

# 基于扩展卡尔曼滤波的联合迭代 检测译码信道估计方法

廖 勇<sup>1,2</sup>, 沈轩帆<sup>1</sup>, 代学武<sup>3</sup>, 周 昕<sup>1</sup>, 王 丹<sup>4</sup>

(1. 重庆大学通信与测控中心, 重庆 400044; 2. 西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西西安 710071;  
3. 东北大学流程工业综合自动化国家重点实验室, 辽宁沈阳 110819; 4. 重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

**摘 要:** 针对高速移动场景下信道快衰落、非平稳等特性导致下行链路信道估计性能受限的问题, 提出了一种适用于高速移动环境下行链路的信道估计方法. 采用自回归过程对信道建模, 构造自反馈的扩展卡尔曼滤波器 (Extended Kalman Filter, EKF) 追踪信道响应及其时域相关系数. 为了解决 EKF 自反馈结构引起的误差传播问题, 采用了迭代检测译码的接收机结构, 以利用信道编码的冗余提升 EKF 的信道估计精度. 仿真分析表明, 在高速移动环境下所提方法相较于最小二乘估计和线性最小均方误差估计等传统方法提升了信道估计的均方误差和系统的误码率性能, 可应用于高速列车无线通信设备的接收机基带信号处理系统.

**关键词:** LTE; 高速移动; 非平稳信道估计; 迭代检测译码; 扩展卡尔曼滤波器

**中图分类号:** TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)03-0554-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.03.006

## Joint Iterative Detector and Decoder Channel Estimation Based on Extended Kalman Filter

LIAO Yong<sup>1,2</sup>, SHEN Xuan-fan<sup>1</sup>, DAI Xue-wu<sup>3</sup>, ZHOU Xin<sup>1</sup>, WANG Dan<sup>4</sup>

(1. Center of Communication and TT&C, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. The State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

3. State Key Laboratory of Synthetical Automation for Process Industry, Northeastern University, Shenyang, Liaoning 110819, China;

4. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunication, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** In high-speed environment, fast fading and non-stationary limits the channel estimation performance, so we proposed a channel estimation method for high-speed mobility in downlink. The time-varying channel was modeled as an autoregressive (AR) process. So that a self-feedback extended Kalman filter (EKF) was set up to track the channel response and AR parameter. In order to eliminate the influence of error propagation in self-feedback EKF, an iterative detector & decoder receiver was adopted, by utilizing the redundancy of encoding, to improve the estimation accuracy. The simulation results show that compared with least squares (LS) and linear minimum mean square errors (LMMSE) in high speed environment, the proposed method improves the channel estimation accuracy and performance of whole system. And it could be applied to baseband signal processing of wireless receiver in high-speed train.

**Key words:** long term evolution (LTE); high-speed mobility; non-stationary channel estimation; iterative detector & decoder; extended Kalman filter

## 1 引言

随着高速铁路的不断发展, 应用在高速环境下的移动通信系统日渐成为研究的热点. 下行链路的信道

估计作为基于长期演进 (Long Term Evolution, LTE) 协议的移动通信系统接收机设计中的重要环节, 受到了广泛的关注<sup>[1,2]</sup>. 高速移动环境中, 无线信道在多径效应与多普勒效应的共同影响下, 其信道响应具有频域

收稿日期: 2016-08-26; 修回日期: 2016-12-23; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61501066); 重庆市基础与前沿研究计划项目 (No. cstc2015jcyjA40003, No. cstc2016jcyjA0209); 西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室开放基金 (No. ISN16-03); 中央高校基本科研业务费 (No. 106112014CDJZR165505, No. 106112017CDJXY500001)

选择性衰落、快衰落和非平稳等特性<sup>[3]</sup>. 在这种情况下,传统信道估计方法的性能表现将受到限制<sup>[4]</sup>.

从系统设计的角度来看,信道估计可以看作一个系统状态估计问题. 若将时域变化的信道看作是一个非线性的动态系统,便可以利用扩展卡尔曼滤波器(Extended Kalman Filter, EKF)对其状态变量求最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)估计<sup>[5,6]</sup>. 迭代检测译码(Iterative Detector & Decoder, IDD)结构是一种基于 Turbo 译码原理设计的接收机结构,在此基础上已经衍生出了多种迭代信道估计方法<sup>[7,8]</sup>. 在迭代的信道估计方法中,软入软出的 Turbo 译码器反馈后验对数似然比到信道估计器,更新信道响应的估计值. 文献[9]提出了一种面向 LTE 上行链路的基于卡尔曼滤波器的迭代信道估计方法,主要分析了该方法中信道译码器的相关参数配置对迭代信道估计精度的影响,而目前依然缺少在高速环境下面向 LTE 下行链路的基于卡尔曼滤波器的迭代信道估计方法的研究.

我们前期研究并提出了一种基于 EKF 的信道估计方法<sup>[10]</sup>,将信道建模为自回归过程,基于判决反馈结构构造 EKF 完成信道估计. 但由于判决反馈的结构在判

决出现误差时会在时域上产生连续的估计差错,即误差传播的现象,导致系统性能下降. 为了解决这一问题,本文提出一种改进的方法——基于扩展卡尔曼滤波的联合迭代检测译码(Iterative Detector & Decoder-Extended Kalman Filter, IDD-EKF)信道估计方法. 采用迭代译码检测技术,利用 Turbo 译码器对码流进行纠错,并更新 EKF 观测方程中的加权矩阵,从而消除误差传播的影响. 最后通过 MATLAB 仿真,对比分析了本文所提方法与传统信道估计插值方法在不同速度环境下的性能表现.

