



快时变 OFDM 系统中非采样间隔信道的信道估计

刘顺兰¹, 汪佳丽²

(1. 杭州电子科技大学电子信息学院 杭州 310018; 2. 杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

摘要:在快时变环境下的 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing, 正交频分复用) 系统中, 针对非采样间隔信道 CIR (channel impulse response, 信道冲击响应) 能量泄漏和 ICI (inter-carrier interference, 子载波间干扰) 的问题, 提出了一种基于分数抽头信道近似的复指数基扩展联合反馈离散傅里叶变换信道估计算法。该算法首先根据基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型计算信道参数, 再根据该信道参数计算出快时变环境下 OFDM 系统的 ICI 系数, 然后将初次消除 ICI 的信号作为反馈进行离散傅里叶变换, 进一步消除噪声和 ICI。该算法在一定程度上抑制了 CIR 能量泄漏, 消除了 ICI 和噪声, 有效地近似了实际信道。仿真结果表明, 该算法在误比特率和信道均方误差方面均有明显提高。

关键词: 非采样间隔信道; 快时变; 正交频分复用; 信道估计; 基扩展模型; 分数抽头信道近似; 离散傅里叶变换

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015223

New Channel Estimation Algorithm for Non-Sample-Spaced Channels in Fast Time-Varying OFDM System

Liu Shunlan¹, Wang Jiali²

(1. College of Electronic Information, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;

2. College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: In fast time-varying OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) system, in order to lessen the effects of the CIR (channel impulse response) leakage and ICI (inter-carrier interference), a new channel estimation algorithm was proposed, which was adapted to non-sample-spaced channels. The algorithm combined complex exponential basis expansion model and the feedback of DFT (discrete fourier transform), which was built according to the fraction taps channel approximation. The channel parameters were firstly estimated with the complex exponential basis expansion model based on the fraction taps channel approximation. Then the ICI in fast time-varying OFDM system could be calculated according to the estimated channel parameters. Then the feedback was obtained by the elimination of ICI, and noises could be eliminated by DFT. The algorithm could suppress the CIR leakage, eliminate ICI and noises and effectively approximate the actual channels. The simulation results show that the bit error rate and channel mean square error of the proposed algorithm are both effectively improved.

Key words: non-sample-spaced channel, fast time-varying, OFDM, channel estimation, basis expansion model, fraction taps channel approximation, DFT

收稿日期: 2015-03-23; 修回日期: 2015-09-06

论文引用格式: 刘顺兰, 汪佳丽. 快时变 OFDM 系统中非采样间隔信道的信道估计. 电信科学, 2015223

Liu S L, Wang J L. New channel estimation algorithm for non-sample-spaced channels in fast time-varying OFDM system. Telecommunications Science, 2015223



1 引言

OFDM (orthogonal frequency division multiplexing, 正交频分复用) 技术是一种多载波调制技术, 它利用许多相互正交的子载波并行传输低速率数据来实现高速率数据通信, 被广泛应用于无线通信和水声通信等领域中。但在快时变环境下, 由于多普勒频移等因素的影响, 子载波间的正交性遭到破坏, 引起 ICI (inter-carrier interference, 子载波间干扰), 使系统性能恶化^[1-4]。为了解决这一问题, 正确估计信道的时变性是关键, 也是快时变环境下 OFDM 系统设计的基础。

对于快时变 OFDM 系统的信道估计, 一般采用 BEM^[5,6] (basis expansion model, 基扩展模型), 即将时变信道展开为几个基函数叠加的形式, 可大大减少待估计参数的个数, 其中最常用和最简单的是 CE-BEM (complex exponential BEM, 复指数基扩展模型)。在 CE-BEM 基础上, 采用整数倍密集采样的 GCE-BEM^[7] (general CE-BEM, 泛化复指数基扩展模型)、KL-BEM^[8] (Karhunen-Loeve BEM, 卡洛基扩展模型) 以及 DPS-BEM^[9] (discrete prolate spheroidal BEM, 离散椭圆序列基扩展模型) 等相继被提出。

