

文章编号:1001-5132(2009)04-0459-04

一种改进型低复杂度的超宽带信道估计算法

李新苗, 李有明*, 徐铁峰

(宁波大学 通信技术研究所, 浙江 宁波 315211)

摘要: 针对多带正交频分复用(MB-OFDM)的超宽带系统, 为减小其常规最小均方误差算法的运算量, 提出一种改进型低复杂度的超宽带信道估计算法. 新算法在原最小均方误差算法的基础上, 将求逆问题转化成一簇线性方程组的求解问题, 然后通过初等行变换直接得到信道的估计值. 新算法不仅降低了原最小均方误差算法的复杂度和运算量, 而且保持了原估计方法的性能. 并且基于超宽带标准信道 CM1 的计算机仿真结果也验证了新方法的有效性.

关键词: 超宽带; 信道估计; SVD 分解; 解方程组

中图分类号: TN92

文献标识码: A

信息网络技术的迅速发展, 使得人们对高速数据传输技术的渴求到了迫切的程度. 而超宽带(UltraWideBand, UWB)无线通信技术以高传输速率(可达 1 Gbps 以上)、高分辨率、低功耗、低截获率和精确定位测距等特性日益受到人们的青睐, 成为无线通信领域的研究和开发热点. 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术凭借其高速数据传输的能力, 很好地对抗频率选择性衰落或窄带干扰以及对频谱资源的灵活利用等特点, 成为 UWB 主流实现方案之一. 而高速超宽带国际标准 ECMA368/369^[1]的出现进一步推动了 UWB 的规范化和实用化进程.

目前 UWB 传输技术主要有 2 种: 一种是 DS-UWB Forum 提出的基于 DS-CDMA 技术的方案, 还有一种是 Wimedia 联盟提出的多带正交频分复用(MB-OFDM)方案^[2]. 无论那种方案, 信道的估

计相当重要, 其直接关系到系统的传输性能. 笔者此处主要研究基于导频的信道估计方法. 对于 MB-OFDM 超宽带系统的信道估计, 文献[3]讨论了最小二乘信道估计(Least Square, LS), 此方法虽然简单易实现, 但没有考虑到噪声的影响, 其估计精度不高. 文献[4]给出了最小均方误差估计方法(Minimum Mean Square Error, MMSE), 此方法虽然性能较好, 但需要求逆, 其复杂度较高, 可实施性差. 文献[5]采用奇异值分解方法(Singular Value Decomposition, SVD)对 MMSE(Minimum Mean Square Error)算法进一步简化, 这种方法虽然避免了复杂的求逆过程, 但是却忽略了 SVD 分解本身的复杂度, 其复杂度依然很高. 因此, 笔者将求逆问题转化成一簇线性方程组求解的问题, 利用初等变换将相应的增广矩阵化为上三角阵, 然后利用回代方法可直接得到信道估计值, 从而避免了

收稿日期: 2009-04-02.

宁波大学学报(理工版)网址: <http://3xb.nbu.edu.cn>

基金项目: 国家自然科学基金(60772126); 宁波市自然科学基金(2006A610002).

第一作者: 李新苗(1982-), 女, 安徽池州人, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 超宽带无线通信. E-mail: xml200@126.com

*通讯作者: 李有明(1963-), 男, 陕西扶风人, 博士生导师/教授, 主要研究方向: 宽带接入技术. E-mail: liyouming@nbu.edu.cn

求逆. 由此降低算法复杂度和运算量, 具有较高的实用价值.

1 超宽带信道模型

根据实际的测试结果 IEEE802.15.3a 给出了 UWB 多径传播标准信道模型^[6]. 其多径簇效应如图 1 所示. 该模型的离散时间冲激响应为:

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \sigma(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (1)$$

其中, X 表示阴影衰落, 服从对数正态分布; $\alpha_{k,l}$ 为多径增益系数; T_l 为第 l 簇中第一径到达的时间; $\tau_{k,l}$ 为第 l 簇中相对于 T_l 的第 k 束的时延.

在此模型中, 将室内环境分为 4 种类型, 分别为 CM1, 0~4 m, LOS; CM2, 0~4 m, NLOS; CM3, 4~10 m, LOS; CM4, 4~10 m, NLOS. 文中的仿真部分将采用 CM1 信道模型.

