

基于导频信号的 LTE 系统高移动性信道估计算法

王艳艳 韩 丰 瞿辉洋 陈 强 刘光辉
(电子科技大学信息与通信工程学院, 四川成都 611731)

摘 要: 在长期演进(Long Term Evolution, LTE)系统中, 精确的信道估计是均衡和相干解调的前提。在高速移动信道下, 由于 LTE 下行链路离散非均匀的导频模式, 传统的时间方向信道估计方法性能较差。为了提高信道估计精度, 首先利用离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)的信道估计方法提高导频处的估计精度。然后根据 LTE 系统的导频结构, 设计了两种时间方向信道估计方法: 1) 当信道的统计特性未知时, 把不等间隔的导频分布转换为等间隔的导频分布, 并利用三阶样条内插估计出数据处的信道频域值; 2) 当信道的统计特性已知时, 基于最小均方误差准则, 设计高性能的自适应内插器, 以准确获得信道估计所需系数。仿真和分析表明, 相对于传统的线性内插算法, 这两种信道估计算法利用更多的导频信息, 可大大提高信道估计的精度, 同时提升系统的解调性能。

关键词: 信道估计; 导频结构; 高速移动信道; 自适应内插器

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2018.05.005

Pilot Based Channel Estimation Algorithm of LTE System over High-Speed Mobile Channels

WANG Yan-yan HAN Feng QU Hui-yang CHEN Qiang LIU Guang-hui
(School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: In the long term evolution (LTE) system, accurate channel estimation (CE) is crucial in channel equalization and coherent demodulation. Due to the discrete non-uniform pilot pattern of the LTE downlink system, the traditional CE method results in significant estimation errors over high-speed mobile channels. In order to improve the CE accuracy, firstly, the discrete Fourier transform (DFT)-based CE technique is developed to enhance the CE accuracy of pilot. Then according to the pilot pattern of the LTE system, we propose two CE methods to improve the CE accuracy of data: 1) When the statistical properties of channel are unknown, the non-uniform pilot pattern is transformed into the uniform pilot pattern. Then the spline fitting is utilized to estimate the channel frequency response (CFR) of data position. 2) When the statistical properties of channel are known, a high performance adaptation interpolator is designed based on the minimum mean square error criterion, which can accurately obtain the required coefficients of CE. Simulation results and analysis demonstrate that, compared to the conventional linear interpolation algorithm, the proposed schemes can exploit more pilot information, which significantly improve the CFR accuracy and enhance the demodulation performance.

Key words: channel estimation; pilot pattern; high-speed mobile channel; adaptation interpolator

1 引言

年的迅速增长,已经成为连接人类社会的基础信息网络。随着第四代移动通信(Fourth Generation, 4G)^[1-3]进入商用阶段,第五代移动通信(Fifth Gen-

eration, 5G)^[4-5]成为全球研发的热点。综合考虑 5G 系统的技术需求、发展趋势以及网络平滑演进等因素,4G 的平滑演进将是对下一代移动通信的有效补充。研究表明,未来通信系统将满足低时延,高可靠,大连接,高速移动等多样化场景的需求^[6],这对系统的同步和信道估计等关键技术带来了严峻的挑战。尤其在高速移动环境下,设计高精度的信道估计算法成为研究的热点。在高速移动信道下(目前中国高铁的最大速度为 350 km/h),由于较高的最大多普勒频移,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统子载波间的正交性被破坏,产生严重的子载波间干扰。因此,需要设计一种信道估计方法来准确获取高速场景下的信道信息,并通过信道均衡消除多径信道的影响。

信道估计算法根据是否用到导频信息来划分,主要分为非盲信道估计^[7-10]、半盲信道估计^[11]和盲信道估计^[12-13]。相对于盲信道估计和半盲信道估计,借助导频的非盲信道估计被大量采用,其优点是复杂度低、统计时间短、精度较高。

基于导频的信道估计方法主要分为两类:基于参数变换的信道估计(如基扩展模型(Basis Expansion Model, BEM))和基于插值的信道估计。BEM 信道建模^[14-15]是将信道的每一个时变抽头系数表示为一组基函数的加权叠加。它对高速移动信道建模的准确性更高,但其信道估计要基于分组的导频模式。这种导频模式在信道时延扩展严重时要求的导频数量很多,从而大大增加系统开销。然而,在 LTE 下行离散导频模式,这极大地限制了基于 BEM 的信道估计在 LTE 下行 OFDM 系统中的应用。LTE 系统离散导频模式能较好的平衡导频开销、实现复杂度和信道估计精度之间的折中。基于离散导频的插值信道估计可以分成两个步骤^[16-18]:第一步是估计导频处的信道频域响应(Channel Frequency Response, CFR),主要利用的估计方法为最小二乘(Least Square, LS),但是在高速移动信道下,由于多普勒频移较大,子载波之间正交性被破坏,使得 LS 的估计精度较低;第二步是通过导频处的 CFR 估计出数据处的信道值。维纳(Wiener)滤波算法^[16]可取得理论上的最优估计,但要求已经信道的二阶统计特性,计算复杂度几乎不可实现。在广义平稳非相干散射信道假设条件下,为了降低计

算复杂度,可将时频二维的内插简化为频域方向和时间方向级联的内插方法,其性能损失可以忽略。

在 LTE 系统中,传统的频域方向信道估计算法主要分为三种类型:(1)基于统计特征的内插算法:最小均方根误差算法^[19](Minimum Mean Square Error, MMSE),其算法涉及矩阵求逆,复杂度较高。(2)基于固定系数的内插算法:线性内插、二阶高斯内插、三阶样条内插^[20]、三阶拉格朗日内插。固定系数内插算法实现复杂度较低,但是若信道变化较快,固定系数内插器与信道失配,会降低信道估计精度。(3)基于低通滤波的内插算法:凯撒(Kaiser)^[21]滤波内插算法和升余弦窗内插算法。这种算法性能介于 MMSE 和固定系数内插器之间。然后把频域方向估计的 CFR 作为已知值进行时间方向的信道估计。在 LTE 系统中,一般是基于一个子帧进行数据传输,由于时间方向一个子帧(14 个 OFDM 符号)的导频个数较少,且不等间隔分布。传统的信道估计方法为线性内插^[22-24],最后两个 OFDM 符号处的信道值需要线性外插。当多普勒频移较大时,线性信道估计算法精度降低,系统的性能变差,不能满足相对恶劣的信道传输环境。

