

自适应调制 MIMO 系统的最小化发射功率准则

王智鹰 何 晨

(上海交通大学电子工程系 上海 200240)

摘 要: 该文提出了一种新的适用于多输入多输出系统的最小化发射总功率自适应调制准则, 给出了其在完美信道反馈条件下最佳功率/比特分配方案的理论闭式解及非完美反馈时实现算法。最小化发射功率准则的显著优点是能够在满足用户需要的传输速率和误比特率的前提下, 以尽可能小的发射功率实现数据传输, 使无线网络中的跨层优化成为可能。

关键词: 自适应调制(AM); 多输入多输出(MIMO); 服务质量(QoS)

中图分类号: TN92, TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0950-04

MTP Adaptive Modulation Criterion for MIMO Systems

Wang Zhi-ying He Chen

(Dept. of Electronics Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In this paper, a novel optimization criterion is presented for Adaptive Modulation (AM) Multi-Input and Multi-Output (MIMO) system, which aims at finding out proper modulation and power allocation parameters to reach the required Quality of Services (QoS), while the overall transmission power is minimized. The closed-form solution under perfect Channel State Information (CSI) and the practical algorithm under imperfect CSI are given. The simulation results show that the proposed criterion is very helpful to make cross-layer optimization by taking the QoS requirements into account much easier.

Key words: Adaptive Modulation; MIMO; QoS

1 引言

近年来, 为了尽可能充分地利用MIMO信道所能提供的容量, 自适应调制技术一直被认为是最有效的手段之一。它能够根据信道状态的变化自适应地选择发射机的调制和功率分配方案^[1-5]。目前, 在这方面占主导地位的方案都是通过给定总发射功率的前提下, 以最大化系统容量的方式实现。

然而在实际应用中, 无线链路所需要达到的服务质量, 特别是目标误比特率和传信率, 往往是由正在传输的业务类型所决定。针对这种情况, 本文提出了一种新的适用于MIMO系统的自适应调制准则, 它能够根据当前传输业务的需要, 实时定制调制和功率配置参数, 使系统的总发射功率最小。本文称其为最小化发射功率的自适应调制准则; 相应地, 使用这一准则进行数据传输的MIMO系统被称为最小化发射功率的自适应调制多输入多输出系统, 简称为MTP AM-MIMO。与前面所提到的容量最大化的自适应调制准则相比较, 这种新准则具有显著的优点: 其一, 对单个终端来说, 能够在满足当前用户需要的情况下, 以最小发射功率工

作, 对于节省终端能耗和延长持续工作时间有重要意义。其二, 从整个网络的角度来看, 能将部分网络上层的参数直接引入到物理层设计当中, 使无线网络的跨层优化成为可能。

2 发射功率的最小化准则

为了简化和便于描述, 本文只考虑两种最基本的服务质量参数: 期望传输速率和期望误比特率。根据文献[6], 如果在一个受到加性高斯白噪声污染的平衰落单输入单输出信道中使用未编码的矩形正交幅度调制(QAM), 可以通过下式来估计传输的误码率:

$$\text{BER} = 0.2 \exp\left\{\frac{-1.6 \cdot \text{SNR}}{(2^b - 1)}\right\} \quad (1)$$

其中SNR为接收端的信噪比; b 为QAM调制的阶数, 即选择了 2^b 点的星座进行调制。当 $b \geq 2$, 且 $\text{BER} \leq 10^{-3}$ 时, 式(1)的误码率估计误差在1dB以内。

对于一个窄带MIMO系统来说, 通过在收发信机进行奇异值波束成形, 可以将其分解成 k 个并行的正交SISO子信道^[2]。假设用 $\{\lambda_i\}$, $\{\sigma_i^2\}$, $\{b_i\}$ 和 $\{P_i\}$ 分别代表每个子信道的功率增益、噪声功率、调制阶数和发射功率, 其中 $i = 1, \dots, k$, 则根据式(1), 要使第 i 个子信道满足期望的误比特率(BER_i), 则该子信道所需要的发射功率应该满足:

