

# MIMO-OFDM 中的一种最优导频设计算法

陈欣捷, 仇润鹤

(东华大学信息科学与技术学院, 上海 200051)

**摘要:** 从系统设计角度研究了 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法, 提出一种基于空频域的最优导频设计算法。该算法适用于快速时变和频率选择性衰落信道, 在基于 LS 准则的信道估计算法中无需矩阵求逆运算, 大大降低了复杂性。通过计算机仿真证明该算法在空频编码的信道估计中具有最小 MSE 性能。

**关键词:** 信道估计; MIMO-OFDM 技术; 导频; 矩阵求逆; 空频域

## Optimal Pilots for MIMO-OFDM Design Algorithm

CHEN Xin-jie, QIU Run-he

(College of Information Science and Technology, Donghua University, Shanghai 200051)

**【Abstract】** The MIMO-OFDM channel estimation method is researched based on the system design, and a space-frequency domain optimal pilot-tones design algorithm is presented. The algorithm unique capability of estimating fast time-varying and frequency-selective fading channels, and the simplicity of its least square (LS) algorithm free of matrix inversion, so as to greatly decrease the complexity. The computer simulation proves that the algorithm achieves optimal channel estimation in the sense of obtaining the minimum mean square error (MSE) of channel estimation.

**【Key words】** channel estimation; MIMO-OFDM; pilots; matrix inversion; space-frequency domain

研究表明, 基于多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)空间分集的正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)技术是对抗衰落、提高频谱利用率的重要手段。信道估计技术作为空时发射分集解码与信号畸变校正的前提, 在系统设计中占有重要地位。基于导频的信道估计特别适合 OFDM 多载波系统, 通常在 OFDM 符号中插入导频信号来实现, 利用接收到的导频信号动态地跟踪信道的变化特征, 进而利用这些实时的信道信息进行信道均衡, 以消除信道对于传输数据所叠加的影响。文献[1]中基于导频的信道估计算法涉及高维数矩阵的求逆运算, 使得算法的复杂性剧增并且不再适用于高移动性的信道环境。为了解决这个宽带无线通信中的瓶颈问题, 文献[2]中将训练序列符号长度缩短到 MIMO 信道的长度, 前导序列采用正交结构, 其缺点是额外的 OFDM 训练分组增加了系统开销; 文献[3]中的简化算法实现了最优信道估计并且避免了矩阵求逆运算, 但其在空时编码系统中效果并不明显。本文提出的最优导频设置结合了文献[2-3]的算法, 将其推广到正交空频编码, 达到了与其相同的运算量优势, 同时由于本算法在每一个分组进行信道估计, 因此避免了性能的下落。

### 1 系统模型与信道描述

考虑采用发射天线数为  $N_t$ 、接收天线数为  $N_r$  的 MIMO-OFDM 系统,  $N_t$  个不同信号在同一时刻由  $N_t$  根发射天线发送出去, 在接收端通过  $N_r$  根接收天线接收到包含  $N_t$  个信号和噪声的叠加。这里假设信道在一个 OFDM 符号周期内保持时不变特性。定义第  $j$  个发射天线与第  $i$  个接收天线之间的信道时域冲激响应为  $h_{[n,l]}(i, j)$ , 通过离散傅立叶变换, 得到

$$H_{[n,k]}(i, j) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{[n,l]}(i, j) W_N^{kl} \quad (1)$$

其中,  $H_{[n,k]}(i, j)$  给出了从发射天线  $j$  到接收天线  $i$  的频域衰减系数;  $L$  为对应最大多径时延的路径数;  $N$  为 OFDM 符号长度, 并假设  $L < N$ ;  $W_N^{kl} = e^{-j2\pi kl/N}$ , 并且由第  $(k, l)$  个元素  $W_N^{(k-1)(l-1)}$  构成组成  $N \times N$  的 DFT 矩阵  $F_N$ ,  $\frac{1}{\sqrt{N}} F_N$  为其酉矩阵。

