

LTE 上行链路中基于探测参考信号的信噪比估计

田浩* 杨霖 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 信噪比是衡量信道质量的一个重要参数, 该文主要研究 LTE(Long Term Evolution)系统中基于探测参考信号(Sounding Reference Signal, SRS)的信噪比估计方法。针对 DASS(Difference of Adjacent Subcarrier Signal)算法在高信噪比下噪声估计误差较大的这一缺点, 该文提出一种适用于 SRS 的改进 DASS 方法。该方法通过重新定义子载波的差分方式, 减小了噪声估计的误差, 并且由于对连续的 3 个 SRS 频点, 仅需要估计一次噪声, 使得该文方法的复杂度仅为原 DASS 方法的 1/3。仿真结果表明, 所提方法的估计性能优于其余的方法, 特别是在低时延和中等时延信道下, 高信噪比时的估计精度提高了约 10 倍。

关键词: 无线通信; 信噪比估计; 噪声估计; 长期演进; 探测参考信号

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)02-0353-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00445

SNR Estimation Based on Sounding Reference Signal in Long Term Evolution Uplink

Tian Hao Yang Lin Li Shao-qian

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The Signal-to-Noise Ratio (SNR) is an important parameter to measure the quality of the channel, this paper studies SNR estimation method based on Sounding Reference Signal (SRS) in the Long Term Evolution (LTE) system. Since the noise estimation error of Difference of Adjacent Subcarrier Signal (DASS) algorithm is larger in high SNR region, this paper presents an improved DASS method applicable to SRS. By redefining the differential mode of the subcarriers, the estimation error of the noise in this method is reduced, on the other hand, since the three consecutive SRS frequency points only need to estimate noise once, the complexity of the method is only 1/3 of the original DASS method. Simulation results show that the estimated performance of the proposed method is superior to the rest of the method, especially for the low-latency and medium-latency channel, estimation accuracy of the proposed method is improved by about 10 times in high SNR region.

Key words: Wireless communication; Signal-to-Noise Ratio (SNR) estimation; Noise estimation; Long Term Evolution (LTE); Sounding Reference Signal (SRS)

1 引言

长期演进计划(Long Term Evolution, LTE)系统中, 在上行链路定义了探测参考信号(Sounding Reference Signal, SRS), 用于信道质量的探测、频域调度及功率控制等操作。SRS 覆盖的范围通常大于当前数据的传输带宽, 从而可以得到整个信道带宽内的信道质量信息, 进而选择信道质量好的频带作为下个时隙数据传输的信道频带^[1]。

衡量信道质量的一个重要参数便是信噪比

(Signal-To-Noise Ratio, SNR), 目前, 研究人员提出的信噪比估计方法主要可以分为两大类: 一类是基于非数据辅助的盲估计的方法, 如二阶矩四阶矩方法(M2M4)^[2]等。另一类是基于导频的数据辅助的估计方法。由于 LTE 系统会在频域发送一定的导频来实现系统同步、信道估计等, 因此信噪比估计可以利用这些已有的导频序列来实现, 不会给通信系统带来额外的开销, 且精度较高。因此, 在 LTE 系统中多采用的是基于导频的方法。

在高斯信道(Additive White Gaussian Noise, AWGN)下的信噪比估计方法已经发展得比较成熟了, 并且提出了许多经典的算法, 如最大似然(Maximum Likelihood, ML)算法、最小均方误差

