

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.08.010

引用格式:樊同亮,张玉元. 基于总体最小二乘准则的 OFDM 系统时变信道估计[J]. 电讯技术,2016,56(8):887-893. [FAN Tongliang,ZHANG Yuyuan. Time-varying channel estimation based on total least squares criterion in OFDM systems[J]. Telecommunication Engineering,2016,56(8):887-893.]

基于总体最小二乘准则的 OFDM 系统时变信道估计*

樊同亮**,张玉元

(公安海警学院 电子技术系,浙江 宁波 315801)

摘 要:信道估计的准确程度直接影响正交频分复用系统的性能。为了提高时变信道估计算法的精度,基于总体最小二乘准则(TLS)提出了一种时变信道的估计方法。该方法用线性模型对时变信道进行建模,不仅考虑了信道噪声,同时也兼顾了模型误差。该方法能较好地跟踪信道的变化,显著消除模型误差。仿真结果表明所提算法的均方误差介于最小二乘算法与最小均方误差算法之间,在不同归一化多普勒频移下,该算法具有较好的稳健性。

关键词:正交频分复用系统;时变信道估计;总体最小二乘;线性模型

中图分类号:TN911.5 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2016)08-0887-07

Time-varying Channel Estimation Based on Total Least Squares Criterion in OFDM Systems

FAN Tongliang,ZHANG Yuyuan

(Department of Electronic Technology,China Maritime Police Academy,Ningbo 315801,China)

Abstract:The performance of orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) systems depends on the accuracy of channel estimation. In order to improve the estimation accuracy,a time-varying channel estimation method applying the total least squares(TLS) criterion is proposed. By modeling the time-varying channel for piece-wise linear model,the errors will inevitably bring. A novel method for estimating channel parameters varying within an OFDM symbol is presented. The proposed method takes both channel noise and the error of piece-wise linear model into account. The method can better track channel change and eliminate the error of channel model. Simulation results show that mean squared error(MSE) of the proposed method is between that of least square algorithm and least mean square algorithm,and the new method is more robust with the increasing of the normalized Doppler frequency.

Key words:orthogonal frequency division multiplexing system;time-varying channel estimation;total least squares;linear model

1 引 言

目前正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,OFDM)技术已被广泛应用到第四代移动通信系统中。该技术是一种特殊的多载波技术,通过将宽带频率选择性信道划分成若干个窄带平坦衰落信道,具有较强的抗多径衰落和抗符号间干扰的能力。但 OFDM 系统要在保持较高频带利用率的同时完成高速数据传输,接收端必须知道精

* 收稿日期:2015-12-30;修回日期:2016-04-12 Received date:2015-12-30;Revised date:2016-04-12
基金项目:浙江省教育厅科研项目(Y201431731)
Foundation Item:The Scientific Research Project of Zhejiang Provincial Department of Education(Y201431731)

** 通信作者:libufan432@163.com Corresponding author:libufan432@163.com

确的信道状态信息(Channel State Information, CSI), 因此, 高效高精度的信道估计器是 OFDM 通信系统关键组成部分之一^[1]。

由于盲估计的算法需要的数据多, 计算复杂度 高, 因此本文仅考虑基于导频的信道估计算法。对于时不变信道, 相应的信道估计算法很多, Fan^[2-3] 提出了针对采样间隔信道和非采样间隔信道的估计 算法。对于时变信道, 子载波间干扰(Inter-carrier Interference, ICI)不可避免, 这增加了信道估计算法 的难度, 如何估计时变信道状态信息是消除 ICI 的 关键^[4]。常用方法有内插法和滤波法, 内插法利用 导频信号获得初始的信道估计, 然后利用插值方法 改善初始估计值^[5], 也可以采用最大比合并准则提 高接收机的性能^[6], 利用物理帧的传播特点^[7]可以 进一步提高内插法的性能; 滤波法需要对时变信道 建模, 利用不同的滤波器实现对信道的估计和跟 踪^[8], 例如 Davis^[9]用自回归过程对时变信道建模。 也可以将内插法和滤波法联合^[10], 利用发射整形滤 波器获得信道冲激响应, 采用 $\sin x/x$ 函数内插方法 跟踪快变信道的变化, 改善滤波法获得的粗估计。 此外, 还有种广泛使用的时变信道模型是基扩展模 型, 在此模型基础上, 信道估计问题将转化为参数估 计问题^[11]。在对时变信道建模时, 模型误差在所难 免, 因此整体最小二乘算法^[12]引起了重视。

