

基于导频的 R-LS 和 M-MMSE 联合估计算法研究

薛建彬, 李松柏

(兰州理工大学 计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要: 为提高长期演进 (LTE) 上行链路 SC-FDMA 系统的信道估计精度, 在研究导频在 SC-FDMA 系统信道估计中应用的基础上, 提出了基于导频的信道估计算法。设置一定的误比特率, 在正则化最小二乘 (R-LS) 和失配最小均方误差 (M-MMSE) 所做初始信道估计之后, 提取合适的数据与原来的导频相结合并增加导频数量, 再次进行迭代信道估计, 在 SCME 信道模型下仿真获得该算法在 LTE 上行链路系统的误比特率和均方误差结果。由理论分析和仿真结果可知, 该算法有效且可行, 可以提高上行链路系统的信道估计精度而且降低系统误比特率。

关键词: 块状导频; 信道估计; 单载波频分多址; 误比特率; 长期演进

中图分类号: TN925.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-7024 (2013) 10-3371-05

R-LS and M-MMSE joint estimation algorithm research based on pilots

XUE Jian-bin, LI Song-bai

(School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: After the research of pilots applied in SC-FDMA system, a joint estimation algorithm based on pilots is proposed to increase channel estimation accuracy of LTE uplink system. this algorithm's main idea is choosing some proper data after channel estimation under R-LS and M-MMSE by setting a certain bit error rate, combining the chosen data and former block pilots and increasing pilot number to do channel estimation again, system bit error rate and mean square error results can be gotten by simulation in SCME channel the theoretical analysis and simulation results show that this algorithm can decrease bit error rate and improve channel estimation accuracy.

Key words: block pilot; channel estimation; SC-FDMA; bit error rate; LTE

0 引言

在长期演进 (long term evolution, LTE) 技术中, 正交频分多址 (orthogonal frequency division multiple access, OFDMA) 要求发射端必须容忍较高的功放成本和发射功率, 这并不适合上行链路中小巧、智能和待机持久的移动终端。随后出现的 SC-FDMA 在不改变 OFDM 传输结构的基础上避免了 OFDMA 的上述缺点, 而且该技术融合了传统的频分多址和单载波传输技术, 能够支持多用户共享通信资源; 现已被选定为 LTE 上行链路核心技术。

随着 SC-FDMA 的发展, 围绕该技术的信道估计也逐渐成为研究重点, LTE 研究组并没有明确规定使用哪种信道估计方法, 但规定了上行链路采用块状导频图案; 目前常用的信道估计算法有最小二乘 (least square, LS) 估计、最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE) 估计

及基于变换域的信道估计等。文献 [1] 提出的联合信道估计算法在信噪比介于 7~15dB 时, 具有良好的性能, 而在该范围以外的估计性能有所下降; 文献 [2] 提出了一种针对快速时变信道的符号判决算法, 其缺点是没有进行迭代二次估计, 精度较低; 文献 [3, 4] 分别对 LS、MMSE 和判决反馈算法进行了初步研究, 由其仿真可知 MMSE 要优于其余两种估计算法; 文献 [5] 所述截短归一化均方误差 (truncated normalized mean squared error, TNMSE) 算法对所有子载波的计算克服了边带效应, 可由有限长度傅里叶级数逼近的吉布斯现象来体现, 并显示出 MMSE 的信道估计能经受住最小边带衰退; 文献 [6, 7] 分别提出了一种正则化最小二乘 (regularization-LS, R-LS) 算法和失配最小均方误差 (mismatch-MMSE, M-MMSE) 算法, 并通过仿真验证了其理论分析的可行性。本文所提算法是基于导频并结合 R-LS 算法和 M-MMSE 算法, 设置一定的门限

收稿日期: 2012-12-03; 修订日期: 2013-03-07

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61062002)