2013-04-07 收到, 2013-06-14 改回

国家自然科学基金(61001088)和国家重大专项(2010ZX03002-010)资助课题

*通信作者: 田浩 sunny_th@163.com

(Minimum Mean Square Error, MMSE)算法^[3]等。在无线信道下, 由于移动环境的特殊性, 许多经典算法不再适用, 为此研究人员提出了许多新的算法。例如 Boumard^[4]在 2003 年提出了应用于 MIMO-OFDM 系统的 SNR 算法, 该方法利用相邻子载波上的信道系数的差异来进行噪声估计, 但该方法的一大缺点是仅适用于时延扩展较小的信道, 当信道时延扩展变大时, 估计性能将显著下降; 文献^[5]提出了一种迭代的 MMSE 算法, 但由于需要 LMMSE 信道估计, 复杂度较高; 近年来, Park 等人^[6]提出了一种 DASS(Difference of Adjacent Subcarrier Signal)算法, 该算法通过利用相邻的 3 个子载波上的符号来估计噪声方差, 在低信噪比下性能较好, 但是在高信噪比下噪声估计的误差较大。上述方法多是基于 OFDM 系统的, 并不完全适用于 SRS 信号。因此, 为了提高 SRS 信号下的估计性能, 本文结合 LTE 上行传输的特点和 SRS 的结构, 提出了一种改进的 DASS 算法。该方法通过重新定义信号频点的差分方式, 提高了高信噪比下的估计性能, 并且复杂度仅为原来方法的 1/3。

本文的后续内容安排如下: 第 2 节介绍 SRS 传输的系统模型; 第 3 节对 Boumard 的方法和 DASS 方法进行描述; 第 4 节提出一种新的信噪比估计算法; 第 5 节是仿真验证; 第 6 节是结束语。

2 系统模型

LTE 上行链路采用的是单载波频分多址 (Single-Carrier Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA) 的传输方式, 一个无线帧由 10 个 1 ms 的子帧构成, 每个子帧包含两个 0.5 ms 的时隙^[7]。在常规循环前缀(Cyclic Prefix, CP)配置下, 每个时隙由 7 个 SC-FDMA 符号组成, 在扩展 CP 下, 每个时隙由 6 个 SC-FDMA 符号组成。当一个子帧由高层配置用于发送 SRS 时, SRS 在该子帧的最后一个 SC-FDMA 符号上传输^[8]。

SRS 信号是在 LTE 上行发送的, 但是与 SC-FDMA 数据不同的是, 对 SRS 序列没有使用 DFT 扩展, SRS 的发送和接收结构如图 1 所示。首先在频域上生成 SRS 序列, 然后进行物理资源块 (Resource Block, RB) 映射, 在 RB 映射之前需要乘以幅度缩放因子 β_{SRS} 用以与发送功率 P_{SRS} 保持一致。SRS 采用间隔的方式映射到子载波上, 形成“梳状”的频域结构^[9]。最后, 是 IFFT 变换和加循环前缀。

假设已具备良好的同步, 并且为简便起见, 本文只考虑单用户的情形。在接收端, 基站根据频域

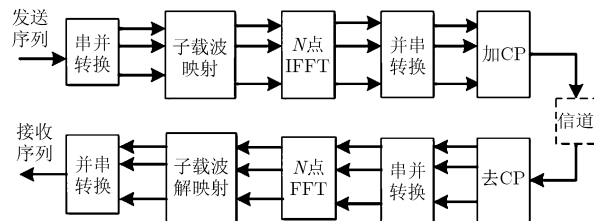


图 1 SRS 发送机和接收机框图

起始位置和序列长度将 SRS 从相应的频域位置提取出来, 则接收到的 SRS 符号上第 k 个子载波处的数据可以表示为

$$Y_k = X_k H_k + N_k, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

其中 M 为 SRS 序列的长度, X_k 是第 k 个子载波上的发送符号, 且满足 $X_k = \sqrt{S} d_k$, d_k 的模为 1, S 为信号发射功率。 N_k 表示均值为 0, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。 H_k 代表第 k 个子载波上的信道频域响应, 可以表示为

$$H_k = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j \frac{2\pi k l}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

其中 α_l 表示多径信道第 l 条径的复增益, L 为信道冲击响应长度, N 是系统子载波数目。

因此, 系统的平均信噪比可以表示为

$$\rho_{\text{av}} = \frac{\sum_{k=0}^{M-1} |X_k H_k|^2}{M \sigma^2} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |Y_k|^2 - \sigma^2}{\sigma^2} \quad (3)$$

