

文章编号: 2095-4980(2013)02-0203-07

## 一种针对 MIMO-OFDM 相关信道的去耦合预测方法

刘莉红, 冯 辉, 杨 涛, 胡 波

(复旦大学 电子工程系, 上海 200433)

**摘 要:** 现代无线通信系统中, 大都需要在接收端测量信道质量并反馈给发送端。对于时变信道的反馈延时会严重影响发送策略的选取, 降低系统的总体性能。针对 MIMO-OFDM 相关信道, 提出一种有效利用时频空三维相关性的低复杂度方法, 来跟踪预测信道的时频空变化情况。仿真结果显示, 提出的算法可以实现预测性能和算法复杂度的有效折中。

**关键词:** 信道预测; 相关信道; MIMO-OFDM 系统; 低复杂度; AR 模型; 去耦合; 一维滤波器  
**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A

## A decoupled predictor for correlated MIMO-OFDM channel

LIU Li-hong, FENG Hui, YANG Tao, HU Bo

(Department of Electronics Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** In modern wireless communication systems, Channel State Information(CSI) is mostly estimated at the receiver and fed back to the transmitter. Unfortunately, the CSI arriving at the transmitter would be outdated due to feedback delay, which may cause significant performance degradation. A trade-off way is proposed, which exploits the time, space, frequency correlation effectively while maintaining a low complexity. First, it is analyzed that the channel correlation can be decoupled into time, space, frequency part. Then, three separate 1-D filters are used which consider time, frequency, spatial correlation respectively based on the separation property of the channel correlation function. Simulation results show that a trade-off between an attractive prediction performance and computational complexity in correlated MIMO-OFDM systems is realized in the proposed algorithm.

**Key words:** channel prediction; correlated channel; MIMO-OFDM; low-complexity; AR model; decoupled; 1-D filter

正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)是高速数据接入技术常用的调制方法, 如地面数字视频广播(Terrestrial Digital Video Broadcasting, DVB-T)<sup>[1]</sup>和第 4 代移动通信系统(4th generation, 4G)<sup>[2]</sup>。很多高性能 OFDM 传输方案, 如自适应多用户资源分配<sup>[3]</sup>和预编码<sup>[4]</sup>, 要求发送端知道当前信道状态信息(Channel State Information, CSI)。在频分复用系统中(Frequency Division Duplexing, FDD), 只能在接收端进行信道估计, 接收端将估计结果反馈给发送端。然而在高速移动环境中, 信道变化很快, 发送端通过信道反馈得到的 CSI 由于反馈延时而存在着测量误差, 这给系统带来很大的性能损失<sup>[5]</sup>。一种有效的克服信道时延的方法是信道预测。

在 OFDM 系统中, 相关文献指出利用频率间的相关特性可以有效地改善信道预测性能。在单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)系统中, 考虑频率和时间相关性的两维信道预测算法已有研究<sup>[5-6]</sup>。为了进一步提高通信传输速率而不增加信号带宽, 多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)被引进通信系统。在 MIMO 系统中, 如果天线之间没有相关性, 可以直接采用 SISO 的信道预测方法, 没有必要考虑其他天线的信号。当天线之间存在相关性时, 考虑空间相关性改善信道预测的性能很有必要<sup>[7]</sup>。综上所述, 同时利用空间、频率和时间相关特性可以有效地提升预测性能。虽然仅仅利用空时相关性或者时频相关性的信道预测算法已有研究, 但是没有文献对同时考虑空间、时间和频率三维相关性的信道预测算法进行研究。文献[5]中提出了一种考虑时间和频率相关性的信道预测算法, 但是它只考虑了 SISO 的场景。文献[8-9]提出了一种利用空间和时间相关性的信道预测算法, 它只考虑了单载波的场景, 忽略了频率相关性。文献[10-11]提出了 MIMO-OFDM 系

收稿日期: 2012-11-16; 修回日期: 2012-11-30

基金项目: 国家重大专项基金资助项目(2011ZX03003-001-02, 2012ZX03001007-003); 国家自然科学基金资助项目(60972024)

