



LTE 中一种时频 LMMSE 信道估计算法

重庆邮电大学 移动通信重点实验室 邓娟, 申敏, 刘斌新

摘要: 由于 3GPP 长期演进 LTE (Long Term Evolution) 系统物理层采用了 OFDM 技术。为了对高速的 OFDM 信号进行相干解调, 通常需要估计和跟踪衰落信道的特性。在比较了基于参考信号的各种信道估计算法之后, 提出了一种适用于 LTE 系统的信道估计算法。根据 PRB (Physical Resource Block) 的数目, 采用基于 SVD 分解的频域 LMMSE 算法估计出频域的信道冲激响应值, 再采用时域 LMMSE 算法估计出时域的信道冲激响应值。仿真结果表明, 此方法能有效地降低信道估计 MSE 值, 并在改善 BER 性能的同时简化了运算复杂度, 因而具有较大的实用性。

关键词: 信道估计; 长期演进 (LTE); OFDM

2004 年底, 正当全球微波接入互操作 WiMAX (World Interoperability for Microwave Access) 技术迅猛崛起之时, 第 3 代合作伙伴计划 (3GPP) 也开始了通用移动通信系统 UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) 技术的长期演进 LTE (Long Term Evolution) 项目。这种以正交频分复用 (OFDM) 为核心的技术, 与其说是 3G 技术的演进, 不如说是“革命”。由于它和 UMB、WiMAX 等技术已经具有第 4 代 (4G) 通信技术的某些特征, 甚至可以被看作“准 4G”技术^[1]。

由于 LTE 物理层采用了 OFDM 技术, 为了对高速的 OFDM 信号进行相干解调, 通常需要估计和跟踪衰落信道的特性。导频辅助的信道估计方法是 OFDM 中应用最为广泛的一类信道估计方法, 它在发送端的数据流中插入一定数量的已知信号即导频, 在接收端利用接收到的信号和导频信号估计出导频位置处的信道冲激响应, 并通过一定的内插

算法, 得到整个信道响应的估计值。现有的基于 OFDM 的信道估计算法大致可以分为^[2,3]最小均方 (LS) 和线性最小均方误差 (LMMSE) 两种算法。这类算法都是先在频域上对各个子载波进行信道估计, 其中, LS 算法不需要信道信息, 实现最简单; LMMSE 算法利用了子载波间的相关性和信噪比等信道统计信息, 估计性能较好, 但实现复杂度比 LS 算法高。

本文针对实际 LTE 系统, 结合对以上几种算法的分析, 提出一种有效的信道估计算法: 首先根据 PRB 的数目, 灵活地选择采用基于 SVD 分解的频域 LMMSE 算法估计出频域的信道冲激响应值, 再采用时域 LMMSE 算法估计出时域的信道冲激响应值。仿真结果表明, 此方

法能有效地降低信道估计 MSE 值, 并能改善 BER 性能, 同时又简化了运算复杂度。

LTE 系统

LTE 系统模型

为论述本文提出的信道估计算法的特定应用环境, 先简要介绍 LTE 系统模型, 图 1 给出了 LTE 系统模型。下行物理信号在发送之前需要经过信道编码、调制、层映射、预编码和资源单元映射等处理^[4]。在接收端, 采用与发送端相反的处理过程。

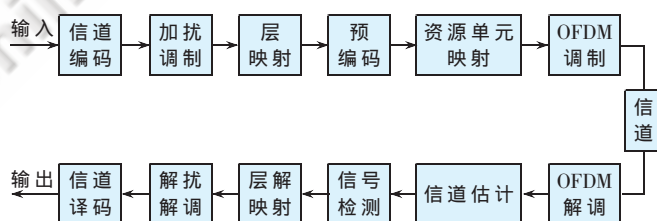


图 1 LTE 系统模型

LTE 的参考信号

在 LTE 系统中, 在时域和频域二维上设计了参考信号的分布, 以便分别获取时域和频域上的信道信息用于信号相关解调。

LTE 下行参考信号分为 Cell、MBSFN、UE 3 种不同类型^[4], 分别用于不同场合, 图 2 给出了 2 天线发送的 Cell 参考信号在一个物理资源块 (PRB) 上的分配方案。每个物理资源块有 12 个子载波, 其中包括 2 个参考信号子载波, 并且, 同一天线上的参考信号 (相同颜色资源单元) 在频域上间隔为 6 个子载波, 时域



