

叠加弱能量训练序列信道估计方法

罗仁泽¹, Ning Chen², G. T. Zhou²

(1. 电子科技大学中山学院, 广东中山 528402; 2. School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332-020, USA)

摘 要: 本文提出了一种利用叠加弱能量的周期训练序列进行信道估计的线性最小均方误差(LMMSEE)算法。该方法不需要信道先验信息、不占用宝贵的带宽资源、计算量比常规 LS 方法更低。理论分析和计算机仿真表明: 在训练序列周期比信道冲击响应长度大时, 在较低的信噪比下, 利用 LMMSEE 方法估计信道性能比 LS 方法更佳。

关键词: OFDM; 信道估计; 叠加训练序列; MMSE

中图分类号: TN911 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2008)01-0177-03

Channel Estimation Scheme Using Superimposed Training Sequences with Low Power

LUO Renze¹, CHEN Ning², ZHOU Guotong²

(1. Department of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China;

2. School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA 30332-020, USA)

Abstract: A novel superimposed periodic pilot scheme for finite impulse response (FIR) channel estimation, the linear minimum mean square error estimator (LMMSEE), is investigated. The advantage of the method is that it is simpler to implement without sacrificing the data rate as it needs no information on the channel statistics. Theoretical analysis and computer simulation show that the proposed method are found to exhibit better performance than that of the linear square (LS) method at lower SNR values, provided that the number of pilot tones is sufficiently greater than the channel impulse response's length.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); channel estimation; superimposed training sequence; minimum mean square error (MMSE)

1 引言

叠加训练序列的思想起源于 1965 年^[1]。为了提高无线移动通信系统传输的带宽效率, 该思想近年被用于 OFDM 系统进行信道估计, 并成为当今研究热点。

本文提出了一种利用叠加训练序列进行信道估计的方法, 该方法不需要信道先验信息, 而且计算复杂度大大降低, 在较低信噪比时, 信道估计性能比 LS 方法更好。

2 叠加训练序列系统模型

对于子载波数为 N_c 的 OFDM 系统, 时域 OFDM 信号 $s[n]$ 可以表示为:

$$s[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_c-1} s[k] e^{j2\pi kn/N_c} \quad (1)$$

将发射信号功率归一化为 1, 在信号上叠加弱能量的训练序列 $p[n]$, 有:

$$x[n] = s[n] + p[n] \quad (2)$$

假设信息序列 $\{s[n]\}$ 均值为零、方差为 1; 噪声 $\{v[n]\}$ 均值为非零, 且与信息序列不相关; 为了克服块间干扰, 将长度为 N_g 的保护间隔填充在信息符号前面, 有:

$$\tilde{x}[n] = Gx[n + N_c - N_g]_{N_c}, 0 \leq n \leq N_c + N_g - 1 \quad (3)$$

式中, G 为功率放大器的增益, $[n]_{N_c}$ 表示 n 除以 N_c 后的余数。一般设 $G=1$ 。

对于频率选择性衰落信道, 可用时不变有限冲激响应滤波器 $h[n]$ 来表示。于是, 接收信号可表示为:

$$\tilde{y}[n] = \tilde{x}[n] * h[n] + v[n], 0 \leq n \leq N_c + N_g - 1 \quad (4)$$

式中, $*$ 表示线性卷积, $h[n]$ 是发射机滤波器、频率选择性信道、接收机滤波器的冲激响应, $v[n]$ 为零均值加性噪声。当消除循环前缀后, 线性卷积就变成循环卷积(用 \odot 表示), 此时, 有:

$$\begin{aligned} y[n] &= x[n] \odot h[n] + v[n] = p[n] \odot h[n] + u[n] \\ &= d[n] + u[n], \quad 0 \leq n \leq N_c - 1 \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $d[n] = p[n] \odot h[n]$, $u[n] = s[n] \odot h[n] + v[n]$ 。即:

$$Y = Ph + u \quad (6)$$

其中, P 是一个 $N_c \times L$ 循环矩阵, 其第一列为 $[p[0], p[1], \dots, p[N_c - 1]]^T$, 此处 T 表示转置。且: $y = [y[0], y[1], \dots, y[N_c - 1]]^T$, $h = [h[0], h[1], \dots, h[L - 1]]^T$, $u = [u[0], u[1], \dots, u[N_c - 1]]^T$ 。