在高速移动环境中, 信道的时变特性可用最大 归一化多普勒频移 f_d 来描述。当 f_d 较小时, Choi^[5] 指出在一个符号内信道的变化呈现线性特征。因为 线性模型只有斜率和截距两个参数, 所以线性模型的 优点是参数少, 缺点是在移动速度过高时模型不 准确, 模型误差不可避免。另外, 噪声干扰也影响高 速移动环境的信道估计。同时考虑模型误差和噪声 干扰, 本文提出了一种不需要信道统计信息的基于 总体最小二乘准则的快变信道估计方法, 并通过仿 真验证了该方法的性能。

2 系统模型和时变信道特性

2.1 系统模型

图 1 给出了正交频分复用系统基带信号模型。

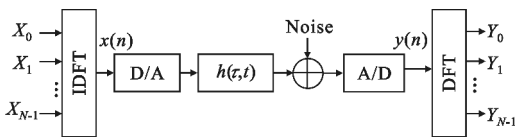


图 1 基带 OFDM 系统模型
Fig. 1 Model of baseband OFDM system

图 1 中, $X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$ 是要传送的频域数据, 用向量表示为

$$\mathbf{X}_n = [X_n(0) \quad X_n(1) \quad \dots \quad X_n(N-1)]^T,$$
 频域数据 $\mathbf{X}_n$ 经 N 点离散傅里叶逆变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)后得 $\mathbf{x}_n$, 该时域数 据用 N 维向量表示为

$$\mathbf{x}_n = [x_n(0) \quad x_n(1) \quad \dots \quad x_n(N-1)]^T.$$

通过快变双选择信道, 接收端去除循环前缀(Cyclic Prefix, CP)后的时域接收信号 $\mathbf{y}_n$ 表示为

$$\mathbf{y}_n(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_n(k, l) \mathbf{x}_n(k-l) + \mathbf{z}_n(k). \quad (1)$$

式中: $\mathbf{z}_n(k)$ 为对应接收噪声。

假设信道的最大多径时延小于保护间隔长度, 即接收信号中没有符号间干扰(Inter-symbol Interference, ISI), 用向量表示式(1)为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{z}. \quad (2)$$

式(2)中的冲激响应 $\mathbf{h}$ 矩阵形式如下:

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_n(0) & 0 & \dots & 0 & h_n(L-1) & \dots & \dots & h_n(1) \\ h_n(1) & h_n(0) & 0 & \dots & 0 & h_n(L-1) & \dots & h_n(0) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_n(L-1) & \dots & h_n(1) & h_n(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & h_n(L-1) & \dots & h_n(1) & h_n(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & h_n(L-1) & \dots & h_n(1) & h_n(0) \end{bmatrix}.$$

经过 DFT 变换之后, 接收信号的频域形式为

$$Y(m) = \sum_{n=0}^{N-1} y(m) e^{-j2\pi mn/N} = G(m, m)X(m) + \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} G(m, k)X(m) + Z(m). \quad (4)$$

式中: $G(m, m)X(m)$ 是确定第 m 个信号的依据; $\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} G(m, k)X(m)$ 是由信道传输特性不理想导致 的其他信号对当前信号的干扰; $Z(m)$ 为随机干扰 噪声。 $G(m, k)$ 的表达式为

$$G(m, k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) e^{j2\pi kn/N} e^{-j2\pi kl/N} e^{-j2\pi mn/N} = \sum_{l=0}^{L-1} H_l(m, k) e^{-j2\pi ml/N}. \quad (5)$$

式(4)用向量表示如下:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{Z} = \mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{Z}. \quad (6)$$

式中: $\mathbf{F}$ 是 $N \times N$ 维离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)矩阵。当信道时不变或缓慢变化 时, 信道的冲激响应矩阵 $\mathbf{h}$ 是一个块循环矩阵, 此 时估计信道的频域响应矩阵 $\mathbf{G}$ 将简化成一个对角

阵。这表明假定在一个 OFDM 符号间隔内信道拟平稳,则时域上有 L 个待估信道参数,而频域上则有 N 个待估信道参数,一般 $L \ll N$ 。而信道快速时变时拟平稳假设不成立,不可忽略 ICI 影响,导致信道待估参数发生变化,在时域上增加到 $L \times N$ 个,而频域上则增加到 $N \times N$ 个。

对于时变双选择多径信道,为了简化系统信干比(Signal to Interference Ratio, SIR)的分析,用 $\mathbf{I}(m)$ 表示式(4) 干扰项(主要是 ICI),该式简化为

$$\mathbf{Y}(m) = \mathbf{G}(m)\mathbf{X}(m) + \mathbf{I}(m) + \mathbf{Z}(m) \quad (7)$$