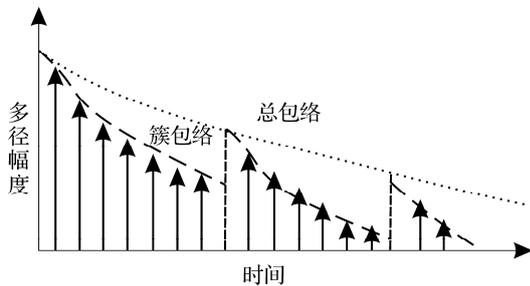


图 1 S-V 模型中多径簇效应

2 已有的信道估计方法

2.1 MMSE 信道估计^[4]

$$\hat{H}_{\text{MMSE}} = R_{\text{HH}} \left(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} I \right)^{-1} \hat{H}_{\text{LS}}, \quad (2)$$

其中, \hat{H}_{LS} 是频域 LS 算法估计值. β 在指定星座调制中为常数, 它的大小与调制方式有关. 笔者采用 QPSK 调制, $\beta=1$. R_{HH} 是频域信道矢量的自协方差矩阵, 实际上 MMSE 算法就是对 LS 算法的频域结果进行滤波, 其准确度比 LS 算法要高, 但因为涉及到求逆, 复杂度很高, 实际中难以运用.

2.2 SVD 算法对 MMSE 算法的改进^[5]

对(2)式中信道频域响应的自相关矩阵 R_{HH} 通过奇异值分解, 可以表示为:

$$R_{\text{HH}} = U \Lambda U^H, \quad (3)$$

其中, U 为奇异向量酉矩阵; Λ 为奇异值 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n$ 的对角矩阵. 代入(2)式可得:

$$H_{\text{SVD}} = U \Delta_p U^H \hat{H}_{\text{LS}}, \quad (4)$$

其中, Δ_p 是对角矩阵, 其对角上的元素为:

$$\delta_k = \begin{cases} \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \frac{\beta}{\text{SNR}}}, & k=1, 2, \dots, p, \\ 0, & k=p+1, \dots, N. \end{cases} \quad (5)$$

P 为信道的阶数近似, 通常我们用循环前缀长度代替. SVD 算法避免了复杂的求逆过程, 且性能和 MMSE 算法相近, 貌似可观, 但忽略了 SVD 分解本身复杂度, 其实用价值不大.

3 低复杂度的信道估计新算法

MMSE 算法虽然可以提高准确度, 但需要对矩阵求逆, 复杂度很高. SVD 算法虽然可以避免复杂的求逆运算, 但由于引入 SVD 分解, 其复杂度仍然很高. 为降低算法复杂度, 笔者提出一种改进型低复杂度的信道估计算法, 将 MMSE 算法中的求逆问题转化成一簇线性方程组的求解问题, 为:

$$Q = \left(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} I \right)^{-1} \hat{H}_{\text{LS}}. \quad (6)$$

则(2)式可以写成:

$$\hat{H}_{\text{MMSE}} = R_{\text{HH}} Q. \quad (7)$$

因此求 \hat{H}_{MMSE} 的问题便转化成求解 Q 的问题. 用矩阵

$$\left(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} I \right),$$

左乘(6)式, 可得:

$$\left(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} I \right) Q = \hat{H}_{\text{LS}}. \quad (8)$$

为表述方便, 令

$$\left(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} I \right) = A,$$

其中, A 为对称矩阵, 代入(8)式, 可得:

$$AQ = \hat{H}_{LS}, \text{ 将(8)式进一步写成矩阵形式:}$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1N} \\ a_{12} & a_{22} & \cdots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1N} & a_{12} & \cdots & a_{NN} \end{bmatrix} Q = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1M} \\ b_{21} & b_{22} & \cdots & b_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N1} & b_{N2} & \cdots & b_{NM} \end{bmatrix} \quad (9)$$

记(9)式的增广矩阵为:

$$\bar{A} = (A; \hat{H}_{LS}) =$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1N} & b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1M} \\ a_{12} & a_{22} & \cdots & a_{2N} & b_{21} & b_{22} & \cdots & b_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1N} & a_{2N} & \cdots & a_{NN} & b_{N1} & b_{N2} & \cdots & b_{NM} \end{bmatrix} \quad (10)$$

对(10)式实施一系列初等行变换, 使它成为如下行阶梯形式:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1N} & b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1M} \\ 0 & \tilde{a}_{22} & \cdots & \tilde{a}_{2N} & \tilde{b}_{21} & \tilde{b}_{22} & \cdots & \tilde{b}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \tilde{a}_{NN} & \tilde{b}_{N1} & \tilde{b}_{N2} & \cdots & \tilde{b}_{NM} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

然后利用回代的方法得到这个方程组的解:

$$Q = \begin{bmatrix} \hat{b}_{11} & \hat{b}_{12} & \cdots & \hat{b}_{1M} \\ \hat{b}_{21} & \hat{b}_{22} & \cdots & \hat{b}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{b}_{N1} & \hat{b}_{N2} & \cdots & \hat{b}_{NM} \end{bmatrix} \quad (12)$$

将解(12)式代入(7)式便可以得到 \hat{H}_{MMSE} .

