

高速场景下基于叠加导频的迭代 EKF 信道估计方法

廖勇¹, 张楠¹, 姚海梅¹, 花远肖¹, 赵砚²

(1. 重庆大学通信与测控中心, 重庆 400044; 2. 中国人民解放军 61212 部队, 北京 100043)

摘要: 针对正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统在高速移动场景下时/频域选择性衰落(双选衰落)和非平稳特性给信道估计带来的技术挑战,本文采用导频与数据叠加的帧结构,提出一种基于基扩展模型(Basis Expansion Model, BEM)的迭代扩展卡尔曼滤波(iterative Extend-Kalman Filter, iEKF)信道估计方法. 基于 BEM 信道模型且采用 EKF 信道估计方法可以联合估计出信道冲激响应(Channel Impulse Response, CIR)与时变的时域自相关系数,有效消除子载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI). 同时,为了进一步消除叠加导频位置处的数据符号干扰,我们提出将叠加位置处的数据和导频先解耦、后重构再进行迭代 EKF 的信道估计方法. 仿真分析表明,相较传统叠加导频的信道估计方法和导频符号辅助调制(Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)估计方法,本文提出的信道估计方法在高速场景特别是低信噪比的条件下,具有更高的估计精度,更强的鲁棒性及更大的吞吐量.

关键词: 叠加导频; 双选信道; 基扩展模型; 迭代扩展卡尔曼滤波; OFDM; 信道估计

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)11-2399-08

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.11.023

Iterative EKF Channel Estimation Method Based on Superimposed Pilot in High Mobility Scenarios

LIAO Yong¹, ZHANG Nan¹, YAO Hai-mei¹, HUA Yuan-xiao¹, ZHAO Yan²

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

2. 61212 Unit of the People's Liberation Army, Beijing 100043, China)

Abstract: For the technical challenges brought by time/frequency-domain selective fading (double-selective fading) and non-stationary characteristics in channel estimation for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, an iterative extend-Kalman filter (iEKF) channel estimation method based on basis expansion model (BEM) with the frame structure of superimposed pilot is proposed. Based on the BEM and the EKF channel estimation method, the channel impulse response (CIR) and the time-varying time-domain autocorrelation coefficient can be jointly estimated to effectively eliminate inter carrier interference (ICI). At the same time, it's need to eliminate the interference of data symbols at the superimposed position. So for the superimposed position, the channel estimation is proposed in which decoupling data and pilot firstly, reconstructing subsequently, and performing the iEKF algorithm finally. The simulation analysis shows that compared with the traditional superimposed pilot channel estimation method and the pilot symbol assisted modulation (PSAM) estimation method, the proposed channel estimation method has higher estimation accuracy, stronger robustness and greater throughput in high-speed railway scenario especially under low signal-to-noise ratio (SNR) conditions.

Key words: superimposed pilot; double-selective channel; basis extension model; extended-Kalman filter; OFDM; channel estimation

1 引言

近年来,高速铁路建设得到迅猛发展的同时由于

多径效应和多普勒频移的影响,高速场景具有时/频域选择性衰落(双选衰落)和时域非平稳的特性^[1,2],从而给计算资源和功率均受限的移动正交频分复用(Or-

收稿日期:2019-01-15;修回日期:2019-05-25;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);重庆市研究生科研创新项目(No. CYS18061);中央高校基本科研业务费基金(No. 106112017CDJXY500001)

thogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 系统的接收机信道估计带来了新的难题.

在面向高铁场景的高速移动环境下,由于信道受到多径效应与多普勒效应的共同影响,信道在一个 OFDM 符号内变化较为明显,因此子载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)会严重影响传统信道估计方法的估计性能.虽然采用时域信道估计方法可以直接估计各个路径上的信道冲激响应(Channel Impulse Response, CIR),有效消除 ICI^[3].但在双选衰落的信道下,还需要估计出多径参数,因而使得时域信道估计方法的信道待估计参数增多,直接求取 CIR 较为复杂,在这种情形下,基扩展模型(Basis Expansion Model, BEM)具有较好的压缩性能,可以将 OFDM 信道系数近似建模成 BEM 模型,从而减少待估计参数量,能够有效消除双选衰落带来的严重 ICI 干扰,从而得到广泛应用^[4].针对信道的非平稳特性,卡尔曼滤波方法已被学者研究验证其能够较好地跟踪时变的时域信道^[5,6].

尽管上述信道估计方法能够跟踪时变的信道,但导频的插入会占用宝贵的时隙或子载波资源,系统也必将产生更多的开销,致使信息传输速率和频谱效率严重下降.因此为了解决高速环境下传统的信道估计方法造成的频谱效率较低的问题,采用叠加导频的信道估计方法受到了广泛的关注^[7,8].文献[7]提出一种叠加训练(Superimposed Training, ST)序列的信道估计

方法,在不消耗系统带宽的情况下,可以估计出信道参数.文献[8]提出了正交叠加导频(Orthogonal Superimposed Pilot, OSP)的信道估计方法,牺牲少量的信息速率来保证接收端的导频和数据相互正交实现解耦,可以消除导频叠加位置的数据符号带来的干扰.因此,在叠加导频结构中采用复杂度低的方法减少数据符号的干扰,实现导频和数据信息的解耦,是提高此类信道估计性能的关键^[9].

因此,为了提升高速移动通信场景下系统的频谱效率和通信性能,在具有双选衰落和非平稳特性信道条件下,本文研究了基于叠加导频帧结构的 OFDM 信道估计问题,提出了基于叠加导频的迭代 EKF 信道估计方法.

