

基于多符号 BEM 的 OFDM 系统时变信道估计

丁勇^{1,2}, 欧阳缮^{1,2}, 谢跃雷², 蒋俊正³, 陈小毛³

(1. 西安电子科技大学工程学院, 陕西 西安 710071;

2. 桂林电子科技大学广西无线宽带通信与信号处理重点实验室, 广西 桂林 541004;

3. 桂林电子科技大学认知无线电与信息处理省部共建教育部重点实验室, 广西 桂林 541004)

摘 要: 针对基于扩展模型(BEM)的正交频分复用(OFDM)系统时变信道估计中频谱利用率不高的问题, 提出了一种多符号 BEM 方法。相对于传统的单符号 BEM 方法, 提出的方法减少了导频的子载波, 并且通过基线倾斜技术抑制了傅里叶级数展开时出现的 Gibbs 现象。理论分析表明, 基线倾斜技术引入后的信道模型误差在归一化多

普勒频偏不大于 $\frac{1 - \frac{1}{M}}{1 + \frac{N_g}{N}}$ 时均有减小。数值仿真显示在相应的时变信道条件下, 提出的方法的估计误差性能和误比

特率(BER)性能相对传统方法有明显改善。

关键词: 正交频分复用; 信道估计; 基扩展模型; 多符号

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

Time-varying channel estimation in OFDM systems based on multiple symbols BEM

DING Yong^{1,2}, OUYANG Shan^{1,2}, XIE Yue-lei², JIANG Jun-zheng³, CHEN Xiao-mao³

(1. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. Guangxi Key Laboratory of Wireless Wideband Communication and Signal Processing, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

3. Key Laboratory of Cognitive Radio and Information Processing, Ministry of Education, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: In view of the problem of low frequency spectrum utilization for the time-varying channel estimation in orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) systems based on basis expansion model (BEM), a new method based on multiple symbols BEM was proposed. Compared with the conventional method based on single symbol, the proposed method reduced the subcarriers for pilots. And by means of the baseline tilting technique, the new method mitigated the Gibbs phenomenon caused by Fourier series expansion. The theoretical analysis reveals that the channel model error is reduced due to the introduction of the baseline tilting technique when the normalized Doppler frequency is no more than

$\frac{1 - \frac{1}{M}}{1 + \frac{N_g}{N}}$. Finally, the numerical simulation shows that compared with conventional methods, the proposed algorithm

achieves significant improvement on the estimation error performance and bit error rate (BER) performance under the conditions of the corresponding time-varying channel.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing, channel estimation, basis expansion model (BEM), multiple symbol

收稿日期: 2016-07-14; 修回日期: 2016-12-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61371186, No.61461015, No.61261032, No.61261018); 广西区自然科学基金资助项目 (No.2013GXNSFFA019004, No.2015GXNSFAA139302); 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室基金资助项目 (No.GXKL06160101)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61371186, No.61461015, No.61261032, No.61261018), The Natural Science Foundation of Guangxi (No.2013GXNSFFA019004, No.2015GXNSFAA139302), Foundation of Guangxi Key Laboratory of Wireless Wideband Communication and Signal Processing (No.GXKL06160101)

1 引言

正交频分复用技术由于具有频带利用率高、可有效抵抗频率选择性衰落和实现简单等优点而被许多无线通信标准所采用。对于静止信道或慢时变信道,信道频域矩阵是对角阵或近似对角阵,可以使用简单的信道估计和均衡。在高移动性场景下,无线信道快速时变。例如,目前高铁的实验速度已接近 500 km/h,未来还会提高,对于低空飞行器,无线通信收发两端的相对速度甚至可以超过 1 000 km/h。在快时变信道条件下,多普勒扩展将破坏 OFDM 子载波之间的正交性,产生子载波间干扰(ICI),如果不进行抑制,系统性能会下降并出现严重的误码地板效应^[1]。

OFDM 系统时变信道估计的困难是待估计量的数目一般远大于可观测数据。减少待估计量的一个重要思路是利用包含较少参数的信道模型来近似信道的时变过程。分段线性模型^[2]处理方便,在归一化多普勒频偏不大于 0.1 时应用较广,文献[3,4]分别通过引入伪随机(PN)导频序列和采用导频 ICI 自消除技术提高线性模型参数的估计精度。基扩展模型(BEM)^[5~8]则在近似快时变信道中有更好的性能,其常见的类型有多项式 BEM(P-BEM)^[5]、复指数 BEM(CE-BEM)^[6,7]和离散卡亨南—洛维 BEM(DKL-BEM)^[8]等。CE-BEM 又可分为临界采样复指数 BEM(CCE-BEM)和一般化复指数 BEM(GCE-BEM),GCE-BEM 通过过采样技术提高分辨率,减小了模型误差。由于 CE-BEM 具有表达式简单、与信道统计特性无关的优点,受到广泛关注。然而由于每个 OFDM 符号内的信道抽头首尾一般不连续,CE-BEM 方法存在 Gibbs 现象,导致模型误差增加。为减小 CE-BEM 的模型误差,一般采用在收发两端加窗^[7,9]、对称扩展^[10]、基线倾斜^[11,12]和将 CE-BEM 线性投影到其他基函数^[13]等方法来抑制 Gibbs 现象。针对 BEM,一些基于迭代的方法^[12~14]用于进一步提高估计精度,文献[12]是通过迭代来提高时变信道线性部分斜率的精度,改善信道估计性能。

在基于 BEM 的信道估计中,为估计出信道的 BEM 系数和减少 ICI 对导频子载波的影响,需要较多的导频符号,这就减少了数据子载波,降低了频谱利用率。时变信道抽头在较长时间内具有相关性,因此,本文提出了一种基于多符号 BEM 的

