

基于正交频分复用的线性最小均方误差信道估计改进算法

谢斌*, 陈博, 乐鸿浩

(江西理工大学 信息工程学院, 江西 赣州 341000)

(* 通信作者电子邮箱 xiebin-66@163.com)

摘要:传统的线性最小均方误差(LMMSE)信道估计要求已知信道的统计特性,而实际应用中无线信道的统计特性往往是不可知的。针对无线信道的不确定性,根据时域信道上能量分布的稀疏性特点,在最小二乘(LS)算法的基础上提出了一种改进的LMMSE信道估计算法。该算法从当前信道置信度较高的频率响应出发,把相邻子载波信道估计误差的比值作为信道响应的加权系数,然后通过加权平均的方法计算出多径信道下的信道响应。该算法避免了繁琐的矩阵求逆与分解运算,能够有效降低算法复杂度。实验结果表明,所提算法总体性能优于LS算法及经过奇异值分解的线性最小均方误差(SVD-LMMSE)估计算法,且其误码率接近于传统的LMMSE算法。

关键词:正交频分复用;信道估计;无线信道;均方误差;误码率

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A

Improved linear minimum mean square error channel estimation algorithm based on orthogonal frequency division multiplexing

XIE Bin*, CHEN Bo, LE Honghao

(Faculty of Information Engineering, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou Jiangxi 341000, China)

Abstract: Traditional Linear Minimum Mean Square Error (LMMSE) channel estimation was required to know the statistical characteristics of the channel. However, these characteristics are usually unknown in practical applications. Aiming at the uncertainty of wireless channel statistics, taking the time-domain channel sparsity of the energy distribution into consideration, this article proposed an improved LMMSE channel estimation algorithm based on Least Squares (LS) estimation. The algorithm began with the highest confidence degree subcarrier, making the adjacent subcarrier channel estimation value as the current subcarrier real response to compute the weighting coefficient, then to complete channel response of the multiple channels by the method of weighted average. This algorithm avoided the complicated operation of the matrix inversion and decomposition, and might be done effectively and easily. The experimental results show that the performance of the improved algorithm is better than LS and the SVD-LMMSE (Singular Value Decomposition-Linear Minimum Mean Square Error) channel estimation, and the Bit Error Ratio (BER) is close to traditional LMMSE algorithm.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); channel estimation; wireless channel; Mean Square Error (MSE); Bit Error Ratio (BER)

0 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是现代通信系统多载波调制中的一项关键技术。该技术的核心思想是将传输信道分解成若干个正交子信道,使高速传输数据流转换成并行的低速子数据流,经逆傅里叶变换后分别在每个子信道上进行传输。在多径条件下使用OFDM技术可以增加系统的鲁棒性,使其能够较好地对抗无线信道的频率选择性衰落和窄带干扰,并有效提升系统的频带利用率。为保证信号传输的可靠性,OFDM系统对子载波间的正交性要求非常严格,而信道估计则是其中的一项关键技术。通过跟踪接收端信道频率响应的变化,该技术可以对接收到的信号进行恢复和校正,以减小信道多径衰落对系统的影响,因而其精确程度将直接影响OFDM系统的总体

性能^[1]。常见的信道估计算法一般可分为3类:盲信道估计、半盲信道估计和非盲信道估计。盲信道估计具有较好的频带利用率,且不需要辅助信息,但其算法复杂度高、收敛速度慢且精度较低。半盲信道估计算法是基于盲信道估计的一种优化,它虽然克服了盲信道估计算法复杂度高、收敛速度慢等的缺点,但其算法精确度相对较低,因而在实际应用中受到一定的限制。而非盲信道估计则是一种基于导频的信道估计算法,该类算法运算复杂度较低,且具有较高的精确度和频带利用率,因而逐渐成为人们的研究热点。

现阶段对于非盲信道估计算法的研究主要集中在低秩算法和自适应低秩算法。文献[2]提出了一种低复杂度的线性最小均方误差(Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE)信道估计算法,该算法仅仅考虑了自相关矩阵对角线上的一些重要信息,以牺牲系统总体性能为代价来降低算法的复杂

收稿日期:2015-06-03;修回日期:2015-07-09。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61363076);江西省自然科学基金资助项目(20142BAB207020)。