多径信道分为采样间隔信道和非采样间隔信道。当多径时延为采样间隔的整数倍时, 称为采样间隔信道, 否则就称为非采样间隔信道^[10]。在现实中, 实际信道大多是非采样间隔信道, 存在 CIR (channel impulse response, 信道冲击响应) 能量泄漏^[11-14]问题, 传统的基于 BEM 的信道估计算法不能很好地估计它, 估计性能变差。参考文献[15~16]提出了 FTCA (fraction taps channel approximation, 分数抽头信道近似) 模型, 该模型引入分数加权因子 K_a , 不但适用于采样间隔信道, 更适用于非采样间隔信道, 具有应用范围广、估计精度高等优点。而参考文献[17]将 FTCA 模型与 CE-BEM 相结合, 提出了基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型 (FTCA-CE-BEM), 效果明显优于 CE-BEM 信道估计。考虑到非采样间隔信道 CIR 能量泄漏和 ICI 的问题, 在此基础上, 提出了一种基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型联合反馈 DFT (discrete fourier transform, 离散傅里叶变换) 信道估计算法 (FTCA-CE-BEM-DFT)。该算法首先根据 FTCA-CE-BEM 算法求得的信道估计值来计算 ICI 系数项, 然后将初步消去 ICI 的结果作为反馈进行 DFT, 再根据非采样间隔信道 CIR 分布的特点二次消除 ICI 并抑制噪声和 CIR 能量泄漏, 有效地提高了信道估计

的准确性。

2 OFDM 系统

OFDM 系统结构如图 1 所示。

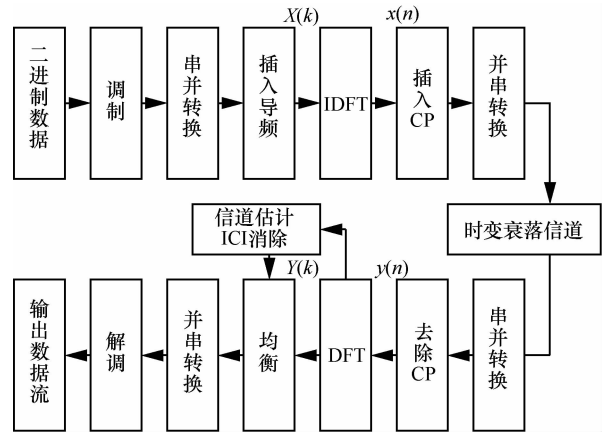


图 1 OFDM 系统模型

假设 OFDM 系统子载波数目为 N , 经过调制后发送的频域数据为 $X=[X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$ 是 X 经过反傅里叶变换 (IDFT) 后的时域数据, $x=[x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$, 可以表示为:

$$x = F^H X \quad (1)$$

其中, F 为归一化 DFT 矩阵, 它的第 (p, q) 个元素为:

$$F(p, q) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi(p-1)(q-1)/N}, \quad p, q = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

接收到时域数据 $y=[y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T$, 任意数据 $y(n)$ 表示为:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) x(n-l) + w(n) \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中, $h(n, l)$ 是信道在第 n 个采样点第 l 径的时域信道脉冲响应, $x(n-l)$ 是第 $n-l$ 个采样点的输入, $w(n)$ 是第 n 个采样点的噪声。

在快时变环境下, 若时域信道矩阵 h' 表示为:

$$h' = \begin{bmatrix} h(0,0) & 0 & \dots & h(0,2) & h(0,1) \\ h(1,1) & h(1,0) & \dots & h(1,3) & h(1,2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h(L-1, L-1) & h(L-1, L-2) & \dots & 0 & 0 \\ 0 & h(L, L-1) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h(N-1, 1) & h(N-1, 0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

则对接收的时域信号 y 进行 DFT 得到频域信号:

$$Y=HX+W \quad (5)$$

其中, $Y=[Y(0), \dots, Y(N-1)]^T$, $W=[W(0), \dots, W(N-1)]^T$, $H=Fh'F^H$ 。

结合式(3)和式(4),子载波 $k(k=0,1,\dots,N-1)$ 上的频域接收数据可表示为:

$$\begin{aligned} Y(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} h(n,l)x(n-l) + w(n) \right] e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k)X(k) + \underbrace{\sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H(k,m)X(m)}_{\text{ICI}} + W(k) \\ &= H(k)X(k) + I(k) + W(k) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $H(k)$ 为第 k 个子载波的信道频域响应, $W(k)$ 是频域的高斯噪声, $I(k)$ 为由于信道的快时变性引起的 ICI,

$$I(k) = \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H(k,m)X(m), \text{ 且:}$$

$$H(k,m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l) e^{-j2\pi ml/N} e^{j2\pi n(k-m)/N} \quad (7)$$