针对时间方向信道估计算法的不足,本论文提出了如下方案:1)一种自适应的内插器:根据 LTE 系统时间方向导频不等间隔分布的情况,接收下一个子帧的第一个 OFDM 符号,当已知信道的统计特性时,设计一种自适应的信道估计算法,以适用于不同的导频间隔。其主要思想为:根据 LTE 系统时间方向导频的结构,数据处的 CFR 利用左右几个导频处的 CFR 值线性表示,不同导频处 CFR 值的系数 α_j 不同。由于导频间隔不同,其系数不能直接得出,本论文基于最小均方误差准则计算每个导频系数大小,然后根据所得系数和导频处的信道值估计出数据处的 CFR。2)当信道的统计特性未知时,把非均匀导频结构转化为均匀导频结构,并利用三阶样条估计出数据处的信道值。为了提高导频处的信道估计精度,本文首先利用基于 DFT 的降噪算法。这两种时间方向的信道估计算法可利用更多的导频处 CFR 信息,提高系统的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能。

2 系统模型

LTE 系统原理框图如图 1 所示。发送的二进制

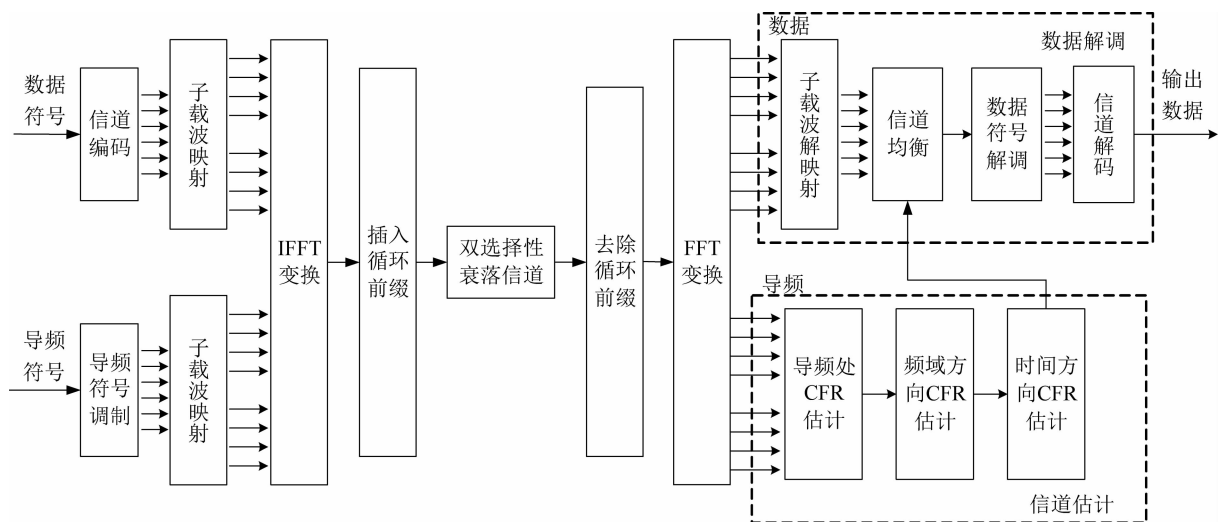


图 1 LTE 系统原理框图

Fig. 1 System model of the LTE

比特数据 b 进行信道编码得到信号 c , 然后把编码之后的信号 c 调制映射得到复数信号 d 。同时插入导频 c_1 以进行信道估计, 对导频信号调制映射得到导频处的复数信号 d_1 。根据 LTE 系统的资源分配原理(如图 2(a)所示), 将调制映射之后的数据和导频映射到相应的位置, 记为: X_d 和 X_p , 其中导频信号的长度为 N_{pilot} 。根据 LTE 系统资源元素映射之后的数据进行 OFDM 调制(包括信号填零扩充, 重排位置, 逆傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)、添加循环前缀(Cyclic Prefix, CP))得到时域信号 x , 发射信号 x 经过无线信道得到信号 y 。

对于接收信号 y 进行 OFDM 解调, 包括去循环前缀, 傅里叶变换得到频域信号 Y 。根据 LTE 系统的资源分配情况进行资源元素反映射, 得到导频处和数据处接收信号, 分别记为: Y_d 和 Y_p 。利用导频估计出的信道值对信号进行均衡, 获得估计的接收信号数据 \hat{X}_d , 对 \hat{X}_d 进行解映射得到信号 \hat{c} , 最后通过信道解码得到估计的二进制比特流数据 \hat{b} 。在 LTE 系统中, 由于时间方向一个子帧内的导频不等间隔分布, 且第 13、14 个 OFDM 符号处的 CFR 需要进行外插, 使得 CFR 精度在高速移动环境下大大降低。为了提高时间方向的信道估计精度, 接收下一个子帧的第一个 OFDM 符号, 利用 15 个 OFDM 符号处的导频数据进行时间方向的信道估

计, 避免最后两个符号的外插。在图 1 所示 LTE 系统原理框图中, 通过频域方向和时间方向级联的信道估计算法, 得到数据处的 CFR, 以进行均衡和系统解调。

