

一种改进的 LS 信道估计算法

董秀洁¹, 王 莉¹, 王素菊²

(1 哈尔滨理工大学 测控技术与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150040;

2 哈尔滨理工大学 自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘 要: LS 估计算法不需要了解信道的统计特性, 从而对接收机结构要求比较简单, 但是噪声的存在使这种信道估计的性能与理想信道差异很大, 对系统性能影响较大. 在研究分析了最小平方 (Least Square LS) 信道估计算法的基础上, 对该算法进行了改进, 降低了噪声对信道估计的影响. 仿真试验表明该算法减少了信道估计的均方误差, 提高了 LS 估计算法的正确性.

关键词: 信道估计; LS; 算法

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1007-2683(2009)01-0047-04

An Improved LS Channel Estimation Algorithm

DONG Xiu-jie¹, WANG Li¹, WANG Su-ju²

(1. School of Measure-control Technology and Communication Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150040, China;

2. School of Automation, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: LS estimation algorithm does not need to understand the statistical properties of channels, which require relatively simple structure of the receiver, in the actual application of the system, has certain advantages, but the noise of the existence of such a channel estimation of the performance and the ideal channel differences, the system greater impact on performance. This study analyzed the least squares (Least Square LS) channel estimation algorithm based on the algorithm to improve and reduce the noise on the channel estimation. The simulation results show that the algorithm to reduce the channel is estimated that the mean square error, the LS is estimated to increase the accuracy of the algorithm.

Key words: channel estimation; LS; Algorithm

1 引 言

移动通信信道的多径衰落严重影响通信质量, 为了保证移动通信系统的性能, 必须采用适当的抗衰落技术. 尤其 3G 出现后, 要求移动台的移动速度比第二代系统高很多, 这也意味着 3G 系统中信道参数变化速率的动态范围大. 在大范围变化的衰落信道下实现相干接收是非常困难的, 其关键在于信道估计的实现^[1]. 作为信道估计中最通用的最小平

方 (LS) 估计, 以其方法简单、技术成熟被看作是最具发展前景的估计方案, 但在这种算法中噪声的存在使信道估计的性能与理想信道存在很大差异, 对系统性能影响较大. 针对这一问题本文对 LS 信道估计算法进行了改进, 降低了噪声对信道估计的影响.

2 信道估计

2.1 信道估计的分类

所谓信道估计, 就是从接收数据中, 根据一定估

计原则对假定的某个信道模型的参数进行估计得到信道频响的过程。

信道估计的方法有很多种,目前通常分为基于训练序列的方法、基于导频符号的方法和盲估计方法三类^[2]。其中基于训练序列的信道估计方法接收机结构较简单,性能也比较好,在实际系统应用中具有一定优势。本文研究改进的 LS 估计就属于这种方法。

2.2 信道估计模型

在通信系统中可以用信道冲激响应 $h(\tau, t)$ 来描述多径信道的特征,它包含了仿真和分析任何一种信道进行无线电发射所需要的所有信息。移动通信系统中信道是时变的,可以用具有时变冲激响应的线性滤波器来描述。信道的滤波特性是在任意时刻多个到达波的幅值和相位的叠加。当传输信号的带宽 B_s 大于信号的相干带宽 B_c 时,就可以在时间上分辨出一定的路径数,记为 M ,则移动无线信道的基带模型可记为^[3]。

$$h(\tau, t) = \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k e^{j(2\pi f_{Dk}t + \theta_k)} \delta(\tau - \tau_k) \quad (1)$$

其中, α_k 、 f_{Dk} 、 θ_k 、 τ_k 分别是第 k 条路径信号的衰落因子、Doppler 频率、相位、和多径延迟。且 α_k 为零均值

相互独立的复高斯随机变量,并满足 $\sum_{k=0}^{M-1} E[\alpha_m \alpha_m^*] = 1$, τ_k 在 0 和最大路径 $\tau_{\max}$ 之间服从均匀分布。求信道的冲激响应关于 τ 的 FFT,可以得到信道的传输函数 $H(f, t)$:

$$H(f, t) = \text{FFT}(h(t)) = \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k e^{j(2\pi f_{Dk}t + \theta_k)} e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (2)$$

2.3 最小平方 (LS) 信道估计方法

LS 信道估计^[4]就是在不考虑噪声的条件下,使如下定义的代价函数最小^[4]。

$$P(\hat{h}) = (Y - XF\hat{h})^H (Y - XF\hat{h}) \quad (3)$$

其中 Y 是由一个 OFDM 符号解调后的输出信号组成的向量。

$$Y = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$$

F 是傅里叶变换矩阵,

$$F = \begin{bmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中:

$$W_N^{nk} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$

X 是由基带码元映射输出的一帧信号组成的对角矩阵,即

$$X = \text{diag}[X_0 X_1 \dots X_{N-1}]$$

令 $P(\hat{h})$ 对 $\hat{h}$ 的偏导数等于零,即

$$\frac{\partial P(\hat{h})}{\partial \hat{h}} = -2F^H X^H Y + 2F^H X^H X F \hat{h} = 0 \quad (5)$$