作者简介: 薛建彬 (1973-), 男, 甘肃会宁人, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为无线通信; 李松柏 (1985-), 男, 湖南邵阳人, 硕士研究生, 研究方向为无线资源管理。E-mail: xue_jabn@hotmail.com

误比特率，经初次信道估计后选取部分合适的符号与原载波一起再输入 R-LS 和 M-MMSE，仿真结果表明，通过有限次迭代循环估计可获得较高的信道估计精度，因此理论上具有可行性。

1 系统模型分析

SC-FDMA 是在 OFDMA 的基础上在发送端和接收端分别增加了一个 DFT/IDFT 模块，发送端发出的信号在调制和编码后经过串、并变换将一路串行信号转换为多路并行信号，再通过 N 点 DFT 后进入子载波映射，随后经过 M 点 IFFT 后通过并/串转换将多路信号转换为一路串行信号，添加循环前缀 (cyclic prefix, CP) 及脉冲成形，最后通过数模转换及射频等处理后发送到无线信道，接收端的流程基本反之。基于导频的信道估计就是发送端在 DFT 变换后在子载波映射前加入导频，接收端是在子载波逆映射后提取导频并将其加入到信道估计和均衡，系统框图如图 1 所示。

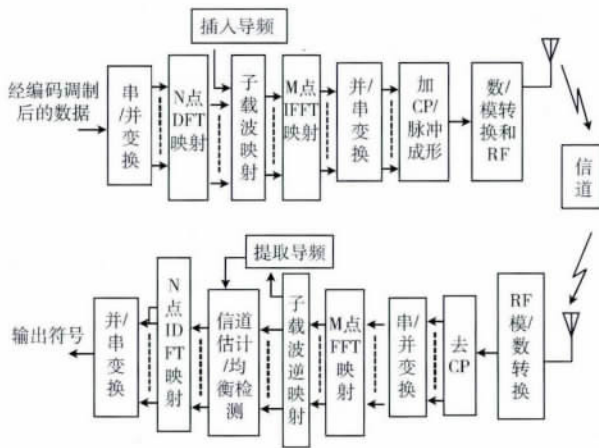


图 1 SC-FDMA 收发系统框 (含导频) 架

常规 CP 下，SC-FDMA 的基本帧结构在时域上长度为 10ms，均分为 20 个时隙，每个时隙时长 0.5ms 且含有 7 个 SC-FDMA 符号，频域上包含 12 个子载波，每个子载波带宽为 15kHz，其中导频的插入位置如图 2 所示。

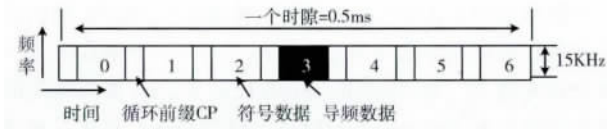


图 2 SC-FDMA 导频位置 (常规 CP)

导频块位于每个时隙的第四个符号处。假设 SC-FDMA 系统有 N_t 根发射天线， N_r 根接收天线，FFT 变换长度为 M ，CP 长度为 L_{cp} ，同时传输数据的用户数为 U ， L_u 个连续子载波构成的一个子载波块分给第 u 个用户，其起始子

载波序号为 n_u ，则根据文献 [8] 第 u 个用户所占子载波序号的集合为

$$G_u = \{n_u, n_u + 1, \dots, n_u + L_u - 1\} \quad (1)$$

其中， $u=1, 2, \dots, U$ ；若第 u 个用户的第 i 个 SC-FDMA 符号上第 f 个采样发送信号为

$$x_{u,i}(f) = \frac{1}{\sqrt{ML_u}} \sum_{k=n_u}^{L_u+n_u-1} \sum_{n=0}^{L_u-1} a_{u,i}(n) e^{-\frac{j2\pi nk}{L_u}} e^{\frac{j2\pi kf}{M}} \quad (2)$$

