

# MIMO-OFDM 系统的时域信道估计

姜 洁, 仲伟志

(南京航空航天大学 航天学院, 江苏 南京 210002)

**摘 要:**针对 MIMO-OFDM 系统,在 MIMO 信道的基础上,讨论了基于线性最小均方误差(Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE)的时域信道估计算法,并与经典的最小二乘(Least Square, LS)估计算法进行了对比,分析了该算法的估计精度和对噪声的抑制作用。仿真中采用经典的抽头延迟线模型,建立了收发天线间的复信道增益矩阵。理论分析和仿真实验表明,相比 LS 信道估计算法, LMMSE 算法提高了信道估计的精度,降低了信道估计的误码率和均方误差,使接收端的检测性能更接近理想信道估计的性能。

**关键词:**多输入多输出-正交频分复用;时域信道估计;最小二乘;线性最小均方误差

中图分类号:TP31

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2015)05-0138-05

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2015.05.033

## Time-domain Channel Estimation for MIMO-OFDM System

JIANG Jie, ZHONG Wei-zhi

(College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210002, China)

**Abstract:** The channel estimation algorithm based on Linear Minimum Mean Square Error (LMMSE) in the time domain is discussed in MIMO-OFDM system based on MIMO channel, compared with the classical Least Square (LS) estimation algorithm, analyze the estimation accuracy of the algorithm and noise inhibition. Using classical tapped delay line model, establish a complex channel gain matrix between the transmitting and receiving antennas. The theoretical analysis and simulation experiments show that LMMSE channel estimation algorithm improves the accuracy of the detection and reduces the error rate and mean square error of channel estimation compared with LS channel estimation algorithm, which makes performance of the receiving end is closer to the ideal channel estimation performance.

**Key words:** multi-input multi-output orthogonal frequency division multiplexing; time domain channel estimation; least square; linear minimum mean square error

## 0 引 言

MIMO-OFDM 是应用于下一代蜂窝通信、无线局域网、无线个域网和广播的一种关键技术<sup>[1]</sup>。OFDM 技术是一种多载波数字调制技术,其相邻子载波可以在频域内把信道分成许多正交子信道,很好地对抗频率选择性衰落或窄带干扰<sup>[2]</sup>。MIMO 技术充分利用空间资源,在收发端实现多发多收,在不增加带宽和天线发送功率的情况下,成倍地提高通信系统的容量和频谱利用率<sup>[3]</sup>。在无线资源异常稀缺的下一代通信环境中,两者的结合是提高频道利用率 and 对抗信道频率选择性衰落的有效方法之一。

MIMO 系统取得空间分集增益或进行空间复用的基本条件是:接收机或发射机具有完善的信道知识<sup>[4-6]</sup>。信道估计是 MIMO 无线宽带通信系统中相干

检测和空时解码的必须条件,因此信道估计是 MIMO-OFDM 系统的关键技术。信道估计可以分为非盲估计和盲估计以及在此基础上的半盲估计<sup>[7]</sup>。由于盲估计和半盲估计需要大量地接收数据,造成算法计算量大、收敛速度慢,因此目前信道估计技术主要集中在非盲估计中的导频估计。针对 MIMO-OFDM 系统的信道估计技术,已有大量的研究成果<sup>[8-11]</sup>,通常采用基于导频的信道估计技术。其基本过程是:在发送端适当位置插入导频,接收端利用导频推导出信道信息,最后利用信道均衡获得发射信号。

文中结合 MIMO 信道模型及 MIMO-OFDM 系统模型,讨论并分析了 LMMSE 信道估计算法,并在 MATLAB 环境下与经典的 LS 算法进行了比较,为后续算法改进奠定了基础。

收稿日期:2014-06-25

修回日期:2014-09-30

网络出版时间:2015-04-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61102069,61301105);南京航空航天大学研究生创新基地(实验室)开放基金资助项目(kfj130134)