2.2 时变多径信道下的 OFDM 系统性能分析

在归一化多普勒频移较小($f_d \leq 0.2$)时,在一个 OFDM 符号周期内,时变多径信道的变化近似满足线性特性^[5]。在较小 f_d 时,利用信道的线性模型假设,那么第 k 时刻的冲激响应 $\mathbf{h}^{(i)}(k, n)$ 可用下式表示:

$$\mathbf{h}^{(i)}(k, n) = \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(n) + \Delta \mathbf{h}^{(i)}(k, n) \quad (8)$$

式中:第一项 $\mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{h}^{(i)}(k, n)$ 表示信道冲激响应的稳定值;第二项 $\Delta \mathbf{h}^{(i)}(k, n) = \mathbf{h}^{(i)}(k, n) - \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(n)$ 表示偏移量,即由于信道时变导致的扰动。在线性模型假设下,偏移量 $\Delta \mathbf{h}^{(i)}(k, n)$ 可用下式表示:

$$\Delta \mathbf{h}^{(i)}(k, n) = (k - \frac{N-1}{2}) \alpha_n^{(i)}, 0 \leq k \leq N-1, 0 \leq n \leq L \quad (9)$$

式中: $\alpha_n^{(i)}$ 表示信道线性模型的斜率变化,即延迟为 n 的冲激响应系数在第 i 个周期内的斜率改变。令

$$\mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(n) = [\mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(0), \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(1), \dots, \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(L)]^T, \quad (10)$$

$$\alpha_n^{(i)} = [\alpha_0^{(i)}, \alpha_1^{(i)}, \dots, \alpha_L^{(i)}]^T, \quad (11)$$

则对线性模型的 $\mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}(n)$ 和 $\alpha_n^{(i)}$ 进行估计即可得到 f_d 较小时的信道估计。这样信道的时域待估参数变为 $2(L+1)$ 个,小于前面提到的 $L \times N$,算法复杂度大大降低。要估计 $2(L+1)$ 个信道的时域线性模型参数,根据估计理论至少插入 $2(L+1)$ 个训练符号。由此,式(7)中的 $\mathbf{G}$ 矩阵可写为

$$\mathbf{G}^{(i)}(m, k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} (n - \frac{N-1}{2}) \cdot \alpha_l^{(i)} e^{j2\pi kn/N} e^{-j2\pi kl/N} e^{-j2\pi mn/N} = \begin{cases} \frac{\sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^{(i)} e^{-j2\pi kl/N}}{1 - e^{-j2\pi(m-k)n/N}} = C_{m-k} \mathbf{b}_k^T \alpha^{(i)}, & k \neq m \\ 0, & k = m \end{cases} \quad (12)$$

式中: $0 \leq k \leq N-1; 0 \leq m \leq N-1; \mathbf{b}_k = [1, e^{-j2\pi k/N}, \dots, e^{-j2\pi kL/N}]^T; C_{m-k} = -(1 - e^{-j2\pi(m-k)n/N})^{-1}$ 。

当 $k = m$ 时,

$$\mathbf{G}^{(i)}(m, m) = \mathbf{b}_k^T \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (13)$$

联立式(12)、式(13)和式(6),第 m 个子载波输出的时域信号如式(14)所示:

$$\mathbf{Y}_i(m) = \mathbf{G}^{(i)}(m, m) \mathbf{X}_i(m) + \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} \mathbf{G}^{(i)}(m, k) \mathbf{X}_i(k) + \mathbf{Z}_i(m) = \mathbf{b}_k^T \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)} \mathbf{X}_i(m) + \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} C_{m-k} \mathbf{b}_k^T \alpha^{(i)} \mathbf{X}_i(k) + \mathbf{Z}_i(m) \quad (14)$$

式中: $\mathbf{b}_k^T \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)} \mathbf{X}_i(m)$ 是期望接收的第 m 个时域信号; $\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} C_{m-k} \mathbf{b}_k^T \alpha^{(i)} \mathbf{X}_i(k)$ 为信道传输特性不理想带来的 ICI 干扰;最后一项 $\mathbf{Z}_i(m)$ 为加性噪声项。假设 $2M (> 2(L+1))$ 个训练符号分散插入到位于 $p(1), p(2), \dots, p(2M)$ 子载波处,在线性模型下式(14)可表示为

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{i,p(1)} \\ \vdots \\ Y_{i,p(2M)} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)} + \Phi \alpha^{(i)} + \mathbf{e}_h^{(i)} + \mathbf{e}_{\text{d-ICI}}^{(i)} + \mathbf{e}_n^{(i)} \quad (15)$$