3 现有信道估计算法

3.1 BEM 信道模型

BEM 将信道的每个时变抽头系数 $h(n,l)$ 用基函数 $b_q(n)$ 和基系数 $g_q(l)$ 表示^[18]。

$$h(n,l) = \sum_{q=0}^Q g_q(l) b_q(n), n=0,1,\dots,N-1, l=0,1,\dots,L-1 \quad (8)$$

其中, 阶数 $Q \geq 2 \lceil f_{\max} N T_s \rceil$, “ $\lceil \cdot \rceil$ ” 表示向上取整, $f_{\max}$ 是最大多普勒频移, T_s 是采样间隔, N 是 OFDM 系统子载波数目。

式(8)的矩阵表示为:

$$h_l = B g_l \quad (9)$$

其中, $h_l = [h(0,l), \dots, h(N-1,l)]^T$ 为一个 OFDM 符号内

第 l 径信道的抽头系数, $g_l = [g_0(l), \dots, g_Q(l)]^T$ 为第 l 径基扩展模型的基系数, $b_q = [b_q(0), \dots, b_q(N-1)]^T$, $B = [b_0, \dots, b_Q]$ 是基函数矩阵。

由式(8)可知, 只需估计出 $L \times (Q+1)$ 个 BEM 的系数 g , 就可估计出 $L \times N$ 个信道抽头系数 $h(n,l)$, 大大减少了待估计参数个数。

3.2 基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型信道估计算法(FTCA-CE-BEM-DFT)

3.2.1 FTCA-CE-BEM 模型

由式(7), FTCA-CE-BEM 算法^[17]的信道函数为:

$$H(k,m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} g(n,l) e^{-j2\pi ml K_\alpha / N} e^{j2\pi n(m-k)/N} \quad (10)$$

而分数抽头信道近似信道表示成基扩展的形式为:

$$g(n,l) = \sum_{q=0}^Q g_q(l) e^{j2\pi(q-Q/2)n/N}, l=0,1,\dots,M-1 \quad (11)$$

其中, M 是分数抽头信道近似的滤波器的抽头数目^[15], 其计算式为:

$$M = \left\lceil \frac{\tau_{\max}}{K_\alpha T_s} + 1 \right\rceil \quad (12)$$

把式(11)代入式(10)得:

$$H(k,m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{q=0}^Q g_q(l) e^{-j2\pi ml K_\alpha / N} e^{j2\pi n(m-k+q-Q/2)/N} \quad (13)$$

由于 $0 \leq m, k \leq N-1$, 化简式(13)得:

$$H(k,m) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{M-1} g_q(l) e^{-j2\pi lm K_\alpha / N}, & m = (k - q + Q/2) \bmod N \\ 0 & \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)得信道矩阵 H :

$$H = \begin{bmatrix} F_{K_\alpha M}(0) g_{Q/2} & F_{K_\alpha M}(1) g_{Q/2-1} & \cdots & \cdots & \cdots & F_{K_\alpha M}(N-2) g_{Q/2+2} & F_{K_\alpha M}(N-1) g_{Q/2+1} \\ F_{K_\alpha M}(0) g_{Q/2+1} & F_{K_\alpha M}(1) g_{Q/2} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & F_{K_\alpha M}(N-1) g_{Q/2+2} \\ \vdots & F_{K_\alpha M}(1) g_{Q/2+1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ F_{K_\alpha M}(0) g_{Q/2-2} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & F_{K_\alpha M}(N-2) g_{Q/2} & F_{K_\alpha M}(N-1) g_{Q/2-1} \\ F_{K_\alpha M}(0) g_{Q/2-1} & F_{K_\alpha M}(1) g_{Q/2-2} & \cdots & \cdots & \cdots & F_{K_\alpha M}(N-2) g_{Q/2+1} & F_{K_\alpha M}(N-1) g_{Q/2} \end{bmatrix} \quad (15)$$