OFDM 系统时变信道估计方法,对连续的多个 OFDM 符号进行联合信道估计。由于充分利用了信道抽头时间相关性,本文方法相对传统的单符号 BEM 方法,待估计量平均到每个 OFDM 符号后更少,可减少导频。然而,相对单个 OFDM 符号,多个 OFDM 符号内的信道抽头首尾变化更大,Gibbs 现象导致的模型误差会更大。本文方法利用基线倾斜技术对 Gibbs 现象进行抑制,减小模型误差,并结合可减小模型参数估计误差的导频 ICI 自消除技术,最终提高信道估计误差性能和系统的误码性能。提出的方法分 2 步,第 1 步计算出每个 OFDM 符号有效持续时间内信道抽头复增益的时间平均值;第 2 步利用第 1 步的结果在多个 OFDM 符号内对信道抽头复增益的时变过程进行最小二乘(LS)拟合,确定 BEM 系数,进而计算出信道频域矩阵。

2 OFDM 基带系统模型

具有 N 个子载波的 OFDM 系统的符号持续时间为 $T_d = N_v T_s$,其中, T_s 为采样间隔, $N_v = N + N_g$, N_g 为循环前缀(CP)的长度。发送端中第 m 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的符号数据为 $X_m[k]$ 。经过 N 点的快速傅里叶逆变换(IFFT),并添加 CP 后,发送端输出的第 m 个 OFDM 符号数字基带信号可表示为

$$x_m[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_m[k] e^{j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad n = -N_g, -N_g + 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

假设信号的传播信道为多径瑞利衰落信道,信道冲激响应可表征为

$$h_m(nT_s, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{l,m}(nT_s) \delta(\tau - lT_s) \quad (2)$$

其中, L 是信道总的抽头数目, $\alpha_{l,m}(nT_s)$ 是第 l 条抽头复增益。 $\{\alpha_{l,m}(nT_s)\}$ 的 L 个分量互不相关,是零均值、方差为 $\sigma_{\alpha_l}^2$ 且符合 Jakes 功率谱^[15]的宽平稳窄带复高斯过程。设 CP 的长度不小于信道最大时延, f_d 为实际最大多普勒频偏。

假设系统定时同步,在接收机端去除 CP,经过 N 点的快速傅里叶变换(FFT)后。第 m 个 OFDM 符号的 N 个接收子载波可表示为

$$Y_m = H_m X_m + w_m \quad (3)$$

其中, X_m 、 Y_m 和 w_m 是 $N \times 1$ 向量, 表示为

$$\begin{aligned} X_m &= [X_m[0], X_m[1], \dots, X_m[N-1]]^T \\ Y_m &= [Y_m[0], Y_m[1], \dots, Y_m[N-1]]^T \\ w_m &= [w_m[0], w_m[1], \dots, w_m[N-1]]^T \end{aligned}$$

其中, $w_m[k]$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复加性高斯白噪声(AWGN)的 FFT, H_m 是 $N \times N$ 的信道频域矩阵, 其元素为

$$[H_m]_{u,v} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \left[e^{-j2\pi \frac{(v-1)l}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{l,m}(nT_s) e^{j2\pi \frac{(v-u)n}{N}} \right] \quad (4)$$

H_m 对角线上元素 $[H_m]_{u,u} = \sum_{l=0}^{L-1} \bar{\alpha}_{l,m} e^{-j2\pi \frac{(u-1)l}{N}}$ 为各个子载波对应的信道衰落增益, 其中, $\bar{\alpha}_{l,m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_{l,m}(nT_s)$ 是 $\alpha_{l,m}(nT_s)$ 在第 m 个 OFDM 符号有效持续时间 $T = NT_s$ 内的时间平均值, 而 H_m 中的非对角元素为 ICI 系数。对于时不变信道, H_m 是对角阵, 但随着归一化多普勒频偏 $f_d T$ 的增加, $\alpha_{l,m}(nT_s)$ 会在一个 OFDM 符号持续时间里出现明显变化, 此时, H_m 非对角元素不能忽略。

3 时变信道模型

3.1 多符号 BEM 信道模型

在传统的 BEM 信道模型中, 多径快时变信道第 l 条抽头在一个 OFDM 符号持续期间用基函数展开, 估计时需要较多的导频符号。多符号 BEM 信道模型是对连续的 M 个 OFDM 符号进行联合信道估计, 在其持续时间内的信道第 l 个抽头复增益可表示为 $\mathbf{a}_l = [\alpha_l(-N_g T_s), \dots, \alpha_l((N_v M - N_g - 1)T_s)]^T$, 其实部或虚部变化如图 1 中实线所示。其中, 第 m 个 OFDM 符号有效持续时间内第 l 条抽头复增益可表示为

$$\alpha_{l,m}(nT_s) = \alpha_l(((m-1)N_v - N_g + n)T_s) \quad (5)$$

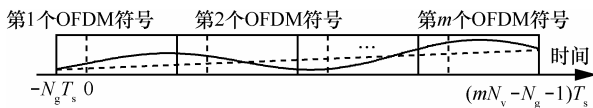


图 1 m 个连续 OFDM 符号信道抽头变化及其基线示意

对 \mathbf{a}_l 进行 BEM 展开, 可得

$$\mathbf{a}_l = \mathbf{B} \mathbf{g}_l + \boldsymbol{\zeta}_l \quad (6)$$

其中, $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0, \dots, \mathbf{b}_Q]$ 为基函数向量 $\mathbf{b}_q = [b_{q, -N_g T_s}, \dots, b_{q, (N_v M - N_g - 1)T_s}]^T (q = 0, \dots, Q)$ 组成的矩阵, $\mathbf{g}_l = [g_{0,l}, \dots, g_{Q,l}]^T$ 为 BEM 系数, $\boldsymbol{\zeta}_l$ 为模型误差向量。多符号 CCE-BEM 展开的基函数 $b_{q, nT_s} = e^{j2\pi \frac{(q - \frac{Q}{2})n}{MN_v}}$, 其中, Q 为偶数。

