

一种改进的信号泄露噪声比多用户预编码算法

张宁波 康桂霞 张平 刘泽民

(北京邮电大学无线新技术研究所 北京 100876)

(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: 时分复用(TDD)系统通过信道互异性可以在发送端得到下行信道矩阵。由于上下行信道存在着处理延时,时变信道下,延时带来的信道误差会降低多用户 MIMO 预编码的系统性能。信道预测在某些情况下能够较好地改善信道误差,但预测误差又会给系统性能带来损失。该文针对预测误差带来的性能损失,提出了一种基于预测误差改进的预编码算法。改进算法根据预测误差的方差对预编码向量进行修正,能够进一步提高系统误码率性能。仿真结果表明,在高车速情况下,该算法比传统的预测预编码算法能带来更大的性能增益。

关键词: 预编码; 迫零; 信号泄露噪声比; 信道预测误差

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2161-05

An Improved Signal-to-Leakage-and-Noise Ratio Multi-User Precoding Algorithm

Zhang Ning-bo Kang Gui-xia Zhang Ping Liu Ze-min

(Wireless Technology Innovation Institute, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

(Key Laboratory of Universal Wireless Communications (BUPT), Ministry of Education, Beijing 100876, China)

Abstract: In Time-Division Duplex (TDD) system, it is possible to obtain downlink channel metrics at the transmitter due to the channel reciprocity. However, there has a disposal delay between uplink channel and downlink channel in TDD systems, the delay will decrease MU-MIMO precoding performance in time-varying channels. System performance can be improved greatly by channel predictor technique, but the channel prediction error will bring the performance loss. An improved MU-MIMO precoding algorithm based on prediction error is proposed in this paper. Precoding vectors are amended by prediction Mean Square Error (MSE) in this method. Simulation results show that the proposed scheme gets more gains over traditional channel prediction scheme, especially in higher vehicle speed scenario.

Key words: Precoding; Zero-forcing; Signal-to-Leakage-and-Noise Ratio(SLNR); Channel predictor error

1 引言

随着多天线技术的研究, MIMO技术已经从传统的点对点的单用户MIMO(SU-MIMO)系统发展到了点对多点的MU-MIMO系统。MU-MIMO系统中,多个用户复用相同的信道资源,复用增益能够大大提高系统容量^[1]。但是,多个用户共用相同的时隙、频率、码字资源必然会带来多用户共道干扰(CCI)。为了消除MU-MIMO系统中的CCI,可以在发送端对用户信息独立进行处理,也可在发送端和接收端对用户信息联合进行处理。通常为减小接收端的复杂度,多选择在发送端对用户信息进行预编码处理。MU-MIMO预编码技术主要可分为线形

(Linear)预编码^[2,3]和非线性(Non-linear)预编码^[1,4]两类,这些算法大多需要在发送端得到完整的信道矩阵。FDD系统的CSI通过反馈信道获得,但由于反馈信道容量所限,发送端很难得到信道矩阵。TDD系统可以利用上下行信道的对称特性得到完整的信道矩阵,但由于TDD系统上下行信道的时分特性,上下行信道存在着处理延时,上行信道得到的CSI已经不是完美CSI(Perfect CSI),而是部分CSI。时变信道下,处理延时使设计出的预编码向量无法与下行信道相匹配,降低了预编码系统的性能。针对这种延时,可以采用信道预测技术对下行信道进行预测来提高系统性能^[5-7]。然而,信道预测是存在误差的,当车速较高时,预测误差比较明显,这会给系统带来误差损失。本文针对信道预测误差设计了一种误差修正的预编码算法,该算法根据信道预测的误差方差对预编码向量进行修正,使预编码向量能够与下行信道相匹配,降低预测误差带来

2008-10-06收到, 2009-04-14改回

国家重大专项项目(2009ZX03002-16), 国家 863 计划项目(2006AA01Z272, 2006AA01Z283)和国家自然科学基金(60502038)资助课题