由式(14),若定义信道 H 第 k 行中非零元素的位置为:

$$m_q^k = (k - q + Q/2) \bmod N \quad (16)$$

则把式(14)和式(16)带入式(6)得:

$$Y(k) = [X(m_0^k) \mathbf{F}_{K_{\alpha M}}(m_0^k), \dots, X(m_Q^k) \mathbf{F}_{K_{\alpha M}}(m_Q^k)] \hat{\mathbf{g}} + W(k) \quad (17)$$

其中, $[\mathbf{F}_{K_{\alpha}}]_{m,l} = e^{-j2\pi m l K_{\alpha}/N}$, $\mathbf{F}_{K_{\alpha M}}$ 是 $N \times N$ 维矩阵 $\mathbf{F}_{K_{\alpha}}$ 的前 M 列, $\mathbf{F}_{K_{\alpha M}}(k)$ 是 $\mathbf{F}_{K_{\alpha M}}$ 的第 k 行, $\hat{\mathbf{g}} = [\mathbf{g}_0^T, \mathbf{g}_1^T, \dots, \mathbf{g}_Q^T]^T$, 其中 $\mathbf{g}_q$ 是第 q 个基函数对应的系数向量, $\mathbf{g}_q = [g_q(0), g_q(1), \dots, g_q(M-1)]^T$.

3.2.2 FTCA-CE-BEM 导频信息的分析

假设接收端接收 P 个导频信号来估计 $\hat{\mathbf{g}}$, 这 P 个导频的位置分别是 $k(1), k(2), \dots, k(P)$, 则由式(17)得:

$$\begin{bmatrix} Y(k(1)) \\ Y(k(2)) \\ \vdots \\ Y(k(P)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(m_0^{k(1)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha M}}(m_0^{k(1)}) & \dots \\ X(m_0^{k(2)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha M}}(m_0^{k(2)}) & \dots \\ \vdots & \vdots \\ X(m_0^{k(P)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha M}}(m_0^{k(P)}) & \dots \end{bmatrix} \hat{\mathbf{g}} + \begin{bmatrix} W(k(1)) \\ W(k(2)) \\ \vdots \\ W(k(P)) \end{bmatrix} \quad (18)$$

由式(18)可知要根据导频信息去估计 $\hat{\mathbf{g}}$, 还需知道与 P 个导频位置所相关的发送信号 $\{X(m_q^{k(1)}), X(m_q^{k(2)}), \dots, X(m_q^{k(P)})\}$, 因此需发送的导频总数应为 $(Q+1) \times P$ 个。

$$\begin{aligned} \text{设导频序列 } X_q^{(P)} &= [X(m_q^{k(1)}), \dots, X(m_q^{k(P)})]^T, q=0, 1, \dots, Q, \text{ 定义 } \mathbf{F}_{K_{\alpha q}}^{(P)} = [\mathbf{F}_{K_{\alpha M}}^T(m_q^{k(1)}), \dots, \mathbf{F}_{K_{\alpha M}}^T(m_q^{k(P)})]^T \\ \mathbf{Y}^{(P)} &= [\text{diag}(\mathbf{X}_0^{(P)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha 0}}^{(P)}, \dots, \text{diag}(\mathbf{X}_Q^{(P)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha Q}}^{(P)}] \hat{\mathbf{g}} + \mathbf{W}^{(P)} \\ &= \mathbf{S} \hat{\mathbf{g}} + \mathbf{W}^{(P)} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{Y}^{(P)} = [Y(k(1)), \dots, Y(k(P))]^T$; $\mathbf{W}^{(P)} = [W(k(1)), \dots, W(k(P))]^T$; $\mathbf{S} = [\text{diag}(\mathbf{X}_0^{(P)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha 0}}^{(P)}, \dots, \text{diag}(\mathbf{X}_Q^{(P)}) \mathbf{F}_{K_{\alpha Q}}^{(P)}]$