2005-06-20 收到, 2006-03-24 改回

国家自然科学基金(60372082, 60372076)和上海市重大科技攻关项目(No.03DZ15010)资助课题

$$P_i = \frac{-\sigma_i^2 \cdot (2^{b_i} - 1) \cdot \ln(5\text{BER}_i)}{1.6\lambda_i} \quad (2)$$

更进一步地,用符号 $R_{\text{tgt}} \in Z^+$ 和 $\text{BER}_{\text{tgt}} \in (0,1)$ 表示 MIMO 系统的目标比特传输速率和目标误比特率,其中 R_{tgt} 的单位是 bit/sample,表示整个 MIMO 系统在一个采样时刻所需要传输比特数,则当目标传输速率和误比特率给定时,总发射功率最小化的自适应调制 MIMO 系统可以用一个以 R_{tgt} 和 BER_{tgt} 为约束的优化问题来描述:

$$\begin{aligned} \{b_i, \text{BER}_i\}^{\text{opt}} &= \arg \min_{b_i, \text{BER}_i} \sum_{i=1}^k P_i \\ &= \arg \min_{b_i, \text{BER}_i} \sum_{i=1}^k \frac{-\sigma_i^2 (2^{b_i} - 1) \ln(5\text{BER}_i)}{1.6\lambda_i} \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^k b_i = R_{\text{tgt}}, \quad b_i \in Z^+ \quad (3b)$$

$$\frac{1}{R_{\text{tgt}}} \sum_{i=1}^k b_i \cdot \text{BER}_i = \text{BER}_{\text{tgt}} \quad (3c)$$

该约束优化问题的解 $\{b_i, \text{BER}_i\}^{\text{opt}}$ 即为能够满足目标服务质量要求的最佳调制阶数和最佳子信道目标误比特率。根据式(2),它们可以共同确定子信道的最佳发射功率分配方案 $\{P_i\}^{\text{opt}}$ 。

但是,由于式(3a)的形式比较复杂,约束优化式(3)的闭式解无法直接得到。为合理地对该问题进行简化,本文首先假设每条子信道上的期望误码率是相同的,即

$$\text{BER}_i = \text{BER}_{\text{tgt}} \quad (4)$$

这一假设可以显著减少约束优化问题式(3)的自由度,并使功率最小化问题简化为

$$\{b_i\}^{\text{opt}} = \arg \min_{b_i} \sum_{i=1}^k \frac{-\sigma_i^2 (2^{b_i} - 1) \ln(5\text{BER}_{\text{tgt}})}{1.6\lambda_i} \quad (5a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^k b_i = R_{\text{tgt}}, \quad b_i \in Z^+ \quad (5b)$$

在以后的分析中我们都在式(5)的基础上进行讨论。

3 完美信道反馈(P-CSI)条件下的 MTP AM-MIMO

用 $\mathbf{H} \in C^{N_r \times N_t}$ 表示一个具有 N_t 个发送天线和 N_r 个接收天线的窄带 MIMO 信道,其输入、输出及加性白噪声分别用向量 $\mathbf{s} \in C^{N_t \times 1}$, $\mathbf{r} \in C^{N_r \times 1}$ 和 $\mathbf{n} \in C^{N_r \times 1}$ 表示。噪声向量 \mathbf{n} 中的元素是独立同分布的复高斯随机变量,其均值为 0,方差为 σ_n^2 。则该 MIMO 信道的输入输出模型为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6)$$

假设接收端能够无误差地估计信道矩阵,并通过一个无差错无延迟的反向信道将其反馈给发射端,则通过对信道矩阵进行奇异值分解(SVD):

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \text{diag}(\sqrt{\lambda_1} \quad \dots \quad \sqrt{\lambda_k}) \cdot \mathbf{V}^H \quad (7)$$

发送/接收双方可以分别获得发射加权矩阵 $\mathbf{V} \in C^{N_t \times k}$ 和接

收加权矩阵 $\mathbf{U}^H \in C^{k \times N_r}$,并将 MIMO 信道分解为一组幅值增益为 $\{\sqrt{\lambda_i}\}$, $i = 1, \dots, k$ 的正交子信道。其中, k 为 \mathbf{H} 的秩。通过对接收信号和发射信号进行加权:

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}^H \mathbf{r}, \quad \mathbf{s} = \mathbf{V} \mathbf{x} \quad (8)$$

可以得到 MIMO 系统的等效子信道传输模型:

$$\mathbf{y} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1} \quad \dots \quad \sqrt{\lambda_k}) \mathbf{x} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (9)$$

其中每个子信道中的高斯白噪声功率相同,且满足:

$$\sigma_i^2 = \sigma_n^2 \quad (10)$$

为了求得最小化发射功率问题的闭式解,进一步假设 b_i 可以遍取实数域上的任何值,并将式(10)代入式(5a)中,式(5)进一步转化为连续可行域上具有等式约束的优化问题:

$$\{b_i\}^{\text{opt}} = \arg \min_{b_i} \sum_{i=1}^k \frac{-\sigma_n^2 (2^{b_i} - 1) \ln(5\text{BER}_{\text{tgt}})}{1.6\lambda_i} \quad (11a)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^k b_i = R_{\text{tgt}}, \quad b_i \in R \quad (11b)$$

直接对式(11)使用拉格朗日乘法可以得到完美信道反馈条件下最佳比特分配方案的闭式解:

$$\{b_i\}^{\text{opt}} = \frac{1}{k} \log_2 \left(2^{R_{\text{tgt}}} \cdot \prod_{i=1}^k A_i \right) - \log_2(A_i) \quad (12a)$$

$$A_i = \frac{-\sigma_n^2 \ln(5\text{BER}_{\text{tgt}})}{1.6\lambda_i} \quad (12b)$$

4 信道估计误差的影响和对策

为了使功率最小化算法更加实用,本节将进一步讨论不精确的信道状态信息对算法的影响,并给出一种对信道估计误差具有鲁棒性的实用算法。

首先,放宽关于接收端无误差估计信道的假设,并建立如下的信道估计误差模型:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \mathbf{E} \quad (13)$$

其中 \mathbf{E} 为估计误差矩阵,它的元素 $e_{i,j}$ 服从均值为 0,方差为 σ_e^2 的复高斯分布。若假设收发信机只能得到 $\hat{\mathbf{H}}$ 和估计方差 σ_e^2 ,其中 σ_e^2 反映信道估计的准确程度,则发送端和接收端的加权矩阵 $\hat{\mathbf{V}}$ 和 $\hat{\mathbf{U}}^H$ 将只能由 $\hat{\mathbf{H}}$ 的奇异值分解得到,即

$$\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{U}} \cdot \text{diag}(\sqrt{\hat{\lambda}_1} \quad \dots \quad \sqrt{\hat{\lambda}_k}) \cdot \hat{\mathbf{V}}^H \quad (14)$$

若定义加权后的接收、发送信号向量为 $\mathbf{y} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{r}$, $\mathbf{s} = \hat{\mathbf{V}} \mathbf{x}$,并将其和式(13)代入式(6)中,可以得到非完美信道信息条件下,子信道上的符号收发模型:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{V}} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{n} \\ &= \text{diag}(\sqrt{\hat{\lambda}_1} \quad \dots \quad \sqrt{\hat{\lambda}_k}) \mathbf{x} - \hat{\mathbf{E}} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (15)$$

其中加权后的误差矩阵 $\hat{\mathbf{E}} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{E} \hat{\mathbf{V}}$; 加权噪声向量 $\hat{\mathbf{n}} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{n}$ 。由于 $\hat{\mathbf{U}}$, $\hat{\mathbf{V}}$ 的列向量模值为 1,所以 $\hat{\mathbf{E}}$ 和 $\hat{\mathbf{n}}$ 的元素, \hat{e}_{ij} 和 \hat{n}_i , 仍是均值为 0,方差分别为 σ_e^2 和 σ_n^2 的正态随机变量。展开式(15),可得第 i 个子信道上接收到的信号为

$$y_i = \underbrace{(\sqrt{\lambda_i} - \hat{e}_{ii})x_i}_{\text{信号}} - \underbrace{\sum_{j=1, j \neq i}^k \hat{e}_{ij}x_j}_{\text{干扰}} + \underbrace{\hat{n}_i}_{\text{噪声}} \quad (16)$$