## 2 系统模型

LTE 标准中,基于 IDD-EKF 的下行信道系统框图如图 1 所示. 在 LTE 下行物理帧中,导频符号均匀的插入到资源网格上,而导频符号本身及其时频域位置均是收发双方已知的. 在基于 LTE 的通信系统中,接收端利用导频符号估计信道频域响应(Channel Frequency Response, CFR),再利用估计得到的 CFR 做信道均衡处理,以尽可能恢复出发送的 OFDM 符号,再进行解调和译码.

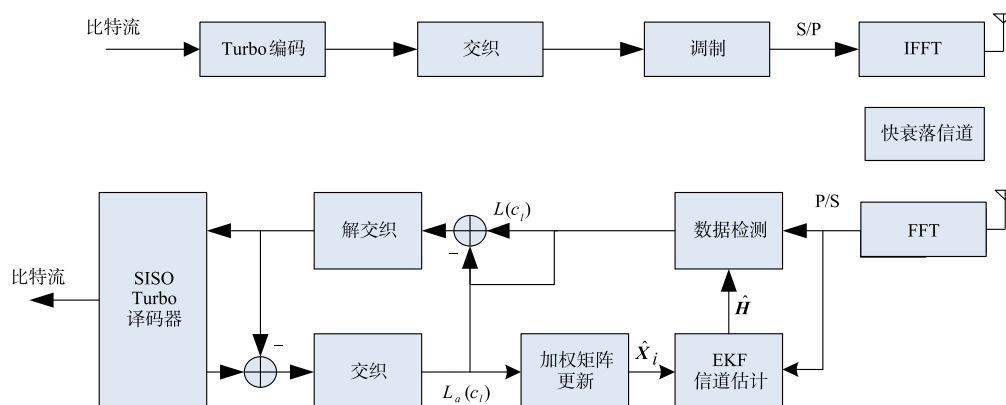


图1 基于IDD-EKF的下行信道OFDM系统框图

一般的,多径信道的冲激响应可以用 $g(t, \tau)$ 描述为:

$$g(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

其中, $\tau$ 表示多径信道的时延, $l$ 表示第 $l$ 条路径, $L$ 为总多径数, $\alpha_l(t)$ 表示第 $l$ 条路径上的信道增益, $\tau_l$ 表示第 $l$ 条路径的时延. 假设一个 OFDM 符号时间内信道响应不变,将第 $i$ 个符号时间内的信道冲激响应以采样间隔 $T_s$ 离散化为 $g_i(n)$ ,如式(2)所示.

$$g_i(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,l} e^{-j2\pi f n \tau_l} \delta(n - n_l) \quad (2)$$

其中, $\alpha_{i,l}$ 为第 $i$ 个符号时间内第 $l$ 条路径上信道的平均增益,忽略系统中的符号间干扰,则 $n_l$ 为第 $l$ 条路径上信道时延,满足 $n_l = \lceil \tau_l / T_s \rceil$ .

设 OFDM 系统中共有 $N$ 个子载波, $N_p$ 个导频子载

波. 则将系统的离散冲激响应序列进行 $N$ 点的 DFT 变换,可以得到第 $k$ 个子载波上的信道频域响应为:

$$h_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} g_i(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (3)$$

则在第 $i$ 个符号时间内,各导频子载波上信道响应向量为 $\mathbf{h}_i = [h_i(1) \cdots h_i(N_p)]^T$ .

令第 $i$ 个符号时间内第 $k$ 个导频子载波上发送的符号为 $X_i(k)$ ,可以构造发送符号矩阵

$$\mathbf{X}_i = \text{diag}[X_i(1) \cdots X_i(k) \cdots X_i(N_p)],$$

从而得到系统模型如下:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{X}_i \mathbf{h}_i + \mathbf{w}_i \quad (4)$$

其中, $\mathbf{y}_i$ 为第 $i$ 个符号时间的导频子载波上的接收符号向量, $\mathbf{w}_i$ 表示加性复高斯白噪声,其均值为0,方差为 $\sigma_w^2$ .

有研究表明,快衰落多径信道可以建模为自回归过程,且该模型适用于移动通信中的衰落信道<sup>[12,13]</sup>.文献[13]阐述了一阶自回归过程是无线信道的一个近似模型,这一模型比较接近现实情况,同时又避免了使用更高阶的模型将带来高昂的计算代价.综合考虑,此处我们使用一阶的自回归过程对信道的时域变化过程进行建模,如式(5)所示.

$$h_{i+1}(k) = a_{i,k}h_i(k) + v_{i,k} \quad (5)$$

其中,  $a_{i,k}$  为第  $i$  个符号时间内第  $k$  个子载波上信道的时域相关系数,  $v_{i,k}$  为信道转移过程的过程噪声,是与信道响应相互独立的零均值复高斯变量,均值为 0,方差为  $\sigma_v^2$ .

### 3 EKF 信道估计

本节主要设计了一种基于 EKF 的时域插值方法,采用最小二乘(Least Squares, LS)方法获取导频位置处的信道响应再通过 EKF 在各个导频子载波上时域插值,获取导频子载波上各个数据符号位置的信道响应.

