

OFDM 系统中基于改进阈值的 DFT 信道估计

季 策, 田春堂, 王丽娟

(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819)

摘 要: 在 OFDM 系统中, 传统的基于 DFT 的信道估计不能使循环前缀内的噪声得到有效的抑制. 为解决此问题, 在分析利用不同的时域阈值来抑制噪声的算法缺点和不足的基础上, 提出了一种新的将噪声样本点能量的中位数作为时域阈值的 DFT 信道估计算法. 仿真实验表明, 所提算法在大脉冲噪声情况下, 可以很好地解决信道有效样本点被滤除的问题, 且能使循环前缀内的噪声得到有效抑制, 误码率和均方误差得到进一步降低, 提高了信道估计的准确性.

关 键 词: 正交频分复用; 循环前缀; 信道估计; 时域阈值; 离散傅里叶变换

中图分类号: TN 92 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-3026(2014)10-1400-04

DFT Channel Estimation Based on Improved Threshold in OFDM System

Ji Ce, TIAN Chun-tang, WANG Li-juan

(School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China. Corresponding author: TIAN Chun-tang, E-mail: 357409095@qq.com)

Abstract: Conventional DFT-based channel estimations algorithm cannot suppress noise inside the CP. To solve the problem, a new DFT channel estimation algorithm, which took the median of the energy of all the time domain noise samples point as threshold, was proposed by analyzing shortcomings and deficiencies of these algorithms with many different thresholds to suppress noise. Simulation results showed that the proposed algorithms could effectively solve the problem that the significant channel samples were filtered under big impulse noise. What's more, the noise inside the CP was suppressed effectively, and the bit error rate and mean square error were further decreased, resulting in the improvement of the channel estimation accuracy.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; cyclic prefix; channel estimation; time-domain threshold; DFT

信道估计对 OFDM 系统的性能有着直接的影响, 是 OFDM 系统的研究热点之一, 也是进行相干检测、解调和均衡的基础^[1-3].

传统的基于离散傅里叶变换(DFT)的信道估计是将循环前缀(CP)长度之外的样本点作为噪声进行滤除, 从而抑制噪声的影响, 但 CP 长度之内的噪声并没有得到有效抑制. 为了滤除这部分噪声, 文献[4-9]分别提出了利用不同的时域阈值来抑制噪声的方法. 其中, 文献[4]提出的阈值算法只限于稀疏信道的估计; 文献[5]所提阈值有效降低了误码率(BER)和均方误差(MSE),

但在突发大脉冲噪声的情况下, 容易滤除掉信道的有效样本点; 文献[6]必须完成对信噪比的估计, 增加了算法的复杂性; 文献[7]中的阈值较大, 估计的准确性不高; 文献[8-9]中小波基函数的选取和滤除细节系数的阈值都难以精确选择, 因此无法选取最佳的时域阈值并且复杂度较高.

鉴于上述估计方法在抑制噪声方面存在的不足, 本文提出了一种基于改进阈值的 DFT 信道估计算法, 即选取各时域噪声样本点能量的中位数, 并乘以适当的系数, 作为新的时域阈值. 仿真结果

表明基于改进阈值的 DFT 信道估计比文献[5]给出的估计算法在 BER 和 MSE 方面有明显的改善,特别是在突发大脉冲噪声情况下,可以很好地解决信道有效样本点被滤除的问题,提高了信道估计的准确性.

1 基于 DFT 的信道估计

由 OFDM 系统的基带模型^[10]可知,接收端信号在频域可以表示为^[11]

$$\mathbf{Y}=\mathbf{X}\mathbf{H}+\mathbf{W}. \quad (1)$$

式中: \mathbf{Y} 表示接收端矢量; \mathbf{X} 是对角矩阵,其对角线元素表示转换的信号; \mathbf{W} 表示独立平稳分布的高斯噪声.