将上述参量表示为矩阵形式, 定义为

$$h_{[n,l]} = \begin{bmatrix} h_{[n,l]}(1,1) & \cdots & h_{[n,l]}(1, N_t) \\ \vdots & & \vdots \\ h_{[n,l]}(N_r, 1) & \cdots & h_{[n,l]}(N_r, N_t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$H_{[n,k]} = \begin{bmatrix} H_{[n,k]}(1,1) & \cdots & H_{[n,k]}(1, N_t) \\ \vdots & & \vdots \\ H_{[n,k]}(N_r, 1) & \cdots & H_{[n,k]}(N_r, N_t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\bar{h}_n = [h_{[n,0]}^T, \cdots, h_{[n,L-1]}^T]^T \quad (4)$$

$$\bar{H}_n = [H_{[n,0]}^T, \cdots, H_{[n,L-1]}^T]^T \quad (5)$$

$$\bar{F}_N = F_N \otimes I_{N_t} \quad (6)$$

并由此可以得到

$$\bar{H}_n = \bar{F}_N(:, 1:N_r L) \bar{h}_n \quad (7)$$

其中,  $\bar{F}_N(:, 1:N_r L)$  为  $NN_r \times N_r L$  的矩阵, 由  $\bar{F}_N$  起始的  $N_r L$  列构成, 主要以矩阵的形式描述了 MIMO-OFDM 系统信道冲激响应和信道频率响应的关系。

假设  $N = mL$ ,  $m$  为大于 1 的整数。通常,  $N$  的取值为 128, 256 甚至更大, 而对应最大多径时延的路径数  $L$  不会超

**作者简介:** 陈欣捷(1982 -), 男, 硕士, 主研方向: MIMO-OFDM 系统; 仇润鹤, 副教授

**收稿日期:** 2006-12-25 **E-mail:** xinjiechen@msn.com

过 30。定义：

$$\bar{\mathbf{H}}_n^{(p)} = \left[ \mathbf{H}_{[n,p]}^T, \mathbf{H}_{[n,m+p]}^T, \dots, \mathbf{H}_{[n,(L-1)m+p]}^T \right]^T \quad (8)$$

$$\bar{\mathbf{W}}_N^{(p)} = \left\{ \text{diag} \left[ 1, W_N^{p \times 1}, \dots, W_N^{p \times (L-1)} \right] \right\} \otimes \mathbf{I}_{N_r} \quad (9)$$

其中,  $p$  为整数且满足  $0 \leq p \leq m-1$ 。可以通过直接计算验证：

$$\bar{\mathbf{H}}_n^{(p)} = \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p)} \bar{\mathbf{h}}_n, \quad p = 0, 1, \dots, m-1 \quad (10)$$

其中,  $\bar{\mathbf{F}}_L$  为  $LN_r \times LN_r$  的 DFT 矩阵, 表示由信道冲激响应  $\bar{\mathbf{h}}_n$  表征的理想信道状态信息可以通过  $\bar{\mathbf{H}}_n$  的抽样  $\bar{\mathbf{H}}_n^{(p)}$  得到, 由已知的导频信息可以得出未知的信道信息。

在 OFDM 符号传输时刻  $n$ , 数据源经过空时编码分给与发射天线对应的  $N_t$  组频域子载波符号。空时编码后的频域信号  $S_{[n,k]}(i)$ , 接收端的信号为  $Y_{[n,k]}(j)$ ,  $V_{[n,k]}(j)$  定义为均值为 0 的加性白高斯噪声。则在接收端第  $j$  个天线经过 DFT 变化后的频域信号可表示为

$$\mathbf{Y}_{[n,k]} = \mathbf{H}_{[n,k]} \mathbf{S}_{[n,k]} + \mathbf{V}_{[n,k]} \quad (11)$$

为了便于基于导频的信道估计分析, 将式(11)表示成如下形式：

$$\mathbf{Y}_{[n,k]} = S_{[n,k]}(1) \mathbf{I}_{N_r} \mathbf{H}_{[n,k]}(:, 1) + \dots + S_{[n,k]}(N_t) \mathbf{I}_{N_r} \mathbf{H}_{[n,k]}(:, N_t) + \mathbf{V}_{[n,k]} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{H}_{[n,k]}(:, i)$  表示  $\mathbf{H}_{[n,k]}$  的第  $i$  列。省去下标, 进一步简化等式形式, 可得

$$\bar{\mathbf{Y}}_n = \bar{\mathbf{S}}_n(1) \bar{\mathbf{H}}_n(:, 1) + \dots + \bar{\mathbf{S}}_n(N_t) \bar{\mathbf{H}}_n(:, N_t) + \bar{\mathbf{V}}_n \quad (13)$$