3 噪声及信噪比估计

3.1 Boumard 的方法

Boumard 提出了一种运用于 2×2 的 MIMO-OFDM 系统的 SNR 估计器, 该算法假设相邻子载波的频域信道系数是相等的。之后, 任光亮等人^[10]将其推广到了 SISO-OFDM 系统, 并且维持这个假设的条件不变, 即 $H_k \approx H_{k-1}$ 。

定义一个新的变量 $|Y_k X_{k-1} - Y_{k-1} X_k|^2$, 并对其取统计平均:

$$\begin{aligned} E \left\{ |Y_k X_{k-1} - Y_{k-1} X_k|^2 \right\} \\ = E \left\{ |N_k X_{k-1} - N_{k-1} X_k|^2 \right\} = \sigma^2 + \sigma^2 = 2\sigma^2 \quad (4) \end{aligned}$$

可得噪声方差为

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{E \left\{ |Y_k X_{k-1} - Y_{k-1} X_k|^2 \right\}}{2} \quad (5)$$

3.2 DASS 算法

文献^[6]提出了一种新的 OFDM 系统中估计噪声的方法, 通过使用 3 个连续的子载波符号来计算噪声功率。

系统模型如第 2 节所述, 为了从接收符号中提

取出噪声成分, 定义变量 F_k , 且有

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= X_1^* Y_1 - X_2^* Y_2 \\ F_k &= 2X_k^* Y_k - X_{k-1}^* Y_{k-1} - X_{k+1}^* Y_{k+1}, \\ &k = 2, 3, \dots, M-1 \\ F_M &= X_M^* Y_M - X_{M-1}^* Y_{M-1} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中, 第1个符号(X_1)和最后一个符号(X_M)使用其相邻的一个子载波做差分运算, 而其它的符号($X_k, k = 2, 3, \dots, M-1$)使用其相邻的两个子载波。

将 Y_k 的表达式(1)代入式(6), 并且设相邻的信道频域响应是相等的($H_k \approx H_{k-1} \approx H_{k+1}$)。对式(6)两边同时求能量, 经计算式(6)中将只留下噪声项, 噪声能量为

$$\sum_{k=1}^M |N_k|^2 = \frac{|F_1|^2}{2} + \frac{|F_M|^2}{2} + \sum_{k=2}^{M-1} \frac{|F_k|^2}{6} \quad (7)$$

其中 $|\cdot|$ 表示取模。因此, 噪声方差为

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{M} \left(\frac{|F_1|^2}{2} + \frac{|F_M|^2}{2} + \sum_{k=2}^{M-1} \frac{|F_k|^2}{6} \right) \quad (8)$$

4 改进的 DASS 算法

DASS 算法相比之前的方法能得到较准确的估计, 但是由于该算法最初是应用于 OFDM 系统的, 并不完全适应 SRS 的传输环境。这主要是因为有多用户条件下, SRS 采用分布式映射的方式, 使得原 DASS 算法中的假设条件不再成立。如图 2 所示, 以两个用户为例, UE1 的子载波组与 UE2 的子载波组频分复用进行传输, 而这种方式使得某些频点上的假设条件($H_k \approx H_{k-1} \approx H_{k+1}$)不再成立, 例如, 对于处于 UE2 子载波组两端的 X_n 和 X_{n+1} , 显然它们的信道系数不再近似相等, 因此在利用式(6)估计 UE1 的噪声时必将引入较大误差。

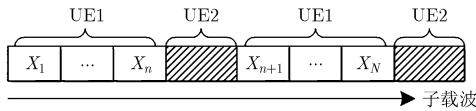


图2 两个用户下 SRS 的分布式映射方式

另一方面, 文献[6]指出, 在高信噪比区域 DASS 算法的噪声估计会过大。这主要是因为假设条件 $H_k \approx H_{k-1} \approx H_{k+1}$ 只是一个近似的表达式, 实际上 F_k 里始终残留着一些信号成分:

$$F_k = f(P_s) + \hat{N}_k \quad (9)$$

其中 P_s 代表信号功率, $f(P_s)$ 是与信号功率有关的函数, \hat{N}_k 为噪声估计项。结合式(8)可知, 噪声功率估计值 $\hat{\sigma}^2$ 会随着信号功率的增加而变大。