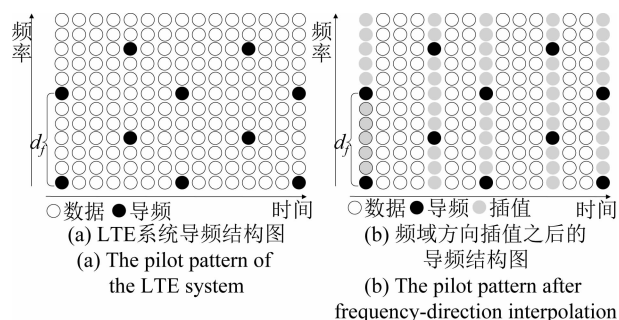


图 2 LTE 系统资源网格和导频结构图

Fig. 2 Resource grid and pilot scattering structure for the LTE system

3 信道估计算法

在传统的信道估计算法中, 时间方向信道估计算法为基于线性插值的估计, 且最后两个 OFDM 符号处的 CFR 需要外插。但是在高速移动环境下, 由于子载波之间的正交性被破坏, 导频处 CFR 受到邻近子载波的干扰, 且由于导频的非均匀分布, 使得信道估计算法精度大大降低。因此, 本文利用基于 DFT 的降噪算法提高导频处 CFR 的估计精度, 并设计两种时间方向信道估计算法, 内插出数据处的信道值, 以提高系统性能。

图3为信道估计原理框图,其详细过程为:为了避免利用外插得到数据处的CFR,首先接收第一个子帧和下一个子帧第一个OFDM符号的信道值(如图2(a)所示),利用LS算法估计导频处的信道值;然后利用基于DFT的降噪算法提高导频处CFR的精度;根据降噪之后的CFR进行频域方向信道估计(如图2(b));最后进行时间方向信道估计。时间方向信道估计算法为:1)自适应的信道估计方案:数据处的CFR通过多个导频处的CFR值线性表示。由于导频间隔不同,线性表示所需系数通过最小均方误差准则计算得出,然后根据计算的系数估计出数据处CFR值。2)把非均匀的导频结构转化为均匀的导频结构,再通过三阶样条内插算法进行信道估计。这种方法避免信道估计的外插,并利用更多的导频信息,提高了CFR精度。

3.1 基于DFT降噪的信道估计算法

为了抑制导频处高斯白噪声的影响,本文利用基于DFT的降噪算法^[25],其基本思想为:把导频处的CFR进行逆傅里叶变换,去除最大时延位置之后的数据,最后再把截断之后的时域信道值变换到频域,以提高导频处的信道估计精度。根据发射端导频信号 \mathbf{X}_p 和接收端导频处的信号值 \mathbf{Y}_p ,利用LS算法得到导频处的CFR,记为

$$\mathbf{H}_p = \frac{\mathbf{Y}_p}{\mathbf{X}_p} \quad (1)$$

把公式(1)得到的导频处的CFR通过逆傅里叶变换到时域,得到信道的时域冲激响应(Channel Impulse Response, CIR)为

$$\hat{h}_{ip}[n_p, m_p] = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{pilot}}}} \sum_{n_p=0}^{N_{\text{pilot}}-1} H_p[k_p, m_p] e^{j\frac{2\pi}{N_{\text{pilot}}} k_p n_p} \quad (2)$$

其中 (k_p, m_p) 表示第 k_m 个子载波第 m_p 个OFDM符号处的CFR。式(2)得到的CIR长度和导频处CFR长度相同,可记为向量的形式 $\hat{\mathbf{h}}_{ip} \in C^{N_{\text{pilot}} \times 1}$ 。

假设信道的最大时延的长度小于或等于循环前缀的长度,则 $\hat{\mathbf{h}}_{ip}$ 中最大时延之后的元素值是由高斯白噪声引起的。为了降低噪声的影响,去除最大时延(或循环前缀)长度之后的值,即

$$\hat{\mathbf{h}}'_{ip} = \hat{\mathbf{h}}_{ip} \otimes [\mathbf{1}_{N_{\text{cp}} \times 1}, \mathbf{0}_{(N_{\text{pilot}}-N_{\text{cp}}) \times 1}] \quad (3)$$

其中 N_{cp} 表示OFDM信号循环前缀的长度; \otimes 为两个向量各个元素点乘符号。为了保持CFR和CIR

长度相同,把公式(3)补零,即

$$\hat{\mathbf{h}} = [\hat{\mathbf{h}}'_{ip}, \mathbf{0}]_{N_{\text{pilot}} \times 1} \quad (4)$$

最后把(4)再变换到频域,可以得到去除噪声之后导频处的CFR值

$$\hat{H}_p[k_p, m_p] = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{pilot}}}} \sum_{n_p=0}^{N_{\text{pilot}}-1} \hat{h}[n_p, m_p] e^{-j\frac{2\pi}{N_{\text{pilot}}} k_p n_p} \quad (5)$$

此时导频处信道值可记为矩阵的形式 $\hat{\mathbf{H}}_p$ 。这种降噪信道估计算法可以去除最大时延之后的噪声影响,提高了导频处的信道值精度。

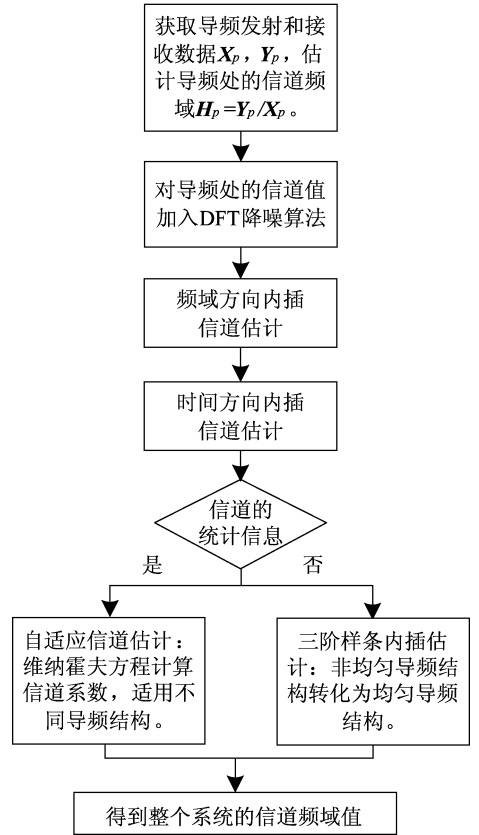


图3 信道估计原理图

Fig. 3 The block diagram of the proposed channel estimation methods

3.2 自适应的信道估计算法

传统的MMSE内插器系数计算公式^[17]为

$$\mathbf{w}'_{\text{MMSE}}[n] = (\mathbf{R}'_{HH} + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{r}'_{Hn} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{R}'_{HH} = E[\mathbf{H}_{nk} \mathbf{H}_{nk}^H]$ 为时间方向导频处的CFR自相关信道矩阵, $\mathbf{r}'_{Hn} = E[\mathbf{H}_{nk} H^*[n, k]]$ 为时间方向当前估计符号的CFR和导频处的CFR的互相关矩阵,其计算公式为

$$\begin{aligned}
 R_{HH}^t[u, \nu] &= J_0(2\pi |u - \nu| d_f f_D T_s) \\
 r_{Hn}^t[u] &= J_0(2\pi | (I_t - M_1' + u) d_t - n | f_D T_s) \\
 0 \leq u \leq Q_t - 1, 0 \leq \nu \leq Q_t - 1
 \end{aligned} \quad (7)$$