作者简介:谢斌(1977-),男,江西赣州人,副教授,硕士,主要研究方向:信号处理、信息安全;陈博(1989-),男,河南郑州人,硕士研究生,主要研究方向:电子与通信工程;乐鸿浩(1990-),男,江西抚州人,硕士研究生,主要研究方向:电子与通信工程。

度。文献[3]利用托普利兹矩阵来计算信道的自相关矩阵及其逆矩阵,但该算法在求解托普利兹矩阵的自相关矩阵及其逆矩阵的计算过程中复杂度较高,具体实现起来较为困难。文献[4]提出了一种采用循环梳状导频结构的算法来提高信道估计的总体性能,但该算法的整体效率相对较低。文献[5]利用双对角矩阵算法来降低运算的复杂度,该算法虽然避免了逆矩阵的求解,但需要预先知道信道统计特性,而对于无线信道而言,其统计特性往往是不确定的。

针对上述问题,文中提出了一种改进的低复杂度 LMMSE 信道估计算法,该算法可在信道特性未知的情况下进行有效的信道估计。算法首先对信道的时域能量进行分析,根据无线信道的稀疏特性^[6],选择当前信道置信度较高的频率响应作为估计值,以相邻子载波信道估计误差之比值作为估计算法的加权系数,然后通过加权平均的方法估计子载波的信道响应,进而完成对整个系统的信道估计。仿真实验结果表明:该算法总体性能优于最小二乘(Least Squares, LS)算法及经过奇异值分解线性最小均方误差(Singular Value Decomposition-Linear Minimum Mean Square Error, SVD-LMMSE)估计算法,且精确度逼近于传统的 LMMSE 估计算法。

1 OFDM 系统模型

图 1 所示为 OFDM 系统收发机模型框图。OFDM 发射机将信息比特流映射成一个相移键控(Phase Shift Keying, PSK)或幅度正交调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)序列,再把符号序列转换成 N 个并行的符号流,最后将其分别调制到 N 个不同的子载波上进行传输。

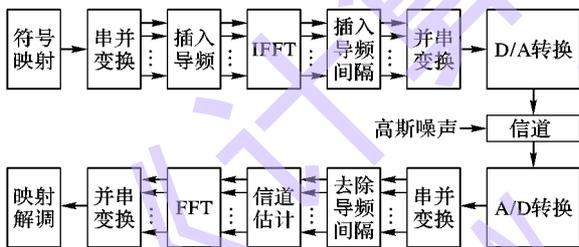


图 1 OFDM 系统原理框图

令 $X_l(k)$ 表示第 k 个子载波上的第 l 个发送符号(其中 $k = 0, 1, \dots, N - 1, l = 0, 1, \dots, \infty$),由于经过了串并转换,所以 N 个符号的传输时间扩展为 NT_s ,因此单个 OFDM 符号的持续时间 $T_{\text{sym}} = NT_s$ 。令 $\Psi_{l,k}(t)$ 表示第 k 个子载波上的第 l 个 OFDM 符号^[7],即

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})}, & 0 < t \leq T_{\text{sym}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

则其对应的基带信号为:

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{\infty} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})} \quad (2)$$

在 $t = lT_{\text{sym}} + nT_s$ 时刻($T_s = T_{\text{sym}}/N, f_k = k/T_{\text{sym}}$),对式(2)中的基带信号 $x_l(t)$ 进行采样,可得到相应的离散时间 OFDM 信号,即:

$$x_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j\frac{2\pi kn}{N}}; n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3)$$

离散时间信号 $x_l(n)$ 经过快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后加入循环前缀(Cyclic Prefix,

CP),用以消除符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI),且 CP 长度大于信道多径时延。经过输出端广义平稳非相关散射信道后,在接收端去除该信号的 CP 并进行 FFT,最后得到解调信号^[8]:

$$Y(k) = X(k) \cdot H(k) + \sigma(k); 0 \leq k \leq N - 1 \quad (4)$$

其中: $Y(k)$ 为接收端解调的第 k 个子载波符号, $H(k)$ 为接收端第 k 个子载波上的频域响应, $\sigma(k)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的高斯噪声。由于信号是在无线信道中传输会产生一定程度的畸变,为了对变换后的信号进行校正和恢复,通常需要对接收到的信号进行信道估计,下面介绍几种传统的信道估计方法。

