

A Multiple OFDM Symbols Time-Varying Channel Estimation Method with ICI Self-Cancellation

Yan Zhou, Xiaoyou Yu*, Pengshuai Sun, Nengda Ci, Lijia Tian, Peiying Lin, Heng Ye

College of Information Science and Engineering, Hunan University, Changsha Hunan
Email: *yuxiaoyou@hnu.edu.cn, 284219598@qq.com

Received: Jun. 2nd, 2017; accepted: Jun. 15th, 2017; published: Jun. 23rd, 2017

Abstract

In high-speed mobile environment, time-varying channel destroys the orthogonality between subcarriers of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) systems, giving rise to inter-carrier interference (ICI), and degrading the performance of the systems. Basis expansion model (BEM) is usually used to approximate the time-varying channels to reduce the estimators. In order to improve performance, this paper adopts multi block (multiple OFDM symbols) when the coherent time of the channel variations and the symbols can be compared. However, when using pilot-symbol to parameter estimation, the ICI interference from near non-pilot-symbol is ignored, reducing its estimated accuracy of time-varying channel. And in this work the paper proposes a multiple OFDM symbols time-varying channel estimation method with ICI self-cancellation after analyzing the high correlation between subcarriers, improving the accuracy of estimation. But due to the condition of utilizing the multiple OFDM symbols channel estimation method is no longer met in large Doppler frequency shift, the performance of resulting channel estimation attenuates obviously. In order to solve this problem, we put forward a kind of adaptive OFDM symbol time-varying channel estimation method with the ICI self-cancellation. The simulation results show that the proposed method is effective from two aspects of error rate and normalized mean square error.

Keywords

OFDM, BEM, ICI Self-Cancellation, OFDM Symbols, Time-Varying Channel Estimation

一种带有ICI自消除的多OFDM符号时变信道估计方法

周 艳, 余小游*, 孙鹏帅, 慈能达, 田丽佳, 林培英, 叶 恒

*通讯作者。

文章引用: 周艳, 余小游, 孙鹏帅, 慈能达, 田丽佳, 林培英, 叶恒. 一种带有 ICI 自消除的多 OFDM 符号时变信道估计方法[J]. 无线通信, 2017, 7(3): 118-127. <https://doi.org/10.12677/hjwc.2017.73015>

湖南大学, 信息科学与工程学院, 湖南 长沙
Email: yuxiaoyou@hnu.edu.cn, 284219598@qq.com

收稿日期: 2017年6月2日; 录用日期: 2017年6月15日; 发布日期: 2017年6月23日

摘要

高速移动环境下, 由于多普勒频移增大, 信道的时变性破坏了正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统子载波之间的正交性, 从而产生子载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI), 导致系统性能严重下降。为了减少待估计量, 通常采用基扩展模型(BEM)来近似模拟时变信道。为了提升性能, 当信道的相干时间与发送码元的周期可相比拟的时候, 本文采用多块(多个OFDM符号)。同时在使用导频符号对参数估计时, 忽略了相邻非导频符号的ICI干扰, 降低了整个时变信道下的估计准确性。因此我们通过分析子载波所产生的ICI系数变化特点, 提出了一种带有ICI自消除的多OFDM符号时变信道估计方法, 提高估计的准确性。但是由于基于多OFDM符号的信道估计性能在归一化多普勒频移较大时该方法成立条件不再满足, 因此性能呈现明显的衰减, 为了解决此问题, 我们提出一种带有ICI自消除的自适应OFDM符号个数时变信道估计方法。仿真实验从误码率, 归一化均方误差两方面分别验证了该方法的有效性。

关键词

OFDM, 基扩展模型, 子载波间干扰自消除, 多OFDM符号, 时变信道估计

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

OFDM [1]技术是新一代宽带无线通信系统的核心技术。它是一种采用多个正交子载波的并行传输技术, 因此要求各子载波严格正交, 但是随着载频及移动终端移动性的提高, 使得信道发生时变, 信道时变造成的多普勒扩展破坏了 OFDM 系统子载波之间的正交性, 引起子载波间干扰, 恶化系统的性能, 并且带来严重的地板效应。为了解决这个问题, 其中四个主要的 ICI 抑制方法包括时域加窗[2]、频域均衡[3]、ICI 自消除[4]和多普勒分集技术[5]得到了深入的研究, 其中最有效的就是频域均衡, 但前提是得到一个准确的信道估计结果。针对目前梳状导频结构的 OFDM 系统信道估计都是以单个 OFDM 符号为单位[6], 而利用多 OFDM 符号进行估计一定程度上较传统单个符号性能有所改善。但是仿真结果显示其优势并不明显, 且该方法在归一化多普勒频移较大时性能并不理想。