作者简介:姜 洁(1986-),女,硕士研究生,研究方向为数字通信、MIMO 信道估计;仲伟志,讲师,博士,研究方向为宽带卫星通信。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20150422.0950.005.html>

1 MIMO 信道模型

$h_{ji}(t, \tau)$  表示第  $i$  根发射天线到第  $j$  根接收天线的信道冲击响应,可表示为:

$$h_{ji}(t, \tau) = \sum_{l=1}^{N_p} \alpha_{ji}^l(t) \delta(\tau - \tau_{ji}^l(t)) \quad (1)$$

式中,  $\alpha_{ji}^l(t)$  为  $t$  时刻发送天线  $i$  到接收天线  $j$  的第  $l$  径的复增益,不同天线的  $\alpha_{ji}^l(t)$  相互独立;  $\tau_{ji}^l(t)$  为  $t$  时刻发送天线  $i$  到接收天线  $j$  的第  $l$  径的时延;  $N_p$  为多径分量的数目。

MIMO 信道模型可以看成是 SISO 信道标准模型的推广,区别在于该信道模型的抽头系数不再是一个简单的标量,而是一个矩阵,其大小与 MIMO 系统两端用的天线数有关。假设信道响应在一个 OFDM 符号周期内不变,信道为准静止的。图 1 为采用经典的抽头延迟线模型<sup>[12]</sup>。

宽带 MIMO 无线信道矩阵表示形式为:

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^{N_p} H_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

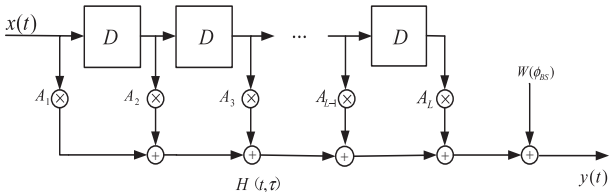


图 1 MIMO 信道的抽头延迟线模型

$$H_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \alpha_{12}^{(l)} & \cdots & \alpha_{1N_r}^{(l)} \\ \alpha_{21}^{(l)} & \alpha_{22}^{(l)} & \cdots & \alpha_{2N_r}^{(l)} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \alpha_{N_t1}^{(l)} & \alpha_{N_t2}^{(l)} & \cdots & \alpha_{N_tN_r}^{(l)} \end{bmatrix}_{N_t \times N_r} \quad (3)$$

式中,  $H(\tau) \in C^{N_t \times N_r}$ ;  $H_l$  描述了在时延时刻  $\tau_l$  两个收发天线间的复信道增益矩阵。

因此,接收信号  $y(t)$  可表示为:

$$y(t) = \int H(\tau) x(t - \tau) d\tau = \sum_{l=1}^{N_p} H_l x(t - \tau_l) \quad (4)$$