其中, d_t 为时间方向导频子载波之间的间隔; Q_t 为时间方向滤波器的长度, 且 $M_1' = \text{floor}((Q_t - 1)/2)$, $T_s = T + T_{CP}$; T 为符号周期; T_{CP} 为循环前缀的长度。 f_d 为最大多普勒频移; $J_0(\cdot)$ 为 0 阶贝塞尔函数。

由于时间方向导频不等间隔分布, 不能直接利用公式(7)计算内插系数。本文基于最小均方误差准则分别计算信道估计所需的内插系数, 并可适应不同的导频间隔。若导频处的基于 DFT 降噪的信道估计和频域方向信道估计已经完成, 则在时间方向估计数据处的 CFR 时, 利用当前估计 CFR 值前后导频处 CFR 值的函数来表示。且信道的 CFR 自相关函数和子载波之间的间隔有关, 和位置无关。

图 4(a) 表示时间方向信道估计过程。用前后两个导频处的信道值线性表示数据处的信道值。首先获取导频所在 OFDM 符号的位置, 用 m_p^j 表示, 其中 m_p^j 为导频所在 OFDM 符号位置的区分符, $j = 1, 2, 3, 4$ 。然后基于各组导频处 m_p^j 的信道计算第 k 个子载波第 i 个 OFDM 符号的数据处的信道值:

$$\hat{H}[k, i] = \sum_j \alpha_j^i \hat{H}[k, m_p^j] \quad (8)$$

其中 $\hat{H}[k, m_p^j]$ 表示第 k 个子载波中第 m_p^j 导频所在 OFDM 符号处的信道值; α_j^i 表示对应第 i 个 OFDM 符

号的 $\hat{H}[k, m_p^j]$ 的插值系数。采用最小均方误差准则, 获取最优插值系数 α_j^i 。定义信道的估计误差为:

$$e(i) = H(k, i) - \hat{H}(k, i) \quad (9)$$

其中 $H(k, i)$ 和 $\hat{H}(k, i)$ 分别表示第 k 个子载波第 i 个 OFDM 符号理想信道值和估计值。因此, 估计误差的平均功率

$$J(\omega) = E\{|e(i)|^2\} = E\{e(i)e^*(i)\} \quad (10)$$

其中符号 $(\cdot)^*$ 表示共轭。根据维纳霍夫方程 $R\omega = p$, 可得到最优的内插系数方程为

$$\omega = R^{-1}p \quad (11)$$

其中 R 为已知 CFR(导频处的 CFR)的自相关值, p 为当前估计 CFR 和已知 CFR 的互相关值。系数 ω 是由插值系数构成的矩阵。

$$\omega = [\alpha_j^1, \alpha_j^2, \alpha_j^3, \alpha_j^4] = \begin{bmatrix} \alpha_1^1 & \alpha_2^1 & \alpha_3^1 & \alpha_4^1 \\ \alpha_1^2 & \alpha_2^2 & \alpha_3^2 & \alpha_4^2 \\ \alpha_1^3 & \alpha_2^3 & \alpha_3^3 & \alpha_4^3 \end{bmatrix} \quad (12)$$

令第 k 个子载波第 m_p^j ($j = 1, 2, 3, 4$) OFDM 符号处的信道值为

$$\hat{H} = (\hat{H}[k, m_p^1] \quad \hat{H}[k, m_p^2] \quad \hat{H}[k, m_p^3] \quad \hat{H}[k, m_p^4])^T \quad (13)$$

则 $R = E\{\hat{H}\hat{H}^H\}$, $p = E\{H\hat{H}^H[k, i]\}$, 符号 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。自相关矩阵 R 的元素表示为:

$$r(n - m) = E\{\hat{H}[k, n]\hat{H}^*[k, m]\} \quad (14)$$

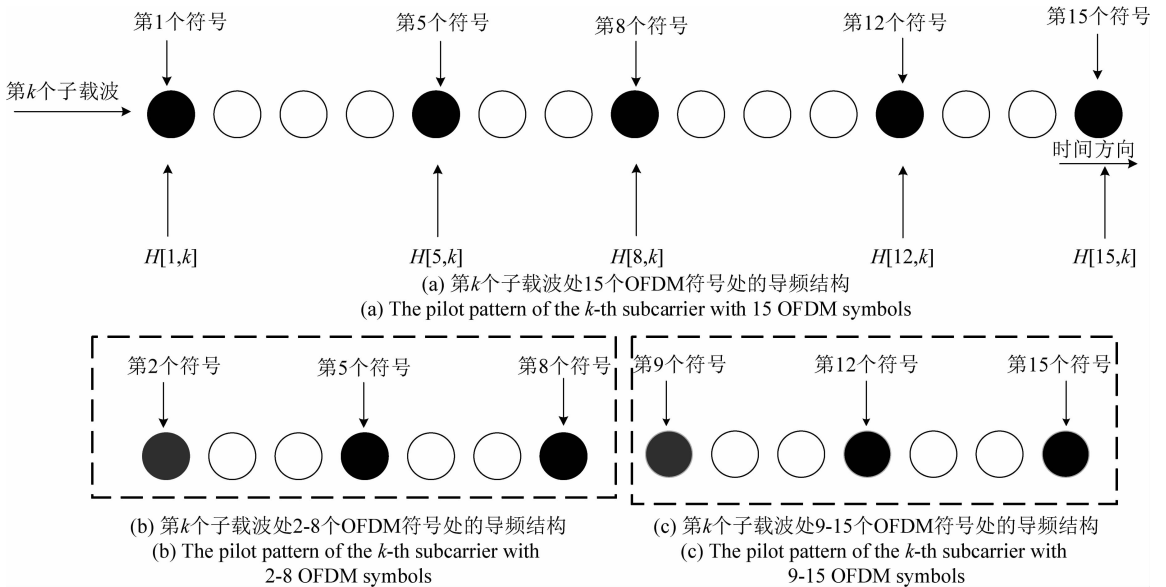


图4 时间方向信道估计示意图

Fig. 4 Channel estimation procedure of the time direction

其中 m 和 n 表示四个导频处 OFDM 符号位置,若信道满足 Jakes 模型,则信道 CFR 的自相关函数为

$$r(x) = J_0(2\pi |x| f_d T_s) \quad (15)$$

信道的互相关矩阵 \mathbf{p} 中元素可表示为:

$$p(-m) = E\{\hat{H}[k, i-m]\hat{H}^*[k, i]\} \quad (16)$$

其中 $i-m$ 的值表示各组的四个参考 OFDM 符号位置, i 为各组中数据处的 OFDM 符号位置,若信道满足 Jakes 模型,则 CFR 的互相关函数为

$$p(x) = J_0(2\pi |x| f_d T_s) \quad (17)$$

基于公式(11)可得出最优插值系数,从而得到 $\hat{H}[k, i]$ 的值,完成时间方向的信道估计。在非均匀导频间隔条件下,这种算法可利用前后多个导频信息获得估计的 CFR 值,进而提高的信道估计的精度。

3.3 基于均匀导频结构的信道估计算法

自适应的信道估计算法通过最小均方误差准则计算信道内插估计所需的系数,这种算法相对于线性插值可提高 CFR 的精度,但是需要已知信号的统计特性。当信道的统计信息未知时,本文设计了一种基于三阶样条内插的算法。首先通过 DFT 降噪算法得到导频处的 CFR,然后进行频域方向信道估计,最后时间方向信道估计。在进行时间方向信道估计时,把不等间隔的导频分布转化为等间隔的导频分布,利用三阶样条算法得到数据处的信道值。

为了把时间方向不等间隔的导频模式转换为等间隔的导频模式,首先通过导频处 CFR,利用线性内插算法得到第 k 个子载波 i ($i=2,9$) 个 OFDM 符号处的 CFR $\hat{H}[k, i]$, 其公式为

$$\hat{H}[k, i] = \frac{H[k, m_p] - H[k, m_{p-1}]}{m_p - m_{p-1}}(i - m_p) + H[k, m_p] \quad (18)$$

$H[k, m_p]$ 和 $H[k, m_{p-1}]$ 分别表示第 k 个子载波第 m_p 和 m_{p-1} OFDM 符号处(导频处)的信道值。然后把时间方向的 OFDM 符号分成两组(如图 4(b) 和 (c)), 每组分别进行三阶样条内插信道估计。设三次样条函数 $S_i(x)$ 在每个子区间 $[x_{i-1}, x_i]$ 上的表达式为

$$S_i(x) = a_i + b_i(x - x_i) + c_i(x - x_i)^2 + d_i(x - x_i)^3 \quad (19)$$

其中 a_i, b_i, c_i, d_i 为待定常数。根据插值条件和边界条件^[26]可求得三阶样条的内插系数。相对于线性

内插,基于三阶样条的内插算法信道估计精度提高。

4 计算复杂度分析

为了分析时间方向和导频处信道估计算法的计算复杂度,本文通过计算信道估计所需的乘法次数作为算法的计算复杂度。当未知信道的统计信息时,算法计算复杂度为:(a)LS 算法的乘法次数为 N_p , 其中 N_p 为导频的个数;(b)基于 DFT 降噪的方法提高导频处信道估计精度,所需乘法次数为 $N_p \log_2 N_p$; (c)通过公式(11)和(12)可知,当固定某个子载波,求解 LTE 系统一个子帧(14 个 OFDM 符号)数据处的信道值时,需要求解由系数组成的矩阵 ω 。求解这个矩阵系数时,利用 4 个导频信息,基于最小均方误差准则求解。因此对于整个子载波 N , 算法的乘法次数为: $2 * 4^3 N$; (d) 当得到系数之后,根据(8)表示数据处的信道值, N 个子载波的所需乘法次数为 $8 * 4N$ 。因此对于未知信道统计特性的信道估计计算复杂度为:

$$C_{s1} = N_p + N_p \log_2 N_p + 128N + 32N \quad (20)$$

当已知信道的统计信息时,所提算法的计算复杂度除了包含 LS 和降噪处理外,还包括把非均匀的导频间隔转化为均匀的导频间隔,并利用三阶样条算法计算数据处的信道值这个过程的计算复杂度,所需乘法次数为: $2N + 8 * 4N$, 其中 N 为所有子载波的个数。因此总的计算复杂度为

$$C_{s2} = N_p + N_p \log_2 N_p + 34N \quad (21)$$

同理对于 LTE 系统基于线性的信道估计算法,其乘法次数为:

$$C_{s3} = N_p + N_p \log_2 N_p + 10N \quad (22)$$

通过比较 C_{s1}, C_{s2}, C_{s3} 可知,虽然所提算法利用最小均方误差准则求解系数,但是由于 LTE 系统时间方向导频的个数比较少,所提算法的计算复杂度和基于线性的信道估计算法在同一个数量级上,其计算复杂度并没有大幅度提升。

5 仿真分析

为了分析不同内插器对不同多普勒大小的鲁棒性,图 5 比较了 MMSE 内插器、Kaiser 内插器、线性内插器、升余弦内插器、二阶高斯内插器和三阶拉格朗日内插器多普勒域响应曲线。其中 Kaiser 内插器系数^[18]的计算公式为

$$\alpha[n] = \frac{I_0(\xi\sqrt{n(2N_m - n)/N_m})}{I_0(\xi)} \frac{\sin(w_c(n - N_m))}{\pi(n - N_m)}$$
$$n = 0, 1, \dots, N_f - 1 \quad (23)$$