统的信道预测算法,但是把每个子载波当作互相独立处理,因此仍然把它当作 SISO 的预测方法。

本文针对 MIMO-OFDM 相关信道,提出一种有效利用时频空三维相关性的低复杂度方法。将信道相关性解耦成时间、空间、频率 3 个独立部分之积。基于相关函数去耦合的性质,利用 3 个一维低阶预测器分 3 步进行预测,3 个滤波器分别仅考虑时间、频率、空间相关性。利用 1 个仅考虑时间相关性的时域预测器得到初步的预测结果;其次让数据经过 1 个仅考虑频域相关性的频域预测器,进一步改善预测性能;最后充分利用空间相关性,再经过 1 个空间滤波器。仿真结果显示,在具有相关性的 MIMO-OFDM 系统中,提出的算法可以实现预测性能和算法复杂度的有效折中。

## 1 OFDM 系统和信道模型

介绍 OFDM 系统和信道预测模型。考虑一个 MIMO-OFDM 系统,发送端  $M$  根天线,接收端  $N$  根天线, $K$  个子载波<sup>[12]</sup>。在发送端,第  $m$  根发送天线,第  $i$  个时间点,第  $k$  个子载波的发送符号  $X_m(i,k)$  通过离散傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)变到时域,然后添上循环前缀(Cyclic Prefix, CP)。在接收端,接收信号被移除 CP,再通过傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)变换到频域上。假设接收端理想同步,第  $n$  根天线的接收符号  $Y_n(i,k)$  可以表示成:

$$Y_n(i,k) = \sum_{m=1}^M H_{n,m}(i,k)X_m(i,k) + Z_n(i,k) \quad (1)$$

式中:  $1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N, 1 \leq k \leq K$ ,  $H_{n,m}(i,k)$  是第  $i$  个发送符号,第  $k$  个子载波,天线对  $(m,n)$  的频域信道系数;  $Z_n(i,k)$  是干扰加上背景噪声,它可以近似为一个高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),其方差为  $\sigma_z^2$ 。无线信道可以表示为:

$$h_{n,m}(t,\tau) = \sum_{l=0}^{L_{n,m}-1} h_{n,m}(t,l)\delta(\tau - \tau_{n,m}(l)) \quad (2)$$

式中:  $L_{n,m}$  是天线对  $(m,n)$  的径的条数;  $\delta(\cdot)$  是克罗内克函数;  $\tau_{n,m}(l)$  和  $h_{n,m}(t,l)$  分别是时间  $t$ , 第  $l$  条径, 天线对  $(m,n)$  的时延和时域信道系数。对于符号时间为  $T_s$ , 频率间隔为  $f_s$  的频域信道系数可以表示成离散的形式:

$$H_{n,m}(i,k) = H_{n,m}(iT_s, kf_s) \quad (3)$$

同样的,时域系数可以表示为:

$$h_{n,m}(i,l) = h_{n,m}(iT_s, l) \quad (4)$$

随机瑞利信道模型满足广义平稳性质(Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering, WSSUS)<sup>[12]</sup>, 即:

$$E\{h_{n,m}(i+\Delta i, l)h_{n,m}(i, l')\} = P_l r_l(\Delta i)\delta(l-l') \quad (5)$$

式中:  $r_l(\Delta i)$  是信道时延相关函数;  $P_l$  是第  $l$  条径的功率。

由于广义平稳性质,对于任意  $l \neq l'$ ,  $h_{n,m}(i+\Delta i, l')$  和  $h_{n,m}(i, l)$  不相关<sup>[11]</sup>。把这个性质拓展到 MIMO。

假设一共有  $L$  个散射体,  $h_{n,m}(i, l)$  是由第  $l$  个散射体引起,  $h_{n,m}(i+\Delta i, l)$  和  $h_{n',m'}(i, l)$  由第  $l$  个散射体引起。文献 [11] 指出由不同散射体引起的多径是不相关的。因此,在 MIMO 系统中,对于任意的  $l \neq l'$ , 任意  $n, m, n', m'$ ,  $h_{n,m}(i+\Delta i, l)$  和  $h_{n',m'}(i, l')$  不相关。MIMO 的信道相关性可以表示如下<sup>[13]</sup>:

$$E\{h_{n,m}(i+\Delta i, l)h_{n',m'}(i, l')\} = P_l r_l(\Delta i)r_s(n, m, n', m')\delta(l-l') \quad (6)$$