2 MIMO-OFDM 系统模型

图 2 为 MIMO-OFDM 系统框图。

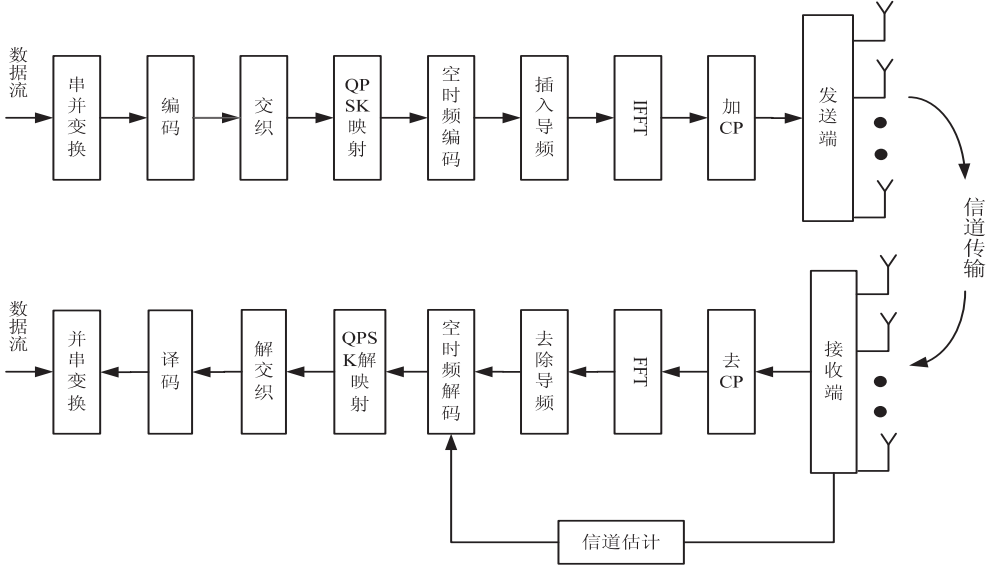


图 2 典型的 MIMO-OFDM 系统模型

如图 3 所示,系统的发射天线数为  $N_t$ ,接收天线数为  $N_r$ ,子载波数为  $K$ 。不同天线的比特数据流  $X_1, X_2, \dots, X_{N_t}$  分别经编码、串并转换、映射到第  $i$  个发射天

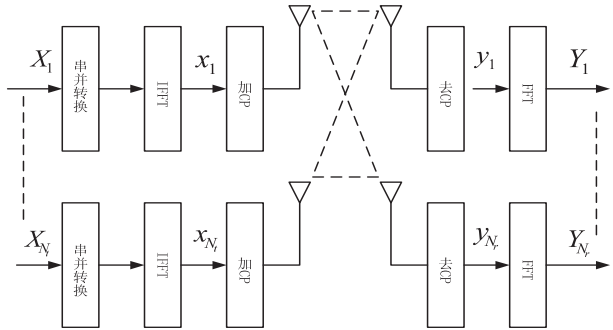


图 3 MIMO-OFDM 系统简化模型

线上第  $k$  个子载波上,成为完整的 OFDM 符号。映射后的符号进行  $K$  点的 IFFT,继而,增加长度为  $G$  的循环前缀,并串转换和数/模变换后,信号进入信道进行传输。为了克服 OFDM 符号间干扰,循环前缀的长度应该不小于信道的记忆长度 ( $G \geq L - 1$ )。

在接收端,去除 CP,则时域第  $j$  根天线接收信号表示如下:

$$y_j(n) = \sum_{i=1}^{N_t} H_{\text{circ}}^{j,i} F^H X^i(n) + \eta^j(n) \quad (5)$$

式中,  $H_{\text{circ}}^{j,i}$  为一个循环矩阵,第一列为  $[h_{j,i}^T, 0_{1 \times (N-L)}]^T$ ,且  $h_{j,i}$  为  $L \times 1$  的向量,  $h_{j,i} = [h_{j,i}(0) \ h_{j,i}(1) \ \cdots \ h_{j,i}(L-1)]$ ;  $F$  为正规化的  $K$  点 DFT 矩阵;

$\eta^j(n)$  为第  $j$  根天线接收到的独立同分布的均值为 0、方差为  $\delta_w^2$  的高斯白噪声。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-\frac{j2\pi}{K}} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi(K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-\frac{j2\pi(K-1)}{K}} & \cdots & e^{-\frac{j2\pi(K-1)(K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

将  $\mathbf{H}_{\text{circ}}^{j,i}$  进行特征值分解,得到:

$$\mathbf{H}_{\text{circ}}^{j,i} = \mathbf{F}^H \text{diag}\{\sqrt{K}\mathbf{F} [\mathbf{h}^{j,i}]^T, 0_{1 \times (K-L)}\}^T \mathbf{F} \quad (7)$$