2 系统模型

针对信道估计方法的频谱利用率较低这一问题,本文采用了块状的叠加导频图样,将导频符号与数据符号符合线性叠加后插入到 OFDM 所有的子载波中,辅助 BEM 模型进行信道估计^[10],即通过导频子载波处的信道响应可以计算出一个符号周期内的 BEM 系数,从而估计高速环境下一个 OFDM 符号内发生变化时的信道系数.本文所采用的叠加导频方案具体如图 1 所示.

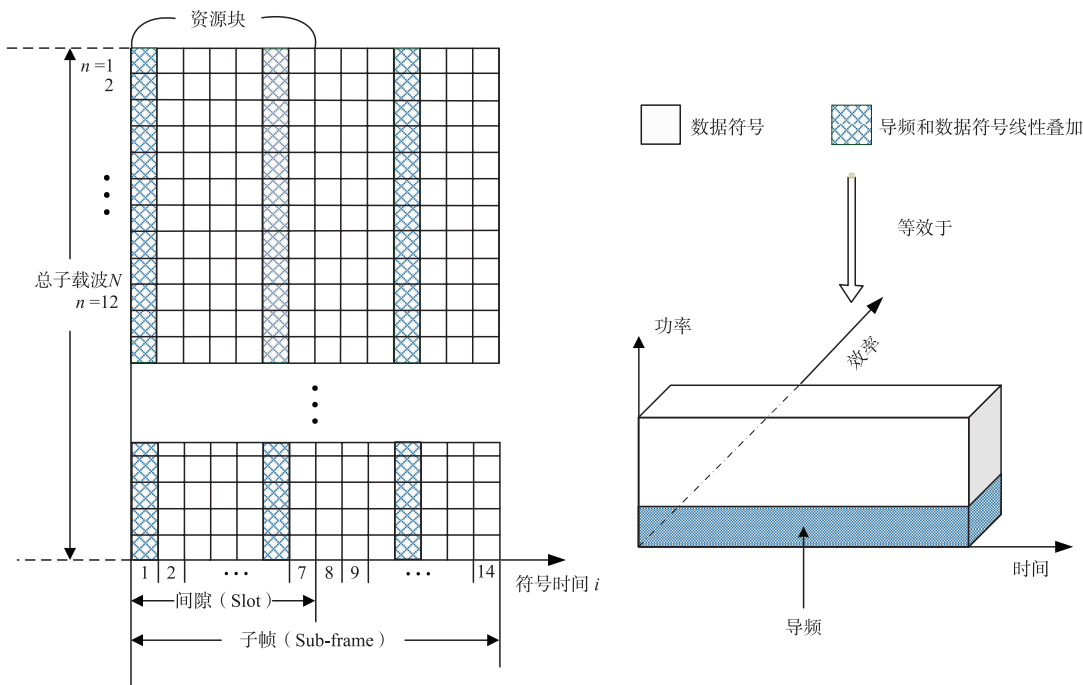


图1 块状的叠加导频图样

考虑一个子载波总数为 N 的 OFDM 系统,一个子帧总共包含 I 个 OFDM 符号,对于第 i 个 OFDM 符号,

设发送 i 个符号上的第 n 个子载波符号为 $s_i(n)$,有 $\mathbf{s}_i = [s_i(0), \dots, s_i(n), \dots, s_i(N-1)]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. 因此发送

信号为

$$s_i = \begin{cases} \mathbf{x}_i + \mathbf{p}_i, & \text{叠加导频位置} \\ \hat{\mathbf{x}}_i, & \text{非叠加导频位置} \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示调制在子载波上的非叠加导频位置处的数据序列, $\hat{\mathbf{x}}_i$ 的平均功率为 δ_x^2 , 其中 $\delta_x^2 = 1$. $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{p}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 分别表示调制在在载波上叠加的导频和数据序列, 由于导频符号叠加在数据符号上, 为了减少 OFDM 符号间的导频的干扰, 这里选用具有良好的自相关、互相关低、低 PAPR 的 Zadoff-Chu (ZC) 序列^[11] 作为导频设计. \mathbf{x}_i 和 \mathbf{p}_i 的平均功率分别为 δ_x^2 和 δ_p^2 , 其中 $\delta_x^2 + \delta_p^2 = 1$.

将发送符号 s_i 经过傅里叶逆变换 (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) 进行 OFDM 调制后, 有:

$$\mathbf{S}_i = \mathbf{F}^H s_i \quad (2)$$

其中, $\mathbf{S}_i = [S_i(0), \dots, S_i(N-1)]^T$ 表示发送的时域序列, $\mathbf{F}_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j \frac{2\pi}{N} kn)$ 表示傅里叶变换矩阵. 为了避免符号间干扰 (Inter Symbol Interference, ISI), 给发送符号加入循环前缀, 进一步可以构造 OFDM 传输模型如下:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\omega}_i \quad (3)$$

其中, 第 i 个 OFDM 符号块上接收到的频域符号向量为 $\mathbf{y}_i = [y_i(0), \dots, y_i(N-1)]^T$, $\boldsymbol{\omega}_i$ 为信道的加性复高斯白噪声, 协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_i = \sigma_v^2 \mathbf{I}_N$, $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示第 i 个 OFDM 符号上信道的频域响应矩阵, 有

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{F} \mathbf{g}_i \mathbf{F}^H \quad (4)$$

其中矩阵 $\mathbf{g}_i \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示第 i 个符号时间信道的冲激响应矩阵, 有

$$\mathbf{g}_i = \begin{bmatrix} h_i(0,0) & 0 & \dots & h_i(0,L-1) & \dots & h_i(0,1) \\ h_i(1,1) & h_i(1,0) & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \dots & 0 & h_i(N-1,L-1) & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 $h_i(k,l)$ 表示第 i 个符号时间上, 信道冲激响应第 l 个抽头的第 k 个采样点.

