

MIMO-OFDM 中一种新的信道估计算法

刘辉¹, 周灵², 陈东锋¹

(1. 空军航空大学, 长春 130022; 2. 华东交通大学, 南昌 330013)

摘要: 根据不同发射天线发射的导频移位后应相互正交的原则, 运用最小二乘推导出了基于 MIMO-OFDM 信道估计模型的时域信道估计解。针对该时域信道估计解需要矩阵求逆, 运算量大的缺点, 研究了基于空时频三维导频符号的设计方法, 该方法使得时域信道估计解不需要矩阵求逆, 可大大降低信道估计的复杂度, 并且可以使信道估计误差最小。仿真结果表明, 提出的基于空时频导频的信道估计方法相比传统 LS 算法和文献算法, MSE 和 BER 性能均有较大的提高。

关键词: 信道估计; MIMO-OFDM; 三维导频; LS

中图分类号: V271.4; TN92 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2015)02-0055-04

A New Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM

LIU Hui¹, ZHOU Ling², CHEN Dong-feng¹

(1. Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China; 2. East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: With regard to the principle that the pilot frequencies transmitted by different transmitting antennas must be orthogonal after being shifted, the time domain channel estimation solution based on the MIMO-OFDM channel estimation model is deduced through Least Square (LS) method. Considering that the time-domain solution involves the inverse operation of matrix, and needs massive amount of calculation, we adopt a three-dimensional pilot frequency based on space domain, time domain and frequency domain, which can reduce the complexity of channel estimation and make the channel estimation error minimum. Simulation result showed that: Compared with the traditional LS algorithm and the document algorithm, the proposed channel estimation method based on space/time/frequency domain pilot frequency has better MSE and BER performances.

Key words: channel estimation; MIMO-OFDM; three-dimensional pilot frequency; LS

0 引言

多输入多输出 MIMO 技术与正交频分复用 OFDM 技术相结合的 MIMO-OFDM 技术被视为 3G 和 4G 宽带无线通信和下一代高速无线局域网的核心技术^[1-2]。然而, 在实际系统中, 为提高系统的分集增益和信道容量, 需要获得精确的信道脉冲响应或信道频率响应的信道状态信息^[1-2]。

当前, MIMO-OFDM 系统的信道估计算法主要分为盲信道估计算法和基于导频的信道估计算法两大类。盲信道估计算法^[3-5]收敛速度很慢, 计算复杂度

高, 并且会使整个系统的误码率上升, 尤其是当信道为时变色散信道, 会给信道的盲估计带来更大的困难^[6], 基于导频的信道估计收敛速度快、复杂度相对较低, 因此, 它仍是当今大多数无线系统的实用方案。文献[7]中提出了基于最小二乘(LS)准则的 MIMO-OFDM 信道估计算法, 但由于算法用到矩阵求逆运算, 所以整个系统的运算复杂度较高; 文献[8]在文献[7]的基础上, 进一步降低了运算复杂度, 但是, 当多径信道的时延间隔不是采样间隔的整数倍时, 多径的能量会泄漏到其他采样点上, 此时估计误差可能导致系统出现明显的误码平层, 并且该算法比较适合于恒模调制的系统; 为了改善系统性能, 文献[9]中提出了基于参数化信道模型以及径间干扰消减的信道估计算法, 有效提高了估计精度, 从而降低了误码平层, 但它的性能受到同信道干扰时会明显降低。

本文研究了 MIMO-OFDM 系统中一种基于空域、

收稿日期: 2014-04-03

修回日期: 2014-05-16

基金项目: 国家自然科学基金(61102120)