将  $y_j(n)$  进行 FFT 变换,则频域接收信号表示如下:

$$Y_j(n) = \sum_{i=1}^{N_t} \text{diag}\{\sqrt{K}\mathbf{F} [\mathbf{h}^{j,i}]^T, 0_{1 \times (K-L)}\}^T X^i(n) + \Xi^j(n) \quad (8)$$

式中,  $\Xi^j(n)$  为  $\eta^j(n)$  的频域变换。

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{diag}\{\mathbf{h}_{11}^f\} & \cdots & \text{diag}\{\mathbf{h}_{1N_t}^f\} \\ \text{diag}\{\mathbf{h}_{21}^f\} & \cdots & \text{diag}\{\mathbf{h}_{2N_t}^f\} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ \text{diag}\{\mathbf{h}_{N_r1}^f\} & \cdots & \text{diag}\{\mathbf{h}_{N_rN_t}^f\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{N_t} \end{bmatrix} + \Xi \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{X}_i$  是第  $i$  根发送天线上  $K \times 1$  的发送向量;  $\mathbf{Y}_j$  是第  $j$  根接收天线上  $K \times 1$  的频域接收向量;  $\mathbf{h}_{ji}^f$  是  $K \times 1$  的向量;  $\text{diag}\{\mathbf{h}_{ji}^f\}$  表示由向量  $\mathbf{h}_{ji}^f$  生成的对角阵;  $\Xi$  表示  $(KN_r) \times 1$  方差为  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声。信道的频域响应可以写为  $\mathbf{h}_{ji}^f = \sqrt{K}\mathbf{F}_L \mathbf{h}_{ji}$ , 其中  $\mathbf{F}_L$  表示取  $\mathbf{F}$  的前  $L$  列,  $\mathbf{h}_{ji}$  是  $L \times 1$  的信道时域响应。

### 3 基于 LMMSE 的时域信道估计算法

#### 3.1 经典 LS 估计算法

为估计方便,将接收信号写为<sup>[13-14]</sup>:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{K}\mathbf{I}_{N_r} \otimes [\text{diag}\{\mathbf{X}_1\} \mathbf{F}_L \cdots \text{diag}\{\mathbf{X}_{N_t}\} \mathbf{F}_L] \mathbf{h} + \Xi \quad (10)$$

式中,  $\otimes$  表示 Kronecker 乘;  $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_{11}^T, \cdots, \mathbf{h}_{N_rN_t}^T]^T$ 。

假设各个发送天线上的导频模式是相同的(即插入导频的位置是相同的)。假设每个 OFDM 符号使用  $M$  个导频,导频位置的集合表示为:  $\Gamma = \{k_1, k_2, \cdots, k_M\}$ 。取出导频位置的接收信号,可得到如下的观测信号:

$$\mathbf{Y} = \Psi \mathbf{h} + \Xi \quad (11)$$

式中,  $\Psi = \sqrt{K}\mathbf{I}_{N_r} \otimes [\text{diag}\{\mathbf{p}_1\} \mathbf{F}_{\Gamma,L} \cdots \text{diag}\{\mathbf{p}_{N_t}\} \mathbf{F}_{\Gamma,L}]$ ,  $\mathbf{F}_{\Gamma,L}$  表示取出  $\mathbf{F}$  中对应于集合  $\Gamma$  元素的行和前  $L$  列,  $\mathbf{p}_i$  是第  $i$  根发送天线上  $M \times 1$  的导频向量,  $\mathbf{Y}$  为对应的接收信号。

根据最小二乘准则(LS),可知信道的时域冲击响应的估计为<sup>[15]</sup>:

$$\mathbf{h}_{\text{LSCE}} = (\Psi^H \Psi)^{-1} \Psi^H \mathbf{Y} = \mathbf{h} + (\Psi^H \Psi)^{-1} \Psi^H \Xi \quad (12)$$

变换到频域后得到所有子载波上的频域信道响应:

$$\mathbf{h}_{\text{LSCE}}^f = \sqrt{K}(\mathbf{I}_{N_rN_t} \otimes \mathbf{F}_L) \mathbf{h}_{\text{LSCE}} \quad (13)$$