定义：

$$\bar{\mathbf{S}}_n^{(p)} = \left\{ \text{diag} \left[ S_{[n,p]}(i), \dots, S_{[n,(L-1)m+p]}(i), \dots \right] \right\} \otimes \mathbf{I}_{N_r} \quad (14)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_n^{(p)}(:, i) = \left[ \mathbf{H}_{[n,p]}^T(:, i), \dots, \mathbf{H}_{[n,(L-1)m+p]}^T(:, i) \right]^T \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_n^{(p)} = \left[ \mathbf{Y}_{[n,p]}^T, \dots, \mathbf{Y}_{[n,(L-1)m+p]}^T \right]^T \quad (16)$$

$$\bar{\mathbf{V}}_n^{(p)} = \left[ \mathbf{V}_{[n,p]}^T, \dots, \mathbf{V}_{[n,(L-1)m+p]}^T \right]^T \quad (17)$$

为与数据信号区别, 用上标  $p$  表示导频信号。其中,  $\bar{\mathbf{S}}_n^{(p)}$  为  $N_r L \times N_r L$  方阵, 由  $L$  个导频符号组成;  $\bar{\mathbf{H}}_n^{(p)}(:, i)$ ,  $\bar{\mathbf{Y}}_n^{(p)}$  和  $\bar{\mathbf{V}}_n^{(p)}$  分别是  $\bar{\mathbf{H}}_n(:, i)$ ,  $\bar{\mathbf{Y}}_n$  和  $\bar{\mathbf{V}}_n$  的抽样, 可以得到

$$\bar{\mathbf{Y}}_n^{(p)} = \bar{\mathbf{S}}_n^{(p)}(1) \bar{\mathbf{H}}_n^{(p)}(:, 1) + \dots + \bar{\mathbf{S}}_n^{(p)}(N_t) \bar{\mathbf{H}}_n^{(p)}(:, N_t) + \bar{\mathbf{V}}_n^{(p)} \quad (18)$$

将式(10)代入式(18), 可得

$$\bar{\mathbf{Y}}_n^{(p)} = \bar{\mathbf{S}}_n^{(p)}(1) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p)} \bar{\mathbf{h}}_n(:, 1) + \dots + \bar{\mathbf{S}}_n^{(p)}(N_t) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p)} \bar{\mathbf{h}}_n(:, N_t) + \bar{\mathbf{V}}_n^{(p)} \quad (19)$$

## 2 信道估计和导频设计算法

信道估计的目的就是得到式(19)中的时域冲激响应

$\{\bar{\mathbf{h}}_n(:, i)\}_{i=1}^{N_t}$ , 可以利用 LS 估计算法进行如下推导：

$$\bar{\mathbf{Y}}_n = \bar{\mathbf{S}}_n \bar{\mathbf{h}}_n + \bar{\mathbf{V}}_n \quad (20)$$

这里：

$$\bar{\mathbf{h}}_n = \left[ \bar{\mathbf{h}}_n^T(:, 1), \dots, \bar{\mathbf{h}}_n^T(:, N_t) \right]^T \quad (21)$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_n = \left[ \bar{\mathbf{Y}}_n^T(p_1), \dots, \bar{\mathbf{Y}}_n^T(p_{N_t}) \right]^T \quad (22)$$

$$\bar{\mathbf{V}}_n = \left[ \bar{\mathbf{V}}_n^T(p_1), \dots, \bar{\mathbf{V}}_n^T(p_{N_t}) \right]^T \quad (23)$$

$$\bar{\mathbf{S}}_n = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{S}}_n^{(p_1)}(1) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} & \dots & \bar{\mathbf{S}}_n^{(p_1)}(N_t) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{\mathbf{S}}_n^{(p_{N_t})}(1) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} & \dots & \bar{\mathbf{S}}_n^{(p_{N_t})}(N_t) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中,  $\bar{\mathbf{S}}_n$  为  $N_r N_r L \times N_r N_r L$  的方阵, 包含了  $N_t^2$  个导频子矩阵