式中:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} X_{i,p(1)} \mathbf{b}_{p(1)}^T \\ \vdots \\ X_{i,p(2M)} \mathbf{b}_{p(1)}^T \end{bmatrix}; \quad (16)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \sum_{k=0, k \neq p(1), k = \text{pilot}}^{N-1} C_{p(1)-k} \mathbf{X}_i(k) \mathbf{b}_k^T \\ \vdots \\ \sum_{k=0, k \neq p(2M), k = \text{pilot}}^{N-1} C_{p(2M)-k} \mathbf{X}_i(k) \mathbf{b}_k^T \end{bmatrix}; \quad (17)$$

$$\mathbf{e}_{\text{d-ICI}}^{(i)} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0, k \neq p(1), k \neq \text{pilot}}^{N-1} C_{p(1)-k} \mathbf{X}_i(k) \mathbf{b}_k^T \\ \vdots \\ \sum_{k=0, k \neq p(2M), k \neq \text{pilot}}^{N-1} C_{p(2M)-k} \mathbf{X}_i(k) \mathbf{b}_k^T \end{bmatrix}; \quad (18)$$

$\mathbf{M} \mathbf{h}_{\text{ave}}^{(i)}$ 是期望接收的信号; $\Phi \alpha^{(i)}$ 是信道传输特性不理想导致的是 ICI 分量; $\mathbf{e}_h^{(i)}$ 是线性模型固有的模型误差; $\mathbf{e}_{\text{d-ICI}}^{(i)}$ 则是由其他数据信号引起的 ICI 分量;最后一项 $\mathbf{e}_n^{(i)}$ 是系统噪声。经典的信道估计算法中大都将 ICI 处理成噪声或误差,导致算法的精确性降低。如果仅把非训练符号引起的 ICI 当作误差项,

则误差项将减少,有利于提升估计信道的准确性。

如果训练序列 $X_i(p(1)), X_i(p(2)), \cdots, X_i(p(2M))$ 不为零时,则式(15)中的 M 矩阵重写为下式:

$$M = \begin{bmatrix} X_{i,p(1)} \mathbf{b}_{p(1)}^T \\ \vdots \\ X_{i,p(2M)} \mathbf{b}_{p(1)}^T \end{bmatrix} = \text{diag}(X_{i,p(1)}, X_{i,p(2)}, \cdots, X_{i,p(2M)}) \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{p(1)}^T \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{p(1)}^T \end{bmatrix} \quad (19)$$

由上式可知, M 矩阵由一个满秩对角矩阵和一个满列秩的 Vandermonde 矩阵相乘得到,显然 M 矩阵是满列秩的^[13]。 Φ 矩阵同样也可改写成满列秩的 Vandermonde 矩阵和一个满秩的对角矩阵的乘积, Φ 矩阵和 M 矩阵的列相互独立^[14]。所以,矩阵 $Q = [M \ \Phi]$ 满列秩。

3 基于线性模型的时变信道估计

3.1 线性模型下基于最小二乘准则的时变信道估计

在采用线性模型条件下,基于最小二乘(Least Square, LS)准则,文献[13]提出了一种适用于较小 f_D 的时变信道估计算法。该算法没有考虑数据信号引起的 ICI 分量,而是将所有的 ICI 分量都处理成噪声,即式(20)所示:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{i,p(1)} \\ \vdots \\ Y_{i,p(2M)} \end{bmatrix} = M h_{\text{ave}}^{(i)} + \Phi \alpha^{(i)} + e_h^{(i)} + e_{\text{d-ICI}}^{(i)} + e_n^{(i)} = Q h^{(i)} + e^{(i)} \quad (20)$$

利用预先插入的导频信号构成如式(19)所示方程组,使用最小二乘准则得 $\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} = Q^\dagger Y + Q^\dagger e^{(i)}$,忽略误差项 $e^{(i)}$ 的影响后信道参数的估计为

$$\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} = Q^\dagger Y \quad (21)$$

式中: $Q^\dagger = (Q^H Q)^{-1} Q^H$ 是 Q 的伪逆矩阵。

3.2 最小二乘信道估计算法的稳定性分析

上节所述信道估计算法具有简单易行、收敛性好、计算量小等优点。然而,基于 LS 准则的算法得出的结果仅考虑了接收信号的噪声,没有考虑训练符号矩阵的误差。从统计学的角度来讲,基于 LS 准则的估计值易受误差影响,因此是有偏估计。在时变多径信道中,采用线性模型对信道建模时不可避