的影响, 进一步提高系统性能。

2 MU-MIMO 系统预编码描述

设MU-MIMO系统中有 K 个用户, 每个用户配置 M_i 根天线, 基站配置 N 根发射天线, $\mathbf{H}_i(t)$ 为 t 时刻用户 i 的信道矩阵。 $\mathbf{H}_i(t)$ 可表示为

$$\mathbf{H}_i(t) = \begin{bmatrix} h_i^{(1,1)}(t) & \cdots & h_i^{(1,N)}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_i^{(M_i,1)}(t) & \cdots & h_i^{(M_i,N)}(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $h_i^{(m,n)}(t)$ 表示 t 时刻用户 i 的第 m 根接收天线到第 n 根发射天线之间的信道参数。记 $\tilde{\mathbf{H}}_i(t)$ 为除第 i 用户外其他所有用户的信道矩阵, 表示为

$$\tilde{\mathbf{H}}_i(t) = [\mathbf{H}_1(t), \dots, \mathbf{H}_{i-1}(t), \mathbf{H}_{i+1}(t), \dots, \mathbf{H}_K(t)]^T \quad (2)$$

在TDD系统中, 基站根据上行信道估计得到的 $\mathbf{H}_i(t)$ 对下行信道进行预编码设计。假设忽略上下行信道的处理延时, 记 $\mathbf{S}_k(t)$ 为用户 k 在 t 时刻的发送数据, 所有用户的发送数据 $\mathbf{S}_k(t)$ 经预编码向量 \mathbf{F}_k 相乘后, 叠加到一起形成信号 $\mathbf{X}(t)$, $\mathbf{X}(t)$ 再经 N 根天线发送出去。叠加后的信号 $\mathbf{X}(t)$ 可表示为

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{F}_k \mathbf{S}_k(t) \quad (3)$$

噪声假定为零均值复高斯变量, 噪声方差为 σ_i^2 , 则用户 i 在 t 时刻的接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i(t) &= \mathbf{H}_i(t) \mathbf{X}(t) + \mathbf{V}_i(t) = \mathbf{H}_i(t) \sum_{k=1}^K \mathbf{F}_k \mathbf{S}_k(t) + \mathbf{V}_i(t) \\ &= \mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_i \mathbf{S}_i(t) + \sum_{k=1, k \neq i}^K \mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_k \mathbf{S}_k(t) + \mathbf{V}_i(t) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)第1项为本用户的有用信息, 第2项为其他用户产生的CCI, 最后一项为高斯白噪声。令发送数据和波束成型向量归一化, 即 $E[\mathbf{s}_k(t)]^2 = 1$, $\|\mathbf{F}_k\|^2 = 1$ 。则第 i 个用户的SINR可表示为

$$\text{SINR}_i = \frac{\|\mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_i\|^2}{M_i \sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_k\|^2} \quad (5)$$

根据式(5)可以采用最大 SINR 准则设计预编码向量 \mathbf{F}_i , 但该准则需要考虑 K 个用户的迭代联合优化问题, 求解使用户 i 的信干噪比最大化的预编码向量非常困难^[8]。为了消除 CCI, Spencer 等人提出了一种消除 CCI 的迫零(ZF)的预编码算法^[9], ZF 准则可以完全消除 CCI, 但由于设计预编码时没有考虑加性噪声, 接收端求逆运算时会放大噪声的影响。而且, 要得到闭式解, 基站与用户的天线数必须满足 $N \geq \max(\sum_{k=1, k \neq i}^K M_k)$ 。分析式(5), 用户 i 的信号功率为 $\|\mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_i\|^2$, $\sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_k\|^2$ 为其他用