$I_0(x)$ 为修正的 0 阶贝塞尔函数; N_f 为奇数;且 $N_m = (N_f-1)/2$; ξ 为 Kaiser 窗成形系数; w_c 为截止频率。

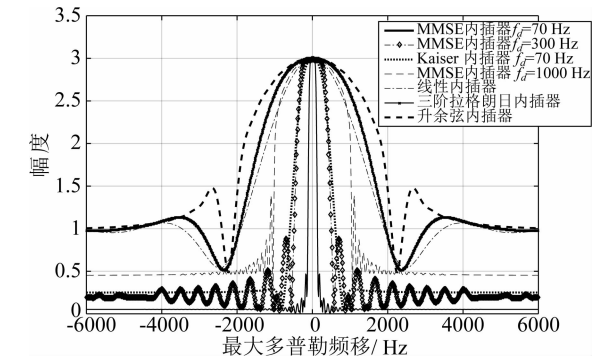


图 5 不同内插滤波器多普勒域响应比较

Fig. 5 Comparison of the different interpolation responses in the Doppler domain

通过图 5 观察到,相对于固定系数内插方法(线性内插器、二阶高斯内插器和三阶拉格朗日内插器),MMSE 内插器能很好的匹配不同的多普勒频移,可实现时间方向上的最佳信道内插,但需要已知信道的统计特性。固定系数内插方法不会随着信道多普勒频移的改变而改变,当多普勒频移变大时,固定系数内插器与变化无线信道统计特性的失配会降低信道估计精度,这不能满足高速移动条件下的 LTE 系统的需求。Kaiser 内插算法的性能介于 MMSE 内插算法和固定系数内插算法,且不需要信道的统计特性。

在单天线模式,1/3 Turbo 码率,16QAM 调制方式,10 MHz 带宽条件下,分别仿真理想信道估计和不同信道估计算法下的 BER 和均方误差 (Mean Square Error, MSE) 曲线,其详细仿真参数如表 1 所示。在仿真中,最大多普勒频移 f_d 为 300 Hz 和 1000 Hz,分别添加降噪算法和不添加降噪算法。假设 LTE 系统的载频频率 f 为 2.4 GHz,则信道的移动速度为 $v=f_d c/f$,其中 $c=3\times 10^8$ m/s 为光速。若 $f_d=300$ Hz,信道的移动速度为 135 km/h;若 $f_d=1000$ Hz,信道的移动速度为 450 km/h。当已知信道的统计信息时,所用的信道估计算法为:频域方向基于 MMSE 内插;时间方向自适应内插算法。当信道的统计特性未知时,所用的信道估计算法为:

频域方向基于 Kaiser 窗内插算法;时间方向基于三阶样条的内插算法。信道的 MSE 计算公式为

$$\mu = \frac{1}{NM} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^M |H[k,i] - \hat{H}[k,i]|^2 \quad (24)$$

其中 N 和 M 分别表示子载波和 OFDM 符号采样点的个数。

表 1 LTE 系统仿真参数	
Tab. 1 Simulation parameters of the LTE system	
参数	数值
f_s	15.36 MSps
Δf	15 kHz
信道参数	信道时延=[0 10 20 30 60] * (1/ f_s) us; 信道增益=[0 -3 -6 -8 -17.2] dB; 多普勒频移=300/1000 Hz.
频域方向	MMSE 内插算法
内插算法	Kaiser 窗内插算法
时间方向内插算法	自适应/样条/线性内插算法
均衡算法	一阶迫零均衡
调制方式	16QAM

图 6 和图 7 分别表示在添加降噪信道估计算法下和未添加降噪算法下不同信道估计算法的 BER 和 MSE 曲线。通过图 6 可知,在最大多普勒频移为 300 Hz 时,导频处加入降噪算法,且时间方向为自适应插值算法的 BER 性能优于其他信道估计算法得到的 BER 性能。时间方向为自适应插值算法的 BER 和理想信道估计的 BER 仅有 0.5 dB (BER 为 10^{-4}) 的误差,优于线性插值算法。当未添加降噪算法时,其 BER 性能和理想信道估计算法相差约 1.5 dB (BER 为 10^{-4})。因此,降噪信道估计算法提高了信道估计算法的性能,使得 LTE 信道估计性能提高。通过图 7 可得,频域方向基于 MMSE 的信道估计,时间方向为自适应的信道估计算法,且在导频处加入降噪信道估计算法的 MSE 性能优于其他信道估计算法。未加入降噪算法的 MSE 性能最差,进而得出降噪算法提高了信道估计精度。

当最大多普勒频移为 1000 Hz 时,在添加降噪和不添加降噪算法下,图 8 和图 9 分别展示了不同内插算法的 BER 和 MSE 曲线。通过图 8 可知,虽然频域方向基于 FFT 变换的信道估计算法^[27]复杂

度低,但是其 BER 性能差于时频两级级联的内插信道估计算法的性能。当系统利用一阶迫零均衡算法时,时间方向利用自适应信道估计算法的 BER 性能优于其他信道估计算法,和理想信道估计的 BER 约有 1.2 dB (BER 为 10^{-4}) 的性能损失。由于信道的最大多普勒为 1000 Hz,其子载波之间存在干扰,图 8 仿真了基于 MMSE 的子载波间干扰 (Inter-carrier Interference, ICI) 相消均衡^[28] 的 BER 曲线,可使得 BER 性能较一阶迫零均衡的性能略有提高。但是基于 MMSE 的 ICI 相消均衡算法要考虑多个子载波之间的影响,使得系统的计算复杂度很高。