当归一化多普勒频移大于 0.1 时, 线性时变信道模型不再适用, 基扩展模型则更能准确的拟合快速时变的信道。已有的基扩展模型包括: 复指数基扩展模型(CE-BEM) [6], 多项式基扩展模型(P-BEM) [7], 椭圆基序列基扩展模型(DPS-BEM) [8], Karhunen-Loeve 基扩展模型(DKL-BEM) [9]。在本文仿真中我们采用改进的复指数基扩展模型-优化的泛化复指数模型[10]。

Zhao [4]等人提出了的一个经典的 ICI 自消除方法。该方法的主要思想是基于相邻子载波间的 ICI 差

别很小这个基本原理, 经过两个步骤: 第一步是通过将相同数据调制到相邻的子载波并令其系数为“-1”, 这样可以通过自身结构消除部分载波间干扰; 第二步: 为了进一步消除载波间干扰, 对接受符号采用 ICI 消除解调原理, 即第 $K + 1$ 个子载波令其系数为“-1”再加入到第 K 个子载波上。因为同样的数据要传输两次, 导致资源利用率仅为传统的 50% [11]。

本文中为了不降低带宽利用率, 我们采用上述自消除方法的第二步, 即只采用 ICI 消除解调原理, 这样可以大大提高在高速移动条件下的估计准确度, 再结合多 OFDM 符号信道估计, 提高时变过程中的估计性能, 但是为了适应更加复杂多变的实际信道环境, 进一步, 我们提出一种带有 ICI 自消除的自适应 OFDM 个数时变信道估计方法, 在归一化多普勒频移小于 0.8 时, 采用 M 值满足 $M = 2$, 其他情况采用 M 值满足 $M = 1$ 使其不仅适用于慢时变而且在快时变条件下, 整体性能都优于单纯的 BEM 时变信道估计方法、多 OFDM 符号时变信道估计方法、带有 ICI 自消除的单 OFDM 符号信道估计方法的估计性能。理论分析和实验结果都证实了该方法的可靠性。

2. OFDM 系统和信道模型

假设 X_k 表示各个子载波上调制的信号, $0 \leq k \leq N - 1$, N 为一个 OFDM 符号内子载波的个数。经过 N 点 IFFT, 离散发送信号 x_n 可以表示为

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (1)$$

假设在接收端具有理想同步, 则去除循环前缀之后的接受信号 y_n 可以表示为

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} x_{n-l} + w_n, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2)$$

其中, L 为多径的个数, $h_{n,l}$ 表示在第 n 个采样时刻第 l 条径上的时域冲击响应, x_{n-l} 表示第 $n-l$ 个采样时刻的发送数据, w_n 表示第 n 个采样时刻的加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

将表达式(2)写成矩阵形式为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (3)$$

其中

$\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$, $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$, $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$, 信道 h 的第 i 行第 j 列的元素 $h_{i,j}$ 可以表示为

$$h_{i,j} = \begin{cases} h(i-1; (i-j+N)_{\text{mod}N}), & (i-j+N)_{\text{mod}N} < L \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4)$$

接收信号 FFT 变换之后的输出 Y_k 可以表示为

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi kn/N} + W_k \quad (5)$$

其中 $0 \leq k \leq N - 1$ 。将表达式(2)带入到表达式(5)中, 可以得到

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} e^{-j2\pi kn/N} x_{n-l} + W_k \quad (6)$$

将表达式(1)带入到表达式(6)中, 可以得到其频域表达式

$$\begin{aligned}
Y_k &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} e^{\frac{j2\pi n(n-l)}{N}} e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} X_m + W_k \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} e^{-\frac{j2\pi n(k-m)}{N}} e^{-\frac{j2\pi nl}{N}} X_m + W_k \\
&= H_{k,k} X_k + \underbrace{\sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} H_{k,m} X_m}_{\text{ICI}} + W
\end{aligned} \tag{7}$$

其中

$$H_{k,k} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l} e^{-\frac{j2\pi kl}{N}} \tag{8}$$

$$H_{k,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l} e^{-\frac{j2\pi n(k-m)}{N}} e^{-\frac{j2\pi nl}{N}} \tag{9}$$