免地引入模型误差。下面简要介绍最小二乘解的扰动分析^[4]。设 E 为 Q 的扰动矩阵, δY 是接收信号 Y 的扰动向量,来源于传输中的畸变和噪声, $\delta \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}$ 是信道估计的扰动, $r = Y - Q \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}$ 是采用最小二乘准则导致的残差向量^[14]。令 $\Gamma = Q + E, \hat{Y} = Y + \delta Y, \kappa = \|Q\|_2 / \|Q^\dagger\|_2, \varepsilon = \|E\|_2 / \|Q\|_2$ 。因为 $\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} = Q^\dagger Y$ 和 $\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} + \delta \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} = \Gamma^\dagger \hat{Y}$, 所以

$$\begin{aligned} \delta \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} &= \Gamma^\dagger \hat{Y} - Q^\dagger Y = \\ &= (\Gamma^\dagger - Q^\dagger) Y + \Gamma^\dagger \delta Y = \\ &= (\Gamma^\dagger \delta Y - \Gamma^\dagger E \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} + \Gamma^\dagger r) - P_{N(\Gamma^\dagger)} \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} \end{aligned} \quad (22)$$

式中: $(\Gamma^\dagger \delta Y - \Gamma^\dagger E \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)} + \Gamma^\dagger r)$ 属于含扰矩阵 Γ 的子空间 $R(\Gamma)$; $P_{N(\Gamma^\dagger)} \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}$ 表示含扰矩阵 Γ 的零空间 $N(\Gamma)$ 。由矩阵不等式得

$$\|\Gamma^\dagger \delta Y\|_2 \leq \|\Gamma^\dagger\|_2 \|\delta Y\|_2 \leq \frac{\kappa}{1 - \kappa \varepsilon} \frac{\|\delta Y\|_2}{\|Q\|_2} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \|\Gamma^\dagger r\|_2 &= \|\Gamma^\dagger P_{\Gamma^\dagger} P_{N(Q)} r\|_2 \leq \\ &\leq \|\Gamma^\dagger\|_2 \|P_{\Gamma^\dagger} P_{N(Q)}\|_2 \|r\|_2 \leq \\ &\leq \|\Gamma^\dagger\|_2 \|E\|_2 \|r\|_2 \leq \\ &\leq \frac{\|\Gamma^\dagger\|_2^2}{1 - \kappa \varepsilon} \|E\|_2 \|r\|_2 \leq \\ &\leq \frac{\kappa^2 \varepsilon}{1 - \kappa \varepsilon} \frac{\|r\|_2}{\|Q\|_2} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \|\Gamma^\dagger E \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 &\leq \|\Gamma^\dagger\|_2 \|E\|_2 \|\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 \leq \\ &\leq \frac{\|\Gamma^\dagger\|_2}{1 - \kappa \varepsilon} \|E\|_2 \|\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 = \\ &= \frac{\kappa \varepsilon}{1 - \kappa \varepsilon} \|\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \|P_{N(\Gamma^\dagger)} \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 &= \|(I - \Gamma^H \Gamma^\dagger) \Gamma^\dagger Q \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 = \\ &= \|(I - \Gamma^H \Gamma^\dagger) Q^H \Gamma^\dagger Y\|_2 \leq \\ &\leq \|E\|_2 \|\Gamma^H \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 = \\ &= \|E\|_2 \|(Q Q^H)^\dagger Y\|_2 \end{aligned} \quad (26)$$

联立式(22)~(26),当 $\text{rank}(\Gamma) = \text{rank}(Q)$, 且 $\kappa \varepsilon < 1$, 则

$$\begin{aligned} \|\delta \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 &\leq \frac{\kappa}{(1 - \kappa \varepsilon) \|Q\|_2} (\varepsilon \|\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 \|Q\|_2 + \\ &+ \|\delta Y\|_2 + \varepsilon \kappa \|r\|_2) + \varepsilon \|Y\|_2 \|Q\|_2 \end{aligned} \quad (27)$$

尤其是当 $\text{rank}(\Gamma) = \text{rank}(Q) = 2L$, 且 $\kappa \varepsilon < 1$, 有

$$\|\delta \hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 \leq \frac{\kappa}{(1 - \kappa \varepsilon) \|Q\|_2} (\varepsilon \|\hat{h}_{\text{LS}}^{(i)}\|_2 \|Q\|_2 +$$

$$\|\delta \mathbf{Y}\|_2 + \varepsilon \kappa \|\mathbf{r}\|_2)。(28)$$

由上述扰动分析过程可知,利用最小二乘算法得到的时变信道估计不稳定^[4]。

4 基于总体最小二乘准则的时变信道估计算法

针对矩阵方程 $\mathbf{A}\mathbf{x}=\mathbf{b}$, 系数矩阵 $\mathbf{A}$ 和观测向量 $\mathbf{b}$ 可能均有误差。对于这类问题,文献[15]提出了利用总体最小二乘(Total Least Squares, TLS)准则来解决。TLS 准则基本思想是用误差扰动向量 $\mathbf{e}$ 和扰动矩阵 $\mathbf{E}$ 去修正观测数据和模型参数,以校正系数矩阵 $\mathbf{A}$ 和观测数据向量 $\mathbf{b}$ 两者中存在的扰动^[14]。存在扰动的矩阵方程如下式:

$$(\mathbf{A}+\mathbf{E})\mathbf{x}=\mathbf{b}+\mathbf{e},(29)$$

改写为齐次式,即

$$([\mathbf{-b}:\mathbf{A}]+[\mathbf{e}:\mathbf{E}])\begin{bmatrix}1\\\mathbf{x}\end{bmatrix}=\mathbf{0},(30)$$

进一步简化为

$$(\mathbf{B}+\mathbf{D})\mathbf{z}=\mathbf{0}。(31)$$

式中: $\mathbf{B}=[\mathbf{-b}:\mathbf{A}]$ 是 $n\times(n+1)$ 维增广矩阵; $\mathbf{D}=[\mathbf{e}:\mathbf{E}]$ 为 $n\times(n+1)$ 维扰动矩阵;而 $\mathbf{z}=\begin{bmatrix}1\\\mathbf{x}\end{bmatrix}$ 为 $(n+1)\times 1$ 维向量。

用总体最小二乘法求解齐次方程(31)时,等价于下面约束最优化问题的求解^[16]:

$$\min_{\mathbf{D},\mathbf{x}}\|\mathbf{D}\|_F\text{ s. t. }(\mathbf{b}+\mathbf{e})\in\text{Range}(\mathbf{A}+\mathbf{E})。(32)$$

式中: $\|\mathbf{D}\|_F$ 是 $\mathbf{D}$ 矩阵的 Frobenius 范数,即

$$\|\mathbf{D}\|_F=(\sum_{i=1}^m\sum_{j=1}^n d_{ij}^2)^{1/2}=\text{tr}(\mathbf{D}^H\mathbf{D})。(33)$$

此时,如能在 $\text{Range}(\mathbf{A}+\mathbf{E})$ 中找到一个满足 $(\mathbf{A}+\mathbf{E}_0)\mathbf{x}=\mathbf{b}+\mathbf{e}_0$ 的点 $\mathbf{D}_0=[\mathbf{-e}_0:\mathbf{E}_0]$,此点就是总体最小二乘解 $\mathbf{x}_{\text{TLS}}$ 。

文献[15]给出了总体最小二乘解存在的条件。对于实际问题的解 $\mathbf{x}_{\text{TLS}}$ 总是存在的,可以利用矩阵的奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)求得。根据式(31),增广矩阵 $\mathbf{B}$ 的 SVD 分解为

$$\mathbf{B}=\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H。(34)$$

设矩阵 $\mathbf{B}$ 的奇异值从大到小依次为 $\sigma_1,\sigma_2,\dots,\sigma_{n+1}$,相应的右奇异向量依次为 $v_1,v_2,\dots,v_{n+1}$,则 $\mathbf{x}_{\text{TLS}}$ 由 σ_{n+1} 对应的 v_{n+1} 决定^[13],由式(35)给出:

$$\mathbf{x}_{\text{TLS}}=\frac{1}{v_{n+1}(1)}\begin{bmatrix}v_{n+1}(2)\\\vdots\\v_{n+1}(n+1)\end{bmatrix}。(35)$$

比较基带 OFDM 系统数学模型可知 $\mathbf{Q}$ 和 $\mathbf{Y}$ 分别对应于矩阵方程系数矩阵 $\mathbf{A}$ 和观测向量 $\mathbf{b}$ 。基于 TLS 准则的时变信道估计算法的过程如下:

(1) 利用预先插入的位于 $p(1),p(2),\dots,p(2M)$ 处的 $2M$ 个导频信号 $X_i(p(1)),X_i(p(2)),\dots,X_i(p(2M))$ 和接收的导频符号构造如式(29)的方程组;

(2) 奇异值分解增广矩阵 $\mathbf{B}=\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$,并储存 $\mathbf{V}$;

(3) 根据 TLS 算法解存在条件,判断主奇异值个数 p ;

(4) 令 $\mathbf{V}_1=[v_{p+1},\dots,v_{n+1}]$ 是存储矩阵的一个列分块, α 为标量, $\mathbf{b}$ 为列向量,而 $\times$ 位置表示无关块,利用 Householder 变化矩阵 $\mathbf{D}_h$ 使得^[14]

$$\mathbf{V}_1\mathbf{D}_h=\begin{bmatrix}\alpha & 0 & \cdots & 0\\\mathbf{b} & & \times & \end{bmatrix};$$