3.2 基线倾斜技术

为了减小信道首尾不连续的影响, 将 \mathbf{a}_l 进行如下分解

$$\mathbf{a}_l = \mathbf{a}'_l + \lambda_l \mathbf{c} \quad (7)$$

其中, 式(7)中的第 2 项是一个由 \mathbf{a}_l 首尾两点确定的斜线, 如图 1 中虚线所示, 斜率为 λ_l , $\mathbf{c} = [-N_g, \dots, N_v M - N_g - 1]^T$ 表示时间向量。 \mathbf{a}'_l 是 \mathbf{a}_l 减去该斜线, 基线倾斜补偿后的结果, 满足首尾相等。由于 \mathbf{a}'_l 消除了边缘的不连续性, 所以, 其 CCE-BEM 展开误差会更小^[11]。对 \mathbf{a}_l 进行展开, 可得

$$\mathbf{a}_l = \mathbf{B} \mathbf{g}_l + \lambda_l \mathbf{c} + \boldsymbol{\zeta}_l^{(l)} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{c}] [\mathbf{g}_l^T \quad \lambda_l]^T + \boldsymbol{\zeta}_l^{(l)} \quad (8)$$

其中, $\boldsymbol{\zeta}_l^{(l)}$ 为采用基线倾斜技术后的模型误差向量。由于 $[\mathbf{B} \quad \mathbf{c}]$ 列向量不 orthogonal, 对其进行 Gram-Schmidt 正交化

$$\mathbf{c}^{(l)} = \frac{\mathbf{c} - \sum_{i=0}^Q (\mathbf{b}_i^H \mathbf{c}) \mathbf{b}_i}{\left\| \mathbf{c} - \sum_{i=0}^Q (\mathbf{b}_i^H \mathbf{c}) \mathbf{b}_i \right\|} \quad (9)$$

令 $\mathbf{B}^{(l)} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{c}^{(l)}]$, 式(8)可改写为

$$\mathbf{a}_l = \mathbf{B}^{(l)} \mathbf{g}_l^{(l)} + \boldsymbol{\zeta}_l^{(l)} \quad (10)$$

BEM 系数 $\mathbf{g}_l^{(l)}$ 的近似值通过 LS 拟合得到

$$\tilde{\mathbf{g}}_l^{(l)} = (\mathbf{D} \mathbf{B}^{(l)})^\dagger \bar{\mathbf{a}}_l \quad (11)$$

其中, $(\cdot)^\dagger$ 表示伪逆, $\bar{\mathbf{a}}_l = [\bar{\alpha}_{l,1}, \dots, \bar{\alpha}_{l,M}]^T$ 为 \mathbf{a}_l 在每个 OFDM 符号有效持续期间内的时间平均值组成的向量, \mathbf{D} 是 \mathbf{a}_l 和 $\bar{\mathbf{a}}_l$ 之间的 $M \times MN_v$ 的传输矩阵, 其第 m 行的第 $(m-1)N_v + N_g + 1$ 个元素到第 mN_v 个元素的值为 $\frac{1}{N}$, 其他位置上的元素都为 0。为得到 $\tilde{\mathbf{g}}_l^{(l)}$, 要求 BEM 系数的个数不大于 $\bar{\mathbf{a}}_l$ 中元素的个数, 即 $(Q+2) \leq M$ 。 \mathbf{a}_l 的拟合值可表示为

$$\tilde{\mathbf{a}}_l = \mathbf{B}^{(l)} \tilde{\mathbf{g}}_l^{(l)} = \mathbf{B}^{(l)} (\mathbf{D} \mathbf{B}^{(l)})^\dagger \bar{\mathbf{a}}_l = \mathbf{V}^{(l)} \bar{\mathbf{a}}_l \quad (12)$$

其中, $\mathbf{V}^{(l)} = \mathbf{B}^{(l)} (\mathbf{D} \mathbf{B}^{(l)})^\dagger$ 。只要接收机估计出 $\bar{\mathbf{a}}_l$,

即可得到 \tilde{a}_i 。因此 \bar{a}_i 为待估计的模型参数。

对于 CCE-BEM, 为能近似信道的时变过程, 参数 Q 需要满足^[6] $Q \geq 2 \lceil f_d T_s (N + N_g) M \rceil$, 其中, $\lceil \cdot \rceil$ 表示上取整, 结合 $Q + 2 \leq M$ 不难得到 $f_d T \leq \frac{\lfloor \frac{M}{2} - 1 \rfloor N}{(N + N_g) M}$, 其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整, M 为偶数时更

有利于提高 $f_d T$ 的上限, 所以一般 M 取偶数值, 此时有

$$f_d T \leq \frac{\frac{1}{2} - \frac{1}{M}}{1 + \frac{N_g}{N}} \quad (13)$$

为达到 $f_d T$ 的上限, 要求 $Q = M - 2$ 。当 $M \rightarrow \infty$ 时, $f_d T$ 上限 $\rightarrow \frac{N}{2(N + N_g)}$ 。在提出的多符号 BEM