其中，时域上第 u 个用户的第 i 个 SC-FDMA 符号上第 n' 个采样点信号为 $a_{u,i}(n')$ 。假定发送端和接收端完全同步，则第 p 根接收天线上第 i 个符号上的接收信号为

$$y_{u,p,i}(f) = \sum_{u=1}^U h_{u,p,i}(f) * x_{u,p,i}(f) + w_{p,i}(f) \quad (3)$$

其中， $*$ 表示卷积运算， $w_{p,i}(f)$ 是方差为 σ_w^2 的时域加性高斯白噪声， $h_{u,p,i}(f)$ 为第 u 个用户到第 p 根接收天线的复衰落系数。接收信号在去掉循环前缀 CP 和经过 FFT 变换后，第 p 根接收天线上用户 u 的第 i 个符号上的第 k 个子载波上的输出信号可表示为

$$Y_{u,p,i}(k) = H_{u,p,i}(k)X_{u,p,i}(k) + W_{p,i}(k) \quad (4)$$

其中， $k=n_u, \dots, n_u + L_u - 1$ ， $p=1, 2, \dots, N_r$ ， $W_{p,i}(k)$ 为频域高斯白噪声， $H_{u,p,i}(k)$ 第 p 根接收天线上用户 u 的第 i 个符号上的第 k 个子载波上的信道传输系数，且

$$H_{u,p,i}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{f=0}^{M-1} h_{u,p,i}(f) e^{-\frac{j2\pi kf}{M}} \quad (5)$$

显然，由上述式子可得到每个用户的信道估计和均衡，且以相同方式分别对发射天线到接收天线的每一组信道估计结果进行处理，为具有一般性，省略用户及天线等的下标，则在时域中的任意时刻 t 处的传输信号符号在多径环境下的接收信号可表示

$$y(t) = x(t) * h(t) + w(t) \quad (6)$$

其中 $x(t)$ 为发送信号， $h(t)$ 为信道冲激响应， $w(t)$ 为时域加性高斯白噪声，令调制后的发送信号为 $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ ，经过 N 点 DFT 映射后有 $X = F_N \cdot x$ 其中， F_N 为 DFT 矩阵，其元素为

$$(F_N)_{n,m} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-\frac{j2\pi nm}{N}) \quad (7)$$

上式中 $n, m \in [0, N-1]$ ， N 为 SC-FDMA 符号长度，则经过信道之后的接收信号

$$y = h * x + w \quad (8)$$

CP 将线性卷积转换为循环卷积，而 FFT 将循环卷积转换为频域上的乘积，可表示如下

$$Y = HX + W \quad (9)$$

其中 Y 为接收信号， X 为发送信号， H 为频域信道响应， W 为高斯白噪声。SC-FDMA 导频选择的是块状导频结构，导频信号由 ZC 序列产生，长度为 L_{zc} 的 ZC 序列 q_b 可表示如下

$$q_b(s) = \begin{cases} \exp(-j2\pi b \frac{s^2 + sd}{L_{zc}}), L_{zc} = 2a \\ \exp(-j2\pi b \frac{s(s+1) + sd}{L_{zc}}), L_{zc} = 2a + 1 \end{cases} \quad (10)$$

其中, a 为自然数, $b \in \{1, 2, \dots, L_{zc} - 1\}$ 是 ZC 序列的根指数, $s = 0, 1, \dots, L_{zc} - 1$, d 是任意整数, 为简单可令 $d = 0$. 这样, 插入导频后的信号可表示为

$$\hat{X} = [\hat{X}_1, \hat{X}_2, \dots, \hat{X}_N]^T \quad (11)$$

经过子载波映射可得: $\bar{X} = A \cdot \hat{X}$, 其中

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ & & 0_{v \times N} & & \\ 0 & 1 & & 0 & 0 \\ & & 0_{v \times N} & & \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ & & 0_{(M-(v+1)N) \times N} & & \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (12)$$

