

## 多用户 MIMO-OFDM 系统低速率 CSI 反馈方法及信道容量分析

张一衡<sup>①②</sup> 崔琪楣<sup>①</sup> 陶小峰<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

<sup>②</sup>(北京交科公路勘察设计院有限公司 北京 100088)

**摘要:**该文针对闭环多用户 MIMO-OFDM 系统提出一种基于线性预测的低速率 CSI (Channel State Information) 反馈方法。根据相关带宽将 OFDM 子载波划分成多个子带, 移动台对每个子带的 CSI 作线性预测, 并对预测误差进行量化编码后反馈给基站; 基站使用相同的线性预测滤波器将反馈来的预测误差恢复成 CSI, 然后在每个子带上通过迫零-波束赋形实现多用户空间复用。同时, 该文还在采用注水定理分配发射功率的条件下, 从理论上分析了下行链路信道容量。数值仿真结果显示, 每个反馈数据的实部或虚部仅用 1bit 量化时, 本方法仍能够以较高的精度恢复 CSI。与目前 3GPP LTE 标准所采用的基于码书的反馈方案相比, 该方法能够在反馈开销相同情况下, 有效地抑制同信道干扰, 大幅提高系统容量。

**关键词:** MIMO-OFDM; 子带; 线性预测; 信道状态信息; 反馈

**中图分类号:** TN929.53

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2009)09-2188-05

## Low Rate CSI Feedback and Capacity Analysis in Multiuser-MIMO-OFDM System

Zhang Yi-heng<sup>①②</sup> Cui Qi-mei<sup>①</sup> Tao Xiao-feng<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Key Laboratory of Universal Wireless Communications,  
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

<sup>②</sup>(Research Institute of Highway (RIOH) Transport Consultants Ltd, Beijing 10088, China)

**Abstract:** A low rate CSI (Channel State Information) feedback scheme based on linear prediction is proposed for closed-loop multi-user MIMO-OFDM systems. The subcarriers in OFDM system are divided into several sub-bands according to the coherence bandwidth. MS (Mobile Station) predicts CSI of each sub-band, then feedbacks the quantized and coded prediction error to BS (Base Station). BS recovers CSI from feedback information with the same linear predictor, and performs multi-user spatial multiplexing by zero-forcing beamforming with recovered CSI. The downlink capacities are analyzed in theory, where water-filling power allocation method is assumed. Numerical simulations verify that, BS can recover CSI precisely even if the feedback data (real part or imaginary part) is quantized only by one bit. Compared with the 3GPP LTE's feedback scheme based on codebook, the proposed scheme can suppress CCI better, and achieve much larger capacity. Meanwhile the feedback payload is same as that of 3GPP LTE's scheme.

**Key words:** MIMO-OFDM; Sub-band; Linear prediction; Channel State Information (CSI); Feedback

### 1 引言

近年来, MIMO-OFDM 技术在提高系统容量和频谱效率方面起到越来越重要的作用, 受到了广泛关注。在闭环多用户 MIMO-OFDM 系统中, 基站使用相同的时频资源向多个用户发送信号, 通过波束赋形、预编码等技术实现空间复用 (Spatial Multiplexing, SM), 从而有效提高系统容量。波束赋形、预编码等闭环 MIMO 技术要求用户必须向基

站反馈信道状态信息 (Channel State Information, CSI), 以生成相应的波束赋形向量或预编码矩阵。同时, 基站在获得反馈信息的基础上, 在下行链路上以通过迫零 (Zero-Forcing, ZF)<sup>[1,2]</sup>、块对角化 (Block Diagonalization, BD)<sup>[2]</sup>、信号泄漏比 (Signal-to-Leakage Ratios, SLR) 最大化<sup>[3]</sup>等方法消除或抑制多用户空间复用所带来的同信道干扰 (Co-Channel Interference, CCI), 以提高用户接收机的信干比 (SINR), 从而提高系统容量。因此, CSI 反馈成为闭环 MIMO 系统的关键技术之一。