式中:  $n, n' \in \{1, 2, \dots, N\}$ ;  $m, m' \in \{1, 2, \dots, M\}$ ;  $r_s(\cdot)$  表示空间相关函数。既然发送端远离接收端,信道的空间相关性可以分解成发送端相关性和接收端相关性的积:

$$r_s(n, m, n', m') = r_{s_r}(n, n')r_{s_r}(m, m') \quad (7)$$

MIMO 的空间相关性可以表示成如下形式<sup>[14]</sup>:

$$R_{\text{MIMO}} = R_{\text{MS}} \otimes R_{\text{BS}} \quad (8)$$

式中  $\otimes$  表示克罗内克积。 $R_{\text{MS}}$  和  $R_{\text{BS}}$  分别是发送端和接收端的空间相关性。

频率信道系数可以写成如下的形式:

$$H_{n,m}[i, k] = \sum_{l=0}^L h_{n,m}(i, l)e^{-j2\pi kl/K} \quad (9)$$

结合式(6),可以得到:

$$E\{H_{n,m}(i+\Delta i,k)H_{n,m}^*(i,k+\Delta k)\} = \sum_{l=0}^{L-1} r_l(\Delta i)r_s(n,m,n',m')e^{-j2\pi\Delta kl/K} = r_l(\Delta i)r_s(n,m,n',m')r_f(\Delta k) \quad (10)$$

其中:

$$r_f(\Delta k) = \sum_{l=0}^{L-1} P_l e^{-j2\pi\Delta kl/K} \quad (11)$$

综上所述,信道相关函数可以写成3个独立部分的乘积(时间、空间、频率)。

## 2 信道预测算法

文献[15]通过对不同的信道预测方法进行比较得出结论:AR预测模型的性能优于其他信道预测模型。因此本文采用AR模型对信道预测建模<sup>[5]</sup>。

假设信道估计值已知:

$$\hat{H}_{n,m}(i,k) = H_{n,m}(i,k) + Z'_{n,m}(i,k) \quad (12)$$

式中 $Z'_{n,m}(i,k)$ 是零均值,方差为 $\sigma_z^2$ 的高斯信道估计误差。

定义 $p$ 为预测步长,对于每个子载波考虑 $Q$ 个信道历史值。定义为:

$$\hat{H}_{n,m}(i,k) = [\hat{H}_{n,m}(i,k), \hat{H}_{n,m}(i-1,k), \dots, \hat{H}_{n,m}(i-Q+1,k)] \quad (13)$$

对于每个时间点,考虑结合 $D$ 个导频子载波进行预测,表示为:

$$\hat{H}_{n,m} = [\hat{H}_{n,m}(i,k_1), \hat{H}_{n,m}(i,k_2), \dots, \hat{H}_{n,m}(i,k_D)] \quad (14)$$

综上,用来预测信道系数 $\hat{H}_{n,m}(i+p,k)$ 的数据集可以表示为:

$$\hat{H} = [\hat{H}_{1,1}, \hat{H}_{1,2}, \dots, \hat{H}_{1,M}, \hat{H}_{2,1}, \dots, \hat{H}_{N,1}, \dots, \hat{H}_{N,M}] \quad (15)$$

在介绍本文提出的方法之前,先介绍2种极端的信道预测方法,这将有助于引进本文提出的去耦和方法。

### 2.1 极端例子

#### 2.1.11-D时域预测器

1-D时域预测器是一种不考虑空间相关性和频率相关性的传统预测算法。为了预测 $H_{n,m}(i+p,k)$ ,仅考虑第 $k$ 个子载波,天线对 $(m,n)$ 的频域信道系数。用来预测 $H_{n,m}(i+p,k)$ 的数据集合为 $\hat{H}_{n,m}(i,k)$ ,利用 $Q$ 阶AR滤波器 $\mathbf{W}_{\text{siso}}$ ,得到:

$$\tilde{H}_{n,m}(i+p,k) = \mathbf{W}_{\text{siso}} \hat{H}_{n,m}(i,k)^T \quad (16)$$