其中, $v \in \{0, 1, \dots, \lfloor M/N \rfloor\}$ 且 $M > N$. SC-FDMA 的子载波映射有集中式和分布式两种, 其区别取决于在子载波之间进行的补零处理, 在每个 DFT 输出抽样之间插入 v 个“0”, 若 $v = 0$, 即没有插入“0”, 此时为集中式, 每个终端用户的带宽为系统带宽的 $1/U$; 若 $v > 0$, 则为分布式, 每个终端用户的带宽扩展为整个系统的带宽. 本文采用集中式. 经过子载波映射后进行 M 点 IFFT 处理得到

$$\bar{X} = F_M^H \cdot \hat{x} \quad (13)$$

上式中 F_M^H 是 IFFT 矩阵, 然后插入 CP 以消除符号间干扰 (ISI), 插入 CP 后的信号

$$\tilde{X} = C \cdot \bar{x} \quad (14)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0_{L_{zc} \times (M-L_{zc})} & I_{L_{zc}} \\ I_M & 0 \end{bmatrix}_{(L_{zc}+M) \times M} \quad (15)$$

上式中 C 是 CP 叠加因子, I 为单位矩阵, 接着进行图 1 的后续操作后, 生成了需要的 SC-FDMA 符号并将其发送到无线信道。

2 算法的基本思想

本文所提算法的基本思想是经过一系列处理后的 SC-FDMA 符号从发送端经无线信道到达接收端, 在初次信道估计后, 提取部分含误比特且低于某一门限的符号与原导频一起输入信道估计器进行二次估计, 如有需要可以此类推, 直到获得理想的结果, 框图表示如图 3 所示。

含有 ZC 序列导频的数据流经过信道估计 1 得到信道冲激响应 H_1 , 将该值与原数据流一起输入均衡器获得初次信道估计和均衡结果 \hat{X}_1 , 若信道估计精度或误比特率 BER

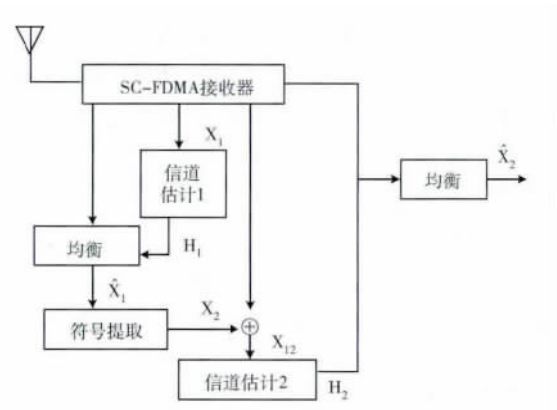


图 3 算法框架

达到要求则按图 1 顺序进行下一步操作, 否则, 设置一定的门限误比特率, 提取初次估计后的部分可靠数据 X_2 并将其与原导频一起进行信道估计 2, 最后获得二次信道估计和均衡结果 \hat{X}_2 , 可以此类推直至获得符合要求的估计精度或误比特率为止. 门限误比特率来自误比特率与信噪比 SNR 关系^[9], 在瑞利衰落信道下, 采用 QPSK 调制时, 只要满足信噪比高于一定值就能获得低于某门限值的误比特率, 二者关系如下式

$$BER = \frac{1}{2} [1 - \frac{\mu}{\sqrt{2 - \mu^2}}] \quad (16)$$

其中, $\mu = SNR / (1 + SNR)$, 则第 n 个子载波上接收到的信号必定满足

$$Y_n = H_n X_n + W_n \quad (17)$$

经过估计的信号为

$$\hat{X}_n = \frac{Y_n}{H_n} = \frac{X_n + \frac{W_n}{H_n}}{1} \quad (18)$$

且有

$$SNR_{\hat{X}_n} = \frac{\sigma_n^2}{(\frac{\sigma_{W_n}^2}{H_n})} = |H(n)|^2 SNR_x \quad (19)$$