2 传统信道估计算法

2.1 LS 信道估计

文献[9]采用了一种最小二乘(LS)信道估计算法,该算法可在信道特性未知的情况下,根据发送端已知的导频信号 X 和接收端接收到的信号 Y 计算导频位置处的信道特性,并选择适当的插值算法来获得完整的信道响应。LS 信道估计准则如下:

$$\hat{H}_{ls}(k) = X(k)^{-1}Y(k) = H(k) + \sigma(k)X^{-1}(k) \quad (5)$$

其中: $\hat{H}_{ls}(k)$ 为 LS 信道估计的估计值, $H(k)$ 为信道的频率响应, $\sigma(k)$ 为高斯白噪声。LS 算法的均方误差(Mean Square Error, MSE)可表示为:

$$MSE = \frac{\beta}{SNR} \quad (6)$$

其中, β 为调制常数,该系数的取值跟信道特性有关。输入信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)为:

$$SNR = \frac{E\{|X|^2\}}{\sigma^2(k)} \quad (7)$$

由式(5)、(6)、(7)可知,由于 LS 估计算法不需要知道信道先验知识,因而噪声 $\sigma(k)$ 对信道估计的影响较大,所造成的误码率(Bit Error Ratio, BER)和均方误差(MSE)较高。

2.2 LMMSE 信道估计

为了解决 LS 算法精确度较低的问题,文献[10]提出了一种性能更好的最小均方误差(Minimum Mean-Squared Error, MMSE)信道估计算法。由式(8)可以看出,该算法考虑了噪声对信道造成的影响,因而其精确度比 LS 算法有较大提高。

$$\hat{H}_{lmmse}(k) = R_{hh} [R_{hh} + \sigma_n^2(XX^T)^{-1}]^{-1} \hat{H}_{ls}(k) \quad (8)$$

由于 MMSE 信道估计算法考虑了噪声的影响,所以该算法能够获得较低的误码率与较高精确度。但是,随着算法精确度的提升,其复杂度也相应增加,在实际应用中受到了一定的限制。

文献[11]提出了一种线性最小均方误差算法(LMMSE)。该算法将式(8)中的 $(XX^T)^{-1}$ 替换成期望值 $E[(XX^T)^{-1}]$,得到相对简化的 LMMSE 信道估计准则:

$$\hat{H}_{lmmse}(k) = R_{hh} \left(R_{hh} + \frac{\beta}{SNR} \right)^{-1} \hat{H}_{ls}(k) \quad (9)$$

其中, β 是调制类型常数,若信道采用 16QAM 调制,则 β 取 17/9;若采用 QPSK 调制,则 β 取 1。LMMSE 的协方差矩阵 σ^2 可表示为:

$$\sigma^2 = R_{hh} - \left\{ R_{hh} \left(R_{hh} + \frac{\beta}{SNR} \right)^{-1} \hat{H}_{ls} \right\} \quad (10)$$

LMMSE 信道估计的均方误差 (MSE) 为:

$$MSE_{\text{lmmse}} = \frac{1}{N} \text{tr} \{ \sigma^2 \} \quad (11)$$

其中, $\text{tr}(\cdot)$ 是迹算子, 其所有元素都在矩阵的对角线上。式 (10) 中, 信道的相关性 β 与 SNR 可以设为固定值, 在求解矩阵 $\mathbf{R}_{hh} + \frac{\beta}{\text{SNR}}$ 的逆运算时只需要计算一次, 因而减小了算法的复杂度。但随着 SNR 的增加, 逆矩阵的求解也将变得更为复杂。因此, LMMSE 信道估计的主要缺点仍然在于复杂的矩阵求解运算。

3 改进的 LMMSE 信道估计算法

3.1 信道的时域特性

本文算法是在加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 信道下基于导频的 OFDM 信道估计。假设无线信道传播环境服从非线性散射分量 (Non-Line-Of Sight, NLOS), 接收端信号概率密度函数服从瑞利分布。设第 k 个 OFDM 符号在时间间隔 T_s 内的离散信道脉冲响应 (Channel Impulse Response, CIR)^[12] 为:

$$h(n) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \delta(n - \tau_l); n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