Y_k 为接收端第 k 个子载波上的信号， $H_{k,k} X_k$ 表示发送端第 k 个子载波对接收端的影响， $\sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} H_{k,m} X_m$ 表示其他子载波对第 k 个子载波产生的载波间干扰。

我们采用基扩展模型来拟合时变信道，时域信道冲击响应可以写成

$$h_{n,l} = \sum_{q=0}^Q g_{q,l} b_{q,n} \tag{10}$$

其中， $b_{q,n}$ 表示基函数，基系数 $g_{q,l}$ 是彼此独立的复高斯随机变量， $Q = 2 \lceil f_{\max} N T_s \rceil$ ， f_{\max} 和 T_s 分别为最大多普勒频移和最小采样时间， $N T_s$ 表示 OFDM 符号周期。

把(10)带入到(7)中可以得到

$$Y_k = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{v=0}^{N-1} X_v S_q(k-v) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}} + W_k \tag{11}$$

其中

$$S_q(k-v) = \sum_{n=0}^{N-1} b_{q,n} e^{-\frac{j2\pi n(k-v)}{N}} \tag{12}$$

对于基扩展模型，导频结构采用等间隔导频簇的方式是最优的。假设有 P 个导频符号，其在子载波中的分布位置集合为 $p = \{p_0, p_1, \dots, p_{P-1}\}$ 。则可以得到 p_k ($0 \leq k \leq P-1$) 位置的接受导频符号为

$$Y_{p_k} = \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} C_q(p_k, l) + \bar{W}_{p_k} \tag{13}$$

其中

$$C_q(p_k, l) = \frac{1}{N} \sum_{v \in p} X_v S_q(p_k - v) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}}, \quad \bar{W}_{p_k} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{v \notin p} X_v S_q(p_k - v) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}} + W_{p_k}.$$

3. ICI 自消除原理

虽然导频采用了最优的导频簇的分布方式，但是在与非导频符号相邻的导频符号仍将会有比较严重的 ICI 干扰[11]。针对此问题，我们需要分析 ICI 的影响原理。

通过观察表达式(12)我们可以发现, 函数 $S_q(k-v)$ 表示第 v 个子载波对第 k 个子载波的影响程度, 也就是此函数代表来自不同子载波的 ICI 大小。图 1 显示了假设 $v=0$ 时, $S_q(k)$ 的幅度变化曲线, 基函数为优化的泛化复指数 $b_{q,n} = e^{\frac{j2\pi n(q-Q/2)f_D}{N}}$, $f_D = \frac{2f_g}{Q}$, $f_g = f_{\max}NT_s$, f_g 表示归一化多普勒频移, 其中 $Q=4$, $N=256$, $f_g=0.4$ 。($M=1$ 表示传统的单 OFDM 符号估计; $M=2$ 表示 2 个 OFDM 符号联合估计, $m=1$ 表示取第一个符号, $m=2$ 表示取第二个符号。)

由图 1 中可见, 大多数 $|S_q(k)|$ 的值在相邻位置上近似相等, 因此, 我们可以认为第 v 个子载波对第 k 个子载波和 $k+1$ 个子载波的 ICI 影响在绝大多数情况下变化不大。基于这种原理, 将接收到的符号相邻位相减, 载波间的干扰大大降低。由表示式(11)式可得

$$Y_k - Y_{k+1} = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{v=0}^{N-1} X_v (S_q(k) - S_q(k+1)) \times e^{-\frac{j2\pi vl}{N}} + W_k - W_{k+1} \quad (14)$$

通过 ICI 自消除后, 接受符号中的 ICI 干扰可以得到显著地抑制, 图 1 中(a)和(b)归一化多普勒频移为 0.4 时 $M=1$ 的两条曲线的幅度差可以证实该算法。于是我们可以得到基于导频辅助信道估计公式

$$\hat{Y}_{p_k} = Y_{p_k} - Y_{p_{k+1}} = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \hat{C}_q(p_k, l) + \hat{W}_{p_k} \quad (15)$$

其中

$$\hat{C}_q(p_k, l) = \frac{1}{N} \sum_{v \in p} X_v (S_q(u) - S_q(u+1)) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}},$$

$$\hat{W}_{p_k} = \frac{1}{N} \sum_{v \in p} X_v (S_q(u) - S_q(u+1)) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}} + W_{p_k} - W_{p_{k+1}}.$$