作者简介: 刘辉(1978—), 男, 江西吉安人, 博士, 讲师, 研究方向为多天线技术、多载波技术、多用户检测。

时域和频域三维导频符号的信道估计方法,该方法不用经过传统LS估计器^[7]的矩阵求逆运算,具有计算量小、收敛速度快和性能较高的特点。

1 信道估计模型

考虑图1中的MIMO-OFDM简要模型,基于导频的信道估计方法在进行OFDM调制前的信号中插入导频辅助信息进行信道估计。假定系统中有 M 个发射天线和 N 个接收天线。定义 $h_{m,n}^{i,l}$ 为从发射天线 m 至接收天线 n 的第 l 条多径的信道冲激响应,其中, i 代表第 i 帧信号,每帧信号中含有 N_b 个OFDM符号,并且信道冲激响应 $h_{m,n}^{i,l}$ 在一帧信号的时间内保持不变。 $X_{m,k}^i(j)$ 为发射天线 m 第 k 个子载波上发射的第 i 帧信号中的第 j 个符号, $Y_{n,k}^i(j)$ 为接收天线 n 第 k 个子载波上接收的第 i 帧信号中的第 j 个符号, $V_{n,k}^i(j)$ 为接收天线 n 第 k 个子载波上的均值为零、方差为 σ_v^2 的加性高斯白噪声。信道第 k 个子载波的频域响应为

$$H_{m,n}^{i,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{i,l} W_{N_c}^{kl} \quad m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N, \quad k = 0, \dots, N_c - 1 \quad (1)$$

式中: N_c 为子载波总数; L 为信道长度,且 $L < N_c$, $N_c = gL$; $W_{N_c} = e^{-j\bar{j}2\pi/N_c}$ ($\bar{j} = \sqrt{-1}$), 构造 $N_c \times N_c$ 维的DFT矩阵 F_{N_c} , 它的第 (k, l) 个元素为 $W_{N_c}^{(k-1)(l-1)}$ 。

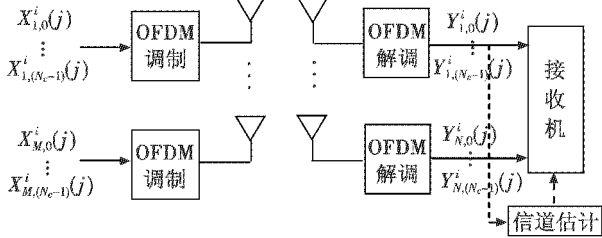


图1 MIMO-OFDM的信道估计模型

Fig. 1 Channel estimating model of MIMO-OFDM

为了分析简便,将式(1)表示的信道冲激响应和频域响应的关系式写成矩阵的形式为

$$\mathbf{H}^i = \mathbf{F}_{N_c}(:, 1:NL) \mathbf{h}^i \quad (2)$$

式中: $\mathbf{H}^i = [(\mathbf{H}^{i,0})^T, \dots, (\mathbf{H}^{i,(N_c-1)})^T]^T$; $\mathbf{H}^{i,k} =$

$$\begin{bmatrix} H_{1,1}^{i,k} & \dots & H_{M,1}^{i,k} \\ \vdots & & \vdots \\ H_{1,N}^{i,k} & \dots & H_{M,N}^{i,k} \end{bmatrix}; \mathbf{h}^i = [(\mathbf{h}^{i,0})^T, \dots, (\mathbf{h}^{i,(L-1)})^T]^T; \mathbf{h}^{i,l} =$$

$$\begin{bmatrix} h_{1,1}^{i,l} & \dots & h_{M,1}^{i,l} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{1,N}^{i,l} & \dots & h_{M,N}^{i,l} \end{bmatrix}; \mathbf{F}_{N_c} = \mathbf{F}_{N_c} \otimes \mathbf{I}_N, \otimes \text{为 Kronecker 积运}$$

算, $\mathbf{F}_{N_c}(:, 1:NL)$ 为矩阵 \mathbf{F}_{N_c} 的前 NL 列。

根据信道的子载波的频域响应,接收天线 n 上的

解调信号可以表示为

$$Y_{n,k}^i(j) = \sum_{m=1}^M H_{m,n}^{i,k} X_{m,k}^i(j) + V_{n,k}^i(j) \quad n = 1, \dots, N, \quad k = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3)$$