其中: $\alpha_{k,l}$ 为第 l 条路径在第 k 个 OFDM 符号内的复增益, 且其随时间变化而变化; τ_l 表示离散路径 l 的归一化时延, L 是离散路径的个数; $\delta(n)$ 为 Kronecker 函数。假定信道离散路径之间彼此独立, 则经过 AWGN 信道之后的信道其时域表达式可表示为:

$$\hat{h}_k[n] = \begin{cases} h[n] + \omega[n], & 0 \leq n \leq L-1 \\ \omega[n], & L \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (13)$$

其中 $\omega[k]$ 表示信道噪声分量, 可表示为 $\omega[n] = \text{IDFT} \left\{ \frac{\sigma[k]}{X[k]} \right\}$ 。

对于 AWGN 的信道能量可用时域信道响应的自相关函数表示:

$$E[\hat{h} \hat{h}^H] = \text{diag} \{ \hat{\sigma}_{h(0)}^2, \hat{\sigma}_{h(1)}^2, \dots, \hat{\sigma}_{h(N)}^2 \} \quad (14)$$

其中, $\hat{\sigma}_h^2 = \sigma_h^2 + \frac{\beta}{\text{SNR}}$, $\text{diag} \{ \hat{\sigma}_{h(0)}^2, \hat{\sigma}_{h(1)}^2, \dots, \hat{\sigma}_{h(N)}^2 \}$ 为对角矩阵, 其对角元素即为各路径的平均功率。

传统的基于导频信道估计方法均假设信道是稠密多径的, 利用大量的导频来获取信道状态信息的研究, 这样做结果就是会导致频谱资源利用率低, 且其信道噪声和残余信道间干扰 (Inter Channel Interference, ICI) 都会在一定程度上影响估计算法的 MSE, 因而对于时变无线信道的真实特性我们很难把握。针对这样的问题, 在对 AWGN 的时域特性进行了研究的同时, 发现信道的能量并不是均匀地分布在这 L 条信道路径中, 而是集中在里面的某 N 条路径上^[13]。如图 2 所示, n 表示信道中子载波个数, 整个信道时域响应 $h(n)$ 分布较为集中, 因此可以将其余路径上的信道能量视为噪声方差 σ_g^2 , 通过加权系数将期望值较高的 σ_g^2 分配到这 AWGN 信道上。于是 AWGN 信道的能量可表示为:

$$E[\hat{h}_g \hat{h}_g^H] = \text{diag} \{ \hat{\sigma}_{h(0)}^2 + \sigma_g^2, \hat{\sigma}_{h(1)}^2 + \sigma_g^2, \dots, \hat{\sigma}_{h(N)}^2 + \sigma_g^2, \sigma_g^2, \dots, \sigma_g^2 \} \quad (15)$$

其中: $\hat{\sigma}_{h(N)}^2$ 为第 N 径信道的能量, σ_g^2 为信道的噪声方差。

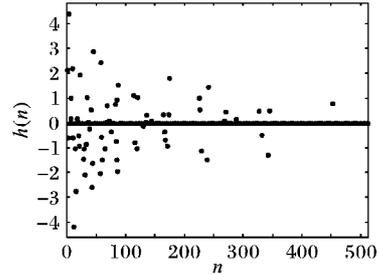


图 2 信道的时域特性

3.2 改进的 LMMSE 算法

针对信道的稀疏特性, 本文算法通过对信道的时域能量进行分析, 并与加权系数求平均相结合的方法来计算信道子载波的频域响应。图 3 所示为文中改进的 LMMSE 估计算法模型。对于传统的 LMMSE 而言, 信道自相关矩阵 \mathbf{R}_{hh} 在频域上的能量主要集中在低频部分, 而在时域上对应的是 \mathbf{R}_{hh} 矩阵中相关性较高的元素^[14]。因此按照式 (15) 所述信道能量分布的特点, 对时域信道前 N 条路径上的信道响应进行估计, 忽略其他多径信道上非重要信息的影响, 进而更加准确快速的进行信道估计。算法从信道能量观点出发, 避免了传统 LMMSE 信道估计中复杂的矩阵求解及其逆过程的运算等问题。