在 TDD 系统中, 上、下行链路的信道具有等

2008-07-08 收到, 2009-05-26 改回

国家 863 计划项目(2007AA01Z261)和国家自然科学基金(60702051)资助课题

效性,可以对上行链路进行信道估计获得下行链路 CSI;而在 FDD 系统中,由上、下行链路处于不同的频段不具等效性,移动台必须将下行链路 CSI 反馈给基站。在 OFDM 系统中,不同的子载波经历不同的频率选择性衰落,因此不同子载波对应的 CSI 也不同。如果对每个子载波的 CSI 不加以处理而直接反馈,则反馈开销将非常大。为了精确反馈 CSI,以达到降低 CCI、提高系统容量、同时又能有效降低反馈开销的目的,本文在闭环 MIMO-OFDM 系统中提出一种基于线性预测的低速率 CSI 反馈方法。与其他反馈方案相比,本方法能够在反馈开销基本相同的前提下,大幅提高下行链路信道容量,有效降低同信道干扰,改善系统性能。

后续论述中,  $E(\cdot)$  表示数学期望,  $(\cdot)^*$  表示复数的共轭,  $(\cdot)^T$  表示向量或矩阵的普通转置,用  $(\cdot)^H$  表示向量或矩阵的共轭转置,  $\|\cdot\|$  表示向量的 2-范数,  $[i,j]$  表示矩阵第  $i$  行第  $j$  列的元素。

## 2 信道子带划分

由于多径传播,OFDM 系统不同子载波经历不同的频率选择性衰落,对应的 CSI 也不同。假设 OFDM 系统共有  $N$  个子载波,若移动台对每个子载波的 CSI 都进行量化、反馈,反馈信息量与  $N$  成正比。对于宽带 OFDM 系统来说,这种反馈方法将大量占用上行链路的带宽而严重降低系统吞吐量。相邻子载波的 CSI 具有强相关性,如果第  $i$  子载波与第  $j$  个子载波的频率间隔  $f_i - f_j$  小于相关带宽  $B_c$ ,可认为这两个子载波的 CSI 相同或非常近似。因此,可将系统带宽内所有子载波划分为多个子带,每个子带含有  $N_{sc}$  个子载波,移动台只需反馈每个子带内一个子载波的 CSI,反馈开销可降为原来的  $1/N_{sc}$ 。假设子载波的频率间隔为  $\Delta F$ ,则子带的划分应满足  $N_{sc} < B_c / \Delta F$ 。

## 3 线性预测与反馈

移动台通过信道估计获得每个子带某一个子载波的 CSI。如果直接量化、反馈每个子带对应的 CSI,反馈量依然很大。由于 CSI 在相邻时间有较强相关性,根据信源编码原理<sup>[5]</sup>,对 CSI 进行线性预测所获得的预测误差,其信源熵值比原始 CSI 的信源熵值大大降低。因此,如果对预测误差进行量化、反馈,可以使用较少的量化比特而实现较高的反馈精度。为了避免量化误差在接收端持续积累,本文采用一种类似 DPCM 结构的线性预测、误差反馈方案,能够同时达到高精度、低速率的 CSI 反馈,如图 1 所示。

第  $n$  时刻,下行链路第  $i$  个子带的 CSI 用

$h_{u,v}(i,n)$  表示,其中下标  $u, v$  表示从基站第  $u$  个天线至移动台第  $v$  个天线的复信道衰落值。不失一般性地,在后续描述中省略  $u, v, i$ 。令  $h'(n)$  为  $h(n)$  的线性预测值,则预测误差可以表示为

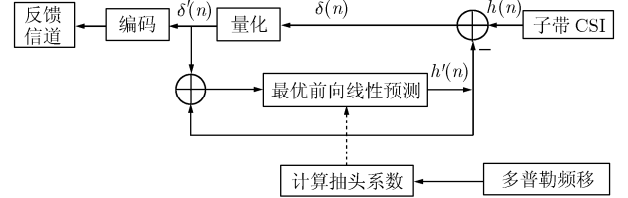


图1 移动台反馈原理图

$$\delta(n) = h(n) - h'(n) \quad (1)$$

预测误差平均功率表示为  $P = E|\delta(n)|^2$ 。如果将预测误差序列看作信源,  $P$  可以衡量信源的熵值。闭环结构中,  $h(n)$  的  $M$  阶线性预测值  $h'(n)$  可表示为

$$h'(n) = \sum_{j=1}^M \alpha_j^* [\delta'(n-j) + h'(n-j)] \quad (2)$$

其中  $\alpha_j^*$  是线性预测器的抽头系数。由维纳滤波和线性预测的相关理论可知,  $M$  阶最优前向线性预测器的抽头系数可用列文森-杜宾(Levinson-Durbin)算法<sup>[6]</sup>通过  $M$  次迭代计算求解,其中第  $m$  次迭代方程组可表示为

$$\Phi_{m-1} = -\sum_{j=0}^{m-1} r(j-m)\alpha_{m-1,j} \quad (3)$$

$$\kappa_m = -\frac{\Phi_{m-1}}{P_{m-1}} \quad (4)$$

$$P_m = P_{m-1}(1 - |\kappa_m|^2) \quad (5)$$

$$\alpha_{m,j} = \alpha_{m-1,j} + \kappa_m \alpha_{m-1,m-j}^*, j = 1, 2, \dots, m \quad (6)$$