上述算法中,  $\Psi$  是一个  $(N_rM) \times (N_rN_tL)$  的矩阵。当导频个数满足  $M \geq N_tL$  时,式中的求逆运算存在。

推导信道估计的均方误差时,假定时延和路径数目精确已知。

$$\text{MSE}_{\text{LS}} = \frac{1}{KN_rN_t} E[(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LS}}^f)(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LS}}^f)^H] = \frac{\sigma^2}{N_rN_t} \text{tr}\{(\Psi^H \Psi)^{-1}\} \quad (14)$$

由上式可以看出,加性高斯白噪声的方差  $\sigma^2$  使得 LS 算法受噪声影响较大,信道估计的精度有很大的改善空间。

#### 3.2 LMMSE 信道估计算法

由于 LS 算法易受噪声影响,因此,低信噪比时该算法的估计精度受到限制。而基于 LMMSE 的信道估计算法是从最小均方意义上得到的信道估计方法,即求得接收与发送端间的最小均方误差,对于 ICI 和噪声有很好的抑制作用。

即要求估计量  $\mathbf{h}_{\text{LMMSE}}$  的均方误差达到最小<sup>[16]</sup>:

$$E\{[\mathbf{h} - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}]^T [\mathbf{h} - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}]\} = \text{Tr}\{E\{[\mathbf{h} - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}] [\mathbf{h} - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}]^T\}\} \quad (15)$$

令  $\mathbf{h}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{a} + \mathbf{B}\mathbf{Y}$ , 按照估计要求,估计量  $\mathbf{h}_{\text{LMMSE}}$  是观测量  $\mathbf{Y}$  的线性函数,待求量为  $\mathbf{a}, \mathbf{B}$ 。

将均方误差分别对  $\mathbf{a}$  和  $\mathbf{B}$  求偏导,并令其结果为 0,即:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \mathbf{a}} \{E\{[\mathbf{h} - \mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{Y}]^T [\mathbf{h} - \mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{Y}]\}\} &= \\ -2E[\mathbf{h} - \mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{Y}] &= \\ 2[\mathbf{a} + \mathbf{B}E(\mathbf{Y}) - E(\mathbf{h})] & \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \mathbf{B}} \{E\{[\mathbf{h} - \mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{Y}]^T [\mathbf{h} - \mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{Y}]\}\} &= \\ -2E[\mathbf{a}\mathbf{Y}^T + \mathbf{B}\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T - \mathbf{h}\mathbf{Y}^T] &= \\ 2[\mathbf{a}E(\mathbf{Y}^T) + \mathbf{B}E(\mathbf{Y}\mathbf{Y}^T) - E(\mathbf{h}\mathbf{Y}^T)] & \end{aligned} \quad (17)$$

可得:

$$\mathbf{a} = E(\mathbf{h}) - \mathbf{B}E(\mathbf{Y}) \quad (18)$$

$$\mathbf{B} = \text{cov}(\mathbf{h}, \mathbf{Y}) [\text{var}(\mathbf{Y})]^{-1} \quad (19)$$

$$\mathbf{h}_{\text{LMMSE}} = E(\mathbf{h}) + \text{cov}(\mathbf{h}, \mathbf{Y}) [\text{var}(\mathbf{Y})]^{-1} [\mathbf{Y} -$$

$$E(\mathbf{Y})]$$

(20)

可证明,  $\mathbf{h}_{\text{LMMSE}}$  的估计量是无偏估计,且均方误差最小。

经推导,LMMSE 算法的信道估计值为:

$$\mathbf{h}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{u} + \mathbf{P}\boldsymbol{\psi}^H[\boldsymbol{\psi}\mathbf{P}\boldsymbol{\psi}^H + \mathbf{R}]^{-1}[\mathbf{Y} - \boldsymbol{\psi}\mathbf{u}] =$$
$$(\mathbf{P}^{-1} + \boldsymbol{\psi}^H\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\psi})^{-1}(\mathbf{P}^{-1}\mathbf{u} + \boldsymbol{\psi}^H\mathbf{R}^{-1}\mathbf{Y})$$