基于 BEM 信道模型 (Complex Exponential BEM, CE-BEM) 的基向量的生成方法比较简单, 不需要额外的信道统计信息, 且其基向量在是时、频域均两两正交^[12], 设信道阶数为 L , 信道冲激响应可以用 CE-BEM 模型表示^[13], 则第 i 个符号上的第 l 个抽头上的第 k 个采样点 $h_i(kl)$ 有:

$$h_i(k,l) = \sum_{q=0}^{Q-1} b_{k,q} c_{i,l}^q = \mathbf{b}_k^T \mathbf{c}_{i,l} \quad (6)$$

其中, Q 表示压缩基向量的维度 ($Q \ll N$), $\mathbf{b}_k = [b_{k,0}, \dots, b_{k,Q-1}]^T$ 表示基向量, 由于采用 CE-BEM 模型, 因此有

$b_{k,q} = e^{\frac{j2\pi(q-Q)k}{N}}$, $\mathbf{c}_{i,l} = [c_{i,l}^{(0)}, \dots, c_{i,l}^{(Q-1)}]^T$ 表示压缩基的系数向量.

令 $\mathbf{h}_{i,l} = [h_i(0,l), \dots, h_i(N-1,l)]^T$ 表示第 i 个 OFDM 符号中的第 l 个抽头上的信道冲激响应向量, $\mathbf{B} = \mathbf{I}_L \otimes [\mathbf{b}_0, \dots, \mathbf{b}_{N-1}]^T$ 表示基矩阵, $\mathbf{c}_i = [c_{i,0}^T, \dots, c_{i,L-1}^T]^T$, 则有

$$\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}_{i,0}^T, \dots, \mathbf{h}_{i,L-1}^T]^T = \mathbf{B} \mathbf{c}_i \quad (7)$$

其中 \mathbf{h}_i 表示第 i 个 OFDM 符号的冲激响应向量.

由此可以得到基于 BEM 信道模型的基带 OFDM 传输模型为

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{c}_i + \boldsymbol{\omega}_i \quad (8)$$

其中 \mathbf{A}_i 为观测矩阵, 其表达式为

$$\mathbf{A}_i = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{S}}_i \mathbf{B} \quad (9)$$

其中, $\tilde{\mathbf{S}}_i = [\mathbf{S}_i^{(0)}, \dots, \mathbf{S}_i^{(L-1)}]$, $\mathbf{S}_i^{(l)} = \text{diag}\{[S(N-l), S(N-l+1), \dots, S(N-1), S(0), S(1), \dots, S(N-l-1)]\}$.

由于信道时域非平稳的特性主要体现在其时域相关系数将呈现出时变特性^[14], 因此无线信道的冲激响应满足时变的一阶自回归模型 (Time-Varying Auto Regression, TVAR)^[15,16], 有

$$\mathbf{c}_{i+1} = \mathbf{R}_i \mathbf{c}_i + \mathbf{v}_i \quad (10)$$

其中, \mathbf{R}_i 表示两个相邻符号块间的基系数的对角矩阵, 对角线上元素为基系数间的互相关系数. \mathbf{v}_i 表示信道转移过程噪声, 协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_v = \sigma_v^2 \mathbf{I}_{QL}$.

3 信道估计方法

由于在高速环境下, 时域信道响应具有快时变的特性, 采用传统的叠加导频信道估计方法无法跟踪信道的变化, 所以本节创新性地提出一种基于 BEM 的 iEKF (BEM-iEKF) 信道估计方法.

3.1 初始估计

本节在前述 BEM 基础上, 设计了基于 EKF 的状态空间模型用以联合估计信道的时域相关系数及信道的冲激响应. 为方便推导, 我们构造了状态转移向量 \mathbf{r}_i , 其满足 $\mathbf{r}_i = \text{vec}(\mathbf{R}_i)$, 状态空间模型构造如下:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i + \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \mathbf{c}_{i+1} = \mathbf{R}_i \mathbf{c}_i + \mathbf{v}_i \\ \mathbf{y}_i = \mathbf{A}_i \mathbf{c}_i + \boldsymbol{\omega}_i \end{cases} \quad (11)$$

其中 $\boldsymbol{\varepsilon}_i$ 表示时域相关系数 \mathbf{r}_i 的过程噪声, 是均值为零的复高斯白噪声, 协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_\varepsilon = \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{I}_{QL}$. 由此可以构造一个新的状态变量 $\mathbf{z}_i = [\mathbf{r}_i \ \mathbf{c}_i]^T$, 上述状态空间模型可改写为

$$\begin{cases} \mathbf{z}_{i+1} = \mathbf{T}_i \mathbf{z}_i + \mathbf{u}_i \\ \mathbf{y}_i = [\mathbf{0} \ \mathbf{A}_i] \mathbf{z}_i + \mathbf{w}_i \end{cases} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{T}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{QL} & \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{C}}_i & \hat{\mathbf{R}}_i \end{bmatrix}$, $\hat{\mathbf{C}}_i = \text{diag}\{\hat{\mathbf{c}}_i\}$ 是由 i 时刻的基系数

的后验估计值构成的对角矩阵, $\hat{\mathbf{R}}_i$ 表示 i 时刻时域相关系数矩阵的后验估计值, \mathbf{u}_i 为状态转移方程的过程

噪声向量, 其协方差矩阵为 $\mathbf{Q}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_e & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_v \end{bmatrix}$.