户泄露到用户 i 的干扰功率。同样, 用户 i 也会泄露功率到其他用户, 用户 i 泄露到用户 k 的干扰功率表示为 $\|\mathbf{H}_k(t) \mathbf{F}_i\|^2$, $\sum_{k=1, k \neq i}^K \|\mathbf{H}_k(t) \mathbf{F}_i\|^2$ 为用户 i 泄露到所有其他用户的总功率。基于泄露的概念, sadek 提出了一种最大信号泄漏噪声比(SLNR)准则^[10], 同ZF 准则相比, 该准则在设计预编码矩阵时考虑了噪声的影响, 使本用户泄露功率最小化的同时最大程度地降低了用户间的干扰。式(6)为 SLNR 准则的代价函数, 预编码向量 \mathbf{F}_i 的目的是使用户 i 的 SLNR 最大。

$$\text{SLNR}_i = \frac{\|\mathbf{H}_i(t) \mathbf{F}_i\|^2}{M_i \sigma_i^2 + \|\tilde{\mathbf{H}}_i(t) \mathbf{F}_i\|^2} \quad (6)$$

这样, 最优的 \mathbf{F}_i 求解问题就转化为求式(6)的广义瑞利商问题, \mathbf{F}_i 的最优解为矩阵 $(M_i \sigma_i^2 \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{H}}_i^H(t) \tilde{\mathbf{H}}_i(t))^{-1} \mathbf{H}_i^H(t) \mathbf{H}_i(t)$ 的最大特征值所对应的特征向量, 其中 $(\cdot)^H$ 为 (\cdot) 的厄密特转置操作。

3 改进的 SLNR 预编码算法

文献[10]已证明, SLNR 准则能够得到更好的误码率性能。但在实际系统中, TDD 系统的时分特性使得上下行信道存在处理延时 τ 。时变信道下, 这种延时会使得上行信道的信道矩阵与下行信道不匹配, 影响了 SLNR 预编码的系统性能。为减小延时带来的影响, 需要对发送时刻的信道矩阵进行预测, 用预测的信道矩阵进行 SLNR 预编码向量的设计。但信道预测存在着预测误差, 随着车速的增加, 预测误差变大, 这又给系统带来了性能损失。基于此, 本节提出了一种基于预测误差修正的 SLNR 预编码算法。

首先根据上行信道对下行信道进行预测, 设计方案如图1所示。基站在上行信道通过信道估计得到用户信道状态信息 $\mathbf{H}_1(t), \mathbf{H}_2(t), \dots, \mathbf{H}_K(t)$, 暂且不考虑估计误差; 然后结合一组历史信道状态信息的样本点 $[\mathbf{H}_1(t-1), \mathbf{H}_2(t-1), \dots, \mathbf{H}_K(t-1)], \dots, [\mathbf{H}_1(t-K_p), \mathbf{H}_2(t-K_p), \dots, \mathbf{H}_K(t-K_p)]$, 预测 $t+\tau$ 时刻的信道信息 $\hat{\mathbf{H}}_1(t+\tau), \hat{\mathbf{H}}_2(t+\tau), \dots, \hat{\mathbf{H}}_K(t+\tau)$ 。 K_p 为历史样本点个数。用户 i 的信道矩阵 $\mathbf{H}_i(t+\tau)$ 中共有 $M_i \times N$ 个天线对, 预测时要对这 $M_i \times N$ 个天线对分别预测。本文采用线性滤波器的预测算法。下面以 $\hat{\mathbf{H}}_i(t+\tau)$ 中的 $\hat{h}_i^{(m,n)}(t+\tau)$ 为例说明信道预测算法。 $\hat{h}_i^{(m,n)}(t+\tau)$ 表示 $t+\tau$ 时刻预测的用户 i 的第 m 根接收天线到第 n 根发射天线之间的信道参数, 设 $\varphi(t) = [h_i^{(m,n)}(t), h_i^{(m,n)}(t-1), \dots, h_i^{(m,n)}(t-(k_p-1))]$ 表示 t 时刻及 K_p-1 个 t 时刻之前的信道参数, θ 表示 k_p 个横向滤波器的系数, $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots,$