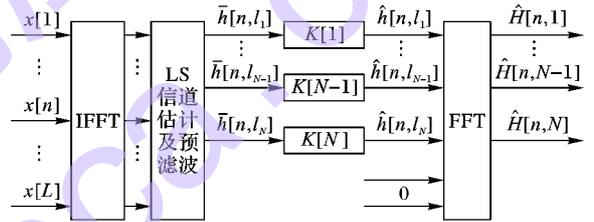


图 3 采用加权系数 LMMSE 信道估计模型

设 OFDM 系统的子载波路径数为 L , 符号训练周期为 S 。估计算法首先对第 N 路信号流 l_N 进行初始信道估计及预滤波, 得到信道响应 $\bar{h}[N]$, 然后将相邻子载波的信道估计误差之比作为信道响应的加权系数 $K[s]$, 然后对 $\bar{h}[N]$ 进行加权平均得到估计的子信道响应值 $\hat{h}[N]$ 。按照上述方法依次对前 N 路子信道递推, 估计出前 N 路子信道中所有子载波的信道频率响应, 进而完成信道估计。

具体的加权算法描述如下:

1) 采用算术平均的方法计算出置信度较高的子载波信道频域响应 $\hat{h}[N]$:

$$\hat{h}[N] = \sum_{s=1}^S \bar{h}[s, N] / S \quad (16)$$

2) 根据无线信道缓慢变化的特性, 以当前信道响应 $\hat{h}[N]$ 作为相邻子载波在 $N-1$ 处的信道响应实际值, 并计算其估计误差, 得到符号加权系数 K :

$$K[s, N-1] = \frac{\delta^2[s, N-1]}{\sum_{s=1}^S \delta^2[s, N-1]} \quad (17)$$

式中, $\delta^2[s, N-1]$ 为相邻子载波间的估计误差:

$$\delta^2[s, N-1] = |\bar{h}[s, N-1] - \hat{h}[N]|^2 \quad (18)$$

3) 计算 $N-1$ 处子载波的信道响应估计值 $\hat{h}[N-1]$:

$$\hat{h}[N-1] = \sum_{s=1}^S K[s, N-1] \bar{h}[s, N-1] \quad (19)$$

同理,由式(17)~(19)可计算出子载波在 $N-2$ 处的信道响应 $\hat{h}[N-2]$ 。

4) 重复步骤 2)~3), 依次计算出子载波在 $N-2, N-3, \dots, 0$ 处的信道响应, 直到获得所有子载波的信道响应。

5) 采用加权后的信道频率响应估计准则可写为 $\hat{H}_{\text{glmmse}}[N] = \mathbf{K}_n \cdot \hat{h}_{\text{lmmse}}[N]$ 的形式。而当 $\hat{h}_{\text{lmmse}}[N]$ 的均方误差最小时可用一个对角矩阵来表示, 则此时信道的频域特性可表示为:

$$\hat{H}_{\text{glmmse}}[N] = \mathbf{K}_n \cdot \hat{h}_{\text{lmmse}}[N] = \mathbf{K}_n \cdot \text{diag} \left\{ \frac{\hat{\sigma}_{h(0)}^2}{\hat{\sigma}_{h(0)}^2 + \frac{\beta}{\text{SNR}}}, \frac{\hat{\sigma}_{h(1)}^2}{\hat{\sigma}_{h(1)}^2 + \frac{\beta}{\text{SNR}}}, \dots, \frac{\hat{\sigma}_{h(N)}^2}{\hat{\sigma}_{h(N)}^2 + \frac{\beta}{\text{SNR}}} \right\} \cdot \hat{h}_{\text{ls}} \quad (20)$$

因此,改进后的 LMMSE 的均方误差 (MSE) 为:

$$\text{MSE}_{\text{lmmse}} = \frac{1}{N} \text{tr} \{ E [(\underline{h} - \hat{h}_{\text{glmmse}}) \times (\underline{h} - \hat{h}_{\text{glmmse}})^H] \} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N \text{tr} \{ \text{diag} [\hat{\sigma}_{h(i)}^2] \} \quad (21)$$

由于文中采用的是高斯多径信道,所以不同路径的信道衰落之间可以认为是互不相关的。考虑到无线信道的时变性和散射性,信道估计过程中必须根据实际的通信环境选取适当的载波参考位置。在算法进行预滤波及初始信道估计时,子载波位置 N 的选择尤为重要,其位置变化将直接影响信道估计的性能:如果 N 值过大,则进行信道估计时噪声能量将会显著增加;如果 N 值偏小则可能会过滤掉信道中的有效多径分量,从而产生“平底”效应。