基于 DFT 的信道估计是在 LS 估计的基础上利用 OFDM 符号周期远长于信道冲击响应(CIR)的长度这一特性来实现的. LS 信道估计^[12]表示为

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{ls}}=\mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}=\mathbf{H}+\mathbf{X}^{-1}\mathbf{W}. \quad (2)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{\text{ls}}(k)$ 是 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ls}}$ 的第 k 个子载波上的信道响应.对 LS 信道估计进行逆离散傅里叶变换(IDFT)得到第 n 个 CIR 的样本点:

$$\begin{aligned} \hat{h}_{\text{ls}}(n) &= \text{IDFT}\{\hat{\mathbf{H}}_{\text{ls}}(k)\}= \\ &h(n)+\hat{w}(n), 0\leq n\leq N-1. \end{aligned} \quad (3)$$

由于所有信道的信息被限制在前面 L (L 一般取 CP 的长度)个样本点.因此,可以通过选择 CIR 的有效样本点来抑制噪声.通常,只选取前面 L 个样本点,而忽略其他只包含噪声的样本点.这一过程可表示如下^[13]:

$$\hat{h}_{\text{dft}}(n)=\begin{cases} \hat{h}_{\text{ls}}(n), & 0\leq n\leq L-1; \\ 0, & L\leq n\leq N-1. \end{cases} \quad (4)$$

最后,通过 DFT 获得频域的信道估计:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{dft}}(k)=\text{DFT}\{\hat{h}_{\text{dft}}(n)\}, 0\leq k\leq N-1. \quad (5)$$

2 基于改进阈值的 DFT 信道估计

基于 DFT 的信道估计算法中,认为所有在 L 之内的样本点都是包含信道信息的.但是实际上, CIR 的能量主要集中在前面少数几个样本点上^[5],仍有一些在 L 之内的样本点只包含噪声而没有信道信息.鉴于此,文献[4-9]提出了利用不同的时域阈值来进一步抑制噪声的方法.

这类基于时域阈值的 DFT 信道估计步骤如下:首先将 LS 信道估计的 CIR 进行 IDFT;然后将时域的样本点划分为有效样本点模块(0 到 $L-1$ 样本点)和噪声样本点模块(L 到 $N-1$ 样本

点),由噪声样本点模块设计出时域阈值,将大于该阈值的样本点保留,小于该阈值的样本点置为零;最后,经过 DFT 得到频域的信道估计.

文献[5]以 2 倍的噪声平均能量作为时域阈值:

$$\text{thr}=2\times\sigma_{\text{wt}}^2=\frac{2}{N-L_{\text{max}}}\sum_{n=L_{\text{max}}}^{N-1}|\hat{h}_{\text{ls}}(n)|^2. \quad (6)$$

式中, L_{max} 为信道冲击响应的最大长度^[5],未知时可以取循环前缀的长度.在此阈值约束下的时域 CIR 为

$$\hat{h}_{\text{thr}}(n)=\begin{cases} \hat{h}_{\text{ls}}(n), & |\hat{h}_{\text{ls}}(n)|^2\geq\text{thr}; \\ 0, & \text{其他}. \end{cases} \quad (7)$$

式中, $0\leq n\leq N-1$. $\hat{h}_{\text{thr}}(n)$ 再通过 DFT 得到最终的频域信道估计:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{thr}}(k)=\text{DFT}\{\hat{h}_{\text{thr}}(n)\}, 0\leq k\leq N-1. \quad (8)$$

对以往时域阈值研究分析后,本文提出了新的改进阈值的 DFT 信道估计,将时域阈值 thr 设定为

$$\text{thr}=\mu\times\text{median}[|\hat{h}_{\text{ls}}(L_{\text{max}})|^2,\cdots,|\hat{h}_{\text{ls}}(N-1)|^2]. \quad (9)$$

式中: $|\hat{h}_{\text{ls}}(L_{\text{max}})|^2,\cdots,|\hat{h}_{\text{ls}}(N-1)|^2$ 为 $\hat{h}_{\text{ls}}(n)$ 的从 L_{max} 到 $N-1$ 各个噪声样本点的能量; $\text{median}(\cdot)$ 为取中位数的函数; μ 为中位数的系数,取实数. μ 的取值原则是使误码率和均方误差达到最小.