将 N 个接收天线的接收信号写成矢量表示式为

$$\mathbf{Y}_k^i(j) = \mathbf{H}^{i,k} \mathbf{X}_k^i(j) + \mathbf{V}_k^i(j) \quad k = 0, \dots, N_c - 1 \quad (4)$$

式中: $\mathbf{Y}_k^i(j) = [Y_{1,k}^i(j), \dots, Y_{N,k}^i(j)]^T$; $\mathbf{X}_k^i(j) = [X_{1,k}^i(j), \dots, X_{M,k}^i(j)]^T$; $\mathbf{V}_k^i(j) = [V_{1,k}^i(j), \dots, V_{N,k}^i(j)]^T$ 。

进一步可将接收信号写成矩阵的形式为

$$\mathbf{Y}^i(j) = \mathbf{X}_1^i(j) \mathbf{H}^i(:, 1) + \dots + \mathbf{X}_M^i(j) \mathbf{H}^i(:, M) + \mathbf{V}^i(j) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{Y}^i(j) = [(\mathbf{Y}_0^i(j))^T, \dots, (\mathbf{Y}_{N_c-1}^i(j))^T]^T$; $\mathbf{X}_m^i(j) = \{\text{diag}[X_{m,0}^i(j), \dots, X_{m,N_c}^i(j)]\} \otimes \mathbf{I}_N$; $\mathbf{V}^i(j) = [(\mathbf{V}_0^i(j))^T, \dots, (\mathbf{V}_{N_c-1}^i(j))^T]^T$; $\mathbf{H}^i(:, q) = [(\mathbf{H}^{i,0}(:, q))^T, (\mathbf{H}^{i,1}(:, q))^T, \dots, (\mathbf{H}^{i,(N_c-1)}(:, q))^T]^T$ 为矩阵 \mathbf{H}^i 的第 q 列,而 $\mathbf{H}^{i,k}(:, q)$ 为矩阵 $\mathbf{H}^{i,k}$ 的第 q 列。

2 基于空时频导频的信道估计

由于MIMO-OFDM系统中的信号分布在时域、频域和空域内,因此本文考虑一种基于空时频三维导频符号的信道估计方法。插入导频的信道估计方法中的一个重点是考虑所插入导频的数量问题。从可靠角度考虑,插入的导频符号越多,估计就越准确,极端情况就是只发送导频符号;但从传输有效性角度来考虑,插入的导频越多,有效数据的传输速率就越低,且在发送能量一定的条件降低了有效信噪比,所以应插入尽可能少的导频信号。因此,实际中应在估计准确度和传输有效之间取得折中,根据具体情况选择恰当的导频插入方式。文献[10]则提出了MIMO-OFDM系统中基于最小均方误差准则下的最优导频设计准则,即不同发射天线发射的导频移位后应相互正交。

因此,为了准确估计出信道信息,根据以上准则,在每个OFDM符号的 N_c 个子载波中等间隔插入 L 个导频,初始导频在所有子载波中的位置为 p , $0 \leq p \leq g-1$,于是接收端 N 个接收天线得到的导频位置处的接收信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_p^i(j) = \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(j) \tilde{\mathbf{H}}^{i,p}(:, 1) + \dots + \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(j) \tilde{\mathbf{H}}^{i,p}(:, M) + \tilde{\mathbf{V}}_p^i(j) \quad (6)$$

式中: $\tilde{\mathbf{Y}}_p^i(j) = [(\mathbf{Y}_p^i(j))^T, (\mathbf{Y}_{(g+p)}^i(j))^T, \dots, (\mathbf{Y}_{((L-1)g+p}^i(j))^T]^T$; $\tilde{\mathbf{X}}_{m,p}^i(j) = \{\text{diag}[X_{m,p}^i(j), X_{m,(g+p)}^i(j), \dots, X_{m,((L-1)g+p}^i(j))]\} \otimes \mathbf{I}_N$; $\tilde{\mathbf{V}}_p^i(j) = [(\mathbf{V}_p^i(j))^T, (\mathbf{V}_{(g+p)}^i(j))^T, \dots, (\mathbf{V}_{((L-1)g+p}^i(j))^T]^T$; $\tilde{\mathbf{H}}^{i,p}(:, q) = [(\mathbf{H}^{i,p}(:, q))^T, (\mathbf{H}^{i,(g+p)}(:, q))^T, \dots, (\mathbf{H}^{i,((L-1)g+p}(:, q))^T]^T$, $\mathbf{H}^{i,k}(:, q)$ 为矩阵 $\mathbf{H}^{i,k}$ 的第 q 列, $\tilde{\mathbf{H}}^{i,p}(:, q)$ 为矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}^{i,p}$ 的第 q 列, $\tilde{\mathbf{H}}^{i,p} = [(\mathbf{H}^{i,p})^T,$