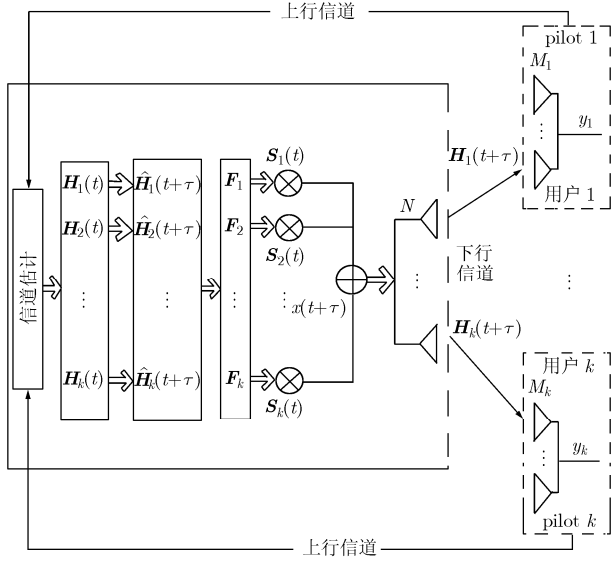


图1 基于预测的MU-MIMO预编码的设计框图

$\theta_{k_p}]^T$ ，则 $t + \tau$ 时刻的信道预测值为

$$\hat{h}_i^{(m,n)}(t + \tau) = \sum_{l=1}^{k_p} \theta_l \cdot h_i^{(m,n)}(t - (l - 1)) \quad (7)$$

这样,预测问题就变为对于上述模型的滤波器参数 θ 求解的问题。根据 MMSE 准则及 Durbin 和 Schur 推算法,得到横向滤波器的各个系数 θ 为^[11]

$$\theta = \mathbf{R}_\varphi^{-1} \mathbf{r}_h \quad (8)$$

其中 \mathbf{r}_h 为 $h(t)$ 与 $\varphi(t - L)$ 的协方差

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_h &= E \left\{ h_i^{(m,n)}(t) [h_i^{(m,n)}(t - \tau), \dots, \right. \\ &\quad \left. h_i^{(m,n)}(t - \tau - (k_p - 1))]^H \right\} \\ &= [r_h(\tau) \cdots r_h(\tau + (k_p - 1))]^T \end{aligned} \quad (9)$$

并且 \mathbf{R}_φ 是 $\varphi(t)$ 的自相关矩阵

$$\mathbf{R}_\varphi = E \{ \varphi(t) \varphi(t)^H \} = \mathbf{R}_h + \mathbf{R}_e \quad (10)$$

$$\mathbf{R}_\varphi = \begin{bmatrix} \sigma_h^2 & r_h^H(1) & \cdots & r_h^H((k_p - 1)) \\ r_h(1) & \sigma_h^2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_h((k_p - 1)) & \vdots & \ddots & \sigma_h^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中 \mathbf{R}_e 为噪声 $e(t)$ 的自相关矩阵。将式(8)、式(9)、式(11)代入式(7)中,得 $t + \tau$ 时刻的信道预测值 $\hat{h}_i^{(m,n)}(t + \tau)$ 。预测误差为

$$e_i^{(m,n)} = h_i^{(m,n)}(t + \tau) - \hat{h}_i^{(m,n)}(t + \tau) \quad (12)$$

预测误差的 MSE 为

$$\begin{aligned} (\sigma_{e,i}^{(m,n)})^2 &= E \left[h_i^{(m,n)}(t + \tau) - \hat{h}_i^{(m,n)}(t + \tau) \right]^2 \\ &= \left[h_i^{(m,n)}(t + \tau) - \sum_{l=1}^{k_p} \theta_l \cdot h_i^{(m,n)}(t - (l - 1)) \right]^2 \end{aligned} \quad (13)$$