对于频率选择性信道,选择周期为 P 的导频序列 $\{p[n]\}$ 进行信道估计. 为了估计出长度为 L 的信道,要求 $P \geq L$. 同时,为了进一步简化,假设 $M = \frac{N_c}{P}$ 为一个整数. 此时,构造一个大小为 $P \times N_c$ 的平均矩阵 $A = \frac{1}{M} [I_P, \dots, I_P]$, 其中 I_P 是一个 $P \times P$ 的单位阵. 由式 (6) 可得:

$$Ay = AP_h + Au \quad (7)$$

此时,假设 $Z = Ay$, z 是一个 $P \times 1$ 的对 $y[n]$ 进行平均的矩阵,其第 i 个元素为:

$$z[i] = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} y[mP+i], 0 \leq i \leq P-1 \quad (8)$$

同理,设 $\bar{u} = Au$, \bar{u} 是一个 $P \times 1$ 的对 $y[n]$ 进行平均的矩阵,其第 i 个元素为:

$$\bar{u}[i] = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} u[mP+i] \quad (9)$$

由于 $p[n]$ 是一个周期为 P 的序列,假设式 (7) 中的矩阵 P 对应的第一列元素为:

$$\begin{bmatrix} p[0] & p[1] & \dots & p[P-1] & p[0] & p[1] & \dots & p[P-1] & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ p[0] & p[1] & \dots & p[P-1] & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}^T, \text{ 则有:}$$

$$P_0 = AP = \begin{bmatrix} p[0] & p[P-1] & \dots & p[1] \\ p[1] & p[0] & \dots & p[2] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p[P-1] & p[P-2] & \dots & p[0] \end{bmatrix} \quad (10)$$

于是,我们可以改写式 (7) 为:

$$z = Ay = P_0 h + \bar{u} \quad (11)$$

3 叠加训练序列信道估计新算法

最小均方误差估计 (MMSEE) 是基于 Bayesian 估计的一种统计方法,其中假设 h 是一个随机矢量,服从零均值高斯分布,且与 u 不相关,此时,有^[2]:

$$\hat{h}_{\text{MMSEE}} = V^{-1} P_0^H z \quad (12)$$

其中: $V = \sigma^2 C_h^{-1} + D$, $D = P_0^H P_0$, $C_h = E\{hh^H\}$.

MMSEE 相应的信道频率响应为:

$$H_{\text{MMSEE}} = G \hat{h}_{\text{MMSEE}} \quad (13)$$

其中 G 为一个矩阵,其元素可以表示为: $[G]_{n,k} = e^{-j2\pi nk/N}$, $|n| \leq N_\alpha$, $0 \leq k \leq L-1$, 即:

$$H_{\text{MMSEE}}(n) = \sum_{m=0}^{N_c-1} z(m) Q_{\text{MMSEE}}(n, m) \quad (14)$$

其中: $Q_{\text{MMSEE}}(n, m) = \sum_{k=0}^{L-1} [V^{-1} P_0^H]_{k,m} e^{-j2\pi nk/N}$

由式 (12) 知, MMSEE 信道估计方法需要信道的先验信息 C_h , 该信息的准确获得不易; 而且还需对 C_h 求逆, 当信道冲激响应长度较长时, 该计算量是较高的.

为降低计算复杂度,下面提出一种 LMMSEE 算法.