方法中为了实现 LS 拟合, 基函数的数目不能大于联合信道估计的 OFDM 符号数, 当式(13)条件不满足时, 会由于基函数的数目不足而不能近似信道的时变过程, 导致信道估计性能快速下降。值得注意的是, 若使用过采样系数为 2 的多符号 GCE-BEM 方法, 信道的 $f_d T$ 上限将近似为多符号 CCE-BEM 的一半。为适应更大 $f_d T$ 范围的时变信道, 这里, 只考虑多符号 CCE-BEM 方法。为考察 M 值与 $f_d T$ 上限的数量关系, 设 $\frac{N_g}{N} = \frac{1}{32}$, 根据式(13), 不同的 M 值对应的 $f_d T$ 上限如表 1 所示。

表 1 $f_d T$ 上限与 M 的关系

M	$f_d T$ 上限
2	0
4	0.242
6	0.323
8	0.364
10	0.388
12	0.404
14	0.416
16	0.424
18	0.431
20	0.436
22	0.441
24	0.444
26	0.448
28	0.450
30	0.453
32	0.455
34	0.456
36	0.458

由表 1 可知, 当 $M \leq 12$ 时, 增加 M 可快速提高 $f_d T$ 上限, 同时, 在 $f_d T$ 低于此上限时因充分利用了信道时间相关性而对提高估计性能更有利, 但当 $M > 12$ 后, M 增加时, $f_d T$ 上限逐渐趋于平稳。由于 M 的增加会导致运算量和通信时延的增加, 故通过折中考虑, 本文选取 $M=12$ 。

4 时变信道估计

4.1 模型参数估计

在基于参数化模型的时变信道估计中, 除模型误差引起的估计误差外, ICI 也会影响模型参数的估计, 致使信道估计出现较大误差。估计模型参数 \bar{a}_i 时采用文献[4]的导频 ICI 自消除技术, 改善其估计性能。考虑第 m 个 OFDM 符号, 其导频模式如图 2 所示。一共有 N_p 组等间隔的导频簇 ($N_p \geq L$), 每个导频簇包含 2 个导频符号, 取值相反。

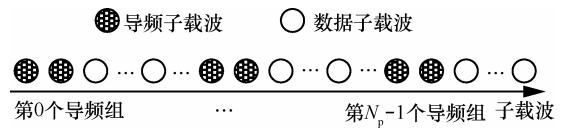


图 2 每个 OFDM 符号导频分布模式

依据式(3), 接收导频子载波可表示成 3 项之和

$$\mathbf{Y}_m^{(p)} = \text{diag}\{\mathbf{X}_m^{(p)}\} \mathbf{h}_m^{(p)} + \mathbf{H}_m^{(p)} \mathbf{X} + \mathbf{w}_m^{(p)} \quad (14)$$

其中, 第 1 项是没有 ICI 的期望项, 第 2 项是 ICI 项。 $2L \times 1$ 的向量 $\mathbf{X}_m^{(p)}$ 、 $\mathbf{Y}_m^{(p)}$ 和 $\mathbf{w}_m^{(p)}$ 分别为

$$\mathbf{X}_m^{(p)} = [X_m[p_0], X_m[p_1], \dots, X_m[p_{2N_p-1}]]^T$$

$$\mathbf{Y}_m^{(p)} = [Y_m[p_0], Y_m[p_1], \dots, Y_m[p_{2N_p-1}]]^T$$

$$\mathbf{w}_m^{(p)} = [w_m[p_0], w_m[p_1], \dots, w_m[p_{2N_p-1}]]^T$$

其中, p_k 为导频所在的子载波序号, $p_k = \left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{L} \right\rfloor + ((k))_2$, $k = 0, 1, \dots, 2N_p - 1$, 其中, $((\cdot))_2$ 表示模 2 运算。

$\mathbf{h}_m^{(p)}$ 是 $2N_p \times 1$ 向量, 元素为 $[\mathbf{h}_m^{(p)}]_u = [\mathbf{H}_m]_{1+p_{u-1}, 1+p_{u-1}}$,

$\mathbf{H}_m^{(p)}$ 是 $2N_p \times N$ 矩阵, 元素为

$$[\mathbf{H}_m^{(p)}]_{u,v} = \begin{cases} [\mathbf{H}_m]_{1+p_{u-1}, v}, & v \neq 1 + p_{u-1} \\ 0, & v = 1 + p_{u-1} \end{cases} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{h}_m^{(p)}$ 可表示为各条信道抽头复增益时间平均值 $\bar{\mathbf{a}}_m = [\bar{\alpha}_{0,m}, \dots, \bar{\alpha}_{L-1,m}]^T$ 的傅里叶变换, 即

$$\mathbf{h}_m^{(p)} = \mathbf{F}^{(p)} \bar{\mathbf{a}}_m \quad (16)$$

其中, $\mathbf{F}^{(p)}$ 是 $2N_p \times L$ 傅里叶变换矩阵, 元素

$[F^{(p)}]_{k,s} = e^{-j2\pi\frac{(s-1)p_{k-1}}{N}}$ 。依据式(14)和式(16), $\bar{\mathbf{a}}_m$ 的 LS 估计为

$$\bar{\mathbf{a}}_m^{\text{LS}} = ((F^{(p)})^H \text{diag}\{\mathbf{X}_m^{(p)}\}^H \text{diag}\{\mathbf{X}_m^{(p)}\} F^{(p)})^{-1} \cdot (F^{(p)})^H \text{diag}\{\mathbf{X}_m^{(p)}\}^H \mathbf{Y}_m^{(p)} \quad (17)$$