设 $\mathbf{\Gamma}_i$ 和 $\tilde{\mathbf{\Gamma}}_i$ 分别为 $\hat{\mathbf{H}}_i(t + \tau)$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_i(t + \tau)$ 预测误差矩阵,其元素服从均值为 0,方差为 $(\sigma_{e,i}^{(m,n)})^2$ 独立同分布的高斯分布。 $\mathbf{H}_i(t + \tau)$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_i(t + \tau)$ 可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{H}_i(t + \tau) = \hat{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \mathbf{\Gamma}_i \\ \tilde{\mathbf{H}}_i(t + \tau) = \hat{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \tilde{\mathbf{\Gamma}}_i \end{cases} \quad (14)$$

其中 $\hat{\mathbf{H}}_i(t + \tau) = [\hat{\mathbf{H}}_1(t + \tau), \dots, \hat{\mathbf{H}}_{i-1}(t + \tau), \hat{\mathbf{H}}_{i+1}(t + \tau), \dots, \hat{\mathbf{H}}_k(t + \tau)]$ 。将式(14)代入式(6)并对分子分母求数学期望,得

$$\begin{aligned} \text{SLNR}_i &= \frac{E \left(\left\| (\hat{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \mathbf{\Gamma}_i) \mathbf{F}_i \right\|^2 \right)}{M_i \sigma_i^2 + E \left(\left\| (\tilde{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \tilde{\mathbf{\Gamma}}_i) \mathbf{F}_i \right\|^2 \right)} \\ &= \frac{\mathbf{F}_i^H \left(\hat{\mathbf{H}}_i^H(t + \tau) \mathbf{H}_i(t + \tau) + \mathbf{\Phi}_i \right) \mathbf{F}_i}{\mathbf{F}_i^H \left(M_i \sigma_i^2 \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{H}}_i^H(t + \tau) \tilde{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \tilde{\mathbf{\Phi}}_i \right) \mathbf{F}_i} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{\Phi}_i$ 和 $\tilde{\mathbf{\Phi}}_i$ 为预测的 MSE 矩阵,该矩阵为统计值,在一定时间内保持不变。式(15)中 \mathbf{F}_i 的最优闭

式解为矩阵 $\left(M_i \sigma_i^2 \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{H}}_i^H(t + \tau) \tilde{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \tilde{\mathbf{\Phi}}_i \right)^{-1} \cdot \left(\hat{\mathbf{H}}_i^H(t + \tau) \hat{\mathbf{H}}_i(t + \tau) + \mathbf{\Phi}_i \right)$ 的最大特征值所对应的特征向量。

$$\begin{aligned} \mathbf{\Phi}_i &= \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^{M_i} (\sigma_{e,i}^{(l,1)})^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sum_{l=1}^{M_i} (\sigma_{e,i}^{(l,2)})^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \sum_{l=1}^{M_i} (\sigma_{e,i}^{(l,N)})^2 \end{bmatrix}, \\ \tilde{\mathbf{\Phi}}_i &= \begin{bmatrix} \sum_{j=1, j \neq i}^k \sum_{l=1}^{M_k} (\sigma_{e,j}^{(l,1)})^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sum_{j=1, j \neq i}^k \sum_{l=1}^{M_k} (\sigma_{e,j}^{(l,2)})^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \sum_{j=1, j \neq i}^k \sum_{l=1}^{M_k} (\sigma_{e,j}^{(l,N)})^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

系统吞吐量的计算公式为 $\text{TP} = R(1 - \text{BLER})$,其中, R 为频谱效率, BLER 为误块率。从该式中可以看出,在频谱效率不变的情况下,降低误块率能够提高系统的吞吐量。下面的仿真证明了本文提出的改进算法在高速时能够很好地降低误码率,同时也降低了误块率,从而提高了系统的吞吐量。