$$(\mathbf{H}^{i,(g+p)})^T, \dots, (\mathbf{H}^{i,((L-1)g+p)})^T]^T。$$

定义移位运算矩阵 $\mathbf{W}_{N_c}^p = \{\text{diag}[1, \mathbf{W}_{N_c}^{p \times 1}, \dots, \mathbf{W}_{N_c}^{p \times (L-1)}]\} \otimes \mathbf{I}_N$ 和 $NL \times NL$ 维的矩阵 \mathbf{F}_{NL} ($\mathbf{F}_{NL} = \mathbf{F}_L \otimes \mathbf{I}_N$, \mathbf{F}_L 为 $L \times L$ 维的 DFT 矩阵), 容易证明以下两式成立, 即

$$\tilde{\mathbf{H}}^{i,p} = \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \mathbf{h}^i \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}^{i,p}(:, q) = \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \mathbf{h}^i(:, q) \quad (8)$$

式中, $\mathbf{h}^i(:, q)$ 为矩阵 \mathbf{h}^i 的第 q 列。

将式(8)代入式(6)可得

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}_p^i(j) &= \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(j) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \mathbf{h}^i(:, 1) + \dots + \\ &\tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(j) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \mathbf{h}^i(:, M) + \tilde{\mathbf{V}}_p^i(j)。 \end{aligned} \quad (9)$$

从式(9)可看出, 需要联立 M 个方程才能计算出

$$\tilde{\mathbf{X}}_p^i = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(a) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \tilde{\mathbf{X}}_{2,p}^i(a) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \dots & \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(a) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \\ \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(a+b) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \tilde{\mathbf{X}}_{2,p}^i(a+b) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \dots & \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(a+b) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(a+(M-1)b) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \tilde{\mathbf{X}}_{2,p}^i(a+(M-1)b) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \dots & \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(a+(M-1)b) \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \end{bmatrix};$$

$$\tilde{\mathbf{V}}_p^i = [(\tilde{\mathbf{V}}_p^i(a))^T, (\tilde{\mathbf{V}}_p^i(a+b))^T, \dots, (\tilde{\mathbf{V}}_p^i(a+(M-1)b))^T]^T。$$

若 $\mathbf{B}_p^i = (\tilde{\mathbf{X}}_p^i)^H \tilde{\mathbf{X}}_p^i$ 可逆, 对式(10)运用 LS 得信道的脉冲响应估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}^i = (\mathbf{B}_p^i)^{-1} (\tilde{\mathbf{X}}_p^i)^H \tilde{\mathbf{Y}}_p^i。 \quad (11)$$

3 基于空时频的导频设计

矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_p^i$ 为 $NML \times NML$ 维的矩阵, 它包含了空时频三维的导频符号, 基于空时频的导频设计是首先对矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_p^i$ 进行设计。矩阵 \mathbf{B}_p^i 的维数较大时, 矩阵求逆运算将使式(11)的计算量大大增加。因此, 若将 $\tilde{\mathbf{X}}_p^i$ 设

$$\tilde{\mathbf{X}}_p^i = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(a) & \tilde{\mathbf{X}}_{2,p}^i(a) & \dots & \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(a) \\ \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(a+b) & \tilde{\mathbf{X}}_{2,p}^i(a+b) & \dots & \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(a+b) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \tilde{\mathbf{X}}_{1,p}^i(a+(M-1)b) & \tilde{\mathbf{X}}_{2,p}^i(a+(M-1)b) & \dots & \tilde{\mathbf{X}}_{M,p}^i(a+(M-1)b) \end{bmatrix}。$$