由于在高速环境下,信道响应具有快时变和非平稳的特性,传统的线性插值方法无法跟踪信道的变化.而本文所提的基于 EKF 的信道估计方法,同时估计信道响应与信道的时域相关系数,可以实时追踪非平稳信道的时域变化.

#### 3.1 EKF 的状态空间模型

设系统中共有  $N$  个子载波,其中导频子载波总数为  $N_p$ ,根据式(4)的信道模型和式(5)的信道时域状态模型,可以构造一个基本卡尔曼滤波器的状态空间模型如下:

$$\begin{cases} \mathbf{h}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{h}_{i-1} + \mathbf{v}_i \\ \mathbf{y}_i = \mathbf{X}_i \mathbf{h}_i + \mathbf{w}_i \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{h}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times 1}$  为第  $i$  个符号时间内的各导频子载波上的信道响应向量,也是系统的状态变量,  $\mathbf{A}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times N_p}$  为系统的状态转移矩阵,该矩阵由信道的时域相关系数构成,满足  $\mathbf{A}_i = \text{diag}(a_{i,1}, \dots, a_{i,k}, \dots, a_{i,N})$ ,接收导频子载波符号向量  $\mathbf{y}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times 1}$  为系统的观测变量,发送导频子载波符号矩阵  $\mathbf{X}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times N_p}$  为观测方程的加权矩阵,  $\mathbf{v}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times 1}$  和  $\mathbf{w}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times 1}$  分别为系统的过程噪声和观测噪声,二者为相互独立的零均值复高斯白噪声,其协方差分别为  $\mathbf{Q}_v = \sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_p}$  和  $\mathbf{Q}_w = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_p}$ .

然而在状态空间模型中,对于平稳信道而言,其时域相关系数  $\mathbf{A}_i$  往往是可以通过观测信道的统计参数,再根据 Jacks 模型的相关结论估计得到,而高速场景下的信道往往是一个非平稳信道,因此为了追踪非平稳信道时域变化,我们设计 EKF 以联合估计信道的时域相关系数  $\mathbf{A}_i$  与信道响应  $\mathbf{h}_i$ .

为方便推导,构造状态转移向量  $\mathbf{a}_i \in \mathbf{C}^{N_p \times 1}$ ,满足  $\mathbf{a}_i = \text{vec}(\mathbf{A}_i)$ ,则可将式(6)重新构造如下:

$$\begin{cases} \mathbf{a}_i = \mathbf{a}_{i-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \mathbf{h}_i = \mathbf{A}_{i-1} \mathbf{h}_{i-1} + \mathbf{v}_i \\ \mathbf{y}_i = \mathbf{X}_i \mathbf{h}_i + \mathbf{w}_i \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $\boldsymbol{\varepsilon}_i$  定义为  $\mathbf{a}_i$  的过程噪声,独立的零均值高斯白噪声,协方差为  $\mathbf{Q}_\varepsilon = \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{I}_{N_p}$ .虽然信道响应具有快时变特性,但在相邻符号时间内信道时域相关系数的变化并不明显,因此我们假设  $\mathbf{a}_i$  的状态转移过程仅受过程噪声  $\boldsymbol{\varepsilon}_i$  的影响.为状态变量  $\mathbf{h}_i$  和状态转移向量  $\mathbf{a}_i$ ,构造新的状态变量  $\mathbf{z}_i$  为  $\mathbf{z}_i = [\mathbf{a}_i^T \quad \mathbf{h}_i^T]^T$ .则可重新构造系统的状态空间方程如下:

$$\begin{cases} \mathbf{z}_i = f(\mathbf{z}_{i-1}) + \mathbf{u}_i \\ \mathbf{y}_i = [\mathbf{0}_{1 \times N_p} \quad \mathbf{X}_i] \mathbf{z}_i + \mathbf{w}_i \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{u}_i = [\boldsymbol{\varepsilon}_i^T \quad \mathbf{v}_i^T]^T$ ,其协方差为  $\mathbf{Q}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_v \end{bmatrix}$ ,  $f(\mathbf{z}_{i-1})$  是一个非线性的状态转移方程,如式(9)所示.

$$f(\mathbf{z}_{i-1}) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{i-1} \\ \mathbf{A}_{i-1} \mathbf{h}_{i-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

对状态转移方程在  $\mathbf{z}_{i-1} = \hat{\mathbf{z}}_{i-1}$  处一阶泰勒展开,对其进行线性化后,得到状态空间模型为:

$$\begin{cases} \mathbf{z}_i = \mathbf{F}_i \mathbf{z}_{i-1} + \mathbf{u}_i \\ \mathbf{y}_i = [\mathbf{0}_{1 \times N_p} \quad \mathbf{X}_i] \mathbf{z}_i + \mathbf{w}_i \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{F}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_p} & \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{H}}_{i-1} & \hat{\mathbf{A}}_{i-1} \end{bmatrix}$ ,  $\hat{\mathbf{H}}_{i-1} = \text{diag}(\hat{\mathbf{h}}_{i-1})$ .

#### 3.2 EKF 的更新方程

图 2 为 EKF 信道估计器结构框图.如图所示,EKF 有三种工作模式,分别为训练模式、更新模式和迭代模式.