其中  $m = 1, 2, \dots, M$ ,  $\kappa$  称为反射系数,  $P_m$  为  $m$  阶前向线性预测滤波器的误差功率,  $r(\cdot)$  表示  $h(n)$  的相关函数,且有

$$r(m) = E[h(n)h^*(n-m)] = J_0(2\pi f_d m T_0) \quad (7)$$

其中  $f_d$  为多普勒频移,  $T_0$  是反馈间隔,  $J_0(\cdot)$  为 0 阶第 1 类贝塞尔函数。迭代运算的初始条件是  $\alpha_{m-1,0} = 1$ ,  $\alpha_{m-1,m} = 0$ ,  $P_0 = r(0)$ ,  $\Phi_0 = r^*(1)$ 。经过量化器量化后的预测误差为  $\delta'(n)$

$$\delta'(n) = h(n) - h'(n) + e(n) \quad (8)$$

其中  $e(n)$  为量化误差。对于每个子带的 CSI,移动台都将量化、编码后的预测误差通过反馈信道发送给基站。从式(5)可以看出,  $P_m \leq P_{m-1}$ ,即当线性预测器的阶数增加时,预测误差的熵值将逐步降低或保持不变。

基站和移动台使用相同的线性预测滤波器的抽

头系数, 恢复信道信息, 如图2所示。

不考虑反馈信息在信道中传输时产生的误码, 经过基站恢复后的CSI可以表示为

$$\hat{h}(n) = \delta'(n) + \sum_{j=1}^M \alpha_j^* \hat{h}(n-j) \quad (9)$$

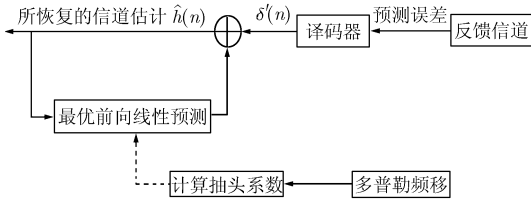


图2 基站恢复信道信息

#### 4 下行信道容量分析

基站通过接收移动台所反馈的预测误差而恢复CSI后, 在每个子载波上通过迫零-波束赋形同时向多个用户发送信号, 实现下行链路空间复用。由于子带内的子载波经历相同的信道衰落, 设第  $i$  个子带内所有子载波上的多用户下行信道转移矩阵均为  $\mathbf{h}_i$ 。基站  $T_x$  根天线, 同时服务  $K$  个用户, 每个用户单天线, 则  $\mathbf{h}_i$  为  $K \times T_x$  矩阵, 且有  $\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}_{i,1}^T \ \mathbf{h}_{i,2}^T \ \dots \ \mathbf{h}_{i,K}^T]^T$ , 其中  $\mathbf{h}_{i,j}$  表示基站至第  $j$  个用户的下行信道转移向量 ( $1 \times T_x$  行向量)。由于信道估计、量化反馈过程中均有误差存在, 下行信道转移矩阵用  $\hat{\mathbf{h}}_i$  表示。基站对第  $i$  个子带内所有子载波的迫零-波束赋形矩阵均为  $\mathbf{W}_i = \hat{\mathbf{h}}_i^H (\hat{\mathbf{h}}_i \hat{\mathbf{h}}_i^H)^{-1}$ , 且  $\mathbf{W}_i$  列分块为  $\mathbf{W}_i = [\mathbf{w}_{i,1} \ \mathbf{w}_{i,2} \ \dots \ \mathbf{w}_{i,K}]$ , 其中  $\mathbf{w}_{i,j}$  是基站对用户  $j$  在子带  $i$  内子载波上的波束赋形向量。设  $d_{i,j}(n)$  为基站在子带  $i$  内第  $n$  个子载波上发送给第  $j$  个用户的调制数据, 则波束赋形后基站的发送信号为  $\mathbf{s}_{i,j}(n) = \mathbf{w}_{i,j} d_{i,j}(n)$ , 其中  $n=1,2,\dots, N_{sc}$ ,  $N_{sc}$  为每个子带内含有的子载波个数。令  $p'_{i,j}(n)$  为波束赋形之前  $d_{i,j}(n)$  的功率, 即