假定所有 M 个发射天线在一帧信号的时间内发射的 ML 个导频总功率为 E_p , 并且每个导频的功率都相等, 则单个导频功率为 E_p/ML , 功率因子 $c = E_p$ 。令 $\tilde{\mathbf{X}}_{m,p}^i(a+(j-1)b) = \beta_{mj} \mathbf{I}_{NL}$ (即假定发射天线 m 发射的第 $(a+(j-1)b)$ 个符号中的 L 个导频相同), $|\beta_{mj}| = \sqrt{E_p/ML}$, $m, j = 1, 2, \dots, M$, 将其代入式(13)可得

$$\tilde{\mathbf{X}}_p^i = \tilde{\mathbf{F}}_{NL} \bar{\mathbf{X}}_p^i \quad (14)$$

将式(14)代入 \mathbf{B}_p^i 的表达式中可得

信道的脉冲响应 $\{\mathbf{h}^i(:, q)\}_{q=1}^M$ 。文献[11]考虑将每个 OFDM 符号中的导频数增加到 ML 个即可联立 M 个类似式(9)的方程, 但这样做势必会影响导频的等距分布, 从而增加信道估计的误差。而且当每个 OFDM 符号中的子载波数一定时, 还会大大限制发射天线的数量。本文考虑在一帧信号中等间隔地取 M 个 OFDM 符号, 每个符号中等距分布 L 个导频。令 $N_b = bM, a(0 \leq a \leq M-1)$ 为每帧信号中 M 个具有导频的 OFDM 符号的初始符号位置, 因此联立的 M 个方程的矩阵形式可表示为

$$\tilde{\mathbf{Y}}_p^i = \tilde{\mathbf{X}}_p^i \tilde{\mathbf{h}}^i + \tilde{\mathbf{V}}_p^i \quad (10)$$

式中, $\tilde{\mathbf{Y}}_p^i = [(\tilde{\mathbf{Y}}_p^i(a))^T, (\tilde{\mathbf{Y}}_p^i(a+b))^T, \dots, (\tilde{\mathbf{Y}}_p^i(a+(M-1)b))^T]^T$; $\tilde{\mathbf{h}}^i = [(\mathbf{h}^i(:, 1))^T, \dots, (\mathbf{h}^i(:, M))^T]^T$;

计为满足 $\mathbf{B}_p^i = c \mathbf{I}_{NML}, c \in \mathbf{R}^+$ (即 $\tilde{\mathbf{X}}_p^i/\sqrt{c}$ 为酉矩阵, c 为功率因子), 将使得式(11)的计算量大大降低, 此时信道的估计为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}^i = \tilde{\mathbf{h}}^i + (\tilde{\mathbf{X}}_p^i)^H \tilde{\mathbf{V}}_p^i/c \quad (12)$$

将矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_p^i$ 的表达式改写为

$$\tilde{\mathbf{X}}_p^i = \bar{\mathbf{X}}_p^i \tilde{\mathbf{F}}_{NL} \quad (13)$$

$$\text{式中: } \tilde{\mathbf{F}}_{NL} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & \mathbf{F}_{NL} \mathbf{W}_{N_c}^p \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_p^i = (\tilde{\mathbf{X}}_p^i)^H \tilde{\mathbf{X}}_p^i = (\bar{\mathbf{X}}_p^i)^H (\tilde{\mathbf{F}}_{NL})^H \tilde{\mathbf{F}}_{NL} \bar{\mathbf{X}}_p^i \quad (15)$$

容易证明

$$(\tilde{\mathbf{F}}_{NL})^H \tilde{\mathbf{F}}_{NL} = \tilde{\mathbf{F}}_{NL} (\tilde{\mathbf{F}}_{NL})^H = \mathbf{L} \mathbf{I}_{NML} \quad (16)$$