4. 带有 ICI 自消除的多 OFDM 符号时变信道估计方法

该算法是把多个 OFDM 符号联合进行信道估计的方法, 在上一小节得到的频域接收表达式的基础上, 推导每块 M 个 OFDM 符号的导频观测方程, 利用 LS 准则得到待估计参量, 联立方程求出时域信道矩阵。

将 M 个 OFDM 符号组成一个传输块, 用 m 和 n 分别表示传输块中 OFDM 符号标号以及 OFDM 符号内子载波的标号, 这样 $i = mN + n, m \in [0, M-1], n \in [0, N-1]$, $(X_m)_n = X(mN + n)$ 表示第 m 个 OFDM 符号中第 $n+1$ 个子载波。

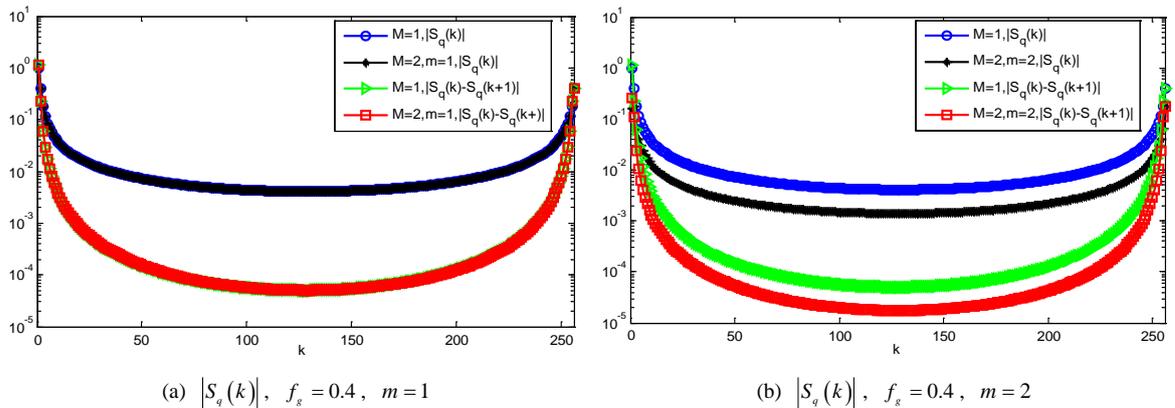


Figure 1. Amplitude value of ICI before and after elimination
图 1. ICI 自消除前后的幅度值

在传输块中，接受第 m 个 OFDM 符号的频域表达式为：

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{F}\mathbf{H}_m\mathbf{F}^H\mathbf{X}_m + \mathbf{W}_m = \mathbf{G}_m\mathbf{X}_m + \mathbf{W}_m \quad (16)$$

则 M 个 OFDM 符号组成的接受矢量可以表示为：

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1\mathbf{X}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{G}_M\mathbf{X}_M \end{bmatrix} + \mathbf{W} \quad (17)$$

同样最小采样时间为 T_s ， M 个 OFDM 符号相对应的归一化最大多普勒频移 V_D 可以表示为： $V_D = f_{\max}N_{\text{total}}T_s$ ，其中 f_{\max} 表示最大多普勒频移， $N_{\text{total}} = M(N + N_{cp}) - N_{cp}$ ， N_{cp} 表示循环前缀长度。

M 个 OFDM 符号组成一块进行信道估计，建模后第 n 采样时刻的第 l 个信道抽头的信道增益可以表示为：

$$h_{n,l} = \sum_{q=0}^Q b_{q,n} \times g_{q,l} \quad (18)$$

其中

$$b_{q,n} = e^{\frac{j2\pi n(q-Q/2)}{N_{\text{total}}} \times \frac{2V_D}{Q}} \quad (19)$$

其中 $Q = 2\lceil V_D \rceil$ 。于是可以得到第 m 个 $g_{n,l}$ 的表达式为

$$g_{n,l}^m = \sum_{q=0}^Q b_{m,q} \times g_{q,l} \quad (20)$$

结合公式(18)和(19)可得

$$\mathbf{H}_m = \sum_{q=0}^Q \text{diag}(\mathbf{b}_{m,q})\mathbf{G}_q \quad (21)$$

$$\mathbf{b}_{m,q} = [b_{q,I+0}, b_{q,I+1}, \dots, b_{q,I+N-1}], \text{ 其中 } I = \times(N + N_{cp}).$$