4.2 信道频域矩阵计算

对连续的 M 个 OFDM 符号进行联合信道估计, 第 m 个 OFDM 符号 $\bar{\mathbf{a}}_m$ 的估计为 $\bar{\mathbf{a}}_m^{\text{LS}} = [\bar{\alpha}_{0,m}^{\text{LS}}, \dots, \bar{\alpha}_{L-1,m}^{\text{LS}}]^T, 1 \leq m \leq M$ 。相应地, 多符号 BEM 的模型参数 $\bar{\mathbf{a}}_l$ 的估计值可表示为 $\bar{\mathbf{a}}_l^{\text{LS}} = [\alpha_{l,1}^{\text{LS}}, \dots, \alpha_{l,M}^{\text{LS}}]^T, 0 \leq l \leq L-1$ 。根据式(5)和式(12), 第 m 个 OFDM 符号有效持续时间内第 l 条信道抽头复增益 $\mathbf{a}_{l,m} = [\alpha_{l,m}(0), \dots, \alpha_{l,m}((N-1)T_s)]^T$ 的估计值为

$$\mathbf{a}_{l,m}^{\text{LS}} = \mathbf{Q}_m V^{(l)} \bar{\mathbf{a}}_l^{\text{LS}} \quad (18)$$

其中, \mathbf{Q}_m 为 $N \times MN_v$ 矩阵, 可表示为

$$\mathbf{Q}_m = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{((m-1)N_v + N_g) \text{列}}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{N \text{列}}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{((M-m)N_v) \text{列}}$

$\mathbf{Q}_m V^{(l)}$ 可以预先计算并存储在接收机中。依据式(4), 第 m 个 OFDM 符号的信道频域矩阵表示为

$$\mathbf{H}_m = \mathbf{F} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \text{diag}\{\mathbf{a}_{l,m}^{\text{LS}}\} \mathbf{P}_N^{-l} \right) \mathbf{F}^{-1} \quad (20)$$

其中, \mathbf{F} 为 $N \times N$ 傅里叶矩阵, 元素为 $[\mathbf{F}]_{k,m} = e^{-j2\pi\frac{(k-1)(m-1)}{N}}$, \mathbf{P}_N 为 $N \times N$ 的循环置换矩阵, 可表示为

$$\mathbf{P}_N = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & & \\ & 0 & \ddots & & \\ & & \ddots & \ddots & \\ & & & \ddots & 1 \\ 1 & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

5 性能分析

5.1 子载波利用率

对于时变信道估计, 传统的单符号 CCE/GCE-BEM 方法采用 FDKD(frequency domain Kronecker delta)导频方案^[16], 每个 OFDM 符号等间隔设置 N_p 个导频簇, 每个导频簇的导频数为 L_p , 由中间一个非零导频和两边 $\frac{L_p-1}{2}$ 个值为 0 的保护导频组成。

为减小邻近数据子载波 ICI 影响, 每个导频簇的观测导频至多只取导频簇中间的 L_p-2 个导频^[7,12]。为了估计出 BEM 系数, 要求满足 $(L_p-2)N_p \geq (2\lceil f_d TK \rceil + 1)L$, 其中, K 为过采样系数, CCE-BEM 中 $K=1$, GCE-BEM 中 $K \geq 2$ (通常取 $K=2$)。每个 OFDM 符号所需的导频子载波数 $N_p L_p$ 至少为 $\frac{(2\lceil f_d TK \rceil + 1)LL_p}{L_p - 2}$ 。本文多符号 CCE-BEM 方法采

用图 2 所示的导频方案, 每个 OFDM 符号所需导频子载波数 $2N_p$ 至少为 $2L$ 。为进行具体比较, 假设 OFDM 系统子载波数 $N=512$, 信道总的抽头数目 $L=11$, FDKD 导频方案中每个导频簇中导频数 L_p 分别取 3 和 5。系统没有虚子载波, 所有子载波用以传送数据或导频。定义子载波利用率为传送数据的子载波数与总的子载波数之比, 不同方法在满足式(13)条件下所需的最小导频数量和最大子载波利用率如表 2 所示。

表 2 最小导频数量和最大子载波利用率

方法	每个 OFDM 符号中所需最少导频数目	最大子载波利用率
单符号 CCE/GCE-BEM($L_p=3$)	99	80.66%
单符号 CCE/GCE-BEM($L_p=5$)	55	89.26%
多符号 CCE-BEM	22	95.70%

由表 2 可知, 本文多符号 CCE-BEM 方法的最大子载波利用率相比单符号 CCE/GCE-BEM 方法有较大的提高, 频谱利用率也得到相应提高。这是由于提出的方法充分利用了信道在多个 OFDM 符号间的时间相关性, 使待估计量平均到每个 OFDM 符号上后更少, 故导频数可相应地减少。

5.2 模型误差分析

本节通过计算信道抽头复增益拟合值的均方误差(MSE)来分析提出的方法的模型误差, 并比较基线倾斜技术使用前后的情况。采用基线倾斜技术时, \mathbf{a}_l 拟合的 MSE 为

$$MSE_l^{(t)} = \frac{1}{MN_v} E\{(\mathbf{a}_l - \bar{\mathbf{a}}_l)^H (\mathbf{a}_l - \bar{\mathbf{a}}_l)\} \quad (22)$$

将式(12)代入可得

$$MSE_l^{(t)} = \frac{1}{MN_v} \text{Tr}(\mathbf{R}_{\alpha_l} - \mathbf{V}^{(t)} \mathbf{R}_{\bar{\alpha}_l}^H - \mathbf{R}_{\alpha_l \bar{\alpha}_l} (\mathbf{V}^{(t)})^H + \mathbf{V}^{(t)} \mathbf{R}_{\alpha_l} (\mathbf{V}^{(t)})^H) \quad (23)$$