当在第 $(i-1)$ 个符号时间上接收到导频和数据的叠加符号时 \mathbf{y}_{i-1} , 忽略导频与数据叠加位置处的数据符号, 令发送符号为 $\mathbf{s}_{i-1} = \mathbf{p}_{i-1}$, 代入式(9)得到叠加符号位置处的观测矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_{i-1}^p$ 后, 通过最小二乘 (Least Squares, LS) 信道估计方法获取先验的信道响应的基系数 $\hat{\mathbf{c}}_{i-1}^0$, 从而可以获得状态变量的先验估计值 $\hat{\mathbf{z}}_{i|i-1}$, 由式(12)描述的状态空间模型可以得到其状态预测方程如下:

$$\mathbf{z}_{i|i-1} = \mathbf{T}_{i-1}\mathbf{z}_{i-1} = \mathbf{T}_{i-1} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{i-1} \\ \mathbf{c}_{i-1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{P}_{i|i-1} = \mathbf{T}_{i-1}\mathbf{P}_{i-1}\mathbf{T}_{i-1}^T + \mathbf{Q}_u \quad (14)$$

其中 $\mathbf{P}_{i|i-1}$ 表示 i 时刻状态变量的先验协方差矩阵.

当 EKF 接收到子载波上的数据符号 \mathbf{y}_i 时, 由 $\hat{\mathbf{z}}_{i|i-1} = \mathbf{T}_{i-1}\hat{\mathbf{z}}_{i-1}^0$ 可知信道响应基系数的先验估计 $\hat{\mathbf{c}}_{i|i-1}$, 并将其转化为信道频域响应矩阵的先验值 $\hat{\mathbf{H}}_{i|i-1}$, 表示对下一时刻信道响应的预测. 由式(9)可知, 在观测方程中, 在没有后验信息的条件下, 只有采用判决反馈的方法, 对数据符号进行预测. 此时, 通过最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 均衡方法^[17], 我们对 i 时刻的发送符号向量 \mathbf{s}_i 做出预测, 有

$$\hat{\mathbf{s}}_i = (\mathbf{H}_{i|i-1}^H \mathbf{H}_{i|i-1} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}_{i|i-1}^H \mathbf{y}_i \quad (15)$$

其中 $\hat{\mathbf{s}}_i$ 表示发送数据符号的预测值, 在已知发送符号调制方式的情况下, 可以获得得到发送符号星座点的集合 $\mathbf{X} = \{X_0, \dots, X_{M-1}\}$, 其中 X_m 表示星座点的位置, $\log_2 M$ 为调制阶数. 则可将与 $\hat{\mathbf{s}}_i$ 中距离最近的星座点作为硬判决的结果输出, 即

$$\hat{\mathbf{s}}_i^{(h)}(n) = \min_{X_n \in \mathbf{X}} \| X_n - \hat{\mathbf{s}}_i(n) \|_2 \quad (16)$$

将 $\hat{\mathbf{s}}_i^{(h)}$ 由式(9)得到观测矩阵生成 $\hat{\mathbf{A}}_i$ 后与先验状态变量 $\mathbf{P}_{i|i-1}$ 一同代入 EKF 的更新方程中, 可求解出状态变量的后验证估计值 $\hat{\mathbf{z}}_i$, 具体如下:

$$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_{i|i-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_i^H \end{bmatrix} ([\mathbf{0} \quad \mathbf{A}_i] \mathbf{P}_{i|i-1} [\mathbf{0} \quad \mathbf{A}_i]^T + \mathbf{Q}_z)^{-1} \quad (17)$$

$$\mathbf{z}_i = \mathbf{z}_{i|i-1} + \mathbf{K}_i (\mathbf{y}_i - [\mathbf{0} \quad \mathbf{A}_i] \mathbf{z}_{i|i-1}) \quad (18)$$

$$\mathbf{P}_i = \mathbf{P}_{i|i-1} - \mathbf{K}_i [\mathbf{0} \quad \mathbf{A}_i] \mathbf{P}_{i|i-1} \quad (19)$$

其中 \mathbf{K}_i 为卡尔曼增益. 随着卡尔曼滤波的状态预测与状态更新的迭代运算, 可以得到后验的状态变量 \mathbf{z}_i 作为输出.