那么类似表达式(11)的推导，得到第 m 个 OFDM 符号中第 k 个子载波的频域接受信号为

$$Y_k^m = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{v=0}^{N-1} X_v^m S_q^m(k-v) e^{\frac{-j2\pi vl}{N}} + W_k^m \quad (22)$$

$$\text{其中 } S_q^m(k-v) = \sum_{n=0}^{N-1} b_{m,q} e^{\frac{-j2\pi n(k-v)}{N}}.$$

运用 ICI 自消除的原理，可以重新得到具有 ICI 自消除的第 m 个 OFDM 符号中第 k 个子载波的频域接收信号为

$$Y_k^m = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \sum_{v=0}^{N-1} X_v^m (S_q^m(k-v) - S_q^m(k+1-v)) e^{\frac{-j2\pi vl}{N}} + W_k^m \quad (23)$$

其中

$$s_q^m(k-v) - s_q^m(k+1-v) = \sum_{n=0}^{N-1} b_{m,q} \left(e^{\frac{-j2\pi n(k-v)}{N}} - e^{\frac{-j2\pi n(k+1-v)}{N}} \right).$$

通过上述 ICI 自消除后，图 1 中(a)和(b)分别给出了归一化多普勒频移为 0.4 时当 $M = 2$ ， $m = 1$ 和中 $m = 2$ 时 $s_q^m(k-v) - s_q^m(k+1-v)$ 的幅度变化曲线($v = 0$)，其中 $M = 2$ 时 $|S_q(k)|$ 的值表示多 OFDM 符号时变信

道估计方法。我们可以看出，本文提出的方法在第一个符号时相对于带有 ICI 自消除的单 OFDM 符号信道估计方法并无优势但是优于其他两种估计方法，而在第二个 OFDM 符号时，本文提出的方法相比传统的 BEM 时变信道估计和多 OFDM 符号信道估计以及带有 ICI 自消除的单 OFDM 符号信道估计的 ICI 干扰都要低。

于是，可以得到基于导频辅助的时变信道估计公式为

$$\tilde{Y}_{p_k}^m = Y_{p_k}^m - Y_{p_{k+1}}^m = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^Q \sum_{l=0}^{L-1} g_{q,l} \tilde{C}_q^m(p_k, l) + \tilde{W}_{p_k}^m \quad (24)$$

其中

$$\tilde{C}_q^m(p_k, l) = \sum_{v \in p} X_v^m (S_q^m(p_k - v) - S_q^m(p_{k+1} - v)) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}},$$

$$\tilde{W}_{p_k}^m = \sum_{v \notin p} X_v^m (S_q^m(p_k - v) - S_q^m(p_{k+1} - v)) e^{-\frac{j2\pi vl}{N}} + W_{p_k} - W_{p_{k+1}}.$$

我们令

$$\tilde{C}^m(p_k, l) = [\tilde{C}_0^m(p_k, l), \dots, \tilde{C}_Q^m(p_k, l)], \quad \tilde{C}^m(p_k) = [\tilde{C}^m(p_k, 0), \dots, \tilde{C}^m(p_k, L-1)],$$

$$\tilde{C}^m = [\tilde{C}^m(p_0), \dots, \tilde{C}^m(p_{P-1})]^T \text{ 并且令 } \mathbf{g} = [g_{0,0}, \dots, g_{0,L-1}, g_{1,0}, \dots, g_{L-1,0}, \dots, g_{Q,0}, \dots, g_{Q,L-1}]^T.$$

于是我们可以得到表达式(23)的矩阵形式为

$$\mathbf{Y}_p^m = \tilde{C}^m \mathbf{g} + \tilde{W}_p^m \quad (25)$$

其中 $\mathbf{Y}_p^m = [\tilde{Y}_{p_0}^m, \dots, \tilde{Y}_{p_{P-1}}^m]^T$ 为 $P \times 1$ 维的接收导频符号向量， $\tilde{W}_p = [\tilde{W}_{p_0}, \dots, \tilde{W}_{p_{P-1}}]^T$ 为 $P \times 1$ 维的加性高斯白噪声向量。