其中, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, \mathbf{R}_{α_l} 、 $\mathbf{R}_{\bar{\alpha}_l}$ 和 $\mathbf{R}_{\alpha_l \bar{\alpha}_l}$ 分别

为 $MN_v \times MN_v$ 的 \mathbf{a}_l 自相关矩阵、 $M \times M$ 的 $\bar{\mathbf{a}}_l$ 自相关矩阵和 $MN_v \times M$ 的 \mathbf{a}_l 与 $\bar{\mathbf{a}}_l$ 互相关矩阵。

$$[\mathbf{R}_{\alpha_l}]_{k,m} = \sigma_{\alpha_l}^2 J_0(2\pi f_d T_s(k-m)) \quad (24)$$

$$[\mathbf{R}_{\bar{\alpha}_l}]_{k,m} = \frac{\sigma_{\alpha_l}^2}{N^2} \sum_{q_1=(k-1)N_v}^{kN_v-N_v-1} \sum_{q_2=(m-1)N_v}^{mN_v-N_v-1} J_0(2\pi f_d T_s(q_1-q_2)) \quad (25)$$

$$[\mathbf{R}_{\alpha_l \bar{\alpha}_l}]_{k,m} = \frac{\sigma_{\alpha_l}^2}{N} \sum_{q=(m-1)N_v}^{mN_v-N_v-1} J_0(2\pi f_d T_s(k-q-N_g-1)) \quad (26)$$

其中, $J_0(\bullet)$ 为第一类零阶贝塞尔函数。类似地, 不采用基线倾斜技术时相应的 MSE 为

$$MSE_l = \frac{1}{MN_v} \text{Tr}(\mathbf{R}_{\alpha_l} - \mathbf{V} \mathbf{R}_{\bar{\alpha}_l}^H \mathbf{V}^H - \mathbf{R}_{\alpha_l \bar{\alpha}_l} \mathbf{V}^H + \mathbf{V} \mathbf{R}_{\alpha_l} \mathbf{V}^H) \quad (27)$$

其中, $\mathbf{V} = \mathbf{B}(\mathbf{DB})^\dagger$ 。

$MSE_l^{(i)}$ 和 MSE_l 随 $f_d T$ 的变化情况如图 3 所示。计算时, OFDM 系统子载波数 $N=128$, CP 长度 $N_g=8$, 抽头增益方差 $\sigma_{\alpha_l}^2=1$, 联合信道估计的 OFDM 符号数 $M=12$ 。

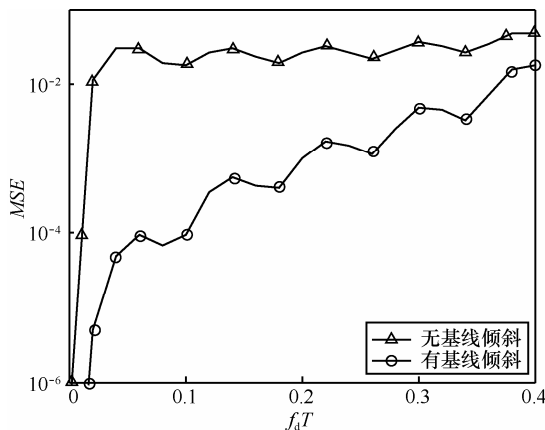


图 3 多符号 CCE-BEM 模型误差对比

从图 3 可以看出, 采用基线倾斜技术, 有效抑制了信道首尾不连续导致的 Gibbs 现象, 相应的模型误差更小。由于基函数的数目是固定的, 当 $f_d T$ 减小时, 信道抽头复增益的变化减慢, 采用基线倾斜技术的模型误差随之减小, 但未采用基线倾斜技术的情况下, 由于 Gibbs 现象的存在导致模型误差减小不明显。当 $f_d T$ 接近 0 时, 2 种方法的模型误差尽管取对数后差值很大, 但都快速向 0 趋近, 考虑到信道估计中噪声的影响, 这时的模型误差可以忽略。

6 数值仿真

数值仿真的信道模型为 ITU-R vehicular A 信道^[17],

一共有 6 个抽头, 均具有 Jakes 功率谱, 信道抽头增益归一化到 1。QPSK-OFDM 系统带宽 $B_w=4$ MHz, 载波频率 $f_c=5.8$ GHz, 所有子载波用以传送数据或者导频, 子载波数 $N=512$, CP 长度 $N_g=16$ 。归一化多普勒频偏 $f_d T=0.2$ 和 $f_d T=0.4$ 分别对应于无线通信收发两端的等效相对速度 V_m 为 290 km/h 和 580 km/h, 可适用于高铁目前和未来一段时间的运行场景。仿真过程不包含信道编码, 频域均衡采用最小均方误差(MMSE)均衡方法。

对于提出的多符号 CCE-BEM 方法, 每个 OFDM 符号的导频结构如图 2 所示, 导频簇的数目 $N_p=16$ 。根据 3.2 节的分析, 选取的联合信道估计 OFDM 符号数 $M=12$, 为验证表 1 中的数据关系, 选取 $M=4$ 和 $M=8$ 这 2 种情况与其对比。当信噪比(SNR)为 30 dB 时, 对于提出的方法, 不同的 M 对信道估计 MSE 性能和系统误比特率(BER)性能的影响如图 4 和图 5 所示。