当第  $i-1$  个符号时间上接收到导频符号  $\mathbf{y}_{i-1}$  时,EKF 工作在训练模式下,由于收发双方都已知导频符号  $\mathbf{X}_{i-1}^p$ ,此时 EKF 通过 LS 的信道估计方法获取导频符号位置处的信道响应  $\hat{\mathbf{h}}_{i-1}$ ,如式(11)所示.

$$\hat{\mathbf{h}}_{i-1} = ((\mathbf{X}_{i-1}^p)^H \mathbf{X}_{i-1}^p)^{-1} (\mathbf{X}_{i-1}^p)^H \mathbf{y}_{i-1} \quad (11)$$

当 EKF 接收到导频子载波上的数据符号  $\mathbf{y}_i$  时,EKF 进入更新模式.

首先通过时间更新方程获取状态变量的先验估计值  $\hat{\mathbf{z}}_{i|i-1}$ .时间更新方程如下:

$$\hat{\mathbf{z}}_{i|i-1} = f(\hat{\mathbf{z}}_{i-1}) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{a}}_{i-1} \\ \hat{\mathbf{A}}_{i-1} \hat{\mathbf{h}}_{i-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{P}_{i|i-1} = \mathbf{F}_{i-1} \mathbf{P}_{i-1} \mathbf{F}_{i-1}^H + \mathbf{Q}_u \quad (13)$$

令  $\hat{\mathbf{h}}_{i|i-1} = \hat{\mathbf{A}}_{i-1} \hat{\mathbf{h}}_{i-1}$  表示此时信道响应的先验估计值.在系统模型中,加权矩阵  $\mathbf{X}_i$  本应为发送符号矩阵,然而在实际系统中接收机无法获取发送符号,此时由于没有

任何后验信息可以利用,故只能采用判决反馈的方法,利用 EKF 信道估计的先验信息构造加权矩阵. 信道估

计先验值  $\hat{\mathbf{h}}_{i|i-1}$  是 EKF 对下一时刻信道响应的预测值,可利用其与观测变量  $\mathbf{y}_i$  构造加权矩阵如下:

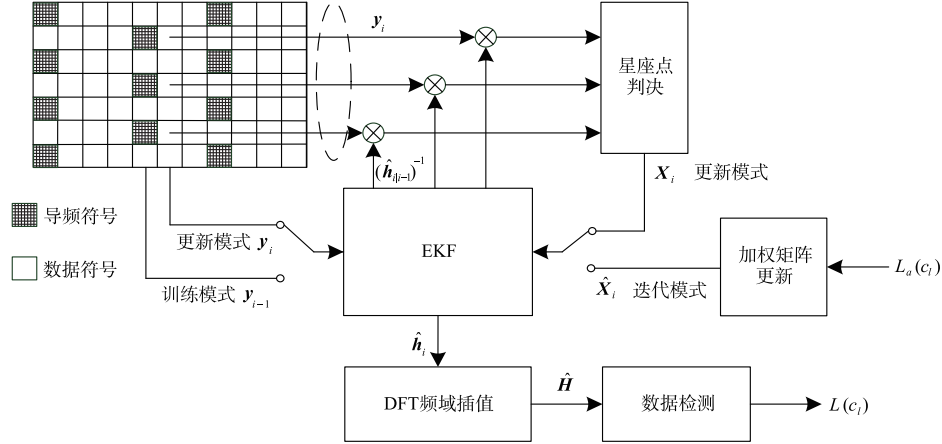


图2 EKF信道估计器结构框图

$$\mathbf{X}_i^* = \mathbf{y}_i \cdot \hat{\mathbf{h}}_{i|i-1} \quad (14)$$

再将  $\mathbf{X}_i^*$  中的所有符号通过硬判决映射到最近的星座点上,得到加权矩阵  $\mathbf{X}_i$ .

至此,可将观测变量  $\mathbf{y}_i$  代入测量更新方程,求解状态变量的后验估计值  $\hat{\mathbf{z}}_i$ . 测量更新方程如下:

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_{i|i-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{X}_i^H \end{bmatrix} (\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix} \mathbf{P}_{i|i-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix}^H + \mathbf{Q}_{w,i})^{-1} \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{z}}_i = \hat{\mathbf{z}}_{i|i-1} + \mathbf{K}_i (\mathbf{y}_i - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix} \mathbf{z}_{i|i-1}) \quad (16)$$

$$\mathbf{P}_i = \mathbf{P}_{i|i-1} - \mathbf{K}_i \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix} \mathbf{P}_{i|i-1} \quad (17)$$

其中,  $\mathbf{K}_i$  为卡尔曼滤波器的增益.

由于 EKF 中的加权矩阵  $\mathbf{X}_i$  是通过判决反馈的方式,利用观测变量  $\mathbf{y}_i$  和状态变量的先验值  $\hat{\mathbf{h}}_{i|i-1}$  构造的,当  $\mathbf{X}_i^*$  被映射到与发送符号相同的星座点上时, EKF 的插值过程即是在对应符号位置上求 MMSE 估计. 然而当  $\hat{\mathbf{h}}_{i|i-1}$  估计误差较大时,  $\mathbf{X}_i^*$  被映射到了与发送符号不同的星座点上,将使该时刻状态变量  $\hat{\mathbf{z}}_i$  的后验估计出现较大的误差,而这一误差又会通过时间更新方程传递到下一时刻,导致误差传播的现象出现.