接收端接收到每块 M 个 OFDM 符号的导频观测方程

$$\mathbf{Y}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_p^1 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_p^M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{C}^1 \\ \vdots \\ \tilde{C}^M \end{bmatrix} \mathbf{g} + \begin{bmatrix} \tilde{W}_p^1 \\ \vdots \\ \tilde{W}_p^M \end{bmatrix} = \tilde{C} \mathbf{g} + \tilde{W}_p \quad (26)$$

此时 \mathbf{g} 视为确定的未知量，可有 LS 估计准则得到 BEM 基系数向量估计值为

$$\hat{\mathbf{g}} = (\tilde{C}^H \tilde{C} + \alpha \mathbf{I})^{-1} \tilde{C}^H \mathbf{Y}_p \quad (27)$$

考虑到对矩阵 \tilde{C} 求逆运算的准确性，常常加上一个小的扰动，其中 α 为扰动因子。

再结合表达式(21)就可以得出第 m 个 OFDM 符号时域信道矩阵 \mathbf{g}^m 值。

根据图 4 仿真结果显示， $M = 2$ 为最优值，那么总结本文算法 M 取值

$$M = \begin{cases} M = 2, & 0.1 \leq f_g \leq 0.8 \\ M = 1, & 0.8 < f_g \end{cases}.$$

5. 仿真结果

在本节中，我们将所提出的算法与单纯的 BEM 时变信道估计算法[6]、ICI 自消除 BEM 时变信道估计算法、多符号 BEM 时变信道估计算法进行性能比较。仿真用到的参数具体为：映射方式为 QPSK，子载波个数为 256，循环前缀为 30，采样周期 5 us，导频模式为频域的 FDKD 模式，其中 8 块长度为 9 的导频块。

真实信道采用改进的 Jakes 模型[12]的多径信道产生，多径数为 6，每径的功率延时关系满足 $\sigma_1^2 = \exp\left(-\frac{l}{10}\right)$ 。

图 2 中(a)和(b)分别给出了这四种信道估计方法在不同 f_g 下的和不同 SNR 下的 MSE 性能比较。

图 2 中(a)可以看出, 当 f_g 小于等于 0.3 时, 含多 OFDM 符号时变信道估计方法的性能相比于含单 OFDM 符号时变信道估计方法是具有优势的, 直到 f_g 大于 0.6 开始, 多 OFDM 符号性能远远不如其他三种方法; 当归一化多普勒频移在 0.4 到 0.8 之间时, 此时凡带有 ICI 自消除的时变信道估计方法的性能优于无 ICI 自消除的时变信道估计方法; 当 f_g 大于 0.8 时, 论文所提算法性能较单纯 BEM 时变信道估计和带有 ICI 自消除的 BEM 时变信道估计方法较差, 优于多 OFDM 符号时变信道估计方法。

图 2 中(b)可以看出随着信噪比的增大, 本文算法的优势逐渐明显, 并且远远优于其他三种估计算法, 符合(a)的变化趋势。

为了验证上述算法的 BER 性能, 图 3 给出了相应的误码率(BER)曲线。

图 4 给出了本文所提算法 M 取 2,4,6,8 时不同归一化多普勒频移的归一化均方误差(NMSE)性能: 从图中可以看出, 在 $f_g = 0.1$ 附近其性能随着 $M = 8, 6, 4, 2$ 逐渐降低, 而在大于接近 0.2 左右往后, 其性能则趋势完全反过来, 因此令 $M = 2$ 会达到最优的效果。