文献[5]中给出的阈值函数是基于 CIR 的能量主要集中在前面少数几个样本点上的,即将从 L_{max} 到 $N-1$ 的样本点都看作是噪声,但是信道一般是非整数采样信道, CIR 的能量不再限制在 L_{max} 之内,从 L_{max} 到 $N-1$ 的样本点中也会存在一些能量幅值较大的样本点,即有效样本点.此时,若按照文献[5]中的方法,选取从 L_{max} 到 $N-1$ 的样本点能量的平均值作为阈值,必然会使阈值较大,从而使一些能量幅值较小的有效样本点被滤除.而本文提出的阈值是 $N-L_{\text{max}}$ 个时域样本点能量的中位数的 μ 倍,因为中位数是观测值高低排序后找出的正中间的一个数值或中间两个数值的平均数.从 L_{max} 到 $N-1$ 的样本点中出现能量幅值较大的样本点时,本文所给出的阈值不会受能量幅值较大的样本点的影响,更能够代表噪声的能量幅值,是最佳的阈值.同时,因为文献[5]中给出的阈值是噪声能量的平均数,当 L_{max} 之外的某样本点处突发大脉冲噪声时,会使阈值突然变大,造成有效样本点的滤除.而本文给出的阈值因为是中位数,所以阈值变大的幅度很小或不变,尽可能地避免了有效样本点的滤除,保证了估计的准确性.

3 仿真和分析

OFDM 系统的仿真参数设置如下:中心频率为 2 GHz,子载波数为 400,多普勒频移为 111 Hz,星座图方式为 16 QAM,保护间隔为 100 个样本点,采样间隔为 $6.5\text{e}-8\text{s}$,导频图案为块状导频.信道为 6 径信道:延迟分别为 0, 0.195, 0.585, 1.56, 2.34, 4.94 s,对应的功率分别为 -3, 0, -2, -6, -8, -10 dB.

首先,通过发送接收双方已知的检测信号确定 μ 的取值. BER, SNR 和 μ 三者之间的关系如图 1 所示. 当 SNR 一定, μ 取不同的值时,误码率不同,一般情况下, μ 在 8 ~ 12 之间取值时可获得较小的误码率.

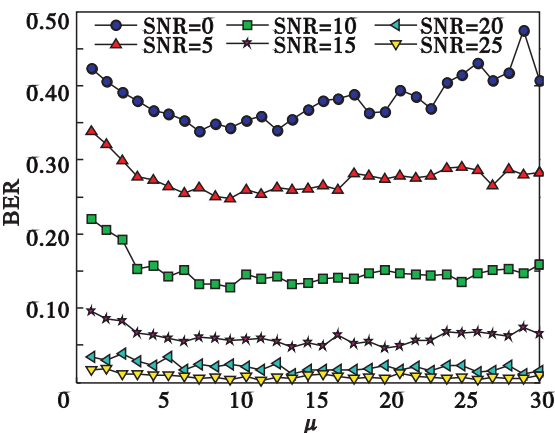


图 1 μ 对 BER 的影响
Fig. 1 Effect of μ on BER

选取 $\mu = 9$, 将本文的信道估计算法与其他估计算法进行误码率的比较,结果如图 2 所示. 可以看出,本文给出的基于改进阈值的信道估计与其他信道估计算法相比较,误码率得到了有效降低.

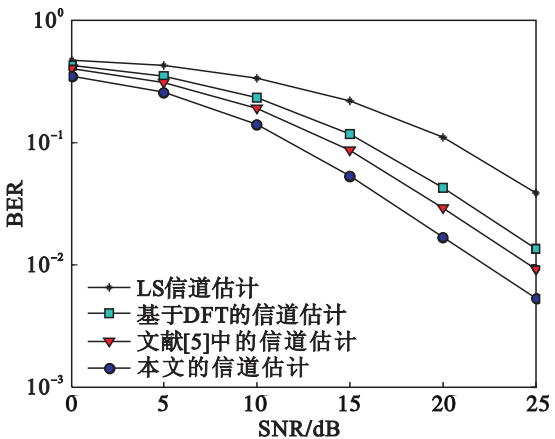


图 2 SNR 对 BER 的影响
Fig. 2 Effect of SNR on BER

从 L_{\max} 到 $N-1$ 的样本点,即噪声样本点出现大脉冲噪声时,4 种算法的误码率比较如图 3 所示. 本文给出的信道估计算法在信道突发大脉冲噪声时,误码率受到的影响较小,这是因为所选取阈值几乎没有受到大脉冲噪声的影响. 而文献 [5] 给出的估计算法,由于阈值的增大使得有效样本点被滤除,误码率发生了很大的波动,影响了信道估计的准确性. 传统的基于 DFT 的估计算法将大脉冲样本点置为零,因此误码率变化较小,而基于 LS 的信道估计由于不能抑制噪声使得误码率同样产生了很大的波动.

