭代检测算法

解相关操作去除了用户间干扰,得到期望用户

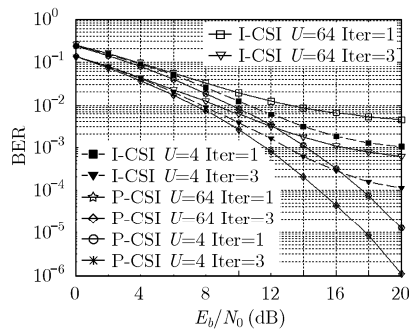


图2 不同用户数目的多用户 Turbo-BLAST 系统性能

的接收信号,那么对每一个用户而言,如何从期望用户的接收信号中去除天线间干扰的过程类似于单用户 Turbo-BLAST 检测过程^[3],这里不再详细讨论,下面直接给出用户 u 解相关后的迭代检测算法。

用 $\widehat{\mathbf{h}}_k^{(u)}$ 为矩阵 $\widehat{\mathbf{H}}^{(u)}$ 的第 k 列, $\widehat{\mathbf{H}}_k^{(u)} = [\widehat{\mathbf{h}}_1^{(u)}, \dots, \widehat{\mathbf{h}}_{k-1}^{(u)}, \widehat{\mathbf{h}}_{k+1}^{(u)}, \dots, \widehat{\mathbf{h}}_{n_T}^{(u)}]$, $\mathbf{x}_k^{(u)} = [\mathbf{x}_1^{(u)}, \dots, \mathbf{x}_{k-1}^{(u)}, \mathbf{x}_{k+1}^{(u)}, \dots, \mathbf{x}_{n_T}^{(u)}]^T$, 则期望用户 u 第 k 个发送符号的最小均方误差检测示为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_k^{(u)} &= [\widehat{\mathbf{h}}_k^{(u)}]^H \{ \mathbf{H}^{(u)} [\mathbf{H}^{(u)}]^H + (U n_T \sigma_e^2 / L_S \\ &\quad + \sigma_n^2) \mathbf{I}_{n_R} \}^{-1} \{ \mathbf{r}^{(u)} - \varepsilon[\tilde{\mathbf{x}}_k^{(u)}] \} \end{aligned} \quad (11)$$

第一次迭代时因为没有发送信息的先验信息,假设发送符号先验等概率分布,即 $\varepsilon[\tilde{\mathbf{x}}_k^{(u)}] = 0$,从第二次迭代开始,可以根据前一次检测反馈的后验概率信息估计发送符号,并且用估计出的发送符号期望 $\varepsilon[\tilde{\mathbf{x}}_k^{(u)}]$ 来进行软干扰抵消。

6 仿真结果与分析

本节通过仿真验证方案的有效性。对同步上行多用户 Turbo-BLAST 系统,信道为平坦的瑞利衰落信道,扩频码采用 64 位的 Walsh 码,Iter 表示迭代次数,天线配置为 4 发 4 收,信道编码采用 (2,1,3) 卷积码,调制方式为 4 QAM 调制。图 2 给出了多用户 Turbo-BLAST 的系统 BER 性能,图中 I-CSI 条件性能仿真的信道估计误差的方差为 0.1,仿真目的是研究所提算法的迭代检测性能以及用户数目对系统性能的影响。图 3 给出了 I-CSI 条件下系统 BER 性能随信道估计误差的变化,考虑 4 个活动用户,仿真的目的是研究信道估计误差对系统性能的影响。

由图 2 可以看出,对信道完全被估计和信道估计有误差两种情况,迭代检测均可以改善系统的 BER 性能,但在 I-CSI 条件下的 BER 性能要明显差于 P-CSI 条件下的 BER 性能。这在于估计误差带来了信道测量的不准确,使得检测错误率提高,以致相应的 BER 性能变差。此外,由图 2 可以看出,在 P-CSI 条件下,系统中活动用户数目不同时,多