图 3 为 $F_k (k = 1, 2, \dots, M)$ 计算示意图, 可以看出图中每个符号都进行了重复计算(如 $F_2 = 2X_2^* Y_2 - X_1^* Y_1 - X_3^* Y_3, F_3 = 2X_3^* Y_3 - X_2^* Y_2 - X_4^* Y_4$)。由上面的分析可知 F_k 里的信号成分是没有办法完全消除的, 因此, 重复的交叉计算必将导致其对噪声的影响, 尤其是高信噪比下累积的信号能量叠加到噪声上, 会使得噪声功率估计偏大。

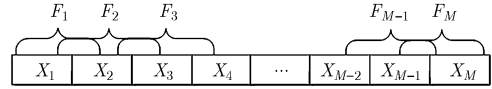


图3 DASS 算法的计算示意图

因此, 为了适应 SRS 的传输方式以及减少信号能量累积对噪声估计的影响, 本文提出了一种改进的 DASS 算法。如图 4 所示, 将 SRS 所占子载波以每 3 个连续频点分为一组, 且中间无重复, 则总共有 $M_{sc}^{RS}/3$ 组。由于 SRS 序列长度 $M_{sc}^{RS} = 6m_{SRS,b}$ ($m_{SRS,b}$ 为 SRS 所占的 RB 数, 为整数), 因此组数为整数。

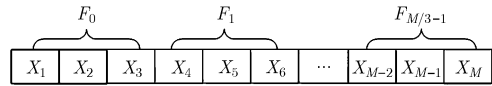


图4 改进的 DASS 算法的计算示意图

然后, 将每组按如下方式分别进行计算, 重新定义 F_k 为

$$\begin{aligned} F_k &= 2X_{2+3k}^* Y_{2+3k} - X_{1+3k}^* Y_{1+3k} - X_{3+3k}^* Y_{3+3k}, \\ &k = 0, 1, \dots, M_{sc}^{RS}/3 - 1 \end{aligned} \quad (10)$$

由于组数为 3 的倍数, 这使得即使在图 2 所示的多用户情况下, 每个用户的子载波块都含有 3 的整数倍个子载波, 因此不会出现估计噪声的两个频点被其它用户的子载波块隔开的情况。

令 $n = 2 + 3k$, 则式(10)变为

$$\begin{aligned} F_{(n-2)/3} &= 2X_n^* Y_n - X_{n-1}^* Y_{n-1} - X_{n+1}^* Y_{n+1}, \\ &n = 2, 5, 8, \dots, M_{sc}^{RS} - 1 \end{aligned} \quad (11)$$

假设相邻的信道系数是相等的, 即 $H_n \approx H_{n-1} \approx H_{n+1}$, 则对 $|F_{(n-2)/3}|^2$ 两边取统计平均, 有式(12)成立:

$$\begin{aligned} &E \left(\left| 2X_n^* Y_n - X_{n-1}^* Y_{n-1} - X_{n+1}^* Y_{n+1} \right|^2 \right) \\ &= E \left(\left| 2X_n^* N_n - X_{n-1}^* N_{n-1} - X_{n+1}^* N_{n+1} \right|^2 \right) \\ &= E \left(4|N_n|^2 + |N_{n-1}|^2 + |N_{n+1}|^2 + I_{m,n} \right) \\ &= 4\sigma^2 + \sigma^2 + \sigma^2 \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $E(\cdot)$ 代表数学期望, σ^2 为噪声方差, $I_{m,n}$ 为信