可知该信噪比为信道增益 $H(n)$ 的函数, 若给定门限 BER 就可获得 $SNR_{threshold}$, 使 $|H(n)|^2 SNR_x \geq SNR_{threshold}$, 即

$$|H(n)| \geq H_{threshold} = \sqrt{SNR_{threshold} / SNR_x} \quad (20)$$

就可获得门限 $H_{threshold}$, 因此只要选择增益大于该值的信号即是合适的数据。

3 仿真

3.1 理论分析

对于 LS 算法, 设频符号为 g , 令 \tilde{H}_g 为 $g \times 1$ 阶均值为 0 的复值循环白噪声向量, 其方差为 $\sigma_{\tilde{H}_g}^2$, 则导频位置信道频率响应 \hat{H}_g 可表示为

$$\hat{H}_g = H_g + \tilde{H}_g = F_g h + \tilde{H}_g \quad (21)$$

其中, $g \in (0, \dots, G)$ 是可使用的导频, h 是 $L \times 1$ 阶的信道响应向量, L 是信道最大时延长度, 一般有 $L \leq L_{cp}$, F_g 是 $G \times L$ 阶的矩阵, F_L 是 $N \times L$ 阶的矩阵, 对应导频符号所在的行和 $N \times N$ 阶 DFT 矩阵的前 L 列, 则整个信道的频率响应可表示为

$$\hat{H}_{LS} = F_L (F_G^H F_G)^{-1} F_G^H \hat{H}_G \quad (22)$$

由于 LTE 选择的系统参数使得 LS 估计不能直接应用于 SC-FDMA 链路中, 但可使用经典健壮的 R-LS 算法; SC-FDMA 系统中由于存在未调制的子载波, 表达式 $(F_G^H F_G)^{-1}$ 是一个病态矩阵, 可通过增加一个归一化矩阵 αI_L 来避免为矩阵求逆, 其中 α 是常数, 一般取值 $0 \sim 1$, 其中取值为 1 时总体性能最优, 可在给定 SNR 范围内最优化估计性能, 则频域信道响应为

$$\hat{H}_{R-LS} = F_L (F_G^H F_G + \alpha I_L)^{-1} F_G^H \hat{H}_G \quad (23)$$

其均方误差 (mean square error, MSE)

$$MSE_{R-LS} = E[\|\hat{H}_{R-LS} - H\|^2] \quad (24)$$

化简得

$$MSE_{R-LS} = \sigma_h^2 F_L (F_G^H F_G + \alpha I_L)^{-1} F_G^H \quad (25)$$

对于 MMSE 算法, 则频域响应为

$$\hat{H} = H_g + \tilde{H}_g \quad (26)$$

可得 MMSE 估计

$$\hat{H}_{MMSE} = F_L (F_G^H F_G + \sigma_h^2 C_h^{-1})^{-1} F_G^H \hat{H}_G \quad (27)$$

其中 $C_h = E[hh^H]$, MMSE 估计是统计估计, 需要信道二阶统计量 (功率延迟概况和噪声方差), 为避免对二阶统计的估计和式 (27) 中 MMSE 直接应用所需的 $L \times L$ 即时矩阵求逆, 假设信道的功率延迟谱是均匀分布的, 此时 C_h 具有单位矩阵结构, 则式 (27) 可优化为

$$\hat{H}_{M-MMSE} = F_L [F_G^H F_G + (\frac{\sigma_h^2}{\sigma_c^2}) I_L]^{-1} F_G^H \hat{H}_G \quad (28)$$

$$MSE_{M-MMSE} = E[\|\hat{H}_{M-MMSE} - H\|^2] \quad (29)$$

经化简为

$$MSE_{M-MMSE} = \left\| R_{HH} - R_{HH} \left(1 + \frac{\beta}{SNR} (R_{HH})^{-1} \right)^{-1} \right\| \quad (30)$$