## 4 系统结构

经过 EKF 的信道估计后,将 CFR 的估计值输入数据检测器,输出每个码元的对数似然比  $L(c_i)$ , 经过解交织后再输入软入软出的 Turbo 译码器,在 EKF 中利用 Turbo 译码器输出码元的后验对数似然比  $L_a(c_i)$  用以更新观测方程中的加权矩阵  $\mathbf{X}_i$ , 并经过多次迭代,消除误差传播对 EKF 估计结果的影响.

### 4.1 迭代检测译码

下面介绍图 2 中加权矩阵更新模块的主要操作.

首先将对数似然比  $L_a(c_i)$  转换为码元的概率

$P(c_i)$ , 如式(18)所示.

$$P(c_i = 0) = \frac{1}{1 + e^{L_a(c_i)}}, P(c_i = 1) = \frac{e^{L_a(c_i)}}{1 + e^{L_a(c_i)}} \quad (18)$$

由于经过了随机交织,可以假设码元之间相互独立. 设  $\mathbf{S}$  为  $M$  阶调制的星座点集合,可以得到符号概率如下:

$$P(X_i(k) = S_m) = \prod_{l=0}^{\log_2 M} P(c_l = b_l) \quad (19)$$

其中,  $b_l$  为表示星座点  $S_m$  的比特流.

令硬判决符号  $\hat{X}_i(k)$  满足概率最大条件,如式(20)所示.

$$\hat{X}_i(k) = \arg \max_{S_m \in \mathbf{S}} \{P(X_i(k) = S_m)\} \quad (20)$$

将第  $i$  个符号时间上各个导频子载波的硬判决符号构成一个对角阵  $\hat{\mathbf{X}}_i$ , 满足  $\hat{\mathbf{X}}_i = \text{diag}[\hat{X}_i(1), \dots, \hat{X}_i(N_p)]$ . 此时, EKF 工作在迭代模式下,此时  $\hat{\mathbf{X}}_i$  作为 EKF 的观测方程中的加权矩阵. 则迭代模式的 EKF 状态空间模型如下:

$$\begin{cases} \mathbf{z}_i = \mathbf{F}_i \mathbf{z}_{i-1} + \mathbf{u}_i \\ \mathbf{y}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times N_p} & \hat{\mathbf{X}}_i \end{bmatrix} \mathbf{z}_i + \mathbf{w}_i \end{cases} \quad (21)$$

在迭代模式中,由于 Turbo 译码器具有码元纠错的能力,通过其反馈的外信息构造的  $\hat{\mathbf{X}}_i$  将比更新模式下通过信道估计先验值构造的  $\mathbf{X}_i^*$  更接近实际发送的符号.

### 4.2 信号处理流程

至此,将 IDD-EKF 信道估计的信号处理流程整理如算法 1 所示.

#### 算法 1 IDD-EKF

输入: 一个子帧的接收符号  $\mathbf{Y}$

输出: 信道矩阵估计值  $\hat{\mathbf{H}}$

初始化:最大迭代次数  $M$ , 一个子帧总符号时间  $I$

开始

1. FOR  $m = 1 : M$
2. IF  $m = 1$  (初始估计)
3. 提取导频子载波
4. FOR  $i = 1 : I$  (时域插值)
5. IF  $i = 1$  (子帧的第一个符号)
6. 初始化 EKF:
7. 初始化  $\mathbf{a}_1$  为一组常数
8. 在导频符号上采用 LS 信道估计如式(11), 通过频域线性插值得到该符号时间内的非导频符号位置的 CFR, 得到初始估计  $\hat{\mathbf{h}}_1$ , 由此得到状态变量的初始值  $\hat{\mathbf{z}}_1$
9. ELSE IF  $i = i_p$  (导频符号位置)
10. EKF 训练模式:
11. 在导频符号上采用 LS 信道估计如式(11), 在这一符号时间内的非导频符号位置, 保持 EKF 工作在更新模式
12. ELSE (数据符号位置)
13. EKF 更新模式:
14. 通过时间更新方程式(12)、(13)获取状态变量的先验估计值  $\hat{\mathbf{z}}_{i|i-1}$
15. 通过式(14)以及星座点判决操作, 构造加权矩阵  $\mathbf{X}_i$
16. 通过测量更新方程式(15)~(17)获取状态变量的后验估计值  $\hat{\mathbf{z}}_i$
17. END
18. END
19. DFT 频域插值得到  $\hat{\mathbf{H}}$
20. IF  $M > 1$  (迭代估计)
21. 通过式(19)~(21)更新导频子载波上所有数据符号位置的加权矩阵  $\hat{\mathbf{X}}_i$
22. FOR  $i = 1 : I$  (时域插值)
23. EKF 迭代模式:
24. 通过时间更新方程式(12)、(13)获取状态变量的先验估计值  $\hat{\mathbf{z}}_{i|i-1}$
25. 导频符号位置使用导频符号作为加权矩阵, 在数据符号位置使用式(20)更新的加权矩阵  $\hat{\mathbf{X}}_i$
26. 通过测量更新方程式(15)~(17)获取状态变量的后验估计值  $\hat{\mathbf{z}}_i$
27. END
28. DFT 频域插值得到  $\hat{\mathbf{H}}$ , 输出
29. END
30. END