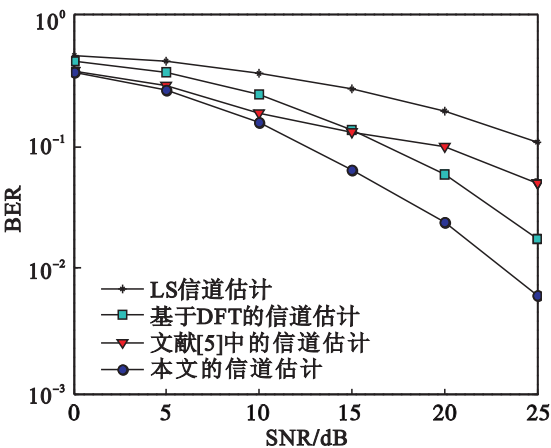


图 3 出现大脉冲噪声时 SNR 对 BER 的影响
Fig. 3 Effect of SNR on BER with big impulse noise

另外,本文给出的算法在低信噪情况下更具优势. 这时 μ 可以取较大的值,选取 $\mu = 12$, 较低信噪比时 4 种算法的误码率曲线如图 4 所示. 可以看出在低信噪比情况下,本文的信道估计算法使误码率降低的幅度更大.

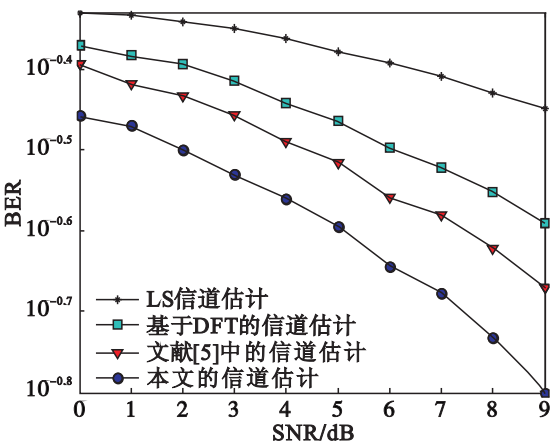


图 4 $\mu = 12$ 时 SNR 对 BER 的影响
Fig. 4 Effect of SNR on BER when $\mu = 12$

基于改进阈值的 DFT 信道估计的第 k 个子载波上的均方误差为

$$\text{MSE}_{\text{thr}}(k) = \frac{L_{\text{thr}}}{N} \frac{\beta}{\text{SNR}}, 0 \leq k \leq N-1. \quad (10)$$

式中： L_{thr} 是经过时域阈值判决后保留的 CIR 样本点的个数；SNR 是系统的平均信噪比； β 是与星座调制相关的参数。当系统为 16QAM 时， $\beta = 17/9$ ，当系统为 QPSK 时， $\beta = 1$ 。