设 $E\{(hh^H)^{-1}\} = E\{1/h_k|^2\} I$, I 为单位矩阵. 定义平均信噪比 SNR 为 $E\{|x_k|^2/\sigma^2\}$, 由式 (12) 有:

$$\begin{aligned} \hat{h}_{\text{LMMSEE}} &= \left[\frac{\sigma^2}{E\{|x_k|^2\}} \cdot E\{|x_k|^2\} \cdot E\{1/h_k|^2\} + P_0^H P_0 \right]^{-1} \\ &\quad \cdot P_0^H \cdot z \\ &= \left[\frac{B}{\text{SNR}} I + P_0^H P_0 \right]^{-1} \cdot P_0^H \cdot z \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $B = E\{|x_k|^2\} \cdot E\{1/h_k|^2\}$, B 与信号星座和信道状况有关,常取值为 1.

由于 X 不再是矩阵计算的一个因子,所以,随着传输数据 X 变化 $P_0^H P_0 + (1/\text{SNR}) I$ 逆不需重新计算; 由于 $P_0^H P_0$ 事先已知, SNR 可在接收端实测,此时定义 $Q = \left[\frac{1}{\text{SNR}} I + P_0^H P_0 \right]^{-1} \cdot P_0^H$ 是 SNR 的函数,在实际系统中, Q 通过查找由 SNR 与 Q 关系生成的查找表获得,于是,式 (15) 可简化为:

$$\hat{h}_{\text{LMMSEE}} \approx QZ \quad (16)$$

4 仿真及性能分析

仿真主要参数为: 信道模型 $h(l) = 0.6912 + 2.5340i - 1.0603 + 0.4829i - 0.0014 - 0.5519i - 0.6523 - 0.0743i + 0.2098 + 0.1348i - 0.0287 - 0.0617i$; 导频 $p(n) = \sigma_p \exp\{j\pi n/7\} \exp\{-j\pi(n^2+1)/7\}$, 周期 $P=7$, 其 DFT 为 $P(k) = 2\sigma_p \exp\{j\pi(k^2+1)/7\}$ 为一个线性调频脉冲; 固定发射功率 $\sigma_s^2 + \sigma_p^2 = 1$; 4QAM 调制.

4.1 误比特率性能分析

图 1 为 $N_c = 252$ 时, LS 方法、LMMSEE 方法信道估计性能比较. 其中, LMMSEE 方法和 LS 方法中叠加训练序列所分配的能量因子固定 $\beta = 0.3$ 和 0.5 , $c = 1.0$. 由图可知, LMMSEE 方法在低信噪比时性能稍优于 LS 方法, 在信噪比较高时, LS 方法更优.

图 2 为 LS 方法、MMSEE 方法和 LMMSEE 方法信道估计 MSE 对比图, 其中 $\beta = 0.5$, $c = 1.0$. 可见, 三种方法性能相近.

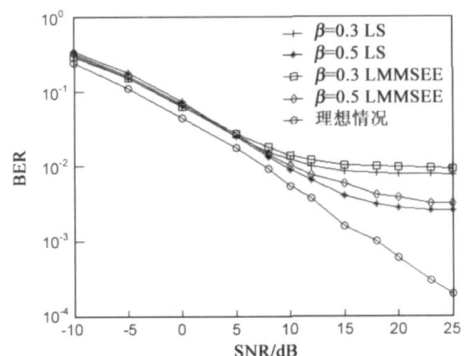


图 1 不同叠加序列方法系统性能对比

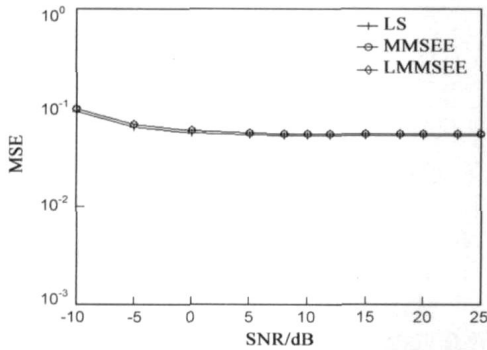


图 2 不同叠加序列信道估计性能对比

4.2 叠加训练序列能量分配因子分析

图 3 为叠加训练序列分配不同的能量时, 信道估计性能对比. 其中, $N_c = 252$, $B = 1$. 由图可知, 在信噪比较低时, $\beta = 0.3$ 时, 系统性能与信道估计为理想情况时接近.