号与噪声的交叉项。因此, 可得噪声方差为

$$\sigma^2 = \frac{E\left(\left|2X_n^*Y_n - X_{n-1}^*Y_{n-1} - X_{n+1}^*Y_{n+1}\right|^2\right)}{6} \quad (13)$$

实际系统中, 通常用时间平均代替数学期望。

5 仿真结果

下面通过计算机仿真来验证本文提出的改进 DASS 算法, 并与其它算法进行了比较。相应的系统参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真参数

系统带宽(MHz)	10
FFT 大小	1024
子载波总数	600
SRS 物理资源块数	48
信道模型	扩展 ITU 模型
仿真次数	10000

扩展 ITU 模型主要考虑了 EPA5, EVA70 和 ETU300。这 3 种模型的多普勒频移分别为 5 Hz, 70 Hz 和 300 Hz, 均方根时延扩展 τ_{rms} 分别为 43 ns, 357 ns 和 991 ns, 分别代表低时延、中时延和高时延扩展的信道, 具体的多径时延参数值可以参考文献 [11]。

为了衡量信噪比估计的性能, 下面通过归一化均方误差(Normalized Mean Squared Error, NMSE)作为性能的评价指标, 平均信噪比的 NMSE 定义为

$$\text{NMSE}_{\text{av}} = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \left(\frac{\hat{\rho}_{\text{av},i} - \rho_{\text{av}}}{\rho_{\text{av}}} \right)^2 \quad (14)$$

其中 $\hat{\rho}_{\text{av},i}$ 是第 i 次估计的平均 SNR, ρ_{av} 是真实值, N_t 为仿真次数。

图 5~图 7 分别给出了 SRS 信号在 EPA5, EVA70 和 ETU300 信道模型下的信噪比估计曲线。

从图 5~图 7 可以看出, 在几种典型的信道条件下, 本文提出的改进的 DASS 算法的性能都优于其它方法, 且在高信噪比区域性能得到了明显的提

升。例如在 EVA70 信道下, 改进的方法在信噪比为 30 dB 的时候比原 DASS 算法^[6]的性能提升了约 7 dB。而在信道条件最差的 ETU300 信道下, 在高信噪比区域也比 DASS 算法提升了约 3 dB。尤其在 EPA5 信道下, 改进的 DASS 算法的信噪比估计曲线基本与实际信噪比曲线相重合。

而 Boumard 的方法^[4]虽然实现简单, 复杂度低, 但缺点是仅适用于时延扩展较小的信道, 当信道时延扩展变大时, 信噪比估计性能将显著下降。另外从图中还可以看出, 当信噪比较高或较低时, Boumard 方法的信噪比估计值都将趋于一恒定值, 出现所谓的错误平层(error floor), 严重影响估计的准确性。原始的 DASS 算法虽然在低信噪比时能较好地吻合实际的信噪比值, 但是随着信噪比的继续攀升, 该算法受残留信号能量的影响越来越大, 因此, 在高信噪比区域出现了较大偏差。

图 8~图 10 分别为 EPA5, EVA70 和 ETU300 信道下的平均 SNR 估计的 NMSE 曲线。从图中可以看出, 由于易受信道时延变化的影响, Boumard 算法^[4]对信道的频率选择性十分敏感, 其 NMSE 在 SNR 大于 5 dB 的时候快速增加。而原始的 DASS 算法^[6]由于 SRS 的分布式映射导致某些频点的信道响应相差过大, 以及残留的信号能量对噪声的影响, 使得在高信噪比下噪声估计偏离真实值。另外, 在 DASS 算法中对首尾两个符号(F_1 和 F_M)只使用了其相邻的一个子载波(类似 Boumard 的方法), 误差较大, 因此, 当信噪比增加时 DASS 算法的错误率也迅速增加。