式(15)又可改写为

$$\mathbf{B}_p^i = L (\bar{\mathbf{X}}_p^i)^H \bar{\mathbf{X}}_p^i。 \quad (17)$$

从式(17)可看出, 如果设计导频矩阵 $\bar{\mathbf{X}}_p^i$ 使得 $(\bar{\mathbf{X}}_p^i)^H \bar{\mathbf{X}}_p^i = (E_p/L) \mathbf{I}_{NML}$ (即 $\sqrt{L/E_p} \bar{\mathbf{X}}_p^i$ 为酉矩阵), 则矩

阵 $\mathbf{B}_p^i = E_p \mathbf{I}_{NML}$ 。由于矩阵 $\bar{\mathbf{X}}_p^i$ 的元素为子矩阵 $\tilde{\mathbf{X}}_{m,p}^i (a + (j-1)b) = \beta_{mj} \mathbf{I}_{NL}, m, j = 1, 2, \dots, M$, 则矩阵 $\bar{\mathbf{X}}_p^i$ 可以写为

$$\bar{\mathbf{X}}_p^i = \boldsymbol{\beta} \otimes \mathbf{I}_{NL} \quad (18)$$

$$\text{式中, } \boldsymbol{\beta} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \cdots & \beta_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ \beta_{M1} & \cdots & \beta_{MM} \end{bmatrix}.$$

由式(18)可看出,对导频矩阵 $\bar{\mathbf{X}}_p^i$ 的设计可转化为矩阵 $\boldsymbol{\beta}$ 的设计。根据 Kronecker 积的性质,将式(18)代入式(17)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_p^i &= L(\boldsymbol{\beta}^H \otimes \mathbf{I}_{NL})(\boldsymbol{\beta} \otimes \mathbf{I}_{NL}) = \\ &= L(\boldsymbol{\beta}^H \boldsymbol{\beta}) \otimes (\mathbf{I}_{NL} \mathbf{I}_{NL}) = L(\boldsymbol{\beta}^H \boldsymbol{\beta}) \otimes \mathbf{I}_{NL} \end{aligned} \quad (19)$$

从式(19)可看出,当 $M \times M$ 维的系数方阵 $\boldsymbol{\beta}$ 满足

$$\boldsymbol{\beta}^H \boldsymbol{\beta} = (E_p/L) \mathbf{I}_M \quad (20)$$

即 $\sqrt{L/E_p} \boldsymbol{\beta}$ 为酉矩阵,则满足导频设计要求。

令 $\boldsymbol{\beta} = [\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_2, \dots, \boldsymbol{\beta}_M]$ (其中, $\boldsymbol{\beta}_i$ 为矩阵 $\boldsymbol{\beta}$ 的第 i 列,代表第 i 根天线发射的导频),则根据式(20)可得

$$\boldsymbol{\beta}_i^H \boldsymbol{\beta}_j = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ E_p/L & i = j \end{cases} \quad (21)$$

式(21)的意义为不同发射天线的导频序列相互正交。

令 $\beta_{mj} = \sqrt{E_p/ML} W_M^{mj}, m, j = 1, 2, \dots, M, W_M = e^{-j2\pi/M}$, 并将其代入式(20)得 $\boldsymbol{\beta}^H \boldsymbol{\beta} = (E_p/L) \mathbf{I}_M$, 于是满足对矩阵 $\boldsymbol{\beta}$ 的设计要求。在得到矩阵 $\boldsymbol{\beta}$ 的设计后,即可将其代入式(18)以完成对导频矩阵 $\bar{\mathbf{X}}_p^i$ 的设计。

以上导频设计得到的最小二乘信道估计的均方误差 MSE 为

$$E_{\text{MSELS}} = \frac{1}{NML} E\{|\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS}}^i - \tilde{\mathbf{h}}^i|^2\} = \frac{\sigma_v^2}{E_p NML} t \quad (22)$$