$$E[|d_{i,j}(n)|^2] = p'_{i,j}(n) \quad (10)$$

令  $p_{i,j}(n)$  为波束赋形之后基站发射  $d_{i,j}(n)$  的功率, 则有  $p_{i,j}(n) = \sum_{l=1}^{T_x} |\mathbf{w}_{i,j}^l|^2 p'_{i,j}(n) = \|\mathbf{w}_{i,j}\|^2 p'_{i,j}(n)$ , 其中  $\mathbf{w}_{i,j}^l$  表示向量  $\mathbf{w}_{i,j}$  中第  $l$  个元素。假设每个子带内, 不同子载波上的信号发射功率相同, 则  $p'_{i,j}(n)$  和  $p_{i,j}(n)$  可省略下标  $n$  表示为  $p'_{i,j}$  和  $p_{i,j}$ 。用户  $j$  在子带  $i$  内第  $n$  个子载波上的接收信号为

$$r_{i,j}(n) = \mathbf{h}_{i,j} \mathbf{w}_{i,j} d_{i,j}(n) + \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{h}_{i,j} \mathbf{w}_{i,k} d_{i,k}(n) + n_{i,j} \quad (11)$$

其中等式右边第1项代表希望接收的数据, 第2项

为多用户干扰, 第3项为高斯白噪声, 且功率为  $\sigma^2$ 。

假设每个子带内, 不同子载波上的信号发射功率相同, 由式(11)可知,  $d_{i,j}(n)$  的接收信号功率为

$$\tilde{p}_{i,j} = |\mathbf{h}_{i,j} \mathbf{w}_{i,j}|^2 p'_{i,j} = \frac{|\mathbf{h}_{i,j} \mathbf{w}_{i,j}|^2}{\|\mathbf{w}_{i,j}\|^2} p_{i,j} \quad (12)$$

当基站的总发射功率  $p$  不变时, 通过注水定理<sup>[7]</sup>给数据  $d_{i,j}(n)$  分配功率  $p_{i,j}$ , 可使系统的总容量最大化, 即有

$$p_{i,j} = (\mu - \sigma^2 / \lambda_{i,j}^2)^+ \quad (13)$$

其中  $\lambda_{i,j} = |\mathbf{h}_{i,j} \mathbf{w}_{i,j}| / \|\mathbf{w}_{i,j}\|$ ,  $(x)^+ = \max(0, x)$ ,  $\sigma^2$  是移动台的接收噪声功率,  $\mu$  可以通过下式求出:

$$N_{sc} \sum_{i=1}^{N_{sb}} \sum_{j=1}^K \left( \mu - \frac{\sigma^2}{\lambda_{i,j}^2} \right)^+ = p \quad (14)$$

根据式(11), 干扰功率是:  $p_{\text{int } i,j} =$

$$\sum_{k=1, k \neq j}^K \frac{|\mathbf{h}_{i,j} \mathbf{w}_{i,k}|^2}{\|\mathbf{w}_{i,k}\|^2} p_{i,k}$$

接收信号  $r_{i,j}(n)$  的 SINR 为  $\text{SINR}[r_{i,j}(n)] = \frac{p_{i,j}}{\sigma^2 + p_{\text{int } i,j}}$ , 其中噪声功率为  $\sigma^2$ 。

最后, 子带  $i$  上每  $H_z$  带宽上的信道容量为

$$C_i = \sum_{j=1}^K \lg(1 + \text{SINR}[r_{i,j}(n)]) \quad (15)$$

#### 5 数值仿真

数值仿真包括反馈开销分析、反馈误差分析、信道容量分析等内容。由于3GPP LTE 目前已成为主流国际标准之一, 因此本文在分析基于线性预测的CSI反馈方案的同时, 对比分析3GPP LTE 所推荐的基于码书的空间复用/信息反馈方案。需要特别指出, 虽然3GPP LTE 采用预编码系统实现多用户空间复用, 而本文采用波束赋形实现多用户空间复用, 但当用户端只有一根天线时, 基站对每个用户只能发送一个子流, 此时预编码系统与波束赋形系统本质上是一样的, 对这两套系统进行反馈开销对比分析和信道容量对比分析也是完全有效的。