式中

$$\mathbf{W}_{\text{siso}} = \arg \min_{\mathbf{W}_{\text{siso}}} E \left\{ \left\| H_{n,m}(i+p,k) - \mathbf{W}_{\text{siso}} \hat{H}_{n,m}(i,k)^T \right\|^2 \right\} \quad (17)$$

根据正交准则,滤波器滤波系数 $\mathbf{W}_{\text{siso}}$ 满足:

$$E \{ (H_{n,m}(i+p,k) - \mathbf{W}_{\text{siso}} \hat{H}_{n,m}(i,k)^T) \hat{H}_{n,m}(i,k)^* \} = 0 \quad (18)$$

简化式(18)得到:

$$\mathbf{W}_{\text{siso}} = \mathbf{r}_{\text{siso}} (\mathbf{R}_{\text{siso}} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \quad (19)$$

式中 $\mathbf{R}_{\text{siso}}$ 是 $Q \times Q$ 时间自相关矩阵,它的元素为:

$$[\mathbf{R}_{\text{siso}}]_{i,j} = r_f(0)r_t((i-j)T_s) \quad (20)$$

$$\mathbf{r}_{\text{siso}} = [r_f(0)r_t(pT_s), \dots, r_f(0)r_t((p+Q-1)T_s)] \quad (21)$$

#### 2.1.2 全相关预测器

接下来介绍另一种极端的预测器—全相关预测器,它利用所有的空时频相关性。假设预测 $H_{n,m}(i+p,k)$ ,用来预测的数据集为 $\hat{H}$ ,利用 $M \times N \times D \times Q$ 阶AR滤波器 $\mathbf{W}_{\text{all}}$ 。

$$\tilde{H}_{n,m}(i+p,k) = \mathbf{W}_{\text{all}} \hat{H}^T \quad (22)$$

同样的,可以利用1-D时域预测器的方法得到 $\mathbf{W}_{\text{all}}$ 的值。

全相关预测器利用了所有的空时频相关性,它的性能优于1-D时域预测器,但是 $M \times N \times D \times Q$ 阶AR模型相

比 1-D 时域预测器的  $Q$  阶 AR 模型, 计算复杂度太大。计算  $\mathbf{W}_{\text{all}}$  需要对  $(MNDQ \times MNDQ)$  的矩阵求逆, 计算复杂度为  $O(M^3N^3D^3Q^3)$ 。预测需要的计算复杂度为  $O(MNDQ)$ 。所以一种可以有效利用空、时、频相关性, 同时保持相对较低计算复杂度的折中方法是很有吸引力的。

## 2.2 去耦合预测器

基于相关函数可以去耦合写成几个独立部分乘积的性质, 提出本文的算法——去耦合预测器。该预测器把  $M \times N \times D \times Q$  阶滤波器去耦合成为 3 个独立的低阶滤波器。历史数据首先经过一个只考虑时间相关性的时域滤波器, 接着经过一个只考虑频率相关性的频域滤波器, 最后一步考虑空间相关性, 经过一个空间滤波器。具体步骤如下。

### 2.2.1 时域滤波器

首先只考虑时间相关性, 那么信道系数的求取方式同 1-D 时域滤波器的方法一致。

$$\tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p,k)_t = \mathbf{W}_t \hat{\mathbf{H}}_{n,m}(i,k)^T \quad (23)$$

同 1-D 时域滤波器, 可以求得其滤波系数:

$$\mathbf{W}_t = \mathbf{r}_{\text{siso}} (\mathbf{R}_{\text{siso}} + \sigma_2^2 \mathbf{I})^{-1} \quad (24)$$

计算得到其均方误差为:

$$MSE_t = R_H(0) - \mathbf{r}_{\text{siso}} (\mathbf{R}_{\text{siso}} + \sigma_2^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{r}_{\text{siso}}^T \quad (25)$$

### 2.2.2 频域滤波器

让经过时域滤波器的数据再经过一个频域滤波器, 进一步改善预测性能。

$$\tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p,k)_f = \mathbf{W}_f \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t^T \quad (26)$$

式中:

$$\tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t = [\tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p,k_1)_t, \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p,k_2)_t, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p,k_D)_t] \quad (27)$$

根据正交性原则,  $\mathbf{W}_f$  应该满足:

$$E\{(H_{n,m}(i+p,k) - \mathbf{W}_f \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t) \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t^*\} = 0 \quad (28)$$