从图中可以看出, 改进 DASS 算法在主要的信噪比区域性能都较好。例如在 EPA5 信道下, 当信噪比大于 5 dB 的时候 NMSE 都维持在 10^{-2} 左右; 在 EVA70 信道下, 在 5 dB 到 20 dB 的主要信噪比区域 NMSE 也基本在 10^{-2} 左右, 在高信噪比区域, 其上升趋势也比较平坦, 即使在信噪比为 30 dB 的时候, NMSE 也在 10^{-1} 左右; 由于 ETU 模型具有 5000 ns 的最大额外时延扩展, 具有强频率选择性衰落, 因此, 该信道下所有算法的性能都出现了明显

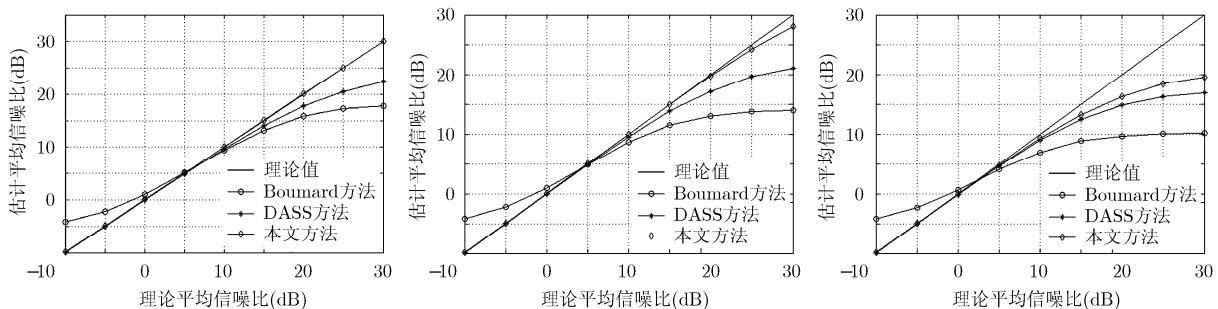


图 5 EPA5 信道下的信噪比估计均值曲线 图 6 EVA70 信道下的信噪比估计均值曲线 图 7 ETU300 信道下的信噪比估计均值曲线

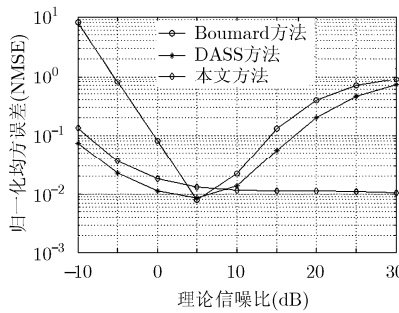


图8 EPA5信道下的平均
SNR估计的NMSE曲线

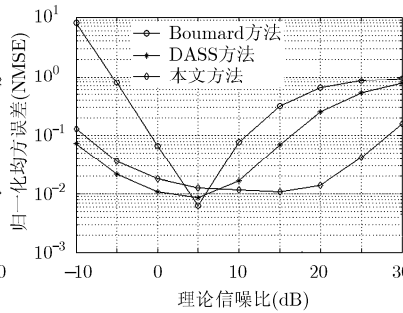


图9 EVA70信道下的平均
SNR估计的NMSE曲线

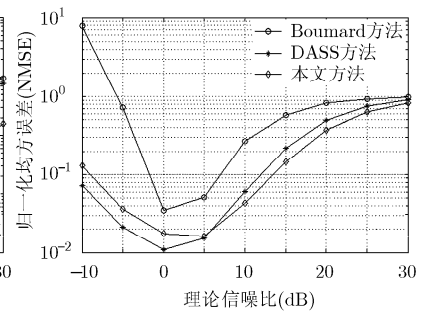


图10 ETU300信道下的平均
SNR估计的NMSE曲线

下降。实际上这种模型主要用于在不常发生的超大城市、郊区和农村情形中。但是,即使在最恶劣的信道条件下本文方法的 NMSE 值仍小于其余的方法,说明本文提出的方法是有效的。