将 $\mathbf{B}_p^i = E_p \mathbf{I}_{NML}$ 代入式(22)得

$$E_{\text{MSELS}} = \frac{\sigma_v^2}{E_p} \quad (23)$$

式(23)表明本文的导频设计方法可以使信道估计误差最小。

4 仿真结果及分析

以 MIMO-OFDM 系统为平台,在 AWGN 信道和频率选择性衰落信道下,对本文的信道估计器进行了仿真,并且与传统 LS^[7] 和文献[11]的信道估计器进行了比较。仿真实验中,假定系统中发射天线数 M 和接收天线数 N 都等于 2,并采用 Alamouti 提出的 2 副发送天线的空时分组码进行发送。信道编码是码率为 1/2 的卷积码,该卷积码的约束长度为 5,八进制生成因子为 (23,35)。OFDM 调制中的子载波数目 $N_c = 32$,一帧信号中有 8 个符号,每个发射天线和接收天线之间的信道多径数目 $L = 4$ 。仿真图中,横轴 SNR 代表输入信噪比,纵轴 MSE 和 BER 分别代表信道估计器的均方误差

和使用不同估计器的系统误比特率。图 2 为信道估计器的均方误差曲线。

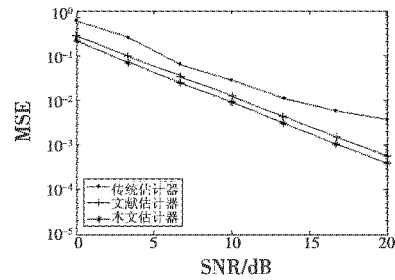


图2 信道估计器的均方误差

Fig. 2 MSE of channel estimator

从图 2 中可看出,本文信道估计器的均方误差低于文献[11]的信道估计器,这是由于后者的导频在频域上分布不均匀造成的,并且它们的均方误差都明显低于传统 LS 信道估计器。图 3 为 MIMO-OFDM 系统使用不同信道估计器的系统误比特率曲线。

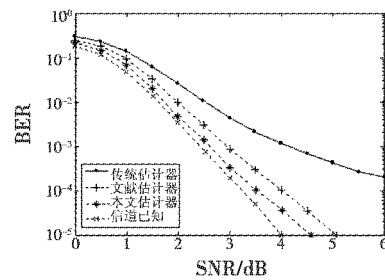


图3 使用不同信道估计器的系统误比特率

Fig. 3 System bit error rates when using different channel estimators

仿真实验中,系统使用与图 2 相同的仿真环境。由图可见,使用本文信道估计器的接收机性能优于使用文献[11]信道估计器的接收机性能,并且与使用理想信道估计的接收机性能接近(信道已知),因此本文估计器能有效改善接收机性能。

5 结论与展望

本文对 MIMO-OFDM 系统中的基于空时频导频的信道估计算法进行了研究。文章首先给出了基于最小二乘的时域信道估计解,为了降低该解的计算复杂度,提出了基于空时频三维导频符号的设计方法。理论分析与仿真结果显示,该方法具有良好的估计性能,也降低了算法复杂度。而基于导频的信道估计在设计导频时,不得不在估计准确度和传输有效之间取折中。但如何在估计准确度和传输有效之间做到恰到好处,是一个值得深入探讨的问题,这就需要具体问题具体分析,有时可能牵涉到整个系统,是个系统工程问题,需要进行系统级的算法仿真。

(下转第 72 页)