3.3 改进 LMMSE 算法复杂度分析

对于式(20)的信道频域响应准则,可将其写成向量累加的形式:

$$\hat{H}_{\text{glmmse}}[N] = \mathbf{K}_n \cdot \sum_{n=0}^L \sum_{s=0}^N \frac{\hat{\sigma}_{h(s)}^2}{\hat{\sigma}_{h(s)}^2 + \beta/\text{SNR}} \cdot \hat{h}_{\text{ls}} = \sum_{n=0}^L \mathbf{K}_n F_n \hat{h}_{\text{ls}} \quad (22)$$

其中: \mathbf{K}_n 表示加权系数矩阵 \mathbf{K} 的一个行向量, $F_n = \frac{\hat{\sigma}_{h(s)}^2}{\hat{\sigma}_{h(s)}^2 + \beta/\text{SNR}}$ 表示一个常数。将行向量 \mathbf{K}_n 与常数项 F_n 相乘需要 N 次乘法运算, $\mathbf{K}_n F_n$ 再与 \hat{h}_{ls} 列向量相乘需要 N 次乘法运算,则计算一个 F_n 需要的乘法运算次数为 $2N$, 那么 L 个 F_n 共需要次乘法为 $2LN$ 。由于 \mathbf{K}_n 与 F_n 相乘无需加法运算, $\mathbf{K}_n F_n$ 与 \hat{h}_{ls} 相乘需要 N 次加法, L 个 F_n 共需要 LN 次加法。

表 1 所示为 LS、LMMSE、SVD-LMMSE, 以及本文提出的改进 LMMSE 算法的乘法、加法的运算次数以及算法的运算时间。相对于传统的 LMMSE 以及 SVD-LMMSE 而言,本文提出的改进 LMMSE 算法在乘法运算及加法运算次数上有所降低,而且在运算时间中也相对较少。数据表明:相比前两者而言,本文所提出的改进 LMMSE 算法总体复杂度较小。

表 1 算法计算复杂度比较

算法	乘法次数	加法次数	运算时间/s
LS	N	0	35.3209
LMMSE	$4N^3 + 18N - 12$	$4N^3 + 18N - 1$	88.5014
SVD-LMMSE	$3LN$	$2LN - L - N$	62.4173
改进 LMMSE	$2LN$	LN	55.5429

4 仿真结果及分析

对文中所提算法在 Matlab 2007 平台上进行仿真,使用误比特率 (BER) 和均方误差 (MSE) 来衡量信道估计的性能。仿真实验采用 16QAM 高效调制方法,使用基于块状导频结构的 OFDM 系统,信道类型为高斯多径信道。假设系统同步,每个 OFDM 符号子载波个数为 256,子载波间隔取 7.815 kHz,循环前缀长度为 16,多径数为 5,信号采样频率为 1024 Hz,最大多普勒频率为 2 GHz。

图 4、图 5 所示为 LS 算法、LMMSE 算法、SVD-LMMSE, 以及文中所提改进的 LMMSE 算法在不同信噪比 (SNR) 情况下的均方误差 (MSE) 和误码率 (BER) 对比分析。由图 4 可知,随着 SNR 的增加,文中所提改进算法的 MSE 明显优于 LS 算法和经过奇异值分解的 SVD-LMMSE 算法;而且在信道特性未知的条件下,改进算法的 MSE 非常逼近理想条件下的 LMMSE 算法 (该算法需要预先知道信道特性)。从图 5 中可以看出,在信噪比大于 10 dB 的时候,相同 SNR 条件下文中所提改进 LMMSE 算法的 BER 要明显低于 LS 算法和经奇异值分解的 SVD-LMMSE 算法。由于文中所提算法采用加权系数估计的方法,可以实时地对信道频率响应的变化进行跟踪估计,因此在 SNR 较大的情况下,仍然能够保持较低的误码率,且逼近于理想状态下的 LMMSE 信道估计。