上同一时隙内间隔 4 个 OFDM 符号。同时,为了避免天线间的干扰,不同天线的参考信号映射满足正交关系,即每一天线参考信号占用不同的资源单元,而且某天线参考信号所在资源单元上不能分配其他天线的任何信息(图中阴影位置)。

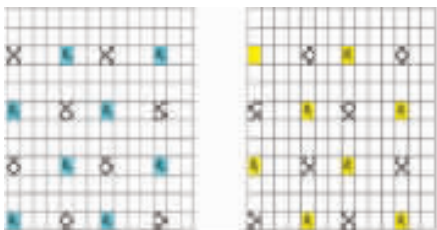


图 2 2 天线发送 LTE 下行 Cell 参考信号资源块分布^[4]

信道估计算法

信道估计过程通常为:接收端首先在接收到的信号中提取出参考信号,利用参考信号恢复出参考信号位置的信道信息,然后利用某种处理手段(如内插、滤波等)获得所有子载波及符号上的信道信息。对 LTE 接收端,估计通常先在频域上进行,得到一个符号所有子载波上信道信息后再进行时域处理。下面分别研究各种信道估计算法。

LS 信道估计算法

在估计参考信号处的信道时,LS 信道估计算法表示为:

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

LS 算法可以很简单地估计出参考信号处的信道冲激响应值,即用接收到的参考信号值除以发射的参考信号值,然后通过线性插值算法估计出所有数据子载波的信道冲激响应值。LS 算法虽然简单,但是它没有利用子载波的信冲激响应值的相关性,也没有考虑噪声影响,对噪声带来的估计误差无法消除,所以估计出的效果不理想。

LMMSE 信道估计算法

由于 LMMSE 信道估计算法考虑了噪声的影响^[5],所以被广泛地应用于 OFDM 的信道估计中。但是此算法需要用到附加信息,如 SNR 和

信道特性。LMMSE 频域信道估计算法表示如下^[5,6]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{HH_p} \left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (2)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 表示参考信号处由 LS 估计的信道冲激响应值; $\mathbf{R}_{HH_p} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}_p^H\}$ 是表示所有的子载波和参考信号子载波的互相关矩阵; $\mathbf{R}_{H_p H_p}$ 表示参考信号子载波的自相关矩阵; $\mathbf{R}_{H_p H_p}$ 表示参考信号子载波的自相关矩阵; SNR 为信噪比,对于 QPSK, $\beta=1$ 。

一种适用于 LTE 系统的信道估计算法

因为式(2)中要对 $\left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]$ 进行求逆运算,所以 LMMSE 算法的计算复杂度较高,如果参考信号子载波的数目比较多,则这个求逆运算就会变得很复杂。为了简化运算复杂度,可以对式(2)中的 $\mathbf{R}_{H_p H_p}$ 进行 SVD 分解,然后再计算 $\left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]^{-1}$, 所以采用 SVD 分解的 LMMSE 频域信道估计算法可以表示为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE,SVD} = \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{R}_{HH_p} \left[\mathbf{I}_{N_p} - \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{U} \left[\mathbf{\Lambda}^{-1} + \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{I}_{N_p} \right]^{-1} \mathbf{U}^H \right] \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (3)$$

由于 $\mathbf{\Lambda}$ 是对角矩阵,所以 $\left[\mathbf{\Lambda}^{-1} + \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{I}_{N_p} \right]^{-1}$ 可以很方便地计算出来,不需要对矩阵求逆,大大简化了运算复杂度。

经过 SVD 分解之后,虽然简化了 $\left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]^{-1}$ 的运算,但是考虑到 LTE 系统中可用的 PRB 的数量最小为 6,最大为 100(即子载波数量最小为 72,最大为 1200),当 PRB 的数目较多(子载波数量较大)时,会造成 \mathbf{R}_{HH_p} 和矩阵相乘的计算量很大。

为了改善系统误码率性能,简化运算复杂度,本文提出了一种适用于 LTE 系统的信道估计算法:

(1)灵活地采用式(3)的基于 SVD 分解的频域 LMMSE 算法估计出所有数据子载波的信道冲激响应。当 PRB 的数目较小时,例如 PRB 的数目为 6 时,可以直接采用式(3)估计出所有数据子载波的信道冲激响应;当 PRB 的数目较大时,例如 PRB 的数目为 100 时,此时计算 \mathbf{R}_{HH_p} 的维数为 $\mathbf{R}_{1200 \times 200}$,可见这个矩阵计算是相当复杂的。如果采用式(3)按照参考信号的顺序每次估计 5 个 PRB 的数据子载波的信道冲激响应,直到估计完 100 个 PRB 为止,这样每次计算 \mathbf{R}_{HH_p} 的维数为 $\mathbf{R}_{60 \times 10}$,大大简化了 \mathbf{R}_{HH_p} 及矩阵相乘的计算量,即:

$$\hat{\mathbf{H}}_{100PRB} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{1-5PRB} \\ \hat{\mathbf{H}}_{6-10PRB} \\ \dots \\ \hat{\mathbf{H}}_{96-100PRB} \end{bmatrix} \quad (4)$$

(2)利用频域的估计结果采用时域 LMMSE 算法估计出所有 OFDM 符号的信道冲激响应。假设经过频域 LMMSE 估计之后的信道频域响应表示为^[7,8]:

$$\mathbf{h}_f^{(n)} = [h_0^{(n)} + \tilde{w}_0^{(n)}, \dots, h_i^{(n)} + \tilde{w}_i^{(n)}, \dots, h_{L-1}^{(n)} + \tilde{w}_{L-1}^{(n)}]^T \quad (5)$$

其中, L 表示每一帧中的参考信号所占的 OFDM 符号的数目, $h_i^{(n)}$ 是第 n 个子载波第 i 个参考信号处的信道频率响应, $\tilde{w}_i^{(n)}$ 表示第 n 个子载波第 i 个参考信号处的噪声。因此第 n 个子载波处的时域 LMMSE 信道估计可以表示为:

$$\mathbf{h}_i^{(n)} = \mathbf{R}_{hp}^{(n)} (\mathbf{R}_{p'p'}^{(n)})^{-1} \mathbf{h}_f^{(n)} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{R}_{hp}^{(n)}$ 是第 n 个子载波上所有 OFDM 符号和参考信号之间的互相关矩阵, $\mathbf{R}_{p'p'}^{(n)}$ 是第 n 个子载波上所有参考信号之间的互相关矩阵,而 $\mathbf{R}_{p'p'}^{(n)} = \mathbf{R}_{pp}^{(n)} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I}_L$ 。其中 $\mathbf{R}_{hp}^{(n)}(l-l')$



$=r_i(l-l'/T_s)$, T_s 是一个 OFDM 符号的时间。而 $r_i(\Delta t) = J_0(2\pi f_{D, \max} \Delta t)$ 。

由于 LTE 系统中(两根发送天线和两根接收天线), 每个子帧最多只有 14 个 OFDM 符号, 而参考信号最多只有 4 个, 所以矩阵 $R_{p'p'}^{(n)}$ 的求逆运算并不复杂, 计算相对容易。

仿真结果

本文以 2 根发送天线和 2 根接收天线为例, 仿真了各种信道估计算法在 LTE 系统的 EPA(Extended Pedestrian A)信道环境下的性能。

仿真环境参数: QPSK 调制, 参考信号采用 Cell 参考信号, 空时编码方式采用 SFBC, 仿真次数为 500。

图 3 比较了各种信道估计算法的 BER 性能。图中“ideal”表示理想信道估计, “LS”表示 LS 算法, “LMMSE”表示 LMMSE 算法, “本论文方法”表示采用的是本文所提出的信道估计方法。

从图 3 可以看出, 采用频域 LMMSE 算法的 BER 性能优于 LS 算法的 BER 性能, 而本文提出信道估计方法的 BER 性能又优于采用频域 LMMSE 算法的 BER 性能, 并且接近于理想信道估计。

图 4 比较了各种信道估计算法 MSE 性能。可以看出, 本文提出的信道估计方法的均方误差(MSE)最小, 而 LS 算法的均方误差最大。

图 5 比较了当物理资源块 PRB 为 100 时, 采用每次估计 5 个 PRB 和 100 个 PRB 一起估计的 BER 性能。

从图 5 所示的 BER 性能来看, 采用每次估计 5 个 PRB 的方法与 100 个 PRB 一起估计的性能差不多, 但是从计算复杂度来看, 它却大大降低了运算复杂度。所以, 可以根据误码率或者运算复杂度的需求, 灵活地选择每次估计的 PRB 数目。