由式(19),可得 $\hat{\mathbf{g}}$ 的最小二乘估计为:

$$\hat{\mathbf{g}}_{\text{LS}} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{Y}^{(P)} \quad (20)$$

4 基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型联合反馈离散傅里叶变换信道估计算法

FTCA-CE-BEM 算法采用的是复指数基, 固定的基函

数在实现上比较简单, 且分数加权因子 $K_{\alpha} (0 < K_{\alpha} \leq 1)$ 的引入, 不但可以估计采样间隔信道 ($K_{\alpha}=1$), 而且对非采样间隔信道 ($0 < K_{\alpha} < 1$) 也能很好得估计, 应用更加广泛。

为了克服非采样间隔信道 CIR 能量泄漏和 ICI 的问题, 本文在 FTCA-CE-BEM 的基础上加以改进, 提出了一种基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型联合反馈 DFT 信道估计算法 (FTCA-CE-BEM-DFT)。

该算法的具体步骤和分析如下。

(1) 根据导频信息由式(20)求得基系数 $\mathbf{g}$ 的最小二乘估计量 $\hat{\mathbf{g}}$ 。将所求的 $\hat{\mathbf{g}}$ 带入式(15)得信道频域响应矩阵的估计值 $\hat{H}$ 。

(2) 根据接收端接收到的信号 Y , 由迫零均衡法求得输入的频域信号估计值 X 。

$$X = (\hat{H})^{-1} Y \quad (21)$$

(3) 将 X 带入式(6)计算 ICI 干扰项, 记为 Y_{ICI} 。

(4) 计算初次消去 ICI 的信号, 记为 Y' :

$$Y' = Y - Y_{\text{ICI}} \quad (22)$$

带入式(6), 即:

$$\begin{aligned} Y'(k) &= Y(k) - Y_{\text{ICI}}(k) = H(k)X(k) + \xi(k) + W(k) \\ &= H(k)X(k) + Z(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\xi(k) = I(k) - Y_{\text{ICI}}(k)$, $Z(k) = \xi(k) + W(k)$ 是初次消除 ICI 后的噪声和剩余的 ICI。

(5) 通过 LS 信道估计算法获得:

$$H_{\text{LS}}(k) = Y'(k)/X(k) = H(k) + Z(k)/X(k), \quad k=0, \dots, N-1 \quad (24)$$

再对 $H_{\text{LS}}(k)$ 进行 IDFT 得:

$$h_{\text{LS}}(n) = h(n) + z(n), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (25)$$

其中, $z(n) = \text{IDFT}[Z(k)/X(k)]$ 。

(6) 因为非采样间隔信道的冲击响应主要集中在序列的两端^[10], 因此式(25)又可表示为:

$$h_{\text{LS}}(n) = \begin{cases} h(n) + z(n), & 0 \leq n \leq L_1 - 1 \\ z(n), & L_1 \leq n \leq N - L_2 - 1 \\ h(n) + z(n), & N - L_2 \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (26)$$

对 $h_{\text{LS}}(n)$ 进行去噪处理并二次消除 ICI, 得:

$$h'(n) = \begin{cases} h(n) + z(n), & 0 \leq n \leq L_1 - 1 \\ 0, & L_1 \leq n \leq N - L_2 - 1 \\ h(n) + z(n), & N - L_2 \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (27)$$

然后对式(27)进行 DFT, 可得到反馈后的信道频域估计值 $\hat{H}(k)$:

$$\hat{H}(k)=\text{DFT}[h'(n)], k=0,1,\dots,N-1 \quad (28)$$

通过上述步骤可知,本文提出的算法是在 FTCA-CE-BEM 算法(步骤 1)的基础上,初次消去干扰后利用非采样间隔信道 CIR 泄漏的分布特点进行反馈 DFT,二次消除 ICI 并抑制噪声和 CIR 泄漏,因此本文建议算法的信道估计准确度要优于 FTCA-CE-BEM 算法的信道估计准确度,后面的仿真结果也验证了这一结论。