得到

$$\hat{h}_{LS} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (6)$$

在频域高斯独立子信道的假定之下,LS 估计就可以简单的表示成除法,得到 LS 准则的信道估计为:

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1} Y \quad (7)$$

它的结构框图如图 1 所示^[5]。

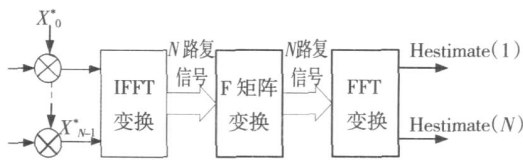


图 1 LS 信道估计结构图

由上面的分析可得 LS 准则估计得到的信道响应为:

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1} Y = X^{-1} (X^H + n) = H + X^{-1} n \quad (8)$$

由此得到信道估计得期望值为

$$E[\hat{H}_{LS}] = E[H + n] = H \quad (9)$$

可见 LS 为无偏估计,其均方差为

$$E\{(\hat{H}_{LS} - H)^H (\hat{H}_{LS} - H)\} = E\{(X^{-1}n)^H (X^{-1}n)\} \quad (10)$$

假设传输信号满足关系

$$E\{X^{-1}X^{-1H}\} = I_{N \times N}$$

代入上面的式子可以得到 LS 的均方差为

$$E\{(\hat{H}_{LS} - H)^H (\hat{H}_{LS} - H)\} = N\sigma_n^2 \quad (11)$$

可见用最小平方估计 $\hat{H}_{LS}$,只需要知道观测矩阵 X ,不需要其它的先验信息,这是最小平方估计最大的优势,也是它得以广泛应用最大原因。但是从其代价函数式 (3) 中可以看出,在找最优解时没有考虑接收信号中的噪声,所以利用估计出的信道对接收信号进行单抽头复系数均衡时,输出信号的均方误差 (MSE) 较大。

3 改进的 LS信道估计算法

3.1 算法改进的理论依据

正交频分复用系统中,在设计时要求信号的持续时间要长于信道冲激响应时间,保护间隔的长度要大于信道的多径时延,这样信道冲激响应的能量集中在相对较少的时域抽样点上. 根据时域内功率分配的不同,将信道分为两类:整数抽样信道 (sample-spaced) 和非整数抽样信道 (non-sample-spaced). 如图 2所示.

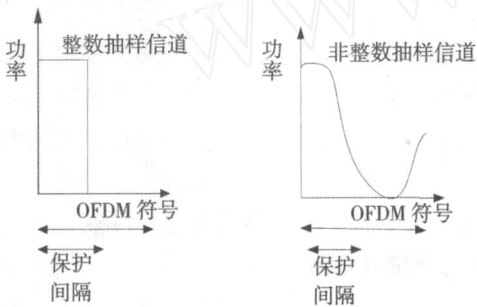


图 2 根据时域功率分配分类的信道

整数抽样信道是指信道冲激响应的每个衰落值均处于系统的整数倍抽样点上.

由上可知,在信道满足整数点采样的情况下,在时域内,能量只集中在几个抽样点上. 利用这种能量集中的特性在时域内进行信道估计,复杂度将大大降低.

根据这种信道时域内功率分配的特点,可以得到一种基于离散傅里叶变换 (DFT)的信道估计方法,即将估计的信道传输函数通过 DFT变换到时域进行线性处理,再利用 DFT变换回频域.

3.2 针对 LS算法的改进

从式 (7)中可以看出,在找最优解时没有考虑接收信号中的噪声,即,没有考虑信道的统计特性,所以利用 LS估计出的信道对接收信号进行单抽头复系数均衡时,输出信号的均方误差较大.

由式 (5)可以得到

$$\hat{H}_{LS} = FQ_{LS}F^H X^H Y \quad (12)$$

其中 $Q_{LS} = (F^H X^H X F^{-1})$,是一个 $N \times N$ 阶的矩阵.

在信道满足整数点采样的情况下,在时域内,能量只集中在几个抽样点上. 利用这个性质可以利用基于离散傅里叶 (DFT)变化的性质,将 LS估计得到的信道传输函数先通过逆离散傅里叶变换 (IDFT)变换到时域,然后再进行线性变换,通过选取不同的

信道响应抽样点,降低线性变换的复杂度. 最后再通过 DFT,变换到频域. 可以得到如图 3所示的改进方案:

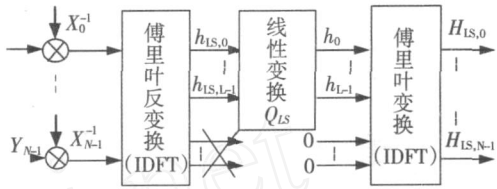


图 3 LS 算法改进方案

如果只考虑信道冲激响应的前 L 个采样点,那么可以得到新的 LS信道估计方案:

$$\hat{H}_{LS} = TQ'_{LS}T^H X^H Y \quad (13)$$

其中: $Q'_{LS} = (T^H X^H X T)^{-1}$. T 表示离散傅里叶矩阵 F 的前 L 列所构成的 $N \times L$ 阶矩阵.