上式中 $R_{HH} = E\{HH^H\}$ 为信道响应自相关矩阵, 平均信噪比为

$$SNR = \frac{E|X(n)|^2}{\sigma_g^2} \quad (31)$$

$$\beta = \frac{E|X_{12}(g)|^2}{E\left|\frac{1}{X_{12}(g)}\right|^2} \quad (32)$$

上式中 β 为一个依赖调制方式的常数, 采用 QPSK 调制时, 该值取 1。

3.2 仿真结果分析

本文的仿真采用了 LTE 上行 SC-FDMA 单用户单发射天线系统, 载波带宽为 10MHz, FFT 抽样点数 $M=1024$, $L_{cp}=M/8$, 多普勒频移为 50Hz, 数据和导频占用 6 个资源块即 72 个子载波共 1.08MHz, 子载波映射为集中式, 调制方式为 QPSK, 设置的门限误比特率为 0.05, 迭代计算 2 次, 在每个 SNR 节点上进行 1000 次的蒙特卡洛仿真, 信道采用 SCME^[10] 信道模型。仿真结果如图 4 和图 5 所示。

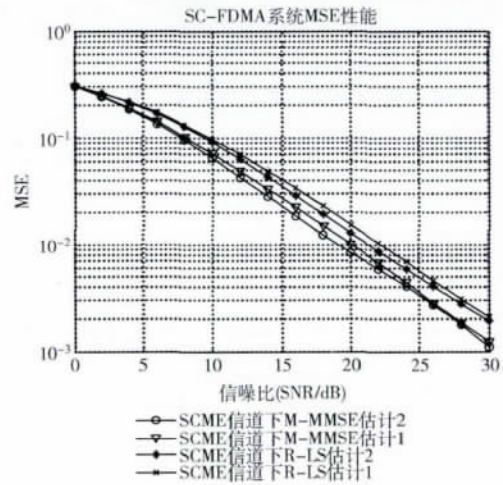


图 4 两种估计方法 MSE 性能曲线

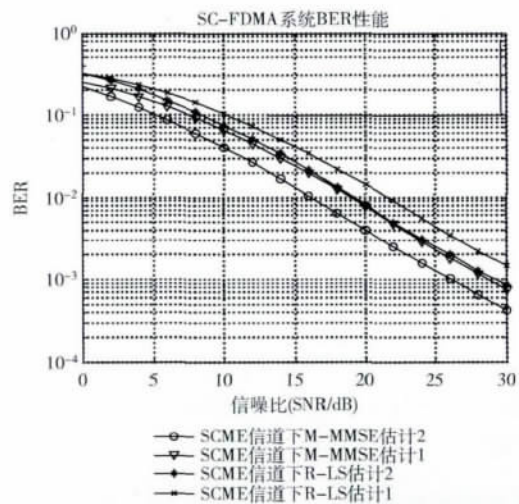


图 5 两种估计方法得到的系统误比特率 BER 曲线

图 4 显示的是两种估计方法 MSE 性能曲线图, 假设已知存在误差和信道径数或精确估计等情况下, 无论是 M-MMSE 还是 R-LS 的第二次估计结果都比第一次估计结果的性能要优越, 且 M-MMSE 性能比 R-LS 算法性能约有 2dB 的增益, 在低 SNR 的情况下, 两种估计方法的性能增益上升趋势明显, 而在高 SNR 情况下二者的性能增益的上升趋势基本保持不变。

图 5 显示的是两种估计方法得到的系统误比特率曲线, 低信噪比时由于选取的估计 1 后的信号数量较少, 导致估计精度难以提高, 随着选取符号数量的增加以及信噪比的上升, 估计精度也不断提高, 估计 2 明显比估计 1 的效果要好, 其中 R-LS 估计 2 比其估计 1 的效果要好 3 个 dB 左右, 随着 SNR 的增加, 两种算法的增益上升趋势并没有明显的变化, 几乎一直处于线性关系, 且 M-MMSE 估计基本上一直优于 R-LS 估计。由图 4 和图 5 可以看出, 估计 2 比估计 1 的性能要好。