## 5 仿真分析

本文采用 MATLAB 对所提的方法进行了仿真分析, 仿真系统参数如表 1 所示。

图 3 比较了 LS 方法<sup>[15]</sup>、EKF 方法<sup>[10]</sup>与迭代 1 次的 IDD-EKF 方法在不同速度环境下的归一化均方误差 (Normalized Mean Squared Error, NMSE) 性能。从仿真结果上看, 在速度为 50km/h 时, 三种方法的 NMSE 十分接近, IDD-EKF 相对于 LS 方法性能增益不到 3dB, 这是由于在低速环境中信道响应的时频域变化比较平缓,

利用线性插值得方法依然能够较好的逼近实际信道响应。而在速度为 300km/h 时, 可以看到三种方法的 NMSE 随着信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR) 的增加都趋于收敛。而 IDD-EKF 相较于 LS 方法其均方误差性能有 8dB 的 SNR 峰值增益。这是因为在高速环境下, LS 估计配合线性插值的方法假定两个导频符号间信道响应的时域相关性是不变的, 因此无法追踪快速时变的信道响应; 而基于 EKF 的方法能够随信道的变化及时调整状态转移矩阵, 再加上迭代接收机的结构带来的性能增益, 使得 IDD-EKF 在高速环境下有更佳的表现。

表 1 仿真系统参数

参数	数值
系统带宽	5MHz
载波频率	2.8GHz
调制方式	16QAM
衰落模型	瑞利衰落
多径时延	[0 1.3 2.6 3.9 4.2] $\mu$ s
路径增益	[-2.7 -4.4 -11.1 -18.5 -18.2] dB
移动速度	50km/h, 300km/h

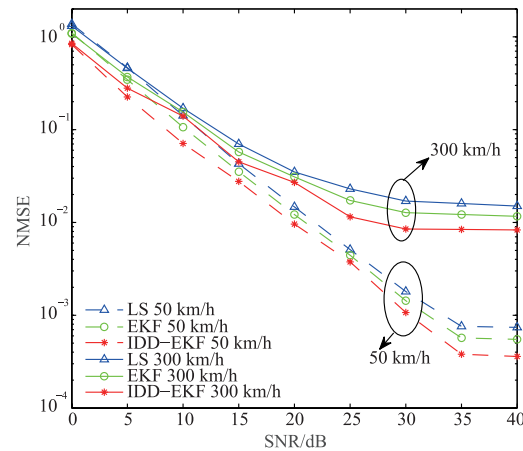


图3 LS、EKF与IDD-EKF的NMSE

值得注意的是在图 3 中高速环境下迭代 1 次的 IDD-EKF 相对于 EKF 峰值 SNR 增益达 5dB。这是由于在高速环境下信道时域变化快, EKF 误差传播的现象将更为明显。由于 EKF 的误差传播主要是由加权矩阵与实际发送符号的误差引起的, 故我们对比了 EKF 更新模式下通过信道响应的先验估计值构造的加权矩阵  $\mathbf{X}_i$ , 与 IDD-EKF 迭代模式下通过外信息更新的加权矩阵  $\hat{\mathbf{X}}_i$  的误符号率 (Symbol Error Ratio, SER) 参数。如图 4 所示, 在迭代模式中加权矩阵  $\hat{\mathbf{X}}_i$  在各种速度环境下其 SER 均低于更新模式中的加权矩阵  $\mathbf{X}_i$ 。由于 EKF 更新模式在构造加权矩阵时利用了 EKF 的先验信息, 而在迭代模式中利用的是 Turbo 译码器输出的后验对数似然比, 其中信道编码的冗余提升了加权矩阵构造的精度。由此可见, 迭代检测译码结构能够使 EKF 状态空间

模型中的加权矩阵更接近实际发送的符号.

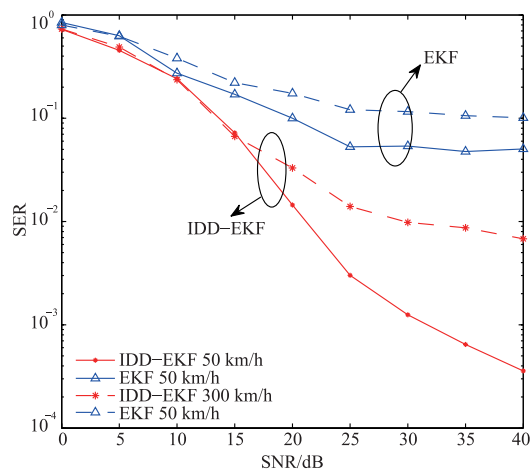


图4 IDD-EKF与EKF的加权矩阵误符号率

为了说明提升加权矩阵 SER 能够有效减小误差传播对 EKF 信道估计精度的影响. 我们对高速环境下  $\text{SNR} = 25\text{dB}$  时, 三种信道估计方法的时频域误差均值分布, 如图 5 所示. 图中 EKF 方法发生时域误差传播的位置已用椭圆标注, 标注的部分在时域上均呈现出连续的误差峰, 峰值达 0.5 左右, 而 IDD-EKF 在相应的符号位置, 误差的峰值明显降低. 时域上连续的误差峰是 EKF 出现误差传播现象时的具体表现, 而 IDD-EKF 利用 Turbo 码的冗余更新了更为准确的加权矩阵  $\hat{\mathbf{X}}_i$ , 使得经过迭代后, EKF 能在更多的符号位置进行 MMSE 估计, 从而有效的消除 EKF 误差传播带来的影响.