假设仍然采用无编码 QAM 调制, 且各个发射符号之间相互独立, 当 MIMO 系统的收发天线数目较多时, 根据中心极限定理, 可以将式(16)中的干扰项近似成一个均值为 0, 方差为 $\sum_{j=1, j \neq i}^k \sigma_e^2 \cdot P_j$ 的高斯随机变量。此时子信道 i 中的等效平均信噪比为

$$\text{SNR} = (\hat{\lambda}_i + \sigma_e^2) / \left(\sigma_e^2 \cdot \sum_{j=1, j \neq i}^k P_j + \sigma_n^2 \right) \quad (17)$$

此时的最小化功率问题可以表示为

$$\{b_i\}^{\text{opt}} = \arg \min_{b_i} \sum_{i=1}^k \frac{-\left(\sigma_e^2 \cdot \sum_{j=1, j \neq i}^k P_j + \sigma_n^2 \right) (2^{b_i} - 1) \ln(5\text{BER}_{\text{tgt}})}{1.6(\hat{\lambda}_i + \sigma_e^2)} \quad (18a)$$

$$\text{s.t.} \sum_{i=1}^k b_i = R_{\text{tgt}}, \quad b_i \in Z^+ \quad (18b)$$

其解即为存在信道估计误差情况下 MTP AM-MIMO 的最佳调制方案。然而, 由于每个子信道的等效噪声功率与其他子信道的发射功率有关, 式(18)不能采用拉氏算法直接求得闭式解。但通过将式(17)代入式(2)中, 可以发现当系统同时使用 $k' (\leq k)$ 个子信道时, 为了满足目标误码率 BER_{tgt} , 所有可能的功率分配方案 $\{P_i\}$ 都必须满足如下的一组方程:

$$\begin{bmatrix} c_1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & c_2 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & c_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_k \end{bmatrix} = -\frac{\sigma_n^2}{\sigma_e^2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (19a)$$

$$c_i = \frac{1.6(\hat{\lambda}_i + \sigma_e^2)}{\ln(5\text{BER}_{\text{tgt}})(2^{b_i} - 1)\sigma_e^2} \quad (19b)$$

其解为

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= -\left(\sigma_n^2 / \sigma_e^2 + P_{\text{ttl}} \right) / (c_1 - 1) \\ P_2 &= -\left(\sigma_n^2 / \sigma_e^2 + P_{\text{ttl}} \right) / (c_2 - 1) \\ &\vdots \\ P_{k'} &= -\left(\sigma_n^2 / \sigma_e^2 + P_{\text{ttl}} \right) / (c_{k'} - 1) \end{aligned} \right\} \quad (20a)$$

$$P_{\text{ttl}} = -\frac{\sigma_n^2}{\sigma_e^2} \sum_{j=1}^{k'} \frac{1}{c_j - 1} / \left(1 + \sum_{j=1}^{k'} \frac{1}{c_j - 1} \right) \quad (20b)$$

由式(20)可知, 为了达到目标误比特率 BER_{tgt} , MTP AM-MIMO 系统实际激活的子信道数 k' 和其比特分配方案

$\{b_i\}$, 唯一地决定了功率分配方案 $\{P_i\}$ 。所以选择适合激活子信道数目 k' 并为其分配数据比特, 就成为非完美信道信息假设条件下, 按最小化发射功率准则优化 MIMO 系统的关键。

由于每个子信道的调制阶数 b_i 是离散的正整数, 且期望传输速率 R_{tgt} 也是有限值, 本文在式(20)的基础上推荐了离散的比特分配算法来直接求解式(18)。为了获得有意义的发射参数, 本文算法采用了新颖的子信道渐次激活的模式完成比特分配, 它主要包括了如下几个步骤:

(1) 对子信道进行排序 使 $\hat{\lambda}_1 \geq \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_k$ 。