- Optical Society of America, 1970, 60:714.
- [2] EISEN L, MEYKLYAR M, GOLUB M, et al. Planar configuration for image projection[J]. *Applied Optics*, 2006, 45(17):4005-4011.
- [3] GURWICH I, WEISS V, EISEN L, et al. Design and experiments of planar optical light guides for virtual image displays[C]//SPIE, 2003, 5182:212-221.
- [4] 王彦, 康明武, 闫占军, 等. 双次棱镜耦合输入全息波导显示系统设计[J]. *电光与控制*, 2014, 21(4):73-76. (WANG Y, KANG M W, YAN Z J, et al. Design of a holographic waveguide display system using twice prism coupled input[J]. *Electronics Optics & Control*, 2014, 21(4):73-76.)
- [5] PUTILIN A N, BORODIN Y P, CHERNOPIATOV A V. Waveguide holograms in LCD illumination units[C]//SPIE, 2001, 4511:144-148.
- [6] WANG M R, SONEK G J, CHEN R T, et al. Large fanout optical interconnects using thick holographic gratings and substrate wave propagation[J]. *Applied Optics*, 1992, 31(2):236-249.
- [7] 闫占军, 李文强, 周拥军, 等. 全息波导技术在眼跟踪系统中的应用研究[J]. *电光与控制*, 2011, 18(12):61-65. (YAN Z J, LI W Q, ZHOU Y J, et al. Application of waveguide holography in eye-tracking system[J]. *Electronics Optics & Control*, 2011, 18(12):61-65.)
- [8] CAMERON A. The application of holographic optical waveguide technology to Q-Sight™ family of helmet mounted displays[C]//SPIE, 2009, 7326:73260H-1-73260H-11.
- [9] HOMAN M. The use of optical waveguides in Head Up Display (HUD) applications[C]//SPIE, 2013, 8736:87360E-1-87360E-14.
- [10] BAKER I A, HANDEREK V A. Waveguides; United States, 20110026128A1[P]. 2013-02-05.
- [11] 张攀, 杨德兴, 徐健, 等. 全息波导显示中输出扩展光栅的衍射效率分布分析[J]. *液晶与显示*, 2014, 29(5):703-708. (ZHANG P, YANG D X, XU J, et al. Analysis on diffraction efficiency distribution of output extended grating in holographic waveguide display system[J]. *Chinese Journal of Liquid Crystals and Displays*, 2014, 29(5):703-708.)
- [12] 周海宪, 程云芳. 全息光学——设计、制造和应用[M]. 北京:化学工业出版社, 2006:78-81. (ZHOU H X, CHENG Y F. *Holographic optics—design, manufacture and applications*[M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2006:78-81.)

(上接第 58 页)

参 考 文 献

- [1] 刘辉, 张复春, 姜斌, 等. 频率选择性衰落 MIMO 信道容量分析[J]. *电讯技术*, 2010, 50(1):15-20. (LIU H, ZHANG F C, JIANG B, et al. Analysis of MIMO channel capacity under frequency selective fading[J]. *Telecommunication Engineering*, 2010, 50(1):15-20.)
- [2] PANDE T, LOVE D J, KROGMEIER J V. Reduced feedback MIMO-OFDM precoding and antenna selection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5):2284-2293.
- [3] MA S D, NG T S. Time domain signal detection based on second order statistics for MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(3):1150-1158.
- [4] SHIN C Y, HEATH R W, POWERS E J. Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(2):670-685.
- [5] GAO F F, NALLANATHAN A. Subspace-based blind channel estimation for SISO, MISO and MIMO OFDM systems[C]//IEEE Communications Society Subject Matter Experts for Publication in the IEEE ICC Proceedings, 2006:3025-3030.
- [6] GAO F F, NALLANATHAN A. A simple subspace-based blind channel estimation for OFDM systems[C]//IEEE Communications Society Subject Matter Experts for Publication in the WCNC Proceedings, 2006:1515-1518.
- [7] LI Y, SESHADRI N, ARIYAVISTAKUL S. Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels[J]. *IEEE J Select Areas Communication*, 1999, 17(3):461-471.
- [8] LI Y. Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2002, 1(1):67-75.
- [9] CHEN R, LETAIEF K B. Channel estimation for space-time coded OFDM systems in non-sample-spaced multipath channels[C]//IEEE WCNC2002, 2002:61-66.
- [10] BARHUMI I, LEUS G, MOONEN M. Optimal training sequence for channel estimation in MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[C]//International Zurich Seminar on Broad-Band Communications, Access, Transmission, Networking, 2002:270-275.
- [11] JEON W G, PAIK K H, CHO Y S. An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2001, 4:967-974.