同最初的 LS信道估计方法 (7)相比,这种改进方法不仅降低了 LS算法的计算复杂度,而且提高了 LS估计算法的性能,原因在于最初的 LS算法没有考虑信道噪声的影响,而在新的改进算法中,通过去掉信道冲激响应 h 中能量较低的若干个点,从一定程度上补偿了不考虑信道噪声的影响所带来的缺点. 因为在信道冲激响应的前 L 个采样点之外的采样点上,信道冲激响应 h 的能量迅速降低,而噪声在整个信道冲激响应范围内,都被假设是不变的. 通过去掉前 L 个采样点之外的采样点,能一定程度上降低噪声的影响,提高信噪比. 在低信噪比 (SNR)条件下,即噪声占主要因素的条件下,这种信道估计改进方法的效果更为明显.

4 实验与分析

本文所采用的仿真平台为 MATLAB7.0系统,它的开放性和易操作性为分析 LS算法的性能提供了基础. 设置的仿真平台与 IEEE802.11a协议中的规定类同,表 1、表 2具体给出了系统的信道参数和对 Q'_{LS} 的简化方案.

表 1 四径瑞利信道参数

路径号	相对时延 /ns	功率损耗 /dB
1	0	- 1.64
2	61	- 2.4
3	122	- 3.8
4	150	- 7.8

表 2 LS 中线性变换矩阵的大小

估计器	用到的信道抽样点数	Q 的大小
MMSE	0...63	64 × 64
LS	0...63	无用
LS - 0	0...4	5 × 5
LS - 5	0...9, 59...63	15 × 15
LS - 10	0...14, 54...63	25 × 25

其中 LS - 0、LS - 5、LS - 10 分别表示取信道冲激响应的前 0、5、10 个采样点之外的采样点。

从图 4 中曲线看出,在信噪比较低的情况下,噪声功率和信号功率相比是不可忽略的,这时候采用 LS 估计,性能是最差的.因为 LS 估计没有考虑噪声的影响.但是对于各种改进的 LS 估计来说,通过去掉信道冲激响应 h 中能量较低的若干个点,能一定程度上降低噪声的影响.在低信噪比 (SNR) 条件下,这种信道估计改进方法的效果更为明显.例如,当 SNR = 5 dB 时,LS 对应得均方误差 MSE = 0.8,而经过改进的 LS - 0 对应得均方误差 MSE = 0.07,LS - 5 对应得均方误差 MSE = 0.09,LS - 10 对应得均方误差 MSE = 0.2,由此可见经过改进的 LS 算法的精度明显提高.

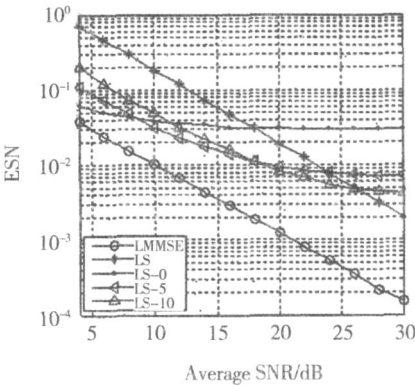


图 4 三种改进的 LS 估计器的均方误差

同时也可以看出,对每一个 SNR 值,存在一个最优的线性变化矩阵 Q'_{LS} ,对应于这个最优的线性变化矩阵,信道估计取得最小的均方误差.例如,在 SNR = 6dB 的时候,对应的 LS - 0 为最优估计,在 SNR = 24dB 的时候,LS - 10 为最优估计,对应最小的均方误差.由此可以估计系统的信噪比,选择合适的信道估计,才能实现最佳信道估计性能.

5 结 语

随着移动通信的发展,移动台的移动速度、载波频率都有所提高,这也意味着通信系统信道参数变化速率的动态范围非常大,如何获得性能稳定的信道参数就显得尤为重要.本文研究改进的最小平方 (Least Square LS) 算法,补偿了不考虑信道噪声的影响所带来的缺点,仿真试验表明该算法减少了信道估计的误差,提高了 LS 算法的性能,是一种具有广泛发展前景的信道估计方案.

参 考 文 献:

[1] 康绍莉,裴正定,李世鹤. TD - SCDMA 中的低代价信道估计方法的改进 [J]. 通信学报, 2002, (10): 108 - 113

[2] GONG Yi, LETAIEF K B, Low Rank Channel Estimation for Space - time Coded Wideband OFDM Systems [C]. Vehicular Technology Conference, IEEE VTS 54th, 2001, 2: 772 - 776

[3] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术 [M]. 北京:北京邮电大学出版社, 2000: 244 - 256

[4] JAN - JAAP Van De Beek, OVE Edfors, MAGNUS Sandell, et al On Channel Estimation in OFDM Systems [J]. Proc. IEEE Vehic echnol Conf, July, 1995 (2): 815 - 819.

[5] ZHAO Yuping, HUANG Aiping A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-domain Processing [C]. Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th, 1997 (3): 2089 - 2093

(编辑:王 萍)