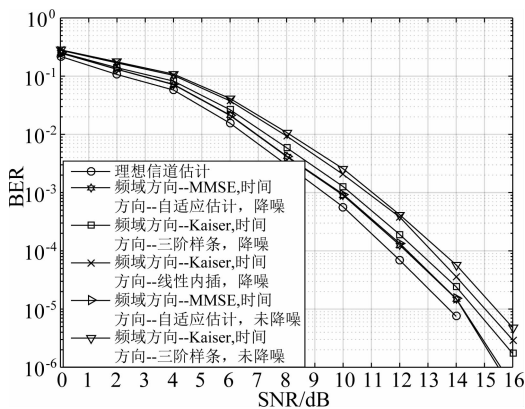


图 6 双选择性衰落信道下,不同内插算法的 BER 比较
(调制方式:16QAM,码率:1/3,Doppler:300 Hz)

Fig. 6 The BER performance of the OFDM with different interpolations over doubly selective fading channel

(Modulation type: 16QAM, Code rate: 1/3, Doppler: 300 Hz)

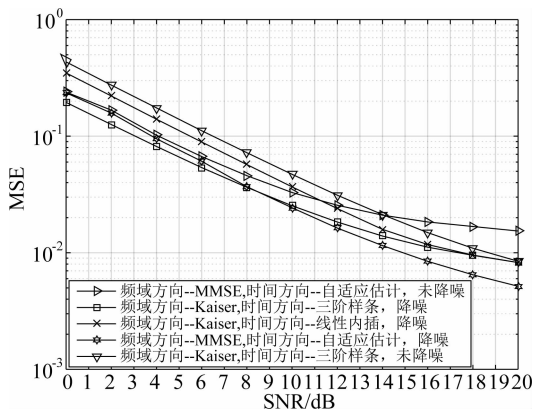


图 7 双选择性衰落信道下,不同内插算法的 MSE 比较
(调制方式:16QAM,码率:1/3,Doppler:300 Hz)

Fig. 7 The MSE performance of the OFDM with different interpolations over doubly selective fading channel

(Modulation type: 16QAM, Code rate: 1/3, Doppler: 300 Hz)

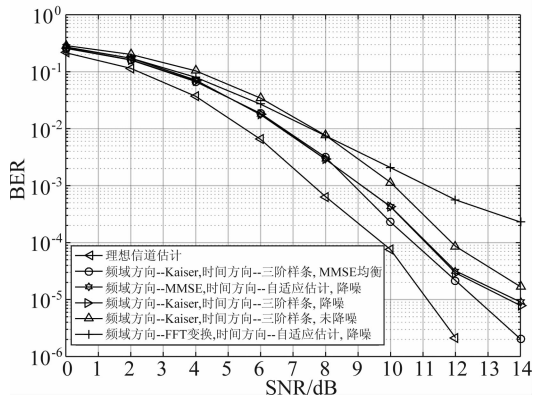


图 8 双选择性衰落信道下,不同内插算法的 BER 比较
(调制方式:16QAM,码率:1/3,Doppler:1000 Hz)

Fig. 8 The BER performance of the OFDM with different interpolations over doubly selective fading channel
(Modulation type: 16QAM, Code rate: 1/3, Doppler: 1000 Hz)

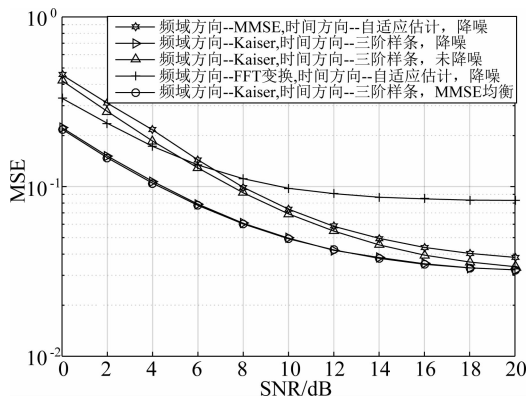


图 9 双选择性衰落信道下,不同内插算法的 MSE 比较
(调制方式:16QAM,码率:1/3,Doppler:1000 Hz)

Fig. 9 The MSE performance of the OFDM with different interpolations over doubly selective fading channel
(Modulation type: 16QAM, Code rate: 1/3, Doppler: 1000 Hz)

图 9 表示多普勒大小为 1000 Hz 下的不同信道估计算法下的 MSE 曲线。当频域方向为基于 FFT 变换的信道估计时,其 MSE 性能最差。在添加降噪算法前提下,频域方向为 Kaiser 的信道估计,时间方向为三阶样条内插信道估计的 MSE 性能最好。综上所述,本论文提出的自适应内插器可以利用更多的导频信息,且降噪算法提升了导频处的信道估计精度,进而更精确的估计高速移动信道值,提高系统的 BER 性能。

6 结论

本文针对 LTE 下行系统时间方向导频不等间

隔分布的特性,提出了基于最小均方误差准则的自适应内插器和基于三阶样条的均匀内插器,以满足不同的导频间隔下的信道估计。这两种算法可利用更多导频的CFR信息估计数据处的信道值,而且可以避免外插,提高了系统的BER性能。仿真实验结果表明,本文提出的信道估计算法优于传统的线性插值算法。但是文中设计的信道估计还是基于插值的算法,对于超高速场景,由于子载波间干扰,这种算法的估计误差会变大。下一步的工作把自适应插值算法和最近的高速场景下的信道估计算法比较,并针对超高速信道场景对上述算法进一步改进或提出新的信道估计算法。