(21)

$$\mathbf{u} = [(\mathbf{u}_{11})_{1 \times L}, (\mathbf{u}_{12})_{1 \times L}, (\mathbf{u}_{21})_{1 \times L}, (\mathbf{u}_{22})_{1 \times L}]^T$$

(22)

式中,  $\mathbf{u}_{ji} = E[\mathbf{h}_{ji}]$ ,  $\mathbf{u}$  为  $N_r \times N_t \times L$  的列向量。

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{P}_{11}) & & & \\ & \text{diag}(\mathbf{P}_{12}) & & \\ & & \text{diag}(\mathbf{P}_{21}) & \\ & & & \text{diag}(\mathbf{P}_{22}) \end{bmatrix}$$

(23)

式中,  $\mathbf{P}_{ji} = \text{var}[\mathbf{h}_{ji}]$ ;  $\mathbf{P}$  矩阵为常值对角矩阵,大小为  $(N_r * N_t * L) \times (N_r * N_t * L)$ 。

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{V}\mathbf{V}^H)$$

(24)

式中,  $\mathbf{V}$  为导频处噪声;  $\mathbf{R}$  为噪声的协方差矩阵;  $(\cdot)^H$  表示共轭转置。

变换到频域后得到所有子载波上的频域信道响应:

$$\mathbf{h}_{\text{LMMSE}}^f = \sqrt{K}(\mathbf{I}_{N_p N_t} \otimes \mathbf{F}_L)\mathbf{h}_{\text{LMMSE}}$$

(25)

信道响应的 LMMSE 估计在进行最优化问题求解时不仅考虑了噪声的影响,而且利用了信道状态信息的统计特性,因此信道估计的均方误差较小,提高了信道估计的精度。

但是,缺点是当 OFDM 系统的子信道数目  $N$  增大时,矩阵的运算量也会变得十分巨大,计算复杂度较高。

其估计 MSE 为:

$$\text{MSE}_{\text{LMMSE}} = \frac{1}{KN_r N_t} E[(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}^f)(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}^f)^H] =$$
$$\frac{1}{KN_r N_t} \text{Tr}\{E[(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}^f)^H(\mathbf{h}^f - \mathbf{h}_{\text{LMMSE}}^f)]\}$$

(26)

4 仿真结果与性能比较

在仿真中,采用图 1 所示的信道模型和图 2 所示的 MIMO-OFDM 基带系统模型,对基于导频的 LS 和 LMMSE 信道估计算法用 MATLAB 进行仿真。在信道估计中使用梳状导频,即时域连续插入、频域等间隔插入的方式。

仿真中无线信道采用准静态信道,接收端采用硬判决准则来恢复发送数据,信道的相关矩阵  $\mathbf{R}_t$  和  $\mathbf{R}_r$  均为单位阵,具体参数如表 1 所示。

表 1 MIMO-OFDM 系统仿真参数表

仿真参数	数值
系统带宽/Hz	2e6
4 倍采样率 $F_s$ /Hz	$4 * 2e6$
载波数 $K$	256
信道多径数目 $N_p$	5
调制方式	QPSK
符号保护间隔 CP	16
相邻导频间隔	4
发射天线数 $N_t$	2
接收天线数 $N_r$	2