(5) 当 $\alpha\neq 0$ 时, $\mathbf{x}_{\text{TLS}}=\mathbf{y}/\alpha$;如果 $\alpha=0$,意味着第 3 步判断的主奇异值个数 p 过大,修改 p 值,重复第 3~4 步,直到求得 TLS 解。

5 性能仿真

本节给出几种时变信道估计算法的性能比较,以均方误差(Mean Squared Error, MSE)为标准,对基于总体最小二乘准则信道估计算法的性能进行验证。仿真参数:OFDM 系统采用 QPSK 调制,系统载频 $f_c=3.5\text{ GHz}$,采样间隔 $T_s=0.5\text{ }\mu\text{s}$,带宽为 $B=2\text{ MHz}$,循环前缀(CP)长度为符号长度 1/16。采用 ITU-R M. 1225 信道中定义的 Vehicular A 信道模型作为高速移动无线信道,该信道为 IEEE802.16e 所建议的典型非采样间隔信道,用线性模型时存在模型误差。归一化多普勒频移表示为 $f_D=vf_cNT_s/c$, v 是时速, c 是光速。信道估计算法的归一化 MSE 如下式所示:

$$\text{MSE}=\frac{1}{N^2}\sum_{m=0}^{N-1}\sum_{k=0}^{N-1}|H_n(k,m)-\hat{H}_n(k,m)|^2。(36)$$

图 2 和图 3 分别给出了不同归一化多普勒频率时,几种时变信道估计算法在线性信道模型下的 MSE 性能随信噪比变化的曲线,其中图 2 的移动速度为 240 km/h ($f_D\approx 0.1$),图 3 的移动速度为 480 km/h ($f_D\approx 0.2$)。图例中标注的 Conventional LS 是将 ICI 的影响处理成噪声的经典最小二乘信道估计算法;CHEN-LS 是文献[7]中部分考虑 ICI 影响的基于 LS 准则的信道估计算法,该算法同样采用线性模型模拟时变信道;CHOS 为文献[5]中建议

的基于最小均方误差 (MMSE) 准则的算法,该算法计算复杂度最高;TLS 是本文建议的基于 TLS 准则的算法。由图可知:Conventional LS 性能最差;由于本文提出的 TLS 算法兼顾模型误差和噪声,所以信噪比低时性能逼近 CHOS 算法,在文献[16]中指出 MMSE 准则的解是 TLS 算法的下限;高信噪比时,模型误差和噪声均降低,TLS 算法性能劣于 CHOS 算法,由于 ICI 存在,TLS 算法性能优于 CHEN-LS 算法;而当 f_d 变大时,信道模型误差变大,各算法的性能均有所下降。

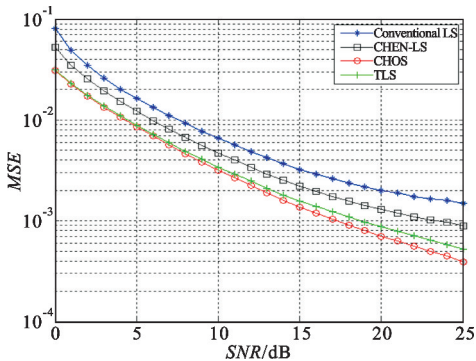


图2 $f_d \approx 0.1$ 时的 MSE 性能

Fig.2 MSE performance of different algorithms when $f_d \approx 0.1$

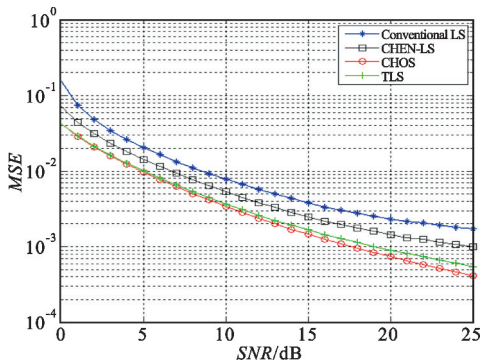


图3 $f_d \approx 0.2$ 时的 MSE 性能

Fig.3 MSE performance of different algorithms when $f_d \approx 0.2$

6 结束语

对于快变信道的估计,由于经典算法将所有的 ICI 分量视为噪声,因而估计信道的精确性受到影响。在最大归一化多普勒频移较小时,可以采用线性模型模拟信道的变化。在时频二维分析 ICI 的基础上,本文提出了一种不需要信道统计知识的线性快变信道估计算法。TLS 算法基于总体最小二乘准则,既考虑了噪声影响又考虑了模型误差,在信噪比低和模型误差大时,性能逼近 MMSE 准则算法;在信

噪比高和模型误差小时,TLS 算法性能在理论上应该逼近 LS 准则算法。然而由于 ICI 的存在,本文算法性能优于 LS 准则算法,仿真结果证明了结论。本文算法需要对矩阵进行奇异值分解,所以算法复杂度 高,下一步将结合附加信息降低算法复杂度。

参考文献:

[1] OZDEMIR M K,ARSIAN H. Channel estimation for wireless OFDM systems[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials,2007,9(2):18-48.