4 结束语

LTE 上行链路系统采用的块状导频是假定信道在连续几个符号内不变, 而且 SC-FDMA 系统中每个用户的导频占有频带有限并且其子信道的时频相关, 因此根据这些导频得到的信道估计可用于连续几个 SC-FDMA 符号, 经上述理论分析和仿真结果可知, 在 LTE 上行链路 SC-FDMA 系统中, 采用基于导频的信道估计算法是可行的, 不仅提高了信道估计精度而且降低了系统的误比特率, 其唯一缺点在于增加迭代估计次数的同时算法复杂度有所增加, 在实际硬件设计上的可行性和经济性可能不会十分明显。因此如何在提高估计精度的同时降低算法复杂度仍然是一个值得继续研究的问题。

参考文献:

- [1] ZHAN Zhaowu. An OFDM channel estimation optimizing algorithm based on pilot [J]. TV Technology, 2010, 34 (11): 16-18 (in Chinese). [詹朝武. 一种基于导频的 OFDM 信道估计优化算法 [J]. 电视技术, 2010, 34 (11): 16-18.]
- [2] GUAN Bao, WANG Xiaojun, ZHANG Xiaowen. A new decision feedback detection algorithm in LTE uplink receiving diversity [J]. Journal of Air Force Radar College, 2010, 24 (4): 254-257 (in Chinese). [管鲍, 王晓军, 张晓文. LTE 上行接收分集中一种新的判决反馈检测算法 [J]. 空军雷达学院学报, 2010, 24 (4): 254-257.]
- [3] RANA M M. Channel estimation techniques and LTE terminal implementation challenges [C] //Proc13th International Conference on Computer and Information Technology. Dhaka: International Conference Press, 2010: 545-549.
- [4] HUANG G, NIX A, ARMOUR S. Decision feedback equalization in SC-FDMA [C] //Proc IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication. IEEE Press, 2008: 1-5.
- [5] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. LTE-The UMTS long term evolution from theory to practice [M]. MA Ni, WU Gang, transl. Beijing: People's Posts and Telecommunications Press, 2011: 122-163 (in Chinese). [LTE-UMTS 长期演进理论与实践 [M]. 马霓, 邬钢, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2011: 122-163.]
- [6] Ancora A, Bona C, Slock D T M. Down-sampled impulse response least-squares channel estimation for LTE OFDMA [C] // Proc IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007.
- [7] Hoher P, Kaiser S, Robertson P. Pilot-symbol-aided channel estimation methods in time and frequency [C] //Proc Communication Theory Mini-Conf Within IEEE Global Telecommunication Conf, 1997.
- [8] YANG Lihua, REN Guangliang, QIU Zhiliang. Enhancing channel estimation in LTE uplink multi-user SC-FDMA system [J]. Journal of BUPT, 2011, 34 (6): 86-90 (in Chinese). [杨丽花, 任光亮, 邱智亮. LTE 上行多用户 SC-FDMA 系统中增强信道估计方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2011, 34 (6): 86-90.]
- [9] Proakis J G. Digital communication [M]. 5th ed. Mc Graw Hill, 2009.
- [10] DUN Yucheng, DU Shuanyi. Comparison between SCM and SCME channel models [J]. Electronic Technology, 2008, 21 (9): 40-41 (in Chinese). [顿玉成, 杜栓义. SCM 与 SCME 信道模型比较 [J]. 电子科技, 2008, 21 (9): 40-41.]
- [11] ZENG Zhaohua. LTE fundamental theory and key technologies [M]. Xi'an: Xidian University Publishing House, 2010: 133-150 (in Chinese). [曾召华. LTE 基础原理与关键技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2010: 133-150.]