仿真结果如图 4 和图 5 所示。

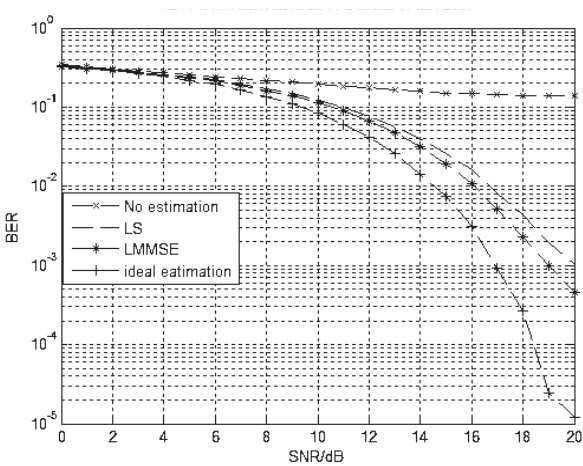


图 4 QPSK 调制下不同信道估计算法的 BER

图 4 中给出了不同信道估计算法下接收端误比特率 (BER) 与信噪比 (SNR) 的关系曲线。其中, No estimation 表示无信道估计时系统接收信号的误码率, LS、LMMSE 分别表示 LS、LMMSE 算法下估计的结果, ideal estimation 表示理想信道估计时接收信号的误码率。

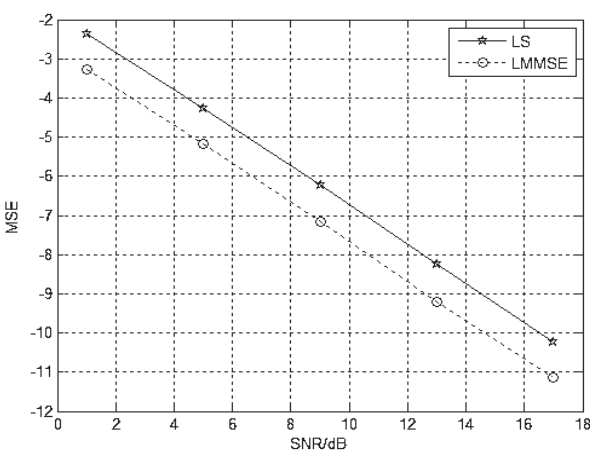


图 5 QPSK 调制下不同信道估计算法的 MSE

如图所示,在 MIMO-OFDM 系统中,无信道估计时系统的误码率很高,充分说明了进行信道估计的必要性,且信道估计技术能有效改善系统的性能。在不同的信道估计算法中,LMMSE 算法的性能优于 LS 算

法,这主要是由于 LMMSE 算法在进行最优化问题求解时不光考虑了噪声的影响,还利用了信道状态信息的统计特性,从而提高了信道估计的精度。

## 5 结束语

文中针对 MIMO-OFDM 系统,建立了 MIMO 信道及 MIMO-OFDM 系统模型,并针对 MIMO 信道及 MIMO-OFDM 系统模型讨论了基于 LMMSE 的时域信道估计算法,并与经典 LS 估计算法进行了对比。理论和仿真结果表明,相比 LS 信道估计算法,LMMSE 算法能有效地降低系统的误码率和均方误差,提高信道估计的精度,接收端的检测性能更接近理想信道估计的性能。