本文比较了 3 种信道估计算法在 LTE 系统的下行链路中的性能。LS 算法实现简单, 不需要信道统计信息, 算法复杂度较低, 但受噪声干扰较大, 性能不理想。LMMSE 算法的误码率性能虽然有所提升, 但是与理想信道估计之间还有很大的差距。而本文提出的算法体现出了 MSE 性能最优的特性, 误码率性能也最好, 最接近于理想信道估计。并且, 当 LTE 系统中物理资源块 (PRB) 数目较多时, 采用本文提出的信道估计方法, 不仅能改善误码率性能, 还能降低运算复杂度, 因而具有较大的实用性。

参考文献

[1] 沈嘉, 索士强. 3GPP 长期演进 (LTE) 技术原理与系统设计. 北京: 人民邮电出版社, 2008.
 [2] COLERI S, ERGEN M, PURI A, et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM Systems. IEEE Trans. Broadcast., 2002, 48(3): 223-229.

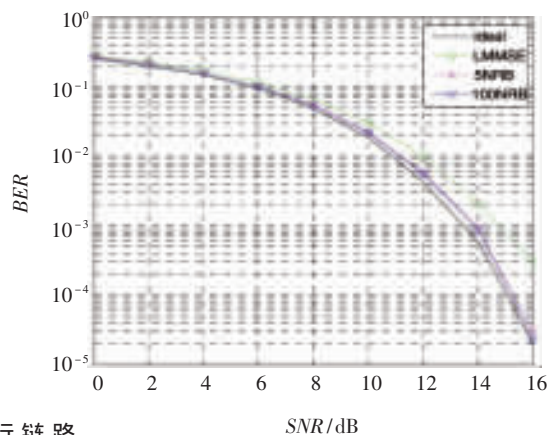


图 5 BER 性能比较

[3] KANG S G. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobilecommunications. IEEE Trans. Broadcast., 2003(49): 142-149.
 [4] 3GPP TS 36.211 V 8.4.0. Physical Channel and Modulation. 2008: 62-64.
 [5] NOH M, LEE Y, PARK H. A low complexity LMMSE channel estimation for OFDM. IEE Proc. Commun., 2006.
 [6] EDFORS O, SANDELL M, BEEK J-J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition. IEEE Trans. Commun., 1998, 46(7): 931-939.
 [7] HOHER P, KAISER S, ROBERTSON P. Pilot-symbol-aided channel estimation by wiener filtering. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing ICASSP, Apr, 1997.
 [8] RUI Yun, LI Ming Qi, ZHANG Xiao Dong, et al. A noise variance optimization method for 2x1-dimensional wiener filtered channel estimation. IEEE, 2007.

(收稿日期: 2009-01-08)

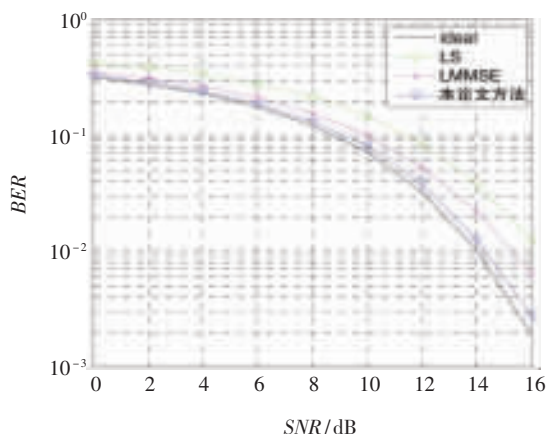


图 3 BER 性能比较

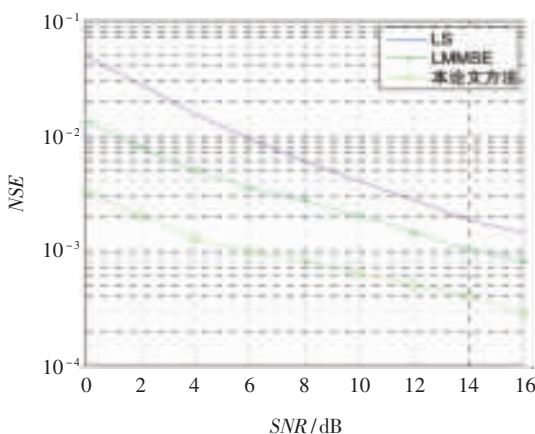


图 4 MSE 性能比较