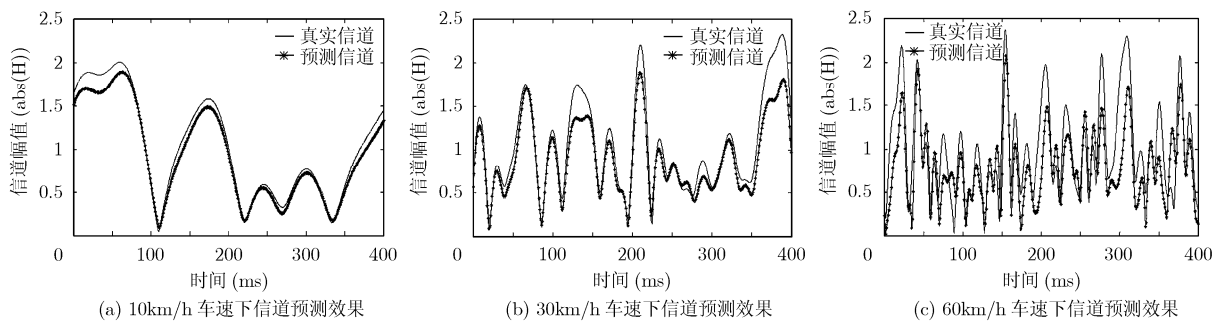


图2

4 仿真结果

对信道预测算法及基于 MSE 修正的 SLNR 预编码进行了仿真, 仿真条件如表 1 所示。主要评估了不同车速下信道预测方差的大小及预测方差对 MSE 修正预编码算法的影响。信道模型采用 SCME 模型^[12]。

表 1 仿真条件

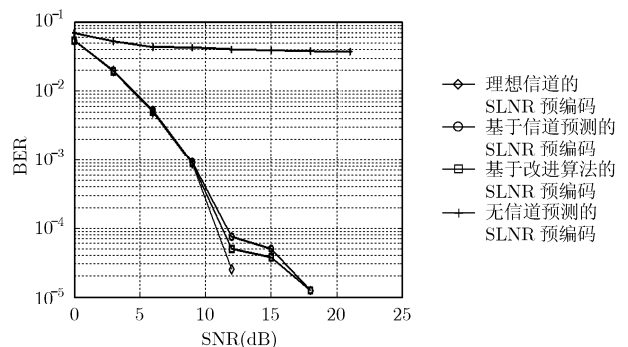
处理/反馈延时	5ms
发送天线数	4
接收天线数	2
每用户天线数	2
横向滤波器个数	50
移动台车速(km/h)	30,60
调制方式	BPSK
信道模型	SCME

图 2 对不同车速下的信道预测进行了仿真。图 2(a)、2(b)、2(c)分别为车速 10 km/h, 30 km/h, 60 km/h 时的信道预测效果图。从图中可以看出, 车速较慢时, 预测效果较好, 预测的信道与真实信道基本吻合; 车速较快时, 预测信道出现较大误差。表 2 列出了几种车速下信道预测的均方误差值。

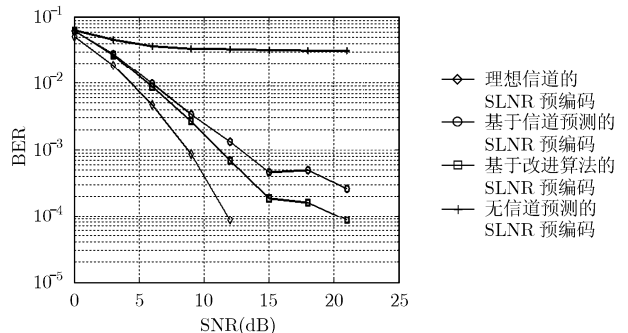
图 3 为不同车速下几种预编码算法的仿真。为了比较改进的 SLNR 预编码(improved prediction SLNR)算法的性能, 图中还对理想情况下的 SLNR 预编码(ideal channel SLNR)算法, 基于预测的 SLNR 预编码(prediction channel SLNR)算法和不做信道预测的 SLNR 预编码(no prediction SLNR)