3.2 导频和数据的解耦与重构

从上一小节可以得到一个初始信道估计值, 但通常这个估计值很不精确. 这是由于叠加位置处的导频

与数据符号叠加在一起, 我们初始估计时忽略了数据符号和信道噪声的影响, 接收到的 $(i-1)$ 时刻的符号为

$$\mathbf{y}_{i-1} = \hat{\mathbf{H}}_{i-1} \mathbf{s}_{i-1} = \hat{\mathbf{H}}_{i-1} \mathbf{p}_{i-1} + \hat{\mathbf{H}}_{i-1} \mathbf{x}_{i-1} + \mathbf{w}_{i-1} \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{i-1} = \mathbf{H}_{i-1} + \boldsymbol{\eta}_i \quad (21)$$

其中 $\boldsymbol{\eta}_i = (\mathbf{H}_{i-1} \mathbf{x}_{i-1} + \mathbf{w}_{i-1}) / \mathbf{p}_{i-1}$ 表示 LS 信道估计的估计误差. 由此可以看出叠加位置处的信息数据和信道噪声对信道估计造成的干扰严重影响了叠加符号处的估计性能. 因此, 在接收端去除叠加导频后, 得到接收符号为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{i-1} &= \mathbf{y}_{i-1} - \hat{\mathbf{H}}_{i-1} \mathbf{p}_{i-1} \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{i-1} \hat{\mathbf{x}}_{i-1} + \mathbf{e}_{i-1} + \mathbf{w}_{i-1} \end{aligned} \quad (22)$$

其中, \mathbf{u}_{i-1} 表示叠加位置处的数据符号, $\mathbf{e}_{i-1} = (\hat{\mathbf{H}}_{i-1} - \hat{\mathbf{H}}_{i-1}) \mathbf{p}_{i-1}$ 表示叠加导频处的剩余误差. 令 $\boldsymbol{\xi}_{i-1} = \mathbf{e}_{i-1} + \mathbf{w}_{i-1}$ 表示剩余误差和噪声的混合噪声, 此时, 我们采用 MMSE 均衡方法对 $(i-1)$ 时刻的发送符号向量 \mathbf{x}_{i-1} 做出预测, 有

$$\hat{\mathbf{x}}_{i-1} = (\hat{\mathbf{H}}_{i-1}^H \hat{\mathbf{H}}_{i-1} + \sigma_\xi^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{i-1}^H \mathbf{u}_{i-1} \quad (23)$$

其中, σ_ξ^2 表示混合噪声的方差, $\hat{\mathbf{x}}_{i-1}$ 表示发送数据符号的预测值, 将与 $\hat{\mathbf{x}}_{i-1}$ 中距离最近的星座点作为硬判决的结果输出, 得到 $\hat{\mathbf{x}}_{i-1}^{(h)}$. 利用判决得到的信息符号, 将导频符号 \mathbf{p}_{i-1} 线性叠加到 $\hat{\mathbf{x}}_{i-1}^{(h)}$ 上, 得到发送符号预测值 $\hat{\mathbf{s}}_{i-1}$, 即

$$\hat{\mathbf{s}}_{i-1} = \hat{\mathbf{x}}_{i-1}^{(h)} + \mathbf{p}_{i-1} \quad (24)$$

3.3 迭代 EKF 信道估计

利用 $(i-1)$ 时刻估计得到的符号 $\hat{\mathbf{s}}_{i-1}$ 构造观测矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_{i-1}$, 代入式(13)中进行 LS 信道估计, 可得到叠加位置处的信道响应基系数 $\hat{\mathbf{z}}_{i-1}$, 进而得到 $\hat{\mathbf{H}}_{i-1}$, 则接收信号可重新表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{i-1} &= \hat{\mathbf{H}}_{i-1} \hat{\mathbf{s}}_{i-1} + (\hat{\mathbf{H}}_{i-1} - \mathbf{H}_{i-1}) \mathbf{p}_{i-1} \\ &\quad + \hat{\mathbf{H}}_{i-1} (\hat{\mathbf{x}}_{i-1} - \mathbf{x}_{i-1}) + \mathbf{w}_{i-1} \end{aligned} \quad (25)$$

当 EKF 接收到子载波上的数据符号 \mathbf{y}_i 时, 将信道响应基系数的先验估计 $\hat{\mathbf{c}}_{i|i-1}$ 转化为信道频域响应矩阵的先验值 $\hat{\mathbf{H}}_{i|i-1}$, 代入式(16)、(17)中进行均衡和判决, 更新观测方程 $\hat{\mathbf{A}}_i$ 后, 代入 EKF 的更新式(18)~(20)中可得到状态变量的后验证估计值 $\hat{\mathbf{z}}_i$.

式(25)表明重构发射信号后的信道估计, 其估计误差不仅受到信道噪声的干扰而且还受到了导频符号残余误差和符号判决的影响. 另一方面, 由于叠加位置处估计性能较差, 采用判决反馈预测得到的数据符号可能已经偏离了实际数据符号的星座点, 因此直接使用发送符号的预测值构造观测矩阵可能并不准确, 得到 $\hat{\mathbf{z}}_i$ 的后验估计也会出现较大误差, 而这一误差则会由更新方程传递到下一时刻, 引起误差传播现象, 使得系统估计性能较差. 所以为了进一步减少叠加符号处的信息数据给信道估计带来的干扰及误差传播现象,

本文考虑将基于判决反馈的迭代应用到信道估计中,在接收端去除叠加导频后,采用硬判决的方法重构出发送信号,再重新进行信道估计,迭代 EKF 信道估计器结构如图 2 所示。

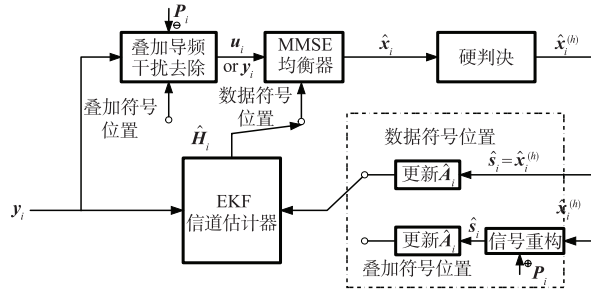


图2 迭代EKF信道估计器结构框图

4 仿真分析

本文利用 MATLAB 仿真平台对所提的基于 SP-BEM-iEKF 信道估计方法与其他同类信道估计方法以及经典的信道估计方法和进行了仿真分析,仿真系统参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数