[2] FAN T L,WEN Y C,HUANG S B,et al. An improved DFT-based channel estimation algorithm for OFDM system in non-sample-spaced multipath channels[J]. Circuits Syst Signal Processing,2014,33(4):1277-1288.

[3] FAN T L,YAN S Z,WU H W,et al. Two novel channel estimation for OFDM systems by time-domain cluster discriminant analysis based on parametric channel modeling[J]. Wireless Personal Communications,2013,68(2):349-360.

[4] FAN T L,WU H W,HUANG H C. Channel estimation and interference cancellation for OFDM systems based on total least squares solution[J]. Journal of Communications,2011,6(8):640-607.

[5] CHOI Y S,VOLTZ P J,CASSARA F A. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications,2001,49(8):1375-1387.

[6] LINDOFF B,OSTBERG C,ERIKSSON H. Channel estimation for the W-CDMA system,performance and robustness analysis from a terminal perspective[C]//Proceedings of 1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference. Houston,TX:IEEE,1999:1565-1569.

[7] MIN S,LEE K B. Pilot and traffic based channel estimation for DS/CDMA systems[J]. Electronics Letters,1998,34(11):1073-1074.

[8] RODRIGUEZ J,JEANS T,TAFAZOLLI R. Kalman filter estimator for WCDMA FDD RAKE receiver[C]//Proceedings of 10th International Conference on Telecommunications. Papeete,Tahiti, French Polynesia: IEEE,2003:1151-1156.

[9] DAVIS L M,COLLINGS I B,EVAMS R J. Coupled estimators for equalization of fast-fading mobile channels[J]. IEEE Transactions on Communications,1998,46(10):1262-1265.

[10] LEE H N,POTTIE G J. Fast adaptive equalization/diversity combining for time-varying dispersive channels[J]. IEEE Transactions on Communications,1998,46(9):1146-1162.

[11] TEO K A D,OHNO S. Optimal MMSE finite parameter model for doubly-selective channels[C] //Proceedings

- of 2005 IEEE Global Telecommunications Conference. Paris;IEEE,2005:3503–3507.
- [12] BERTRAND A,MOONEN M. Low-complexity distributed total least squares estimation in ad hoc sensor networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012,60(8):4321–4332.
- [13] 陈少平. 时变信道中的正交频分复用系统 ICI 分析、消除与系统均衡[D]. 武汉:华中科技大学,2004.
CHEN Shaoping. ICI analysis, cancellation, and equalization for OFDM system over time-varying channels [D]. Wuhan:Huazhong University of Science and Technology,2004. (in Chinese)
- [14] 樊同亮. OFDM 系统的信道估计和信号均衡技术的研究[D]. 重庆:重庆大学,2012.
FAN Tongliang. Study on channel estimation and equalization techniques for OFDM systems [D]. Chongqing: Chongqing University,2012. (in Chinese)
- [15] GOLUB G H,VAN LOAN C F. An analysis of the total least squares problem[J]. SIAM Journal on Numerical Analysis,1980,17(6):883–893.
- [16] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社,2004.
ZHANG Xianda. Matrix analysis and application [M]. Beijing:Tsinghua University Press,2004. (in Chinese)
- [17] LINNARTZ J P,GOROKHOV A. New equalization approach for OFDM over dispersive and rapidly time varying channel[J]. IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications,2000(1):1375–1379.

作者简介:



樊同亮(1978—),男,河北邯郸人,2012年于重庆大学获博士学位,现为副教授,主要研究方向为无线通信、短波和超短波;

FAN Tongliang was born in Handan, Hebei Province, in 1978. He received the Ph. D. degree from Chongqing University in 2012. He is now an associate professor. His research concerns wireless communications, shortwave and ultra short-wave in military communications.

Email:libufan432@163.com

张玉元(1983—),女,贵州金沙人,2005年于石家庄经济学院获学士学位,现为讲师,主要研究方向为无线通信。

ZHANG Yuyuan was born in Jinsha, Guizhou Province, in 1983. She received the B. S. degree from Shijiazhuang University of Economics in 2005. She is now a lecturer. Her research concerns wireless communications.

Email:54297785@qq.com