另一方面,改进的 DASS 算法在运算量和复杂度方面也得到了改进。原始的 DASS 算法在估计噪声时,对每个 SRS 信号频点需要同时利用前后两个相邻的信号信息,导致该方法存在重复计算。由式(7)可知,每个子载波符号都对应一个表达式 F_k ,因此,该方法总共需要 M 次(M 为 SRS 序列长度)差分运算,这当 SRS 序列较长的时候是不利的。而由图4和式(11)可以看出,改进的 DASS 算法是每3个连续的 SRS 频点计算一次噪声,且中间不存在重复利用这些符号,即每3个 SRS 频点对应一个 F_k 。因此,本文提出的方法只需要 $M/3$ 次多项式计算,大大减少了算法的运算量和复杂度,更易于在实际通信系统中实现。

6 结束语

本文主要研究了 SRS 的信噪比估计算法,并针对 DASS 算法中因信号能量累积导致噪声估计过大这一缺点,提出了一种改进的算法。该方法主要是通过重新定义 SRS 频点的分组方式,避免了某些频点的信道响应相差过大,减少了信号能量对噪声的影响,并且由于对连续的3个信号频点,仅需要估计一次噪声,本方法的复杂度仅为原 DASS 方法的 $1/3$ 。仿真结果表明,所提方法的估计性能优于其余的方法,有效地提高了高信噪比时的估计精度;另一方面,在估计精度一定的情况下,本文提出的信噪比估计方法适用范围更宽。

参考文献

- [1] 邵道炯. TD-LTE 上行链路中参考信号技术的研究与 DSP 实现[D]. [硕士论文], 电子科技大学, 2011.
Shao Dao-jiong. The research and DSP realization of reference signal technology in TD-LTE uplink[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2011.
- [2] Wang Ai-fen and Xu Hua. Comparison of several SNR estimators for QPSK modulations[C]. 2012 International Conference on Computer Science and Service System, Nanjing, China, Aug. 11-13, 2012: 77-80.
- [3] Pauluzzi R and Beaulieu C. A comparison of the SNR estimation techniques for the AWGN channel[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(10): 1681-1691.
- [4] Boumard S. Novel noise variance and SNR estimation algorithm for wireless MIMO OFDM systems[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA, Dec. 1-5, 2003: 1330-1334.
- [5] Savaux V, Louet Y, Djoko-Kouam M, et al. An iterative and joint estimation of SNR and frequency selective channel for OFDM systems[C]. 18th European Wireless Conference, Poznan, Poland, April 18-20, 2012: 1-7.
- [6] Park Hyeong-sook, Sugrim S, Spasojevic P, et al. Noise power and SNR estimation based on the preamble in tri-sector OFDM systems[C]. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, May 15-18, 2011: 1-5.
- [7] 3GPP TS 36.211 V10.5.0-2012, Technical specification group radio access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 10)[S]. 2012.
- [8] Bertrand P. Channel gain estimation from sounding reference signal in LTE[C]. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, May 15-18, 2011: 1-5.
- [9] Zhou Bao-long, Jiang Ling-ge, and Zhao Sheng-jie. Sounding reference signal design for TDD LTE-advanced system[C]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Shanghai, China, April 1-4, 2012: 410-415.
- [10] 任光亮, 罗美玲, 常义林. OFDM 系统信噪比估计新方法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2007, 34(5): 693-696.
Ren Guang-liang, Luo Mei-ling, and Chang Yi-lin. Novel SNR estimation algorithm for OFDM systems[J]. *Journal of Xidian University(Natural Science Edition)*, 2007, 34(5): 693-696.
- [11] 3GPP TS 36.104 V10.8.0-2012, Technical specification group radio access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 10)[S]. 2012.

田浩: 男, 1989年生, 硕士生, 研究方向为 LTE 中的探测参考信号。
杨霖: 男, 1977年生, 副教授, 研究方向为无线与移动通信、现代通信中的信号处理。
李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 长期从事扩频通信、移动通信方面的教学和研究。