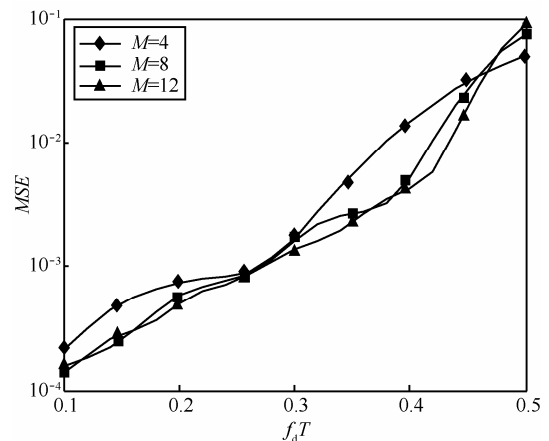


图 4 不同 M 值时信道估计 MSE 比较

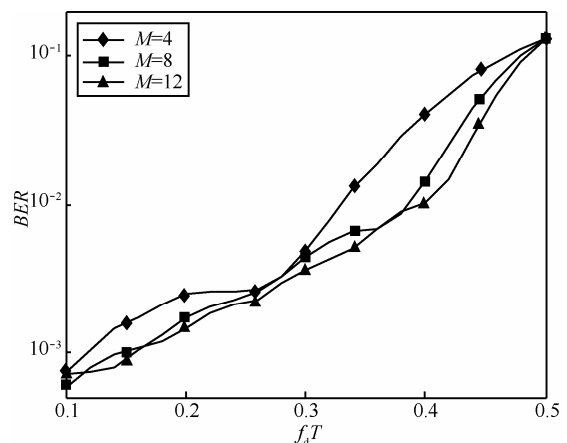


图 5 不同 M 值时系统 BER 比较

由图 4 和图 5 可知，当 $f_d T$ 较小时，3 种情况下的信道估计 MSE 和系统 BER 相差不大，在 $M=12$ 的情况下的性能因其充分利用了信道时间相关性而略微有所提高。在 $f_d T$ 分别增加到 0.26、0.36 和 0.4 之后，在对应的 $M=4$ 、 $M=8$ 和 $M=12$ 情况下，提出的方法信道估计 MSE 性能和系统 BER 性能开始快速下降，这是由于 BEM 开始不能近似信道的时变过程，出现失配。仿真结果与表 1 中数据基本相符，对于 $M=4$ 时出现的 $f_d T$ 上限的仿真结果与理论值的偏差是由于此时 $f_d T$ 相对还不大，失配情况出现稍晚些。

比较文献[7]中的单符号 CCE-BEM (S-CCE) 方法和单符号 GCE-BEM (S-GCE) 方法、文献[12]中的单符号 GCE-BEM 迭代方法，以及本文提出的 $M=12$ 时的多符号 CCE-BEM (M-CCE) 方法的性能，单符号 CCE/GCE-BEM 方法采用 FDKD 导频方案，导频簇的数目 $N_p=16$ ，导频簇中的导频数 $L_p=5$ 。不同 $f_d T$ 情况下，信道估计的 MSE 和系统的 BER 相对 SNR 变化的比较情况如图 6 和图 7 所示。