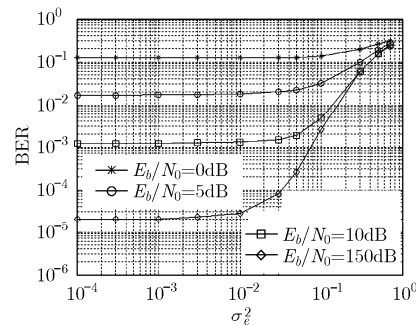


图3 I-CSI 条件下 BER 性能随信道估计误差的变化

用户 Turbo-BLAST 系统的 BER 曲线几乎完全重合,即在 P-CSI 条件下 BER 性能和活动用户数目没有关系,究其原因每个用户的等效噪声方差为 $\sigma_n^2 = (Un_T\sigma_e^2 / L_S + \sigma_n^2)\mathbf{I}_{n_R}$, 当 $\sigma_e^2 = 0$ 时,等效噪声方差只和信道噪声有关,所以 BER 随着信噪比的增大而逐渐变小,这同时也说明在 P-CSI 条件下,因为 Walsh 码是完全正交的,经过解相关操作可以完全去除了多用户干扰。而当信道估计存在误差时,用户数目越多,BER 性能就越差,而且信噪比越高,性能相差越大,这是因为当扩频码的码长一定时,对同样的信道噪声,等效噪声方差随用户数目增加而增大,用户数目越多,信道估计误差造成的用户间干扰就越大,而且随着信噪比的增加,这时等效噪声的方差 $\sigma_n^2 \approx (Un_T\sigma_e^2 / L_S)\mathbf{I}_{n_R}$ 几乎和活动用户数目 U 成正比,当用户数目较少时,信道估计误差造成的影响比较小,而用户数目越多对应的等效噪声的方差就越大,因此系统的 BER 性能就越差。

由图 3 可见,对于同一信噪比,当信道估计误差较小时,BER 性能随估计误差的增大几乎不变,但是当估计误差越来越大时,BER 性能明显变差,而且信噪比越高 BER 性能对信道估计误差越敏感。究其原因在于当估计误差较大时,所获得的信道系数与真实的信道系数已相差较远,已不能反映信道的真实情况,使得接收端检测正确率变得较低,其结果带来了系统 BER 性能明显变差,这与实际的情况也是相符的。而信噪比越高,高斯白噪声的方差近似为 0,这时候影响系统性能的主要是信道估计误差,因此信噪比越高,BER 性能对信道估计误差越敏感。

7 结论

本文研究了基于 CDMA 技术的多用户 Turbo-BLAST 系统检测算法,推导出 I-CSI 条件下等效噪声的方差,提出了多用户 Turbo-BLAST 系统的解相关算法和迭代检测算法。仿真结果说明构造的空时多用户模型是有效的,有利于已有单用户 Turbo-

BLAST 方案的应用,而单用户 Turbo-BLAST 迭代检测算法在多用户模型下也是有效的,可以通过迭代检测显著改善系统的 BER 性能。

参考文献

- [1] Li Hong-bin and Li Jian. Differential and coherent decorrelating multiuser receivers for space-time coded CDMA systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2529-2537.
- [2] Zheng Zi-wei, Yang Zhi-xing, and Zhu Yi-sheng, *et al.* Channel estimation and interference suppression for uplink CDMA mobile communication systems[J]. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2004, 4(5): 483-489.
- [3] Sellathurai Mathini and Haykin Simon. Turbo-BLAST for wireless communications: theory and experiments [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2538-2546.
- [4] Zhou Sheng-li and Giannakis G B. Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel mean feedback [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2599-2613.
- [5] Zhou Sheng-li and Giannakis G B. How accurate channel prediction needs to be for transmit-beamforming with adaptive modulation over Rayleigh MIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2004, 3(4): 1285-1294.
- [6] Zhou Zhen-dong Vucetic Branka, and Dohler Mischa, *et al.* MIMO systems with adaptive modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, 54(5): 1828-1842.

陈小敏: 女, 1975 年生, 博士, 研究方向为空时编码的信号检测和链路自适应技术。

徐大专: 男, 1963 生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信、通信信号处理和无损检测。

虞湘宾: 男, 1972 年生, 博士后, 副教授, 研究方向为空时编码及自适应调制。