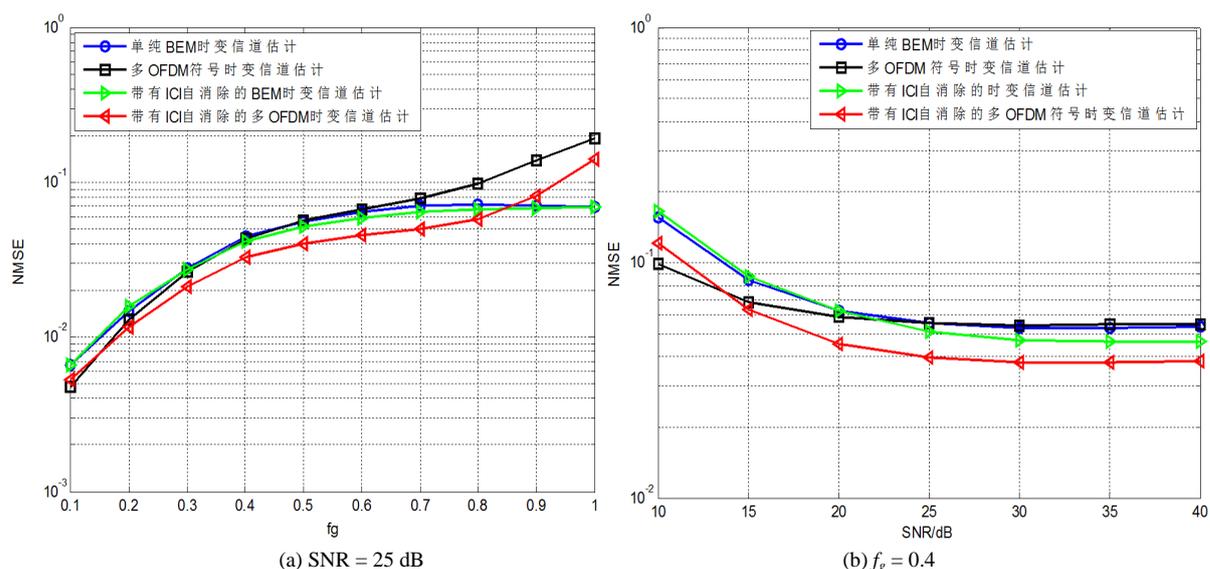


Figure 2. Normalized mean square error of different channel estimation methods

图 2. 不同信道估计方法的归一化均方误差

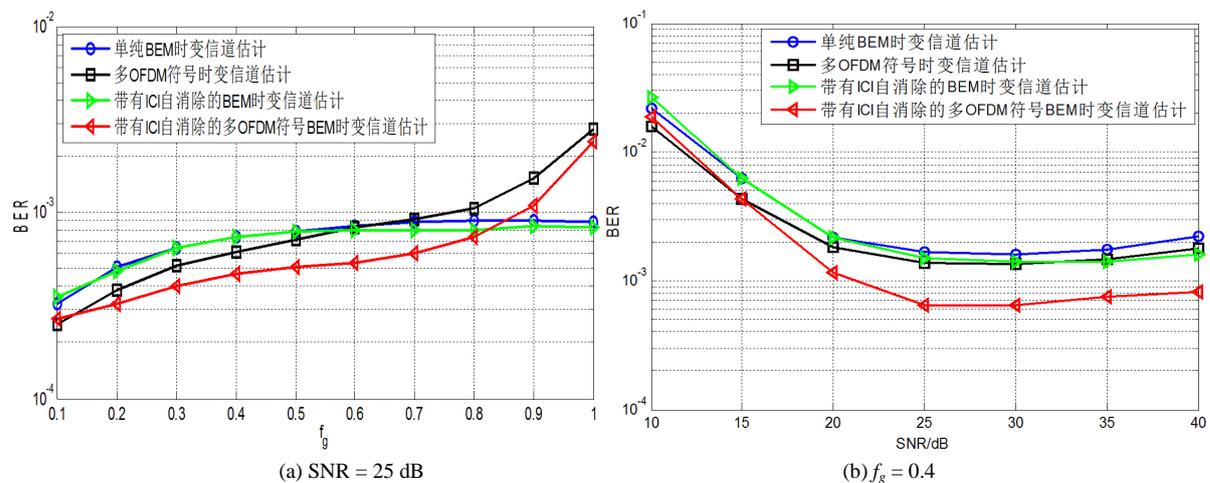


Figure 3. Error rate of different channel estimation methods

图 3. 不同信道估计方法的误码率

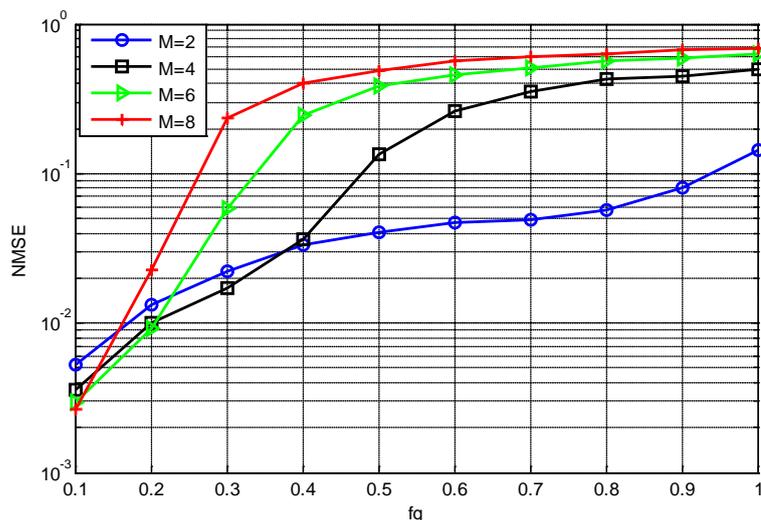


Figure 4. SNR = 25 dB, Normalized mean square error of the proposed channel estimation algorithm with different M values