它的解为:

$$\mathbf{W}_f = E\{H_{n,m}(i+p,k) \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t^*\} E\{(\tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t) \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t^*\}^{-1} \quad (29)$$

可以求得其均方误差为:

$$MSE_f = R_H(0) - \mathbf{W}_f (E\{H_{n,m}(i+p,k) \tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p)_t^*\})^T \quad (30)$$

### 2.2.3 空域滤波器

前 2 步得到的数据再经过一个空域滤波器, 充分利用空间相关性, 改善预测性能, 空域滤波器系数为  $\mathbf{W}_s$ ,

$$\tilde{\mathbf{H}}_{n,m}(i+p,k)_s = \mathbf{W}_s \tilde{\mathbf{H}}(i+p,k)_f^T \quad (31)$$

式中

$$\tilde{\mathbf{H}}(i+p,k)_f = [\tilde{\mathbf{H}}_{1,1}(i+p,k)_f, \tilde{\mathbf{H}}_{1,2}(i+p,k)_f, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{N,M}(i+p,k)_f] \quad (32)$$

根据正交性原则, 可以得到滤波系数:

$$\mathbf{W}_s = E\{H_{n,m}(i+p,k) \tilde{\mathbf{H}}(i+p,k)_f^*\} E\{(\tilde{\mathbf{H}}(i+p,k)_f) \tilde{\mathbf{H}}(i+p,k)_f^*\}^{-1} \quad (33)$$

其均方误差为:

$$MSE_s = R_H(0) - \mathbf{W}_s (E\{H_{n,m}(i+p,k) \tilde{\mathbf{H}}(i+p,k)_f^*\})^T \quad (34)$$

综上, 本文提出的方法, 在滤波器设计步骤, 时域滤波器的设计复杂度为  $O(Q^3)$ , 频率滤波器  $O(D^3)$ , 空间滤波器为  $O(M^3N^3)$ ; 在预测步骤, 时域滤波器的预测复杂度为  $O(Q)$ , 频域滤波器的复杂度为  $O(D)$ , 空间滤波器为  $O(MN)$ 。

## 3 性能分析和仿真结果

### 3.1 仿真场景

表 1 列出了基于 3GPP LTE 标准的  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 频分复用系统的仿真参数<sup>[2]</sup>。

表 1 仿真参数  
Table 1 Simulation parameters

| item              | value   | item                | value       |
|-------------------|---------|---------------------|-------------|
| bandwidth         | 10 MHz  | subcarrier spacing  | 15 kHz      |
| carrier frequency | 2.6 GHz | CP length           | 4.6 $\mu$ s |
| LTE frame length  | 10 ms   | symbol period $T_s$ | 1 ms        |
| subframe length   | 1 ms    | prediction length   | 2 ms        |
| Doppler           | 70 Hz   | $Q$                 | 10          |

仿真采用EVA信道模型<sup>[16]</sup>。每条径均采用Jakes模型<sup>[17]</sup>，其中  $R_p = 16$ ，文献[17]指出采用该参数可以使信道模型满足瑞利信道的二阶统计特性。多普勒频率随机产生如下： $f_{r,p} = \pm f_{\max} \cos((2\pi r + \theta - \pi)/(4R_p))$ ， $r = 1, 2, \dots, R_p$ ，其中  $f_{\max} = v/(3 \times 10^8 / F_c)$  是最大多普勒频率， $\theta$  满足均匀分布  $U[-\pi, \pi)$ ， $v$  为用户移动速度。在仿真中多普勒频率均为 70 Hz。

在所有的仿真中假设噪声方差和信道相关矩阵均已知。仿真用归一化均方误差来衡量预测准确度 (Normalized Mean Square Error, NMSE)，定义如下：

$$NMSE = 10 \log \left\{ \frac{E \left\{ \left\| H_{n,m}(i+p,k) - \tilde{H}_{n,m}(i+p,k) \right\|^2 \right\}}{E \left\{ \left\| H_{n,m}(i+p,k) \right\|^2 \right\}} \right\} \quad (35)$$