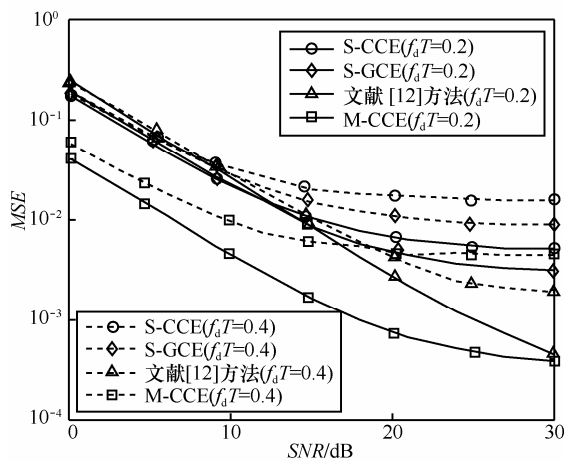


图 6 不同方法的信道估计 MSE 比较

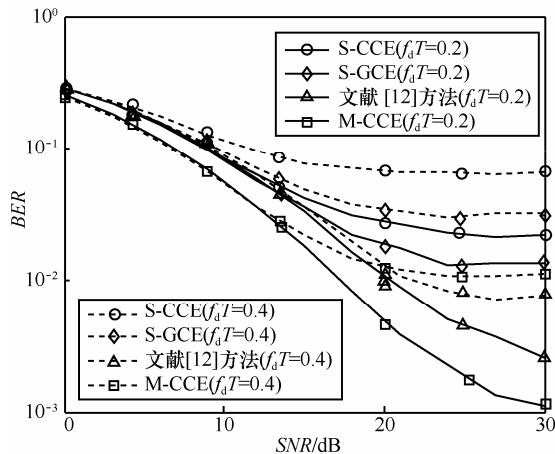


图 7 不同方法的系统 BER 比较

从图 6 和图 7 中可以看出， $f_d T$ 分别为 0.2 和 0.4 时，本文方法的估计误差性能和 BER 性能相对文献[7]传统的单符号 CCE/GCE-BEM 方法有明显的改善。例如在 $f_d T=0.2$ 时，单符号 CCE/GCE-BEM 方法在 SNR 大约为 24 dB 时开始出现误码地板效应，而本文方法在 SNR 为 30 dB 时误码地板效应尚不明显。本文方法性能明显改善的原因来自 3 个方面：1) 基线倾斜技术抑制了 Gibbs 现象，减小了 BEM 模型误差；2) 导频 ICI 自消除技术相比单符号 CCE/GCE-BEM 方法中的 FDKD 导频方案，更有利于抑制导频中的 ICI，提高信干噪比，从而提高模型参数的估计精度，改善估计误差性能和 BER 性能；3) 相对单符号 CCE/GCE-BEM 方法，提出的方法有更多的基函数向量，在 $f_d T$ 较小时，提出的方法能更多地拟合出信道时变过程的细节，使信道估计误差更小，从图 6 可看出，本文方法在 $f_d T=0.2$ 时的估计误差性能的改善相比 $f_d T=0.4$ 时更为明显。但是在与文献[12]方法比较过程中，发现在较高归一化多普勒频偏($f_d T=0.4$)和较高 SNR 的情况下，提出的方法在估计误差性能和 BER 性能方面要低于文献[12]方法，一方面说明文献[12]方法的迭代过程对 ICI 抑制的有效性，另一方面也显示提出的方法在较高 $f_d T$ 情况下性能会下降。正如图 4 和图 5 所示，对于 $M=12$ ，当 $f_d T > 0.4$ 时，随着 $f_d T$ 的增加，由于提出的方法无法近似信道抽头的快速时变过程，其性能会快速下降。

7 结束语

本文提出了一种基于多符号 BEM 的 OFDM 系统时变信道估计的方法。本文方法相对于传统的单符号 BEM 方法可减少用于导频的子载波，从而提高频谱利用率。通过基线倾斜技术抑制傅里叶级数展开时出现的 Gibbs 现象，减少信道模型误差，结合导频 ICI 自消除技术提高模型参数的估计精度。数值仿真结果表明在归一化多普勒频偏

$$\frac{1}{2} - \frac{1}{M} \text{ 不大于 } \frac{1}{1 + \frac{N_g}{N}}$$

和 BER 性能相对传统的单符号 CCE/GCE-BEM 方法有明显改善。接下来将致力于研究更高归一化多普勒频偏情况下基于多符号 BEM 的快时变信道估计问题。

参考文献:

- [1] RUSSELL M, STUBER G L. Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment[C]//IEEE 45th Vehicular Technology Conference. 1995: 820-824.
- [2] MOSTOFI Y, COX D C. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(2): 765-774.
- [3] 段鹏, 何明一, 田野, 等. 基于数据拟合的 OFDM 时变信道估计方法[J]. 通信学报, 2010, 31(4): 122-127.
DUAN P, HE M Y, TIAN Y, et al. Channel estimation method for time-vary channel based on data fitting in OFDM system[J]. Journal on Communications, 2010, 31(4): 122-127.
- [4] 丁勇, 欧阳缙, 谢跃雷, 等. 基于导频 ICI 自消除的 OFDM 系统时变信道估计[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(8): 1632-1637.
DING Y, OUYANG S, XIE Y L, et al. Time-varying channel estimation in OFDM systems based on ICI self-cancellation of pilots[J]. Systems Engineering & Electronics, 2014, 36(8): 1632-1637.
- [5] HIJAZI H, ROS L. Polynomial estimation of time-varying multipath gains with intercarrier interference mitigation in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(1): 140-151.
- [6] MA X, GIANNAKIS G B. Maximum-diversity transmissions over doubly selective wireless channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(7): 1832-1840.
- [7] TANG Z J, CANNIZZARO R C, LEUS G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 2226-2238.
- [8] TEO K D, OHNO S. Optimal MMSE finite parameter model for doubly-selective channels[C]//IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '05). 2005: 3503-3507.
- [9] LIU T, CHUNG W, YUAN S, et al. ICI self-cancellation with cosine windowing in OFDM transmitters over fast time-varying channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3559-3570.
- [10] WANG Y, CHEN Q, HOU X, et al. Symmetric extension method for basis expansion models under fast-varying channels[J]. Electronics Letters, 2013, 49(4): 305-307.
- [11] CHEN S P, DAI G F, RAO W. A BEM for estimation of time-varying channels in OFDM[C]//WRI International Conference on Communications and Mobile Computing. 2009: 256-259.
- [12] GUO Q, WU M Q, ZHANG Q J, et al. Iterative decomposed OFDM channel estimation algorithm over highly mobile channels[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 71(2): 1137-1158.
- [13] LI S, SUN Z, WANG A, et al. BEM-based low-complexity analytical channel estimation with optional iterative interference cancellation over rapidly time-varying channels for MIMO OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2015, 84(1): 1-21.
- [14] YU H, SONG A, BADIY M, et al. Iterative estimation of doubly selective underwater acoustic channel using basis expansion models[J]. Ad Hoc Networks, 2015, 30(1): 1-6.
- [15] MATTHIAS P. Mobile fading channels[M]. Montgomery, NY, John Wiley & Sons, Inc, 2003: 289-319.
- [16] KANNU A R, SCHNITER P. MSE-optimal training for linear time-varying channels[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 2005: 789-792.
- [17] ITU-R M.1225. Test environment and deployment models-ANNEX2[S]. ITU-R, 2000: 24-30.

作者简介:



丁勇 (1977-), 男, 湖南祁阳人, 桂林电子科技大学讲师, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为通信信号处理、OFDM 信道估计。



欧阳缙 (1960-), 男, 江西安福人, 博士, 桂林电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、超宽带雷达技术及信号处理等。



谢跃雷 (1975-), 男, 河北邯郸人, 桂林电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、阵列信号处理等。



蒋俊正 (1983-), 男, 浙江金华人, 博士, 桂林电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为多速率信号处理、FBMC 优化设计。



陈小毛 (1976-), 男, 湖北咸宁人, 博士, 桂林电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信和雷达信号处理。