$\{S_n^{(p_i)}(j)\}_{i,j=1}^{N_t}$ 。在每根发射天线上,  $N_t$  组导频符号以相同的序号  $p_1, p_2, \dots, p_{N_t}$  被发送出去。假设  $N_t = m = \frac{N}{L}, 0 < p_i < m-1$  ( $p_i \neq p_j, i, j = 0, 1, \dots, N_t$ ), 并且, 未知的信道冲激响应参数  $N_t N_r L$  应不大于接收信号数  $NN_r$ , 即：

$$N_t N_r \leq NN_r \Leftrightarrow N_t L \leq N \Leftrightarrow \frac{N}{L} \leq N$$

则 LS 信道估计算法可以表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,LS} = \left( \bar{\mathbf{S}}_n^H \bar{\mathbf{S}}_n \right)^{-1} \bar{\mathbf{S}}_n^H \bar{\mathbf{Y}}_n \quad (25)$$

由于  $\bar{\mathbf{S}}_n$  的复杂性, 矩阵的求逆运算的计算量十分庞大, 为了改进这一不足之处, 可以通过设计方阵  $\tilde{\mathbf{S}}_n$  来实现, 使

$$\bar{\mathbf{S}}_n^H \bar{\mathbf{S}}_n = \tilde{\mathbf{S}}_n \tilde{\mathbf{S}}_n^H = a \mathbf{I}_{N_r N_r L}, \quad \frac{1}{\sqrt{a}} \tilde{\mathbf{S}}_n \text{ 为酉矩阵, 则 LS 算法的信道估计可以简化为}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{n,LS} = \tilde{\mathbf{h}}_n + \frac{1}{a} \tilde{\mathbf{S}}_n^H \tilde{\mathbf{V}}_n \quad (26)$$

文献[2]中讨论了 Tarokh 空时分组码结构中的前导训练序列设计, 改进的导频设置同样可以通过正交性来实现。在每一帧信号开始的前  $N_t$  个训练分组, 插入至少  $L$  个导频符号, 其他的导频位置置 0。LS 算法的信道估计可以由已知的导频符号得到, 信道假定在下一个训练分组到来前保持不变。但由于不能保证在第  $n$  个分组的信道状态估计信息在第  $n+N_t$  个分组时保持正确, 因此文献[2]中的算法设计在快时变信道中并不适用。此外, 文献[2]中训练序列的设计必须满足局部正交性, 即长度为  $N$  的  $N_t$  个不同训练序列必须在任何起始位置上的最小元素组保持正交性。本文提出的最优导频设计算法可以避免上述 2 种方法的不足, 但本算法不能在空时域实现, 而是基于空频编码的。定义每根发射天线上所有导频符号的总功率为  $E_p$ , 则每个导频符号的功率为  $\frac{E_p}{N_t L}$ 。

**定理 令：**

$$\bar{S}_n^{(p_i)}(j) = \alpha_{p_i, j} \mathbf{I}_{LN_r}, \quad |\alpha_{p_i, j}| = \sqrt{\frac{E_p}{N_t L}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, N_t$$

如果：

$$\tilde{\mathbf{S}}_{n,SFC} = \sqrt{\frac{L}{E_p}} \begin{bmatrix} \bar{S}_n^{(p_1)}(1) & \dots & \bar{S}_n^{(p_1)}(N_t) \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{S}_n^{(p_{N_t})}(1) & \dots & \bar{S}_n^{(p_{N_t})}(N_t) \end{bmatrix}$$

为酉矩阵, 则  $\frac{1}{\sqrt{E_p}} \tilde{\mathbf{S}}_n$  也为酉矩阵。证明如下：

$$\tilde{\mathbf{S}}_n = \begin{bmatrix} \bar{S}_n^{(p_1)}(1) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} & \dots & \bar{S}_n^{(p_1)}(N_t) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{S}_n^{(p_{N_t})}(1) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} & \dots & \bar{S}_n^{(p_{N_t})}(N_t) \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} \bar{S}_n^{(p_1)}(1) & \dots & \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} \bar{S}_n^{(p_1)}(N_t) \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} \bar{S}_n^{(p_{N_t})}(1) & \dots & \bar{\mathbf{F}}_L \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} \bar{S}_n^{(p_{N_t})}(N_t) \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{F}}_L \tilde{\mathbf{W}}_N \left( \sqrt{\frac{E_p}{L}} \right) \tilde{\mathbf{S}}_{n,SFC}$$