参考文献

- [1] Dong L, Zhao H, Chen Y, et al. Introduction on IMT-2020 5G Trials in China[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(8): 1849-1866.
- [2] Khan F. LTE for 4G mobile broadband: air interface technologies and performance[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2009: 21-68.
- [3] Budomo J, Ahmad I, Habibi D, et al. 4G LTE-A systems at vehicular speeds: Performance evaluation[C]// 2017 International Conference on Information Networking (ICOIN). Da Nang, Vietnam: IEEE, 2017:321-326.
- [4] Shafi M, Molisch A F, Smith P J, et al. 5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(6): 1201-1221.
- [5] 尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G移动通信发展趋势与若干关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2014, 44(5): 551-563.
You Xiaohu, Pan Zhiwen, Gao Xiqi, et al. The 5G mobile communication: the development trends and its emerging key techniques[J]. Scientia Sinica Informationis, 2014, 44(5): 551-563. (in Chinese)
- [6] Lien S Y, Shieh S L, Huang Y, et al. 5G New radio: waveform, frame structure, multiple access, and initial access[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(6): 64-71.
- [7] Li Y, Cimini L J J, Sollenberger N R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 3(7):902-915.
- [8] Dogan H, Şaylı O, Panayirci E. Pilot assisted channel estimation for asymmetrically clipped optical OFDM over visible light channels[C]//Black Sea Conference on Communications and Networking. Batumi, Georgia: IEEE, 2017: 1-4.
- [9] Mohammadian R, Amini A, Khalaj B H. Compressive sensing-based pilot design for sparse channel estimation in OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(1): 4-7.
- [10] 蒋琦, 赵春明, 贾鹏. OFDM系统基于导频的联合信道估计与干扰抵消算法[J]. 通信学报, 2007, 28(4):128-135.
Jiang Qi, Zhao Chunming, Jia Peng. Joint channel estimation and ICI cancellation algorithm for pilot-assisted OFDM systems[J]. Journal on Communication, 2007, 28(4):128-135. (in Chinese)
- [11] Muquet B, De Courville M, Duhamel P. Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(7):1699-1712.
- [12] Shin C, Heath R W, Powers E J. Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(2):670-685.
- [13] 陈国军, 胡捍英. OFDM系统自适应盲信道估计新方法[J]. 信号处理, 2013, 29(6):777-781.
Chen Guojun, Hu Hanying. New blind adaptive channel estimation schemes based on OFDM systems[J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(6):777-781. (in Chinese)
- [14] 高猛, 沈越泓, 屠佳, 等. 基于DFT-BEM模型的LOFDM系统双散射信道最大多普勒扩展估计[J]. 信号处理, 2012, 28(8): 1069-1076.
Gao Meng, Shen Yuehong, Tu Jia, et al. The maximum Doppler spread estimation based on DFT-BEM model for LOFDM systems in doubly-dispersive channels[J]. Signal Processing, 2012, 28(8): 1069-1076. (in Chinese)
- [15] 李丹, 柯峰. 一种基于基扩展模型的OFDM频域快时变信道估计方法[J]. 信号处理, 2012, 28(2): 193-199.
Li Dan, Ke Feng. BEM based Frequency Domain fast Time Varying Channel Estimation method for OFDM Systems[J]. Signal Processing, 2012, 28(2): 193-199. (in Chinese)
- [16] Hoehner P, Kaiser S, Robertson P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Munich, Germany: IEEE, April, 1997, 3

- (3):1845-1848.
- [17] Dong X, Lu W, Soong A C K. Linear Interpolation in Pilot Symbol Assisted Channel Estimation for OFDM [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(5):1910-1920.
- [18] Liu G, Zeng L, Li H, et al. Adaptive Interpolation for Pilot-Aided Channel Estimator in OFDM System [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2014, 60(3):486-498.
- [19] Rossi P S, Müller R R, Edfors O. Linear MMSE estimation of time-frequency variant channels for MIMO-OFDM systems [J]. Signal Processing, 2011, 91(5):1157-1167.
- [20] Horowitz L. The effects of spline interpolation on power spectral density [J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 2003, 22(1):22-27.
- [21] Oppenheim A V, Schaffer R W, Buck J R. Discrete-time signal processing [M]. Prentice-Hall, Inc. 1999.
- [22] Takaoka S, Adachi F. Pilot-assisted adaptive interpolation channel estimation for OFDM signal reception [C] // Vehicular Technology Conference. VTC 2004-Spring, 2004, 3:1777-1781.
- [23] Hou X, Li S, Liu D, et al. On two-dimensional adaptive channel estimation in OFDM systems [C] // Vehicular Technology Conference, 2004. Vtc2004-Fall. Los Angeles, CA, USA: IEEE, 2004, 1:498-502.
- [24] 张皓彦. 基于3GPP LTE下行链路基带系统信道估计的研究 [D]. 电子科技大学, 2012.
- Zhang Haoyan. Study on the channel estimation of the 3GPP LTE downlink baseband system [D]. University of Electronic Science and Technology of China, 2012. (in Chinese)
- [25] Van De Beek J J, Edfors O, Sandell M, et al. On Channel Estimation in OFDM Systems [C] // Vehicular Technology Conference. Stockholm, Sweden: IEEE, 1995, 2: 815-819.
- [26] Durrleman S, Simon R. Flexible regression models with cubic splines [J]. Statistics in Medicine, 1989, 8(5): 551-561.
- [27] Nguyen T T, Berscheid B, Nguyen H H, et al. A Novel

Iterative OFDMA Channel Estimation Technique for DOCSIS 3.1 Uplink Channels [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2017, 63(2):361-375.

- [28] Liu G, Zhidkov S V, Li H, et al. Low-complexity iterative equalization for symbol-reconstruction-based OFDM receivers over doubly selective channels [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(3): 390-400.

作者简介



王艳艳 女, 1989年生, 山东济宁人。电子科技大学信息与通信工程学院博士研究生, 主要研究方向为通信信号处理、OFDM系统信道估计和5G波形设计。
E-mail: yywang@std.uestc.edu.cn



韩丰 男, 1994年生, 河南郑州人。电子科技大学信息与通信工程学院研究生, 主要研究方向为通信信号处理、过采样OFDM系统。
E-mail: fhan@std.uestc.edu.cn



霍辉洋 男, 1993年生, 重庆万州人。电子科技大学信息与通信工程学院博士研究生, 主要研究方向为高速实时信号处理、通信信号处理。
E-mail: hyqu@std.uestc.edu.cn



陈强 男, 1979年生, 重庆合川人。电子科技大学信息与通信工程学院博士研究生, 主要研究方向为通信信号处理、无线通信物理层安全。
E-mail: qiangchen@std.uestc.edu.cn



刘光辉 男, 1976年生, 四川宜宾人。电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信中的信号处理、数字视频传输、5G系统设计。
E-mail: guanghui.liu@uestc.edu.cn