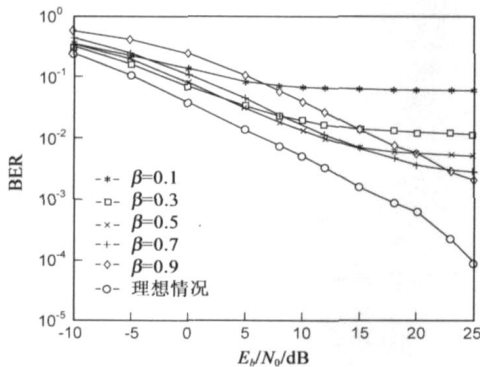


图 3 不同能量训练序列系统性能对比

4.3 不同子载波数对应的信道估计性能分析

图 4 中反映了子载波数分别为 252、504、1008、2016 时 $\beta = 0.3$ 的信道估计性能. 可见, 随着子载波数的增加, 信道估计的精度逐渐提高. 图 5 为 $N_c = 2016$ 且 $\beta = 0.3$ 时采用 MMSEE 方法和 LMMSEE 方法与理想信道估计情况下所对应的系统性能对比. 该图进一步证明, 采

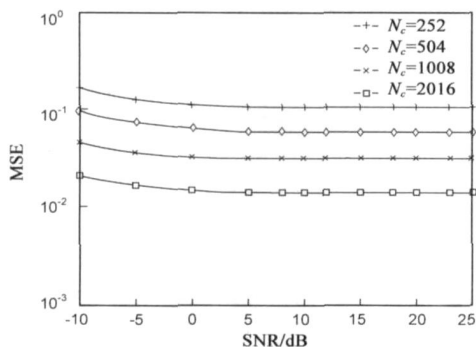


图 4 不同方法信道估计性能对比

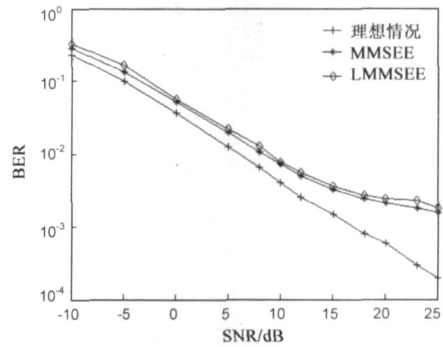


图 5 LMMSEE 方法信道估计性能

用叠加的弱能量的训练序列可以进行高精度的信道估计, 且即使简化大量计算的 LMMSEE 方法性能也与 MMSEE 方法接近, 且这些方法对系统性能的影响可以忽略.

5 结论

本文提供了一种利用弱能量的叠加训练序列进行信道估计的方法. 理论分析和计算机仿真证明: 该算法不仅计算量比 LS 方法更低, 而且在低信噪比时 LMMSEE 方法的信道估计性能比 LS 方法更好, 实现了计算量最低和性能较好的高度统一. 同时, 由于采用叠加训练序列进行信道估计, 没有占用宝贵的带宽资源, 对于高速数据传输非常有利. 显然, 本文建议的采用弱能量来实现信道估计的 LMMSEE 算法是一种从性能、计算量以及带宽利用率等因素综合考虑的好方法, 该法的使用对高速无线移动通信系统非常有效.

参考文献:

- [1] C E Kastenholz, W P Burkemeier. A simultaneous information transfer and channel sounding modulation technique for wide band channels[J]. IEEE Trans on Communication Technology, 1965, 13(6): 162-165.
- [2] Michele Morelli, Umberto Mengali. A comparison of pilot aided channel estimation methods for OFDM systems [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2001, 49(12): 3065-3073.

作者简介:



罗仁泽 男, 1973 年 9 月出生于四川省内江市, 副教授, 电子科技大学信号与信息处理专业博士. 从事 3G、4G、DVB-T 及无线通信网络规划研究. 近 3 年, 作为第一作者所发表学术论文被 EI、ISTP 检索 15 篇, 作为第一发明人申报国家发明专利 20 项, 出版学术专著 1 部.

E-mail: lzzsmith@163.com