参数	数值
载波频率	2.8GHz
系统带宽	5MHz
子载波数	300
FFT 长度	512
CP 长度	36
基向量维数 Q	16
调制方式	QPSK
信道模型	WINNER-II D1 [18]
信道径数 L	4
功率分配(叠加位置处)	导频 0.2, 数据 0.8
移动速度	50km/h, 300 km/h

本文主要展现了基于 ST 信道估计方法,传统的 EKF 信道估计方法^[19],基于 OSP 信道估计方法,与本文所提的 SP-BEM-iEKF 信道估计方法在不同速度环境下的估计精度以及接收机整体性能表现。其中归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)描述了信道估计的估计精度,信道估计结果越接近实际信道响应,则 NMSE 的数值越接近 0。

由图 3 和图 4 的仿真结果可知,在各种速度环境下,所提方法 SP-BEM-EKF 初始估计方法的 NMSE 相较于 ST 估计方法平均 SNR 增益达到 3dB。ST 估计在非平稳信道环境下的估计精度受限主要原因在于,非平稳的信道环境其时域相关系数是一个时变的参数,其时

域变化的规律不满足线性假设。所提方法迭代 1 次的相较于 OSP 信道估计方法性能较差,是由于此时的信道估计性能仍然受到数据符号和噪声的干扰,但随着迭代次数的增加,信道估计中数据符号的干扰逐渐减少,迭代算法的优越性则显现出来。所提方法迭代 2 次的相较于传统 EKF 信道估计方法性能较差,此时的信道估计性能仍然受到数据符号和噪声的干扰,但随着迭代次数的增加,信道估计中数据符号的干扰逐渐减少,迭代算法的优越性也逐渐有了优势。OSP 方法估计效果比较优异,整体估计性能直线提升,但由于正交叠加导频的限制条件有限,设计较为复杂,在复杂度相当的条件,下,本方法迭代 4 次后信道估计性能优于 OSP。

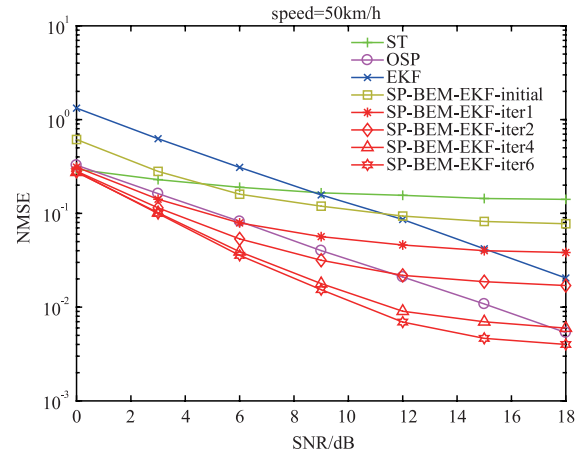


图3 在速度50km/h下各算法的NMSE性能

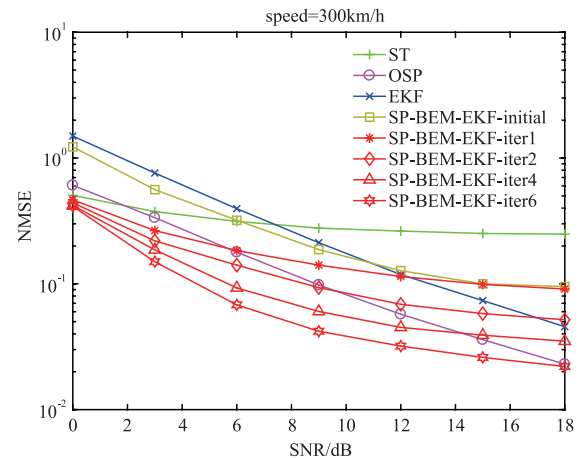


图4 在速度300km/h下各算法的NMSE性能

误码率(Bit Error Rate, BER)描述了接收机的整体性能,信道估计越接近实际信道响应,则 BER 的数值越接近 0。图 5 和图 6 显示了不同速度环境下几种信道估计算法的平均 BER。本文所提方法相较于 ST 估计方法和 EKF 估计方法有较大的增益,这是由于传统的估计方法无法考虑信道的非平稳因素,因此无法对信道估计的损失进行有效的补偿,而本文所提方法能够同时

兼顾高速环境下信道的双选特性,因此相对于传统算法具有较优的表现. 本文所提方法相较于 OSP 信道估计方法,虽然 OSP 的 BER 随着 SNR 逐渐减小,但在低信噪比下随着本文所提方法迭代 6 次后,所提方法优于 OSP 估计方法,且在高速场景下,所提方法在低信噪比下呈收敛状态,不需要进行继续迭代增加计算复杂度,因此所提方法在复杂度与 OSP 相当的条件下,在低信噪比条件下,SP-BEM-iEKF 的 BER 性能更优于 OSP,更适合高速条件下的应用场景.