其中,

$$\tilde{\mathbf{F}}_L = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{F}}_L & & \\ & \ddots & \\ & & \bar{\mathbf{F}}_L \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{W}}_N = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_1)} & & \\ & \ddots & \\ & & \bar{\mathbf{W}}_N^{(p_{N_t})} \end{bmatrix}$$

$\tilde{F}_L \tilde{F}_L^H = \tilde{F}_L^H \tilde{F}_L = \mathbf{I}_{N_r N_r}$ ，并且  $\tilde{W}_N$  为酉矩阵。因此， $\tilde{S}_n \tilde{S}_n^H = \tilde{S}_n^H \tilde{S}_n = E_p \mathbf{I}_{N_r N_r}$ ，得证。

$N_r$  个不同的导频组有  $L$  个相同的元素，因此，大大简化了多发天线 MIMO-OFDM 系统的导频设计。以 2 发 2 收的简单 MIMO-OFDM 系统为例，即  $N_r = N_r = 2$ ，假定  $L = 4$ ，由定理，运用 Alamouti 结构：

$$\begin{bmatrix} x & y \\ -y^* & x^* \end{bmatrix}, |x|^2 + |y|^2 = \frac{E_p}{4}, x, y \in C$$

设计  $\tilde{S}_{n,SFC}$  矩阵如下：

$$\tilde{S}_{n,SFC} = \sqrt{\frac{E_p}{4}} \begin{bmatrix} \bar{S}_n^{(p_1)}(1) & \bar{S}_n^{(p_1)}(2) \\ \bar{S}_n^{(p_2)}(1) & \bar{S}_n^{(p_2)}(2) \end{bmatrix} \quad (27)$$

其中，

$$\begin{aligned} \bar{S}_n^{(p_1)}(1) &= x \mathbf{I}_{16}, & \bar{S}_n^{(p_1)}(2) &= y \mathbf{I}_{16} \\ \bar{S}_n^{(p_2)}(1) &= -y^* \mathbf{I}_{16}, & \bar{S}_n^{(p_2)}(2) &= x^* \mathbf{I}_{16} \end{aligned}$$

导频符号设置如图 1 所示。



图 1 2 发 2 收 MIMO-OFDM 系统导频设置

当发射天线数大于 2 时， $N_r N_r L \times N_r N_r L$  的酉矩阵  $\tilde{S}_{n,SFC}$  的设计也十分简单。基于定理，酉矩阵  $\tilde{S}_{n,SFC}$  的设计可以简化为设计一个  $N_r \times N_r$  的酉矩阵  $S$ 。

$$S = \sqrt{\frac{L}{E_p}} \begin{bmatrix} \alpha_{p_1,1} & \dots & \alpha_{p_1,N_r} \\ \vdots & & \vdots \\ \alpha_{p_{N_r},1} & \dots & \alpha_{p_{N_r},N_r} \end{bmatrix}_{N_r \times N_r} \quad (28)$$

令  $\alpha_{p_i,j} = \sqrt{\frac{E_p}{LN_r}} e^{-j\frac{2\pi}{N_r} \tilde{j}}$ ， $\forall i, j \in \{1, 2, \dots, N_r\}$ ， $\tilde{j} = \sqrt{-1}$ ，则  $S$  为一个酉

矩阵。在确定参数  $\{\alpha_{p_i,j}\}_{i,j=1}^{N_r}$  后，可以通过定理构建矩阵  $\tilde{S}_{n,SFC}$ 。

由于总功率固定为  $E_p$ ，由式(26)得到的信道估计  $\hat{h}_{n,LS}$  均方误差为

$$\begin{aligned} MSE_n &= \frac{1}{N_r N_r L} \varepsilon \left\{ \left\| \hat{h}_{n,LS} - \tilde{h}_n \right\|^2 \right\} = \\ &= \frac{1}{E_p^2 N_r N_r L} \varepsilon \left\{ \left\| \tilde{S}_n^H \tilde{V}_n \right\|^2 \right\} = \\ &= \frac{\sigma_n^2}{E_p^2 N_r N_r L} \text{tr} \left\{ \tilde{S}_n^H \mathbf{I}_{N_r N_r L} \tilde{S}_n \right\} = \\ &= \frac{1}{E_p^2 N_r N_r L} \text{tr} \left\{ \tilde{S}_n^H \varepsilon \left[ \tilde{V}_n \tilde{V}_n^H \right] \tilde{S}_n \right\} \end{aligned} \quad (29)$$