误码率 (Bit Error Ratio, BER) 性能是衡量信道估计方法对系统整体性能影响的宏观指标. 图 6 对比了 50km/h 和 300km/h 速度下 LS 配合线性内插<sup>[15]</sup>, 线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) 配合样条插值<sup>[16]</sup>以及 EKF 方法<sup>[10]</sup>和迭代 1 次的 IDD-EKF 方法的 BER 性能. 在 50km/h 时, EKF 算法相对于 LS 算法有 2 ~ 2.5 dB 的性能增益, 相对于 LMMSE 算法 SNR 增益为 0.2 ~ 0.5 dB, 而 1 次迭代的 IDD-EKF 相对于 LS 方法有 2.5 ~ 3 dB 的性能增益, 相对于 LMMSE 算法 SNR 增益为 1 ~ 1.5 dB, 相对于 EKF 有 1 dB 左右的 SNR 增益. 在相对低速的环境下, 三种算法的性能都随着 SNR 的增加而不断提升. 一方面虽然在 50km/h 下 IDD-EKF 相对于 LS 方法的 NMSE 性能十分接近, 但是 IDD-EKF 采用了迭代译码检测的结构, 相对于 LS 方法多进行了一次迭代, 因此会具有更好的系统整体性能. 基于 EKF 的方法与 LMMSE 方法在低速环境下的 BER 性能也十分的接近, 这是由于二者同属于 MMSE 的估计方法, 而低速环境下信道衰落不明显, 因而即使采用样条插值的方式其整体性能依旧能与基于 EKF 的方法相当. 而 IDD-EKF 相对于 EKF, 低速环境

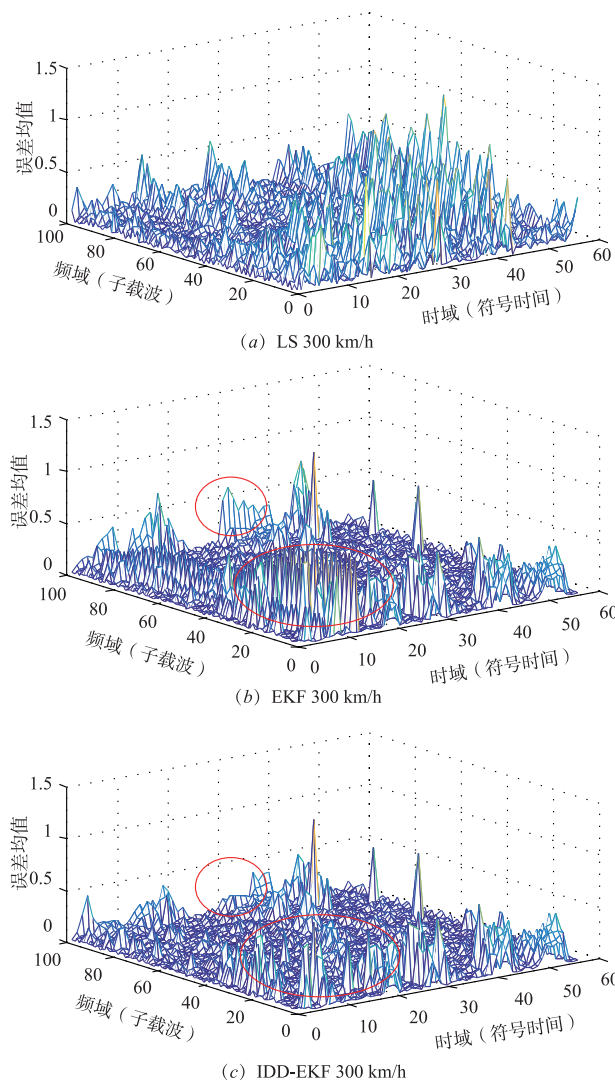


图5  $\text{SNR} = 25\text{dB}$  时 LS、EKF 与 IDD-EKF 的时频域估计误差分布

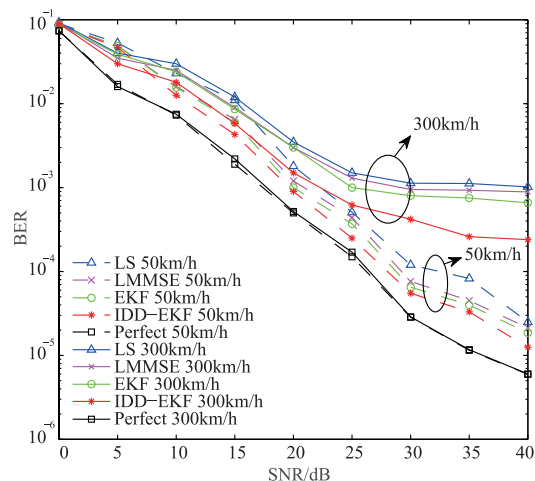


图6 LS、LMMSE、EKF 与 IDD-EKF 的 BER

下, 误差传播的现象并不明显, 因此二者 BER 性能并没有明显差距. 但在 300km/h 时, 受信道环境的限制, 各

种信道估计方法的 BER 性能都随着 SNR 的增加而趋于收敛. EKF 方法相对 LS 方法的峰值 SNR 增益为 0.5dB 左右, 相对于 LMMSE 算法的峰值 SNR 增益为 0.3dB 左右, 而 1 次迭代 IDD-EKF 相对于 LS 方法其 SNR 峰值增益能够达到 5dB 左右, 相对于 LMMSE 方法其 SNR 峰值增益也达到了 4.5dB 左右. IDD-EKF 体现出了更加能够适应高速环境的整体性能.