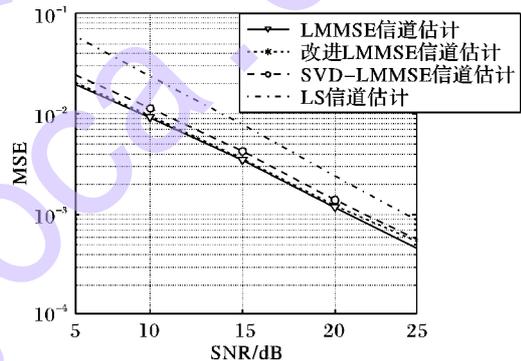


图 4 几种信道估计算法的 MSE 比较

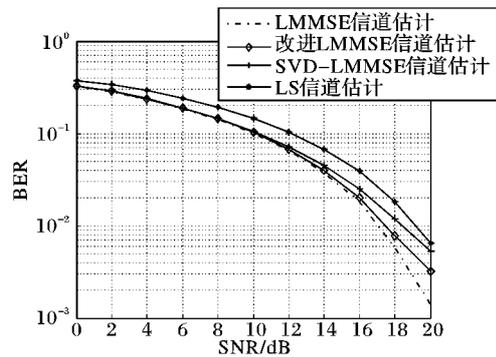


图 5 几种信道估计算法的 BER 比较

5 结语

本文针对非盲信道估计算法在实际应用中的一些不足,提出了一种改进的 LMMSE 信道估计算法。该算法通过对信道中子载波时域部分频率响应进行加权平均,使其在信道统计特性未知的条件下表现出良好的估计性能。由于系统中每个 OFDM 符号在训练周期内加权系数只与当前子载波之间的误差 δ 有关,因此无需考虑无线信道中多径时延带来的影

响。仿真实验结果表明,本文所提改进的 LMMSE 算法整体性能明显优于 LS 算法和奇异值分解 SVD-LMMSE 算法,精确度逼近于理论上最优的 LMMSE 信道估计。由于需要兼顾信道估计算法的复杂度与精确度等问题,在不增加系统复杂度的前提下,能否更加有效地利用导频方案来提升信道估计系统的性能,将是下一步研究的重点。

参考文献:

- [1] HUANG G, FANG X, HUANG B, *et al.* Scheme for optimal energy-efficient and resource allocation in OFDM-based DF relay link [J]. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2014, 49(6): 310 – 317. (黄高勇,方旭明,黄博,等. OFDM-based DF 中继链路能效最优资源分配策略[J]. 西南交通大学学报, 2014, 49(6): 310 – 317.)
 - [2] KONSTANTINIDIS S, FREEAR S. Performance analysis of Tikhonov regularized LS channel estimation for MIMO OFDM systems with virtual carriers[J]. *Wireless Personal Communications*, 2012, 64(4): 703 – 717.
 - [3] SHIN M, LEE C Y. Enhanced channel estimation technique for MIMO-OFDM system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 53(1): 261 – 265.
 - [4] ROSATI S, CORAZZA G E, CORALLI A V. OFDM channel estimation based on impulse response decimation: analysis and novel algorithms[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(7): 1996 – 2008.
 - [5] BARHUMI I, LEUS G, MOONEN M. Optimal training design for MIMO OFDM systems in mobile wireless channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 51(6): 1615 – 1624.
 - [6] CHENG G, XIAO L, LI S. An improved channel estimation algorithm for OFDM/OQAM systems[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2012, 34(2): 427 – 432. (程国兵,肖丽霞,李少谦. 一种改进的 OFDM/OQAM 系统信道估计算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 427 – 432.)
 - [7] TIAN W, ZHONG Z, GE M. Joint carrier frequency offset and double selective channel estimation based in EM-MAP algorithm[J]. *Application Research of Computers*, 2014, 31(1): 269 – 272. (田玮,钟子发,葛梅宝. 一种基于 EM-MAP 的联合 CFO 双信道估计算法[J]. 计算机应用研究, 2014, 31(1): 269 – 272.)
 - [8] LIU G, GE J H, GUO Y. Time and frequency offset estimation for distributed multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing systems[J]. *IET Communications*, 2010, 4(6): 708 – 715.
 - [9] HUANG M, LI B. Joint channel estimation and OFDM signals detection based on total least square[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2014, 36(6): 1448 – 1453. (黄敏,李兵兵. 基于整体最小二乘的联合信道估计及 OFDM 新华检测算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1448 – 1453.)
 - [10] MOVAHEDIAN A, MCCUIRE M. Estimation of fast-fading channels for Turbo receivers with high-order modulation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(2): 667 – 678.
 - [11] BIAN Q, HUANG H, DING M. A simplified LMMSE channel estimation algorithm in LTE downlink system[J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2013, 18(1): 322 – 326. (卞青,黄鹤,丁美玲. 一种简化的 LTE 系统下行信道估计 LMMSE 算法[J]. 电子与系统学报, 2013, 18(1): 322 – 326.)
 - [12] CHANG H, DING J, WU L. Performance of EBPSK demodulator in AWGN channel[J]. *Journal of Southeast University*, 2012, 42(1): 14 – 19. (常虹,丁佳佳,吴乐南. AWGN 信道 EBPSK 系统解调性能分析[J]. 东南大学学报, 2012, 42(1): 14 – 19.)
 - [13] ZHANG A, LI C, GUI G. Sparse channel estimation method based on compressed sensing for OFDM cooperation system[J]. *Journal of Computer Applications*, 2014, 34(1): 13 – 17. (张爱华,李春雷,桂冠. 基于压缩感知的协同 OFDM 稀疏信道估计方法[J]. 计算机应用, 2014, 34(1): 13 – 17.)
 - [14] SHI L, GUO B, LI X, *et al.* Novel low complexity LMMSE channel estimation algorithm[J]. *Journal of Xidian University*, 2012, 39(2): 24 – 28. (石磊,郭宝龙,李小平,等. 一种低复杂度 LMMSE 信道估计算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2014, 39(2): 24 – 28.)
-
- (上接第 3255 页)
- [9] SHI X, LIU H, YU S. Short-time load prediction based on support vector machine optimized by catfish particle swarm optimization algorithm [J]. *Computer Engineering and Applications*, 2013, 49(11): 220 – 223. (石晓艳,刘淮霞,于水娟. 鲶鱼粒子群算法优化支持向量机的短期负荷预测[J]. 计算机工程与应用, 2013, 49(11): 220 – 223.)
 - [10] GENG J, SUN L, CHEN S. Parameters optimization of combined kernel function for support vector machine [J]. *Journal of Computer Applications*, 2013, 33(5): 1321 – 1323. (耿俊豹,孙林凯,陈是学. 支持向量机的混合核函数参数优选方法[J]. 计算机应用, 2013, 33(5): 1321 – 1323.)
 - [11] ZHANG Y, ZHANG X, TANG L. Energy consumption prediction in ironmaking process using hybrid algorithm of SVM and PSO [J]. *Proceedings of the 9th international conference on Advances in Neural Networks, LNCS 7368*. Berlin: Springer – Verlag, 2012: 601 – 610.
 - [12] SUN X, LU H, WU J. Passenger traffic volume forecasting based on support vector machine model optimized by ant colony algorithm [J]. *Journal of Hefei University of Technology: Natural Science*, 2012, 35(1): 125 – 129. (孙煦,陆化普,吴娟. 基于蚁群优化支持向量机模型的公路客运量预测[J]. 合肥工业大学学报: 自然科学版, 2012, 35(1): 125 – 129.)
 - [13] GUAN X, GUO Q, ZHANG Z, *et al.* Radar emitter signal recognition based on kernel function SVM [J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2011, 31(4): 188 – 194. (关欣,郭强,张政超,等. 基于核函数支持向量机的雷达辐射源识别[J]. 弹箭与制导学报, 2011, 31(4): 188 – 191.)
 - [14] WANG X, ZHAO Y, WANG D, *et al.* Improved multi-objective ant colony optimization algorithm and its application in complex reasoning[J]. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2013, 26(5): 1031 – 1040.
 - [15] MAHDAVI M, FESANGHARY M, XDAMANGIR M. An improved harmony search algorithm for solving optimization problems [J]. *Applied Mathematics and Computation*, 2007, 188(2): 1567 – 1579.
 - [16] LI X, LIU Y, LI G, *et al.* Assessment of satellite health state based on fuzzy variable weight theory [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2014, 36(3): 476 – 480. (李鑫,刘莹莹,李赣华,等. 基于模糊变权原理的卫星健康评估方法[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(3): 476 – 480.)