表 2 不同车速下的预测方差

移动台车速(km/h)	预测误差(σ_e^2)
10	0.018
30	0.052
60	0.215



(a) 30km/h 下预编码性能比较



(b) 60km/h 车速下预编码性能比较

图3

算法进行了仿真。这里的理想情况是指忽略处理延时的情况。图 3(a)中, 车速为 30 km/h 时, 不预测的 SLNR 算法的误码率已经接近 10^{-1} , 并且出现了地板效应, 信道预测的 SLNR 算法与不预测相比, 能够带来较好的误码率性能, 而基于预测 MSE 修正的 SLNR 算法则能够进一步提高误码率性能, 在 10^{-4} 误码率与预测 SLNR 相比有 0.2 dB 的增益。图 3(b)中, 随着车速进一步增加, 信道预测误差变大, 预测 SLNR 的误码率性能出现较大的下降, 预测 MSE 修正的预编码带来了更大的性能增益。在 10^{-3} 的误码率时, 预测 MSE 修正的预编码比预测 SLNR 预编码有 1.5 dB 的性能提高。这说明在高车速情况下, 该进的预编码算法能够带来更大的增益。

5 结束语

本文针对 TDD 系统信道预测给发送端 CSI 带来的预测误差,提出了一种基于预测 MSE 修正的多用户预编码算法。与传统的信道预测的方法相比,该算法能够进一步提高系统的误码率性能。仿真结果表明,该算法能够更好地改善高速移动情况下信道预测误差带来的性能下降,进一步提高 MU-MIMO 系统的吞吐量。

参考文献

- [1] Gesbert D, Kountouris M, and Heath R W, *et al.* Shifting the MIMO paradigm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 24(5): 36-46.
 - [2] Mai V and Paulraj A. MIMO wireless linear precoding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 24(5): 86-105.
 - [3] Spencer Q H, Peel C B, and Swindlehurst A L, *et al.* An introduction to the multi-user MIMO downlink[J]. *IEEE Communication Magazin*, 2004, 42(10): 60-67.
 - [4] 黄敏, 缪蔚, 周世东, 等. MIMO 系统中基于 TH 预编码的多用户空间复用方案[J]. *清华大学学报(自然科学版)*, 2008, 48(4): 514-517.
Huang Min, Miao Wei, and Zhou Shi-dong, *et al.* TH precoding based multi-user spatial multiplexing scheme in MIMO systems[J]. *Journal of Tsinghua University(Science and Technology)*, 2008, 48(4): 514-517.
 - [5] Zhou S 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] Duel-Hallen A, Hu S, and Hallen H. Long-range prediction of fading signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 17(3): 62-75.
 - [7] Ekman T and Kubin G. Nonlinear prediction of mobile radio channels: measurements and MARS model designs[C]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Phoenix, Georgia, USA, 1999: 2667-2670.
 - [8] Schubert M and Boche H. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004, 53(1): 18-28.
 - [9] Spencer Q H, Swindlehurst A L, and Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(2): 461-471.
 - [10] Sadek M, Tarighat A, and Sayed A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2007, 6(5): 1711-1721.
 - [11] Ekman T. Prediction of mobile radio channels modeling and design[D]. [Ph.D. dissertation]. Uppsala University Signals and Systems. 2002.
 - [12] Baum D S, Salo J, and Del Galdo G, *et al.* An interim channel model for beyond-3G systems [C]. *IEEE International Conference on Vehicle Technique 2005-spring*, Stockholm, Sweden, 2005: 3132-3136.
- 张宁波: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为未来无线通信的物理层关键技术。
- 康桂霞: 女, 1972年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为未来无线通信的关键技术。
- 张平: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来无线通信系统。