##### 5.1 参数设置

数值仿真中, 为了性能对比的有效性, 下行链路采用3GPP/3GPP2 所推荐的空间信道模型 (Spatial Channel Model, SCM)<sup>[8]</sup>, 基站天线数  $T_x=4$ , 移动台单天线接收, 用户数  $K=2$ , 系统总带宽 5 MHz, OFDM 系统及其子带划分的相关参数如表1所示。

##### 5.2 反馈开销对比

本文将线性预测方案的反馈开销与3GPP LTE

表 1 参数设置

总带宽 $B$	5 MHz
子载波间隔 $\Delta F$	15 kHz
每个子带含有的子载波数 $N_{sc}$	48
子带个数 $N_{sb}$	6
系统有用子载波数 $N_{sb} \times N_{sc}$	288

码书方案的反馈开销做对比<sup>[4,9,10]</sup>。在 3GPP LTE 中, OFDM 系统的子载波被划分为多个子带, 移动台分别在每个子带上用 4 bit 反馈预编码矩阵编号 (Precoding Matrix Indicator, PMI)、2 bit 反馈信道质量差分指示 (Differential Channel Quality Indication, D-CQI) 等信息<sup>[9]</sup>。同时, 移动台针对整个带宽分别使用 2 bit 和 4 bit 来反馈信道质量指示 (Channel Quality Indication, CQI) 和秩指示 (Rank Indication, RI)。反馈这些信息的间隔为一个帧长。所以 3GPP LTE 所推荐的反馈系统, 每帧的上行反馈开销可以表示为

$$\text{PayLoad}_{CB} = 6 + 2N_{sb} + 4N_{sb} = 6 + 6N_{sb} \text{ (bit)} \quad (16)$$

其中  $N_{sb}$  表示子带个数。不同的码书方案有不同的子带个数配置, 所以上行反馈开销也不尽相同, 如表 2 所示。

表 2 码书系统反馈开销

配置编号	$N_{sb}$	$\text{PayLoad}_{CB}$ (bit)
CB1	2	18
CB2	3	24
CB3	4	30

对于本文所推荐的线性预测反馈方案, 假设 CSI 预测误差的实部和虚部分别用  $Q$  个比特量化, 那么在一帧时间内平均每个用户的上行反馈开销是:

$$\text{PayLoad}_{LP} = 2T_x Q N_{sb} \quad (17)$$

不同  $Q$  配置下, 线性预测反馈方案所需的反馈开销不同, 如表 3 和表 4 所示。

显然, 线性预测方案的反馈开销随着  $Q$  的增加而线性增加。当  $Q=1$  时, 线性预测方案与码书方案的反馈开销基本相同。而当  $Q>1$  时, 线性预测方案的反馈开销将会成倍增加。

表 3 线性预测系统反馈开销 ( $Q=1$ )

配置编号	$N_{sb}$	$\text{PayLoad}_{LP}$ (bit)
LP1	2	16
LP2	3	24
LP3	4	32

表 4 线性预测系统反馈开销 ( $Q=3$ )

配置编号	$N_{sb}$	$\text{PayLoad}_{LP}$ (bit)
LP1	2	48
LP2	3	72
LP3	4	96

### 5.3 CSI 误差分析

CSI 误差分析揭示了哪些因素影响线性预测反馈系统的误差性能。不失一般性地, 仅分析某个子带内基站第  $u$  个天线至第  $v$  个用户之间 CSI 的均方误差 (MSE):

$$\text{MSE} \triangleq E \left\| h_{u,v} - \hat{h}_{u,v} \right\|^2 \quad (18)$$

其中  $h_{u,v}$  为 CSI 真实值,  $\hat{h}_{u,v}$  为基站从反馈信息中恢复出来的 CSI。

图 3 表明, 随着线性预测阶数  $M$  和量化比特数  $Q$  的增加, CSI 的均方误差不断减小。同时, 通过提高线性预测阶数能够实现更加精确的线性预测, 从而有效降低预测误差的功率 (熵值), 提高 CSI 反馈的精度。但是, 根据式 (17) 可知, 增加量化比特数  $Q$  意味着反馈开销成倍增加, 因此, 要选择合适的量化比特数和合适的预测阶数, 以达到反馈开销、系统运算复杂度、信道容量及系统性能的最佳折中。