## 6 结论

本文不仅将信道的时域变化过程建模为自回归过程, 构造了 EKF 追踪信道的时域变化特性; 同时本文采用迭代接收机的结构, 有效利用了 Turbo 编码中的冗余信息, 通过多次迭代提升信道估计的准确度. 最后, 经过仿真对比, 分析了 IDD-EKF 信道估计方法在高速环境下性能表现. 从仿真结果可以看出, 本文所提方法无论是在信道估计的精度, 还是在系统的整体性能方面, 相较于传统方法在高速环境中的表现均有一定的性能提升.

### 参考文献

- [1] Bi Y, Zhang J, Zeng M, et al. Channel modeling and estimation for OFDM systems in high-speed trains scenarios [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Nanjing: IEEE, 2016. 1 - 6.
- [2] Ren X, Tao M, Chen W. Compressed channel estimation with position-based ICI elimination for high-mobility SIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 6(7): 6204 - 6217.
- [3] Zhang J, Jin F, Tan Z, et al. Performance analysis of high-speed railway communication systems subjected to co-channel interference and channel estimation errors [J]. Iet Communications, 2014, 8(7): 1151 - 1157.
- [4] Liu Y, Tan Z, Hu H, et al. Channel estimation for OFDM [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(4): 1891 - 1908.
- [5] Ghazal A, Wang C X, Haas H, et al. A non-stationary MIMO channel model for high-speed train communication systems [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Yokohama: IEEE, 2012. 1 - 5.
- [6] Wang C X, Ghazal A, Ai B, et al. Channel measurements and models for high-speed train communication systems: a survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(2): 974 - 987.
- [7] 宋铁成, 尤肖虎, 沈连丰, 等. 基于导频和修正 Kalman 滤波的 MIMO-OFDM 信道估计方法 [J]. 通信学报, 2007, 28(2): 23 - 28.
- [8] Song T, You X, Shen L, et al. Channel estimation method for MIMO-OFDM systems based on pilots and modified Kalman filter [J]. Journal on Communications, 2007, 28(2): 23 - 28. (in Chinese)
- [9] Bonnet J, Auer G. Optimized iterative channel estimation for OFDM [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Montreal: IEEE, 2006. 1 - 5.
- [10] Simon E P, Khalighi M A. Iterative soft-Kalman channel estimation for fast time-varying MIMO-OFDM channels [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2013, 2(6): 599 - 602.
- [11] Dai X, Zhang W, Xu J, et al. Kalman interpolation filter for channel estimation of LTE downlink in high-mobility environments [J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking, 2012, 2012(1): 1 - 14.
- [12] Han K Y, Lee S W, Lim J S, et al. Channel estimation for OFDM with fast fading channels by modified Kalman filter [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(2): 443 - 449.
- [13] Ghandour-Haidar S, Ros L, Brossier J M. On the use of first-order autoregressive modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter [J]. Signal Processing, 2012, 92(2): 601 - 606.
- [14] Loiola M B, Lopes R R, Romano, Jo, et al. Modified Kalman filters for channel estimation in orthogonal space-time coded systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(1): 533 - 538.
- [15] Li W, Preisig J C. Estimation of rapidly time-varying sparse channels [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2007, 32(4): 927 - 939.
- [16] Zarrinkoub D H. Understanding LTE with MATLAB: From mathematical modeling to simulation and prototyping [M]. Hoboken: Wiley Publishing, 2014.
- [17] Cho Y S, Kim J, Yang W Y, et al. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB [M]. Hoboken: Wiley Publishing, 2010.

### 作者简介

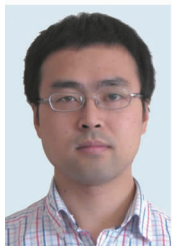


廖 勇(通信作者) 男, 1982 年出生于四川省自贡市. 现为重庆大学副研究员. 主要研究方向为宽带无线通信与网络、飞行器测控与通信等.

E-mail: liaoy@cqu.edu.cn



**沈轩帆** 男,1994 年出生于云南省昆明市. 现为重庆大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为无线通信信道估计.  
E-mail: shenxuanfan@foxmail. com



**代学武** 男,1976 年出生于四川隆昌. 现为东北大学教授. 主要研究方向为动态系统状态估计、新一代宽带无线移动通信网信道估计等.  
E-mail: x. dai@ ieee. org



**周昕** 女,1993 年出生于重庆市渝北区. 现为重庆大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为宽带无线通信、压缩感知、信道估计.  
E-mail: Mrs\_ zhouxin@ 163. com



**王丹** 女,1981 年出生于重庆市涪陵区. 现为重庆邮电大学高级工程师. 主要研究方向为宽带移动通信、大规模 MIMO.  
E-mail: wangdan@cqpt. edu. cn