(2) 初始化 只激活具有最大功率增益的子信道作为优化算法的初始状态, 即设置 $k'=1$, $b_1 = R_{\text{tgt}}$; 且令 $P_{\text{ttl}} = P_1 = -\ln(5\text{BER}_1) \cdot \sigma_n^2 \cdot (2^{b_1} - 1) / 1.6(\hat{\lambda}_1 + \sigma_e^2)$ 。

(3) 按功率增益次序激活下一条子信道并为其分配比特 如果 $k' \geq k$, 则执行步骤(5); 否则令 $k' = k' + 1$, 并根据式(20b), 从前 $k' - 1$ 已经激活的个子信道向第 k' 个子信道搬移比特, 求得在 k' 条子信道共存的情况下, 使总发射功率最小化的比特分配方案 $\{b_i\} (i=1, \dots, k')$;

(4) 判决 如果 $b_k = 0$, 说明新增子信道不能使系统总发射功率下降, 重新挂起该子信道, 即令 $k' = k' - 1$, 并执行步骤(5); 否则重新执行步骤(3), 为系统激活下一条子信道。

(5) 算法结束 $\{b_i\} (i=1, \dots, k')$ 即为所求最佳比特分配方案。

在推荐算法的 5 个步骤中, 步骤(3)是整个分配算法的核心, 其计算流程在图 1 中给出了详细说明。

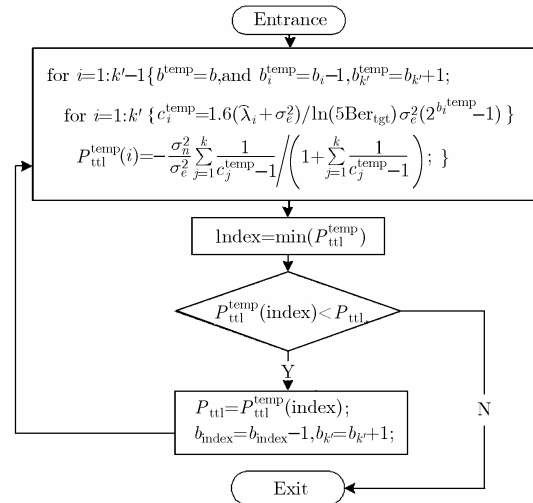


图1 步骤(3)为新激活的子信道分配比特

由于推荐算法采用了渐次激活子信道的模式将比特从已激活的子信道搬移到正在激活的子信道, 其运算量与需要激活的子信道数目成正比, 即与 R_{tgt} , k 的大小以及 λ_i 分布的均匀程度成正比, 与 σ_e^2 成反比。为了给出对其运算复杂度的定量分析, 本文中使用比特的搬移次数 M 来表征运算复杂度。当 MIMO 系统中 k 个并行子信道的增益相同时, 在每

一个采样时刻需要将 R_{tgt} 个比特均匀的分配到 k 个子信道上, 推荐算法的运算复杂度达到最大值。这时系统收敛于最优解所需要的比特搬移次数可以用下式来估计:

$$M \leq R_{\text{tgt}} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \dots + \frac{1}{k} \right) \quad (21)$$

可以看出, 推荐算法具有较低的运算复杂度, 其比特搬移次数的上界与目标传输速率 R_{tgt} 是线性关系, 且仅随子信道数目 k 的增加而缓慢增加。这一特点对实际应用具有非常重要的意义。

本文将以上推荐的鲁棒性自适应调制算法其称为 I-CSI 算法, 将基于完美信道信息假设的功率最小化算法称为 P-CSI 算法。并分别把它们应用于一个 4×4 和一个 6×6 MIMO 系统中进行比较。在所有仿真实验中, 调制方式为非编码的矩形 QAM 调制, 目标传输速率为 $R_{\text{tgt}} = 15 \text{ bit/sample}$, 背景噪声功率 $\sigma_n^2 = 1$, 目标误码率 BER_{tgt} 则取自集合 $\{10^{-3}, 10^{-4}\}$ 。

图 2 给出了这两种算法的实际误比特率随信道估计误差 σ_e^2 的变化曲线。从中可以看出 I-CSI 算法在各种系统配置条件下, 都有更宽、更平坦的底部, 本文称其为“算法有效区”。在整个“算法有效区”内, I-CSI 算法都能够精确地将系统误码率控制在期望误码率附近, 并且基本不随信道估计误差的增加而变化。与 P-CSI 设计相比较, 系统天线数越多, 期望误码率要求越高, I-CSI 算法的这种鲁棒性优势越明显。