MIMO 信道模型参考文献[14]。空间相关性用式(36)给出：

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho^* & 1 \end{bmatrix}, \quad R_{BS} = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho^* & 1 \end{bmatrix} \quad (36)$$

在所有仿真中，为了体现信道空间相关性带来的影响，考虑 2 种场景。 $\rho = 0.9$  代表高相关场景， $\rho = 0$  代表信道之间互相独立。

### 3.2 仿真结果和性能分析

这一节中，把本文提出的方法与 1-D 时域预测器、全相关预测器进行性能比较。

为了显示空间和频率相关性的影响，设计了图 1~图 4 种仿真场景。从仿真结果可以看出，在所有的仿真中，本文提出的去耦合方法的性能明显优于 1-D 时域预测器的性能，并且接近于全相关预测器的性能。

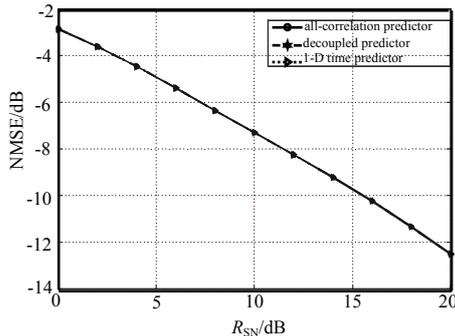


Fig.1 Normalized predicted MSE versus  $R_{SN} (\rho=0, D=1)$   
图 1 归一化预测均方误差与  $R_{SN}$  的关系

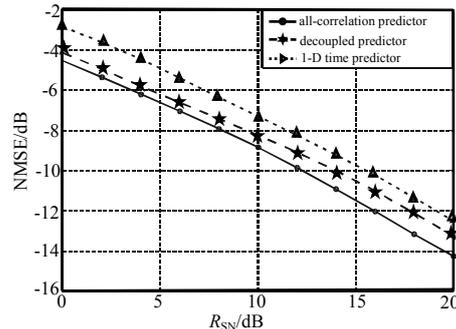


Fig.2 Normalized predicted MSE versus  $R_{SN} (\rho=0.9, D=1)$   
图 2 归一化预测均方误差与  $R_{SN}$  的关系

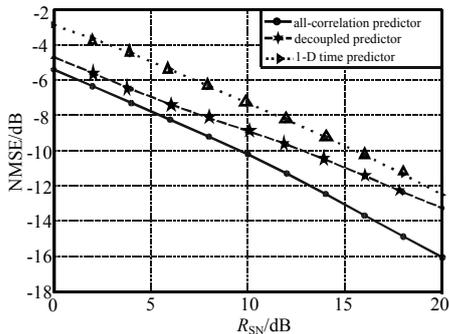


Fig.3 Normalized predicted MSE versus  $R_{SN} (\rho=0, D=4)$   
图 3 归一化预测均方误差与  $R_{SN}$  的关系( $\rho=0, D=4$ )

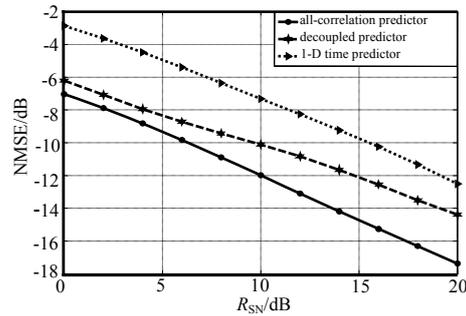


Fig.4 Normalized predicted MSE versus  $R_{SN} (\rho=0.9, D=4)$   
图 4 归一化预测均方误差与  $R_{SN}$  的关系( $\rho=0.9, D=4$ )

在图 1 中，信道互相独立 ( $\rho = 0$ )， $D=1$ ，也就是说空间相关性为 0 并且不考虑频率相关性，仿真结果显示 3 种预测器的性能基本一致。在忽略空间相关性和频率相关性的情况下，全相关预测器和去耦合预测方法均退化为 1-D 时域预测器。

在图 2 中，信道相关性高 ( $\rho = 0.9$ )， $D=1$ ，即频率相关性仍旧没有考虑。仿真结果显示本文提出的方法的预测性能明显优于 1-D 时域预测器，尤其是在低 SNR 的时候。可以得出当空间相关性高时，利用空间相关性能够有效地改善预测性能。