图 4. SNR = 25 dB, 不同 M 值时本文估计算法的归一化均方误差

6. 总结

本文分析了几个基于 BEM 进行信道估计的相关算法并且提出了一种带有 ICI 自消除的多符号时变信道估计算法, 是其适用于大部分时变信道下, 为了适应更加复杂的实际信道环境, 我们又提出一种带有 ICI 自消除的自适应 OFDM 符号个数的时变信道估计。该方法的思路来源于 Zhao 所提出的 ICI 自消除思想[4]再结合多符号信道估计算法, 即利用了 BEM 的优势, 又改善了 BEM 在信道估计中所存在的不足, 再结合自适应符号使得该算法适用于复杂多变的信道环境。

参考文献 (References)

- [1] Wu, Y. and Zou, W.Y. (1995) Orthogonal Frequency Division Multiplexing: A Multi-Carrier Modulation Scheme. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, **41**, 392-399. <https://doi.org/10.1109/30.468055>
- [2] Peiker, E., Teich, W.G. and Lindner, J. (2009) Windowing in the Receiver for OFDM Systems in High-Mobility Scenarios. In: Plass, S., Dammann, A., Kaiser, S. and Fazel, K., Eds., *Lecture Notes in Electrical Engineering*, Springer, Dordrecht. https://doi.org/10.1007/978-90-481-2530-2_6
- [3] Ahn, J. and Lee, H.S. (1993) Frequency Domain Equalisation of OFDM Signals over Frequency Nonselective Rayleigh Fading Channels. *Electronics Letters*, **29**, 1476-1477. <https://doi.org/10.1049/el:19930986>
- [4] Zhao, Y. and Haggman, S.G. (2001) Intercarrier Interference self-cancellation Scheme for OFDM Mobile Communication Systems. *IEEE Transactions on Communications*, **49**, 1185-1191. <https://doi.org/10.1109/26.935159>
- [5] Kim, B.C. and Lu, I.T. (2003) Doppler Diversity for OFDM Wireless Mobile Communications. Part I: Frequency Domain Approach. *IEEE Vehicular Technology Conference*, **57**, 2677-2681.
- [6] Tang, Z., Cannizzaro, R.C. and Leus, G. (2007) Pilot-Assisted Time-Varying OFDM Channel Estimation for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **55**, 2226-2238.
- [7] Borah, D.K. and Hart, B.D. (1999) Frequency-Selective Fading Channel Estimation with a Polynomial Time-Varying Channel Model. *IEEE Transactions on Communications*, **47**, 862-873. <https://doi.org/10.1109/26.771343>
- [8] Zemen, T. and Mecklenbrauker, C.F. (2005) Time-Variant Channel Estimation Using Discrete Prolate Spheroidal Sequences. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **53**, 3597-3607. <https://doi.org/10.1109/TSP.2005.853104>
- [9] Visintin, M. (1996) Karhunen-Loeve Expansion of a Fast Rayleigh Fading Process. *Electronics Letters*, **32**, 1712-1713. <https://doi.org/10.1049/el:19961128>
- [10] Idrees, N.M., Haselmayr, W., Schellander, D., et al. (2010) Time Variant Channel Estimation Using a Modified Complex Exponential Basis Expansion Model in LTE-OFDM Systems. *IEEE, International Symposium on Personal Indoor*

and Mobile Radio Communications, IEEE, 2010, 603-607.

<https://doi.org/10.1109/PIMRC.2010.5671762>

- [11] Tao, C., Qiu, J. and Liu, L. (2010) A Novel OFDM Channel Estimation Algorithm with ICI Mitigation over Fast Fading Channels. *Radio Engineering*, **19**, 347-355.
- [12] Zheng, Y.R. and Xiao, C. (2003) Simulation Models with Correct Statistical Properties for Rayleigh Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, **51**, 920-928. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.813259>

Hans 汉斯

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: hjwc@hanspub.org