### 参考文献:

- [1] Cho Y S, Kim J, Yang W Y, et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB[M]. [s. l.]: John Wiley & Sons, 2010.
  - [2] 佟学俭, 罗 涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
  - [3] 肖 扬. MIMO 多天线无线通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2009.
  - [4] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
  - [5] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 1456-1467.
  - [6] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time block coding for wireless communications: performance results[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(3): 451-460.
  - [7] 黄 韬. MIMO 相关技术与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
  - [8] Barhum I, Leus G, Moonen M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(6): 1615-1624.
  - [9] Li Ye, Winters J H, Sollenberger N R. MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation[J]. IEEE Transactions on Communication, 2002, 50(9): 1471-1477.
  - [10] Wang J, Han Zhu, Liu K J R. A MIMO-OFDM channel estimation approach using time of arrivals[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4(3): 1207-1213.
  - [11] Sampath H, Talwar S, Tellado J, et al. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results[J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(9): 143-149.
  - [12] Patzold M. 移动衰落信道[M]. 陈 伟, 译. 北京: 电子工业出版社, 2009: 208-228.
  - [13] 周 鹏, 赵春明, 盛 彬. MIMO-OFDM 系统中基于导频辅助的信道估计[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(1): 133-137.
  - [14] 井 雅, 王东明, 陈 明, 等. 基于多径时延跟踪的 MIMO-OFDM 系统信道估计[J]. 应用科学学报, 2005, 23(4): 359-363.
  - [15] 王东明, 高西奇, 尤肖虎, 等. 宽带 MIMO-OFDM 系统信道估计算法研究[J]. 电子学报, 2005, 33(7): 1254-1257.
  - [16] 赵树杰. 统计信号处理—检测理论、估计和滤波理论及其应用[M]. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1986.
- 
- (上接第 137 页)
- 19(3): 263-270.
  - [2] Perchey D R. Solid texturing of complex surfaces[J]. Computer Graphics, 1985, 19(3): 279-286.
  - [3] 吴 晶, 徐晓刚, 陈新来, 等. 云的模拟技术综述[J]. 计算机应用研究, 2009, 26(4): 1205-1209.
  - [4] Dobashi Y, Nishita T, Yamashita H, et al. Using metaballs to modeling and animate clouds from satellite images[J]. The Visual Computer, 1999, 15(9): 471-482.
  - [5] Harris M J, Baxter W V, Scheuermann T, et al. Simulation of cloud dynamics on graphics hardware[C]//Proceedings of the 2003 ACM SIGGRAPH/EUROGRAPHICS workshop on graphics hardware. San Diego: Eurographics Association, 2003: 92-101.
  - [6] 刘世光, 柴佳伟, 闻 媛. 三维动态云快速模拟的新方法[J]. 计算机研究与发展, 2009, 46(9): 1417-1423.
  - [7] 龚 琳, 顾大权, 袁 媛. 三维云的建模和绘制[J]. 计算机应用与软件, 2007, 24(2): 184-186.
  - [8] 贺怀清, 刘浩翰, 刘金星, 等. 一种改进的立体云模拟方法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(10): 2620-2623.
  - [9] Ebert D S, Carlson W E, Parent R E. Solid spaces and inverse particle systems for controlling the animation of gases and fluids[J]. The Visual Computer, 1994, 10(4): 179-190.
  - [10] 齐 越, 沈旭昆, 段米毅, 等. 基于 Perlin 噪音绘制云的方法[J]. 系统仿真学报, 2002, 14(9): 1204-1207.
  - [11] 孙田子, 刘 弘. 基于元胞自动机的动态云模拟[J]. 计算机工程, 2010, 36(3): 272-274.
  - [12] 郝进亮, 陈 蕾, 娄高鸣, 等. 基于 DirectX 的云模拟研究[J]. 计算机技术与发展, 2009, 19(11): 195-197.
  - [13] Nagel K, Raskchke E. Self-organizing criticality in cloud formation[J]. Physica A, 1992, 182(4): 519-531.
  - [14] Dobashi Y, Kaneda K, Yamashita H, et al. A simple, efficient method for realistic animation of clouds[C]//Proceedings of the 27th annual conference on computer graphics and interactive techniques. [s. l.]: [s. n.], 2000.

MIMO-OFDM系统的时域信道估计

作者：[姜洁](#)，[仲伟志](#)，[JIANG Jie](#)，[ZHONG Wei-zhi](#)

作者单位：[南京航空航天大学 航天学院, 江苏 南京, 210002](#)

刊名：[计算机技术与发展](#)

英文刊名：[Computer Technology and Development](#)

年，卷(期)：2015 (5)

引用本文格式：[姜洁](#). [仲伟志](#). [JIANG Jie](#). [ZHONG Wei-zhi](#) MIMO-OFDM系统的时域信道估计[期刊论文]-[计算机技术与发展](#) 2015 (5)