在图 3 中, 信道互相独立( $\rho=0$ ), 频域滤波器的阶数为 4 阶( $D=4$ )。仿真结果显示去耦合预测器的预测性能介于 1-D 时域预测器和全相关预测器之间。可以得出利用频率相关性能够有效地改善预测性能。

在图 4 中, 同时考虑空间相关性和频率相关性  $\rho=0.9, D=4$ 。仿真结果显示本文提出的方法和全相关预测器的预测性能要大大优于 1-D 时域预测器的预测性能。将只考虑空间相关性的图 2 和只考虑频域相关性的图 3 相比, 在同时考虑空间相关性和频率相关性的图 4 中, 去耦合预测器和 1-D 时域预测器的预测性能差值明显增大。可以得出同时利用空间相关性和频率相关性能够明显改善预测性能。

预测步长给预测性能带来的影响显示在图 5 中。在这种仿真场景中  $\rho=0.9, D=4, R_{SN}=20$ 。在所有预测步长中, 本文提出的方法均优于 1-D 时域预测器。预测步长增加, 预测性能变差。

图 6 显示了本文提出的去耦合方法每一步之后的 MSE 值。分析得到  $MSE_t > MSE_f > MSE_s$ 。预测性能在每一步骤之后均有改善, 频率相关性和空间相关性确实对预测性能的改善有帮助。

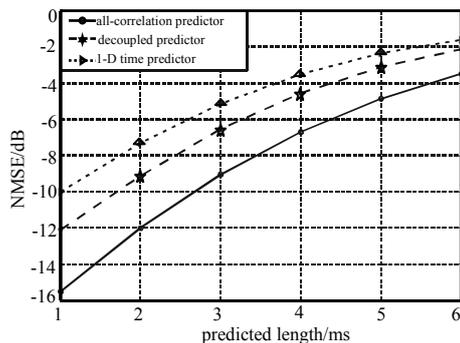


Fig.5 Normalized predicted MSE versus predicted length  
图 5 归一化预测均方误差与预测步长的关系

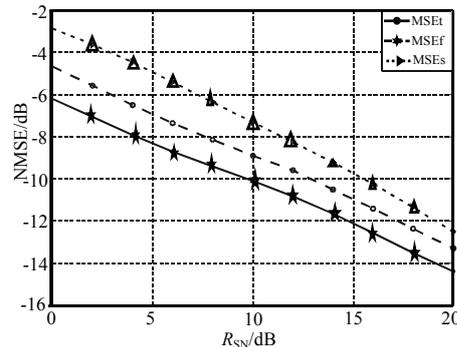


Fig.6 Normalized predicted MSE versus  $R_{SN}$   
图 6 归一化预测均方误差与  $R_{SN}$  的关系

### 3.3 计算复杂度分析

全相关预测器的算法复杂度明显大于本文提出的去耦合预测算法。一般情况下  $MN$  和  $D$  不会比  $Q$  大, 所以去耦合预测器的算法复杂度只比 1-D 时域预测器稍大。表 2 比较了各预测器的算法复杂度。

表 2 不同方法的算法复杂度比较

Table 2 Computational complexities of various methods

| algorithm                 | design                   | prediction      |
|---------------------------|--------------------------|-----------------|
| all-correlation predictor | $O(M^3 N^3 D^3 Q^3)$     | $O(MNDQ)$       |
| decoupled predictor       | $O(M^3 N^3 + D^3 + Q^3)$ | $O(MN + D + Q)$ |
| 1-D time predictor        | $O(Q^3)$                 | $O(Q)$          |

## 4 结论

本文提出的 MIMO-OFDM 信道预测算法有效地利用了空域、时域、频域相关性, 该算法在保证信道预测性能良好的前提下, 其算法复杂度也比较低。仿真结果显示, 利用空间和频率相关性可以有效改善信道预测性能。然而, 本方法仍然具有一定的局限性。MMSE 方法需要知道信道相关性和噪声功率, 而在无线通信中, 信道是时变的, 因此这些参数需要时时估计才可以得到。针对这一难点, 下一步将研究有效利用空间、时间、频率相关性的自适应方法。