图 5 为采用不同信道估计时的均方误差的比较。可以看出，本文的估计算法与其他估计算法相比均方误差得到有效降低。

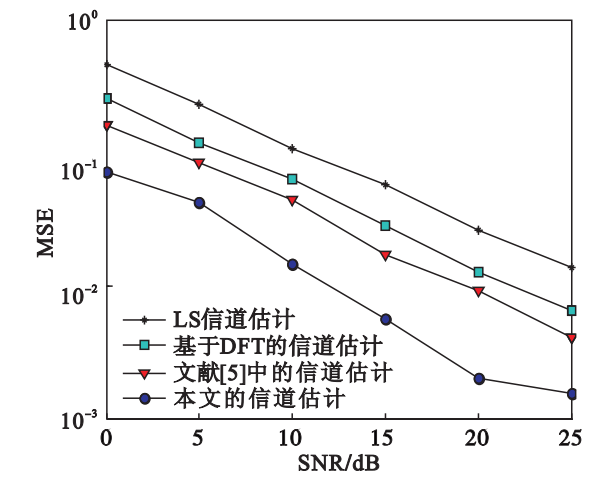


图 5 SNR 对 MSE 的影响
Fig. 5 Effect of SNR on MSE

本文所提出的算法和文献[5]相比，两者都需要 IDFT 和 DFT 运算，以及计算阈值和处理阈值函数。此外，文献[5]中所提阈值是噪声平均能量的 2 倍，系数 2 的确定是通过仿真获得的，当系数为 2 时误码率和均方误差最小，类似于本文所提阈值中 μ 的确定。因此，本文所提出算法与文献[5]相比较，复杂度基本相当，但在降低 BER 和 MSE 方面，本文的算法具有明显的优势。

4 结 论

本文对 OFDM 系统的信道估计算法进行了研究，并提出了一种基于改进阈值的 DFT 信道估计算法，该算法在准确性和复杂度之间取得了较好的折中。改进方法通过选择 μ 倍的噪声能量的中位数作为阈值，有效抑制了 CP 内样本点的噪声。仿真结果表明，基于改进阈值的 DFT 信道估计比 LS 信道估计、基于 DFT 的信道估计和以 2 倍噪声平均能量作为时域阈值的 DFT 信道估计，在 BER 和 MSE 方面都有所改善，并克服了在大脉冲噪声情况下有效样本点被滤除的问题，有着更优越的性能。

参考文献：

[1] Tomasoni A, Gatti D, Bellini S. Efficient OFDM channel estimation via an information criterion [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2013, 58 (5) : 1352 – 1362.

[2] Lee K. Complexity efficient time interpolator for channel estimation in OFDM system [J]. *Electronics Letters*, 2012, 48 (5) : 267 – 269.

[3] Zhang J Q, Pei Y K. Comparison of achievable rates of OFDM and single carrier communication systems [J]. *Tsinghua Science and Technology*, 2012, 17 (1) : 73 – 74.

[4] Oliver J, Aravind R. Sparse channel estimation in OFDM systems by threshold-based pruning [J]. *IEEE Transactions on Electronics Letter*, 2008, 44 (13) : 830 – 832.

[5] Kang Y, Kim K, Park H. Efficient DFT-based channel estimation for OFDM systems on multipath channels [J]. *IET Communication*, 2007, 1 (2) : 197 – 202.

[6] Rosati S, Corazza G E. OFDM channel estimation with optimal threshold-based selection of CIR samples [C] // *Proceedings of the Globe Telecommunications Conference*. Honolulu, 2009 : 1 – 7.

[7] 苏威, 潘志文. 基于 DFT 的 OFDM 系统估计改进算法 [J]. *无线通信技术*, 2007, 16 (4) : 1 – 5.
(Su Wei, Pan Zhi-wen. Improved DFT-based channel estimation algorithm for OFDM systems [J]. *Wireless Communication Technology*, 2007, 16 (4) : 1 – 5.)

[8] Lee Y S, Shin H C, Kim H N. Channel estimation based on a time-domain threshold for OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Broad Casting*, 2009, 55 (3) : 657 – 661.

[9] Wang X Q, Wang J T, Wang Z C. Improved DFT-based channel estimation for OFDM systems over multipath channels [C] // *Proceedings of the 6th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*. Caen, 2010 : 585 – 590.

[10] Li H Y, Guang L R, Zhi L Q. Novel noise reduction algorithm for LS channel estimation in OFDM system with frequency selective channel [J]. *IEEE International Conference on Communication Systems*, 2010, 10 (1) : 478 – 480.

[11] Lee H, Chen C W, Wei S W. Channel estimation for OFDM system with two training symbols aided and polynomial fitting [J]. *IEEE Transaction on Communications*, 2010, 58 (3) : 733 – 736.

[12] Tanhaei H R, Ghorashi S A. A novel channel estimation technique for OFDM systems with robustness against timing offset [J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2011, 57 (2) : 348 – 356.

[13] Rosati S, Corazza G E, Vanelli-Coralli A. OFDM channel estimation based on impulse response decimation: analysis and novel algorithms [J]. *IEEE Transaction on Communications*, 2012, 60 (7) : 1996 – 2008.