表 1 列出了 MMSE 算法、SVD 算法、本文算法复杂度的大小. 由表 1 可知, 笔者提出的采用解一簇线性方程组的方法可以大大降低原先算法的复杂度和运算量, 具有很高的实用价值.

表 1 算法运算量比较

MMSE 算法	SVD 算法	本文算法
$7N^3/3+N^2M$	$6N^3+N^2(P+M)$	$N^3/3+2N^2M$

4 仿真的结果及分析

本部分仿真环境如下: 采用 QPSK 调制技术, 信号带宽取 528 MHz; OFDM 符号采用 128 个子载

波, 相邻子载波之间的频率间隔 4.125 4 MHz, 每个符号的持续时间为 $T_0 = 242.4$ ns, 循环前缀为 32 个符号长度, 仿真环境选取 CM1 信道. 在各信噪比下进行 1000 次仿真. 常规的 LS 算法、MMSE 算法、SVD 算法的误比特率(BER)随信噪比(SNR)的变化曲线仿真图如图 2 所示, 为了便于比较, 也考虑了无信道估计的结果.

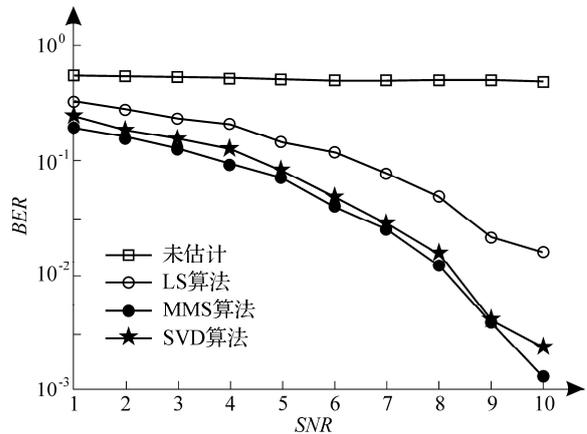


图 2 原算法与改进算法的 BER 曲线

从仿真图 2 中可以看出, LS 算法的性能最差, MMSE 算法的性能最好, SVD 算法性能次之. 由于提出的改进型的信道估计算法实质上是对 MMSE 算法的快速实现, 只降低原算法的复杂度和运算量, 其性能和原算法的性能是一样的, 所以图 2 中仅采用了基于笔者提出实现的 MMSE 算法. 由表 1 也可以看出, 采用新改进型的信道估计算法复杂度和运算量最低, MMSE 算法的复杂度次之, SVD 算法的复杂度最高, 且其性能也没有原 MMSE 算法性能高. 由仿真结果和表 1 可以看出: 采用新改进型的信道估计复杂度和运算量最低, 且保持了原 MMSE 算法的高性能.

5 总结

常见的 LS 信道估计算法没有考虑到噪声的影响, 估计精度不高. MMSE 算法准确度要高于 LS 算法, 但涉及到矩阵求逆运算, 复杂度很高, 实际中难以运用. SVD 算法虽巧妙地避免了复杂的求逆

运算, 却忽略了 SVD 分解本身的复杂度, 该算法复杂度仍然很高. 而笔者将求逆问题转化成一簇线性方程组求解的问题, 实现了 MMSE 算法的快速实现. 从复杂度分析和仿真结果表明, 提出的新改进型信道估计算法是一种可靠的 UWB 信道估计算法, 其实用价值很高.

参考文献:

- [1] Sherratt R S. Design issues toward a cost effective physical layer for multiband OFDM (ECMA-368) in consumer products[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2006, 52(4):1 179-1 183.
- [2] Batra A, Balakrishnan J, Aiello G R. Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(9):2 123-2 138.
- [3] Coleri S, Ergen M, Puri A, et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002, 48(3):223-229.
- [4] Khajehnouri N, Sayed A H. Distributed MMSE relay strategies for wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(7):3 336-3 348.
- [5] Edfors O, Sandell M, Van de Beek, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46:931-939.
- [6] Ghassemzadeh S S, Jana R, Rice C W, et al. A statistical path loss model for in-home UWB channels[C]//Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002:59-64.

An Improved Low Complexity Channel Estimation Method for UWB Systems

LI Xin-miao, LI You-ming*, XU Tie-feng

(Institute of Communication Technology, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

Abstract: An improved channel estimation method with low complexity for multi-band Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM) UWB is proposed. To reduce the high computational complexity of the minimum mean square error (MMSE) algorithm, we transform the inversion problem into linear matrix equations which can be handily solved by elementary transformation. Compared with the original MMSE method, the proposed algorithm features not only the lower computational complexity, but also the non-compromising performance. Computer simulation results based on UWB standard IEEE CM1 channel show the efficiency of the proposed approach.

Key words: MB-OFDM UWB; channel estimation; SVD; solution of equations

CLC number: TN92

Document code: A

(责任编辑 章践立)