### 参考文献:

- [1] ETSI EN 300 744, V 1.4.1(2001-01), Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television[Z]. European Telecom. Standards Inst.(ETSI), 2001.
- [2] 鲜其羽, 王正勇, 吴小强. 第 4 代移动通信的几种制式特点及应用前景[J]. 信息与电子工程, 2008, 6(2):120-123. (XIAN Qiyu, WANG Zhengyong, WU Xiaoqiang. Characteristics and Application Prospects of Some Communication Modes Oriented the Fourth Generation Mobile Communication[J]. Information and Electronic Engineering, 2008, 6(2):120-123.)
- [3] 王绪国. 无线宽带通信系统的上行带宽资源分配方案[J]. 信息与电子工程, 2006, 4(3):170-174. (WANG Xuguo. Uplink Bandwidth Allocation for Wireless Broadband Communication Systems[J]. Information and Electronic Engineering, 2006, 4(3): 170-174.)
- [4] Joham M, Paula M Castro, Utschick W, et al. Robust Precoding With Limited Feedback Design Based on Precoding MSE for MU-MISO Systems[J]. IEEE Trans. on Signal Process., 2012, 60(6):3101-3111.
- [5] Schafhuber D, Matz G. MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems[J]. IEEE Trans. on Wireless

- Communication, 2005,4(2):593-602.
- [ 6 ] Wong I C,Evans B L. Sinusoidal Modeling and Adaptive Channel Prediction in Mobile OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008,56(41):1601-1615.
- [ 7 ] Larsen M D,Swindlehurst A L,Svantesson T. Performance Bound for MIMO-OFDM Channel Estimation[J]. IEEE Trans. on Signal Process., 2009,57(5):1901-1916.
- [ 8 ] Wong I,Evans B. Exploiting spatio-temporal correlations in MIMO wireless channel prediction[C]// 49th Annu. IEEE GLOBE COM. San Francisco,CA:[s.n.], 2006:1-5.
- [ 9 ] Guillaud M,Slock D. A specular approach to MIMO frequency selective channel tracking and prediction[C]// IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications. Lisbon:[s.n.], 2004:59-63.
- [10] Min C,Chang N,Cha J,et al. MIMO-OFDM downlink channel prediction for IEEE802.16e systems using Kalman filter[C]// IEEE WCNC '07. Kowloon:[s.n.], 2007:942-946.
- [11] Kim K J,Pun M O,Iltis R A. Channel prediction for limited feedback precoded MIMO-OFDM systems over time-varying fading channels[C]// presented at Information Sciences and Systems. 2008.CISS2008. 42nd Annual Conference on Princeton,NJ:[s.n.], 2008:972-977.
- [12] Andrea Goldsmith. Wireless communication[M]. Cambridgeshire:Cambridge University Press, 2005.
- [13] LIU Lihong,FENG Hui,HU Bo,et al. MIMO-OFDM Wireless Channel Prediction by Exploiting Spatial Correlation[C]// in WCSP Conf, Huangshan:[s.n.], 2012.
- [14] Pedersen K I,Andersen J B,Kermoal J P,et al. A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms[C]// IEEE 52nd Veh. Technol.Conf.. Boston:[s.n.], 2000:893-897.
- [15] Semmelrodt S,Kattenbach R. Investigation of different fading forecast schemes for flat fading radio channels[C]// IEEE Veh.Technol. Conf., 2003:149-153.
- [16] 3GPP TS 36.211 V9.1.0. 3rd Generation Partnership Project(3GPP); Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment(UE) radio transmission and reception(Release 8)[Z]. tech. rep., 2008.
- [17] Zheng Y R,Xiao C. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans. on Commun., 2003,51(6):920-928.

#### 作者简介:



刘莉红(1987-),女,湖南省益阳市人,在读硕士研究生,主要研究方向为线通信理论及信号处理.email:06300720084@fudan.edu.cn.

冯辉(1980-),男,江苏省常州市人,讲师,主要研究方向为分布式信号处理理论及应用.

胡波(1968-),男,江苏省常州市人,教授,博士生导师,主要研究方向为数字信号处理、数字通信和系统设计.

杨涛(1970-),男,陕西省汉中市人,副教授,研究方向为宽带无线通信理论及信号处理.