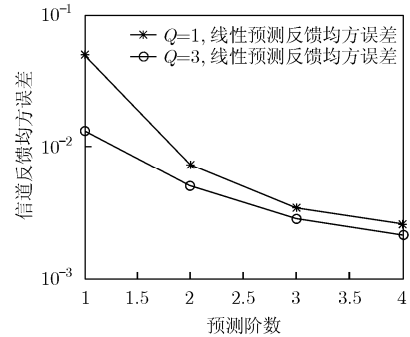


图 3  $v=3$  km/h 的 CSI 反馈线性预测误差

### 5.4 下行信道容量

根据式 (15), 图 4 给出不同反馈方案 (基于线性预测和基于码书) 下的闭环 MIMO-OFDM 系统的下行链路信道容量 (单位: bps/Hz)。图中基于线性预测的下行信道容量用 4 条曲线表示, 分别代表不同的量化比特数  $Q$  和预测器阶数  $M$ 。两幅图均表明, 基于线性预测反馈方法的下行信道容量要远大于 3GPP LTE 码书方案的下行信道容量。

图 4 表明, 在线性预测反馈的方案下, 采用 ZF-BF 进行多用户空间复用时, 量化比特数越多, 预测阶数越高, 信道容量越大。在提高信道容量增益方面, 当 SNR 较低时 ( $\approx 5$  dB), 码书方案和线性预测

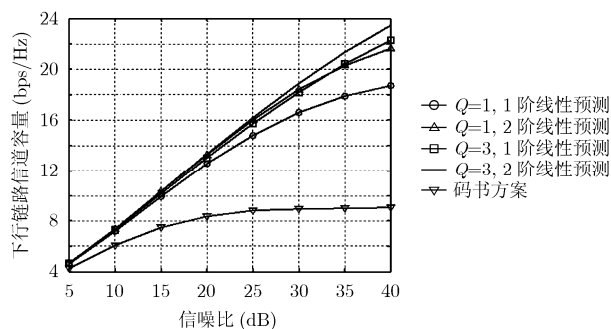


图 4  $v=3$  km/h 的下行信道容量

方案的信道容量基本相同；随着 SNR 的提高线性预测方案的优势逐步提高：当 SNR=15 dB 时，线性预测方案的系统容量比码书方案的容量高出 20%~40%，并且线性预测方案的系统容量基本上随着 SNR 的提高而线性提高。对于线性预测方案，当 SNR<20 dB 时，通过提高量化比特数或者提高预测阶数并不能获得相应可观的信道容量提升。

## 6 结论

本文在 MIMO-OFDM 系统中提出了一种低速率反馈 CSI 的方法：通过线性预测产生每个子带的 CSI 预测误差，并将预测误差量化、反馈给基站，基站通过相同的线性预测滤波器恢复每个子带的 CSI。本文还基于注水定理分析了多用户迫零-波束赋形所带来的信道容量增益。仿真结果表明，本文推荐的基于线性预测编码的反馈方案能够有效降低反馈信息量，同时反馈精度较高，在此方案基础上的信道容量也较高。

## 参考文献

- [1] Love D J, Heath R W, and Strohmer T. Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2735-2747.
- [2] Spencer Q H, Swindlehurst A L, and Haardt M. Zero-forcing

methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(2): 461-471.

- [3] Sadek M, Tarighat A, and Sayed A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1711-1721.
- [4] 3GPP TS 36.211 V8.2.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 8) [S]. 2008.
- [5] 周炯槃, 丁晓明. 信源编码原理[M]. 第一版, 北京: 人民邮电出版社, 1996: 183-187.  
Zhou Jiong-pan and Ding Xiao-ming. Source Coding Theory [M]. V1, Beijing: Posts and Telecommunications News Publisher, 1996: 183-187.
- [6] Simon H. Adaptive filter theory [M]. Fourth Edition, Upper haddle river, New Gerhey, USA: Prentice Hall, 2002: 148-155.
- [7] Vucetic B and Yuan Jin-hong. Space-Time Coding [M]. New York, John Wiley&Sons, 2003: 8-9.
- [8] 3GPP TR 25.996 V6.1.0. Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations (Release 8) [S]. 2005.
- [9] 3GPP TS 36.213 V8.2.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 8) [S]. 2007.
- [10] 3GPP TS 36.201 V8.2.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer - General Description (Release 8) [S]. 2007.

张一衡: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向包括下一代移动通信技术、新型无线定位技术等。

崔琪楣: 女, 1979 年生, 副教授, 研究方向包括 MIMO 技术、UWB 技术、无线定位技术等。

陶小峰: 男, 1970 年生, 教授, 研究方向为宽带移动通信技术、B3G 移动通信系统等。