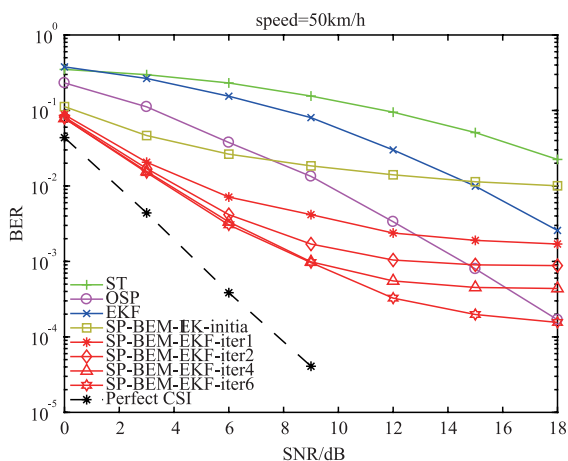


图5 在速度50km/h下各算法的BER性能

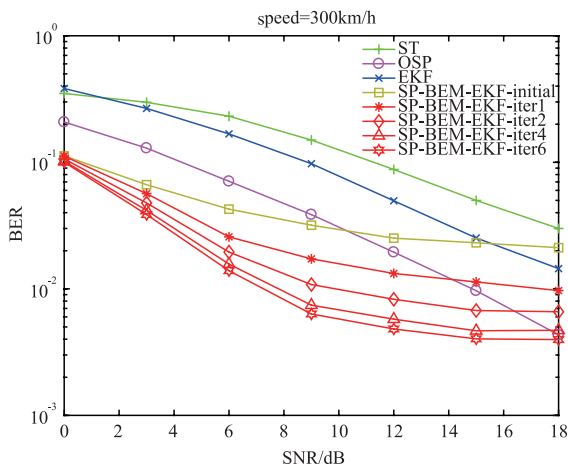


图6 在速度300km/h下各算法的BER性能

虽然我们提出的 SP-BEM-iEKF 信道估计方法性能与传统的 OSP 方法无法区分,但随着迭代次数的增加,估计效果明显优于传统的估计方法. 为了进一步比较 OSP 和所提方法的性能,这里将有效数据吞吐量 (Effective Data Throughput, EDT) 与 SNR 的关系定义^[20]为

$$\text{eff}_{\text{superimposed pilot}} = 1 - \text{BER}_{\text{superimposed pilot}} \quad (26)$$

$$\text{eff}_{\text{PASM}} = 1 - \text{BER}_{\text{PASM}} \quad (27)$$

其中 eff 表示有效的吞吐量, I 表示传输一帧的符号数, I_p 表示采用传统信道估计方法在资源网格中需要导频

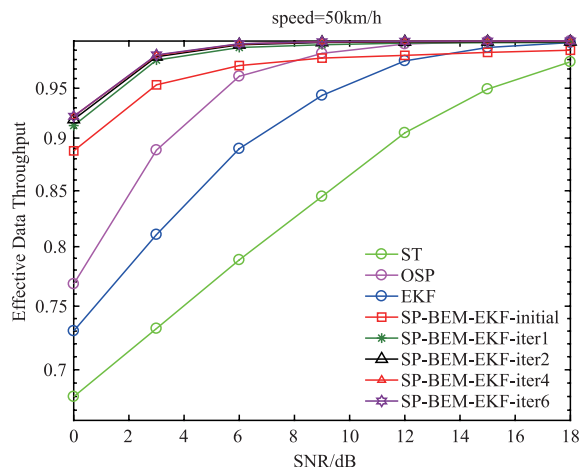


图7 在速度50km/h下各算法的有效吞吐量性能

的符号数.

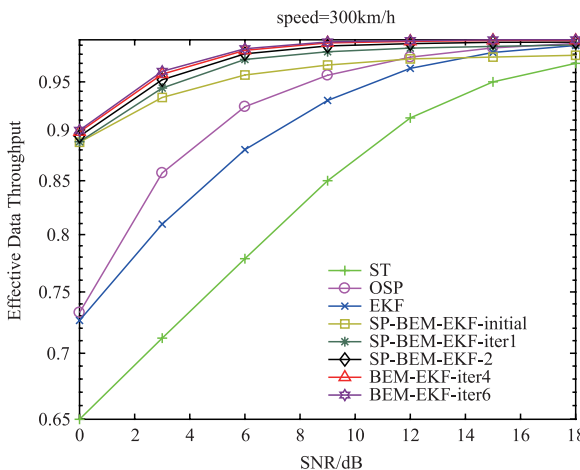


图8 在速度300km/h下各算法的有效吞吐量性能

从图7和图8可以看出不同速度环境下几种信道估计算法的有效吞吐量的表现,虽然 ST 采用了叠加导频的方法,但导频和数据的解耦效果差,使得系统的吞吐量较低,而 EKF 方法采用导频辅助信道估计方法,为了传输块状导频浪费了部分带宽,吞吐量低于 OSP 方法和本文所提的 SP-BEM-iEKF 方法. 由于 OSP 方法为了满足导频和数据在接收端是正交条件,牺牲了部分信息速率,而随着迭代次数的增加,所提方法逐渐减小了叠加位置的数据带来的干扰,在低信噪比条件下,本方法明显优于 OSP 方法,且在高速条件下,两者的吞吐量差异更为明显.