图 3 则给出了相应情况下, 两种系统需要消耗的发射功率。从中可以看出在“算法有效区”内, I-CSI 算法的发射功率仅仅略高于 P-CSI 算法, 并且随着 σ_e^2 的减小, 其消耗的功率将收敛于 P-CSI 算法所需的发射功率。在“有效区”外, 发射功率的上升, 主要是因为: 随着估计误差的增大, 子信道之间干扰也随之增大, 推荐的 I-CSI 算法所实际使用的子信道数目趋向于 1, 这意味着整个 MIMO 系统最终会退化为一个单输入单输出信道。

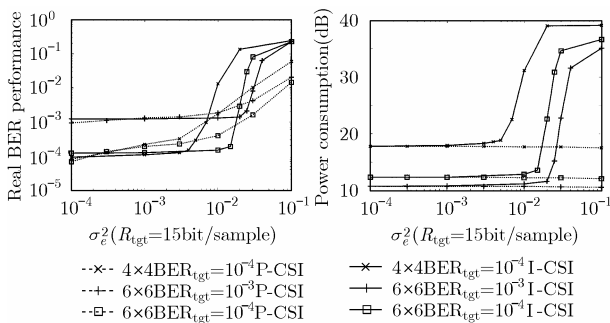


图 2 P-CSI 和 I-CSI 算法的鲁棒性比较

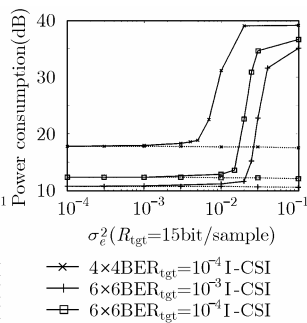


图 3 σ_e^2 对两种算法总发射功率的影响

5 结束语

本文提出了一种新的自适应调制 MIMO 系统优化方案: 最小化总发射功率的自适应调制 MIMO 系统。在详细分析其优化本质的基础上, 设计了针对信道估计误差的鲁棒性算法, 并通过仿真给出了推荐算法在典型配置下的性能表现。与现存的自适应调制 MIMO 系统相比较, 这种最小化发射功率自适应调制 MIMO 更加灵活, 能够根据用户传输质量的要求, 实时地调整系统的调制和功率分配方案, 使系统始终以尽可能低的发射功率工作, 对节约能耗、降低链路之间的干扰有重要意义。此外, 通过将目标误比特率和目标传输速率引入到物理层设计当中, 这种新的优化准则也能够使得无线网络的跨层优化更有可能实现。

参考文献

- [1] Roh J C and Rao B D. Adaptive modulation for multiple antenna channels. in Proc. 36th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers 2002, Pacific Grove, CA USA, November 2002: 526–530.
- [2] Zhou Z and Vucetic B. MIMO systems with adaptive modulation. in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC'S04), Milan, Italy, May 2004:765–769.
- [3] Zhou Sheng-li and Giannakis B. Adaptive modulation for multi-antenna transmissions with channel mean feedback. in Proc. Int. Conf. Commun., Seattle, USA, May 2003: 2281–2285.
- [4] Zhou Z and Vucetic B. Design of adaptive modulation using imperfect CSI in MIMO systems. *Electronics Letters*, 2004, 40(17): 1073–1075.
- [5] Zhou S and Giannakis G B. How accurate channel prediction needs to be for transmit-beamforming with adaptive modulation over Rayleigh MIMO channels? *IEEE Trans. on Wireless. Commun.*, 2004, 3(4): 1285–1294.
- [6] Chung S T and Goldsmith A J. Degree of freedom in adaptive modulation: a unified view. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(9): 1561–1571.
- [7] Chow P S, Cioffi J M, and Bingham A C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, 43(2/3/4): 773–775.

王智鹰: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 系统中的信号处理技术。

何 晨: 男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信系统。