其中， $\sigma_n^2$  为噪声的方差。因为  $\tilde{S}_n \tilde{S}_n^H = \tilde{S}_n^H \tilde{S}_n = E_p \mathbf{I}_{N_r N_r}$ ，所以

最小均方差为  $MSE_{\min} = \frac{\sigma_n^2}{E_p}$ 。

### 3 算法仿真与分析

为了验证这种最优导频设计算法的性能，这里通过计算机仿真实现了基于此算法的信道估计性能分析和比较。系统仿真采用 2 发 2 收的 MIMO-OFDM 系统模型，OFDM 符号长度为  $N = 128$ ，在每个 OFDM 符号前插入长度为 16 的循环前缀 CP。导频符号的插入位置和数量如图 1 所示。

系统的算法仿真基于移动通信环境，并分别假设多普勒频移  $f_d = 540$  200 Hz。为了便于性能分析，将文献[2]中的前导序列设计算法与本算法进行比较。仿真结果分别如图 2~图 4 所示。

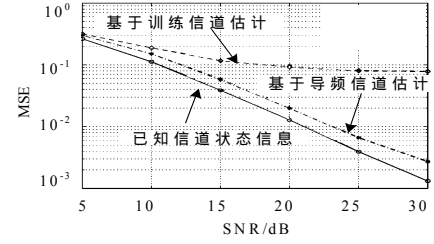


图 2 多普勒频移  $f_d = 5$  时的信道估计性能

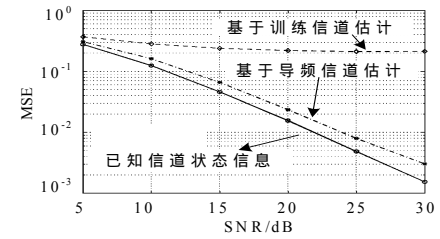


图 3 多普勒频移  $f_d = 40$  时的信道估计性能

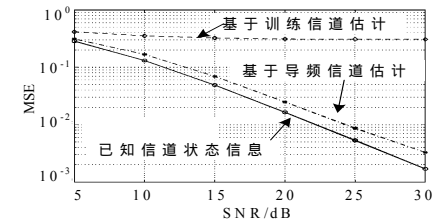


图 4 多普勒频移  $f_d = 200$  时的信道估计性能

图中的已知信道曲线为理想的信道状态信息，并且天线 1 和天线 2 的 2 条曲线几乎重合，这与系统模型的假设相一致，因为 2 根天线在统计上并无差别。从仿真图中可以看到，基于最优导频设计算法的信道估计曲线与理想的信道状态信息曲线非常接近，信噪比差距在 2 dB 左右，而文献[2]中的前导训练序列设计算法则与理想信道曲线相差较大，在高信噪比下也是如此。也就是说，基于前导训练的信道估计并不适用于快时衰落信道下的无线信道环境，这与前述推导的结论一致。从图 2~图 4 可以看出，当多普勒频移不断增大时，基于最优导频设置的信道估计的准确性保持得比较好，而基于前导训练的信道估计性能则在不断下降，这是由于基于最优导频设计算法通过每个 OFDM 符号中的导频符号能够持续跟踪信道状态，而基于前导训练算法的信道估计则因只在一帧的起始部分有训练符号，不能持续跟踪信道状态。仿真实验证明，本文提出的最优导频设计算法能较好地实现信道状态信息的估计，并且在快时衰落条件下具有较好的稳定性。

### 4 结束语

本文提出了一种基于 MIMO-OFDM 信道估计的最优导频设计算法，在每一根发射天线上同时传输  $N_r$  组  $L$  个导频符号，使信道估计达到最优。该算法的最大优势在于信道可以通过每个 OFDM 分组进行估计，并且由于其正交性设计使得 MIMO 系统能够并行实现运算处理。当然，该算法在每一个 OFDM 分组都存在导频开销，不可避免地使系统的数据速率有一定程度的损失。

(下转第 129 页)