5 结论

在基于导频和数据叠加的 OFDM 帧结构基础上,针对高速移动环境下双选衰落和非平稳信道特性带来的信道估计挑战,本文采用了 BEM 信道模型,有效降低了时域信道估计的复杂度,消除了 ICI. 针对叠加

位置处数据符号的干扰问题,采用 LS 估计方法解耦出叠加位置的导频和数据,并重构发送信号,进行了 EKF 信道估计.为了进一步提升信道估计精度,本文采用了迭代 EKF 信道估计方法提高估计性能并减少误差传播.通过仿真分析对比了本文所提的基于叠加导频的 BEM-iEKF 信道估计方法与经典算法和同类型的信道估计方法在不同移动速度环境下的信道估计性能.从仿真结果可以看出,本文所提方法在低信噪比下随着迭代次数的增加具有较高的估计精度、较强鲁棒性和较大的有效吞吐量,更能够适用于高速移动的通信场景.

参考文献

- [1] Ghazal A, Yuan Y, Wang C X, et al. A non-stationary IMT-advanced MIMO channel model for high-mobility wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 11(4): 5924 – 5935.
- [2] Rao R M, Marojevic V, Reed J H. Adaptive pilot patterns for CA-OFDM systems in nonstationary wireless channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(2): 1231 – 1244.
- [3] Offiong F B, Sinanović S, Popoola W O. On PAPR reduction in pilot-assisted optical OFDM communication systems [J]. *IEEE Access*, 2017, PP(99): 8916 – 8929.
- [4] Xiang R, Tao M, Wen C. Compressed channel estimation with position-based ICI elimination for high-mobility SIMO-OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(8): 6204 – 6216.
- [5] Simon E P, Khalighi M A. Iterative soft-Kalman channel estimation for fast time-varying MIMO-OFDM channels [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(6): 599 – 602.
- [6] Liao Y, Shen X, Dai X, et al. EKF-based joint channel estimation and decoding design for non-stationary OFDM channel [A]. *IEEE Global Communications Conference [C]*. Singapore: IEEE, 2017. 1 – 6.
- [7] Tugnait J K, Luo W. On channel estimation using superimposed training and first-order statistics [J]. *IEEE Communications Letters*, 2003, 7(9): 413 – 415.
- [8] Sharma E, Mishra H B, Vasudevan K. PAPR analysis of superimposed training based MIMO-OFDM systems using an orthogonal affine precoder [A]. *IEEE Annual India Conference [C]*. Bangalore: IEEE, 2016. 1 – 5.
- [9] Upadhyaya K, Vorobyov S A, Vehkaperä M. Superimposed pilots are superior for mitigating pilot contamination in massive MIMO [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(11): 2917 – 2932.
- [10] Zhang H, Cui H, Pan D, et al. Time-varying channel estimation for MIMO/OFDM systems using superimposed training and basis expansion models [J]. *Wireless Communications & Mobile Computing*, 2014, 14(9): 891 – 904.
- [11] Yu C, Shao H, Wei H, et al. Channel estimation based on block-type pilot in OFDM systems over doubly-selective channels [A]. *International Conference on Computational Problem-solving [C]*. Chengdu: IEEE, 2011. 409 – 413.
- [12] 廖勇, 沈轩帆, 代学武, 周昕, 王丹. 基于扩展卡尔曼滤波的联合迭代检测译码信道估计方法 [J]. *电子学报*, 2018, 46(3): 554 – 561.
LIAO Yong, SHEN Xuan-fan, DAI Xue-wu, ZHOU Xin, WANG Dan. Joint iterative detector and decoder channel estimation based on extended Kalman filter [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(3): 554 – 561. (in Chinese)
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 沈轩帆, 廖勇, 代学武, 刘凯, 王丹. 基于 BEM 的非平稳双选信道估计方法 [J]. *电子学报*, 2019, 47(1): 204 – 210.
SHEN Xuan-fan, LIAO Yong, DAI Xue-wu, LIU Kai, WANG Dan. Non-stationary and doubly-selective channel estimation method based on basis expansion model [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(1): 204 – 210. (in Chinese)
- [16] Baddour K E, Beaulieu N C. Autoregressive modeling for fading channel simulation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(4): 1650 – 1662.
- [17] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(4): 58 – 66.
- [18] Martin Döttling, Werner Mohr, Afif Osseiran, et al. *Radio Technologies and Concepts for IMT-Advanced [M]*. New Jersey: Wiley Telecom, 2009. 39 – 92.
- [19] 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): 232.
- [20] Atarashi H, Abeta S, Sawahashi M. Broadband packet wireless access appropriate for high-speed and high-capacity throughput [A]. *IEEE Vehicular Technology Conference [C]*. Rhodes: IEEE, 2001. 566 – 570.

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, 博士生导师, 主要研究方向为下一代无线通信与网络, 人工智能、区块链及其在无线通信中的应用等.

E-mail: liaoy@cqu.edu.cn



张 楠 女,1995 年生于四川省自贡市. 现为重庆大学微电子与通信工程学院研究生, 主要研究方向为高速移动场景下的信道估计研究.

E-mail: z_nannan@cqu.edu.cn



姚海梅 女,1992 年生于江西省吉安市. 现为重庆大学微电子与通信工程学院研究生, 主要研究方向为人工智能算法及其在无线通信中的应用.

E-mail: meimei@cqu.edu.cn



花远肖 男,1994 年生于四川省阆中市. 现为重庆大学微电子与通信工程学院研究生, 主要研究方向为人工智能算法及其在无线通信中的应用.

E-mail: huayx@cqu.edu.cn



赵 砚 男,1982 年出生于山东省诸城市. 现为中国人民解放军 61212 部队助理研究员, 主要研究方向为通信信号处理与系统总体设计等.

E-mail: chym_zhaoyan@163.com