5 仿真验证

仿真实验考虑在快时变环境下,子载波数为 $N=256$ 的 QPSK-OFDM 系统中进行。载波频率和采样间隔分别为 $f_0=5$ GHz 和 $T_s=5.75$ μs ,移动台的移动速度 $v=160$ km/h,基扩展的阶数 $Q \geq 2\lceil f_{\text{max}}NT_s \rceil=2$ 。

仿真信道基于非采样间隔信道,信道多径数 $L=5$,信道能量归一化,其归一化最大时延 $N_D=4$,每条路径等间隔分布,其均方时延 $\tau_{\text{ms}}=4 \times T_s=23$ μs 。利用基扩展模型产生的基系数均为独立的标准复高斯随机变量,方差为 $\sigma_{q,i}^2=\gamma\phi(lT_s)S(q/(NT_s))^{-1}$,其中信道的多径强度分布符合 $\phi(\tau_i)=e^{-\tau_i/l_{\text{rms}}}$,多普勒功率谱

$$S(f)=\begin{cases} (\pi\sqrt{f_{\text{max}}^2-f^2})^{-1}, & |f| \leq f_{\text{max}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \text{归一化因子}$$

$\gamma=(\sum_{l,q}\phi(lT_s)S(q/(NT_s)))^{-1}$ 。系统的性能指标采用信道估计的均方误差 $MSE=E\{\|h(n,l)-\hat{h}(n,l)\|^2\}$ 和误比特率。

基于分数抽头信道近似的信道模型,由于归一化最大时延 $N_D=4$,则其对应的分数加权因子^[10] $K_a=0.52$,近似滤波器抽头数目 $M=\lceil \frac{\tau_{\text{max}}}{K_a T_s}+1 \rceil=9$ 。导频采用参考文献[19]提出的导频结构,其中导频总数 $P_{\text{total}}=P \times (Q+1)=96$,每个子序列的导频数为 32 个。对应于 $q=Q/2$ 的导频子序列的位置集合为 $K_{Q/2}=\{2,10,18,26,\dots,250\}$,则信道估计时所需的其他导频子序列的位置也就随之确定。

图 2 比较了 CE-BEM 算法、CE-BEM-DFT 算法、FTCA-CE-BEM 算法及本文建议的 FTCA-CE-BEM-DFT 算法的误比特率曲线。可以看出,在这 4 种算法中,本文建议的 FTCA-CE-BEM-DFT 算法性能最优。相比于传统的 CE-BEM 算法,FTCA-CE-BEM 算法由于引入了分数加权因子 K_a ,更好地拟合了非采样间隔信道的时变特性,误比特率明显下降。而 CE-BEM 算法、FTCA-CE-BEM 算法分别结合了反馈 DFT 后的 CE-BEM-DFT 算法和 FTCA-CE-BEM-DFT 算法,由于在一定程度上消除了 ICI 和噪声的影响,抑制了 CIR 泄

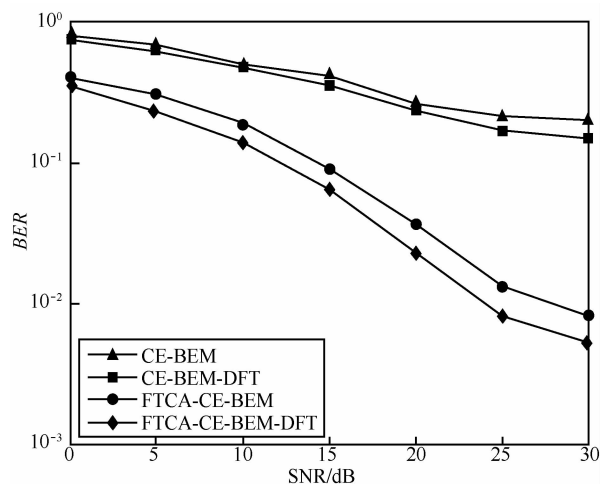


图 2 误比特率随信噪比变化曲线

漏,各自的误比特率也比未进行反馈 DFT 之前有所下降。

图 3 比较了 FTCA-CE-BEM 算法和 FTCA-CE-BEM-DFT 算法的信道均方误差曲线。由图 3 可见,FTCA-CE-BEM-DFT 算法的信道均方误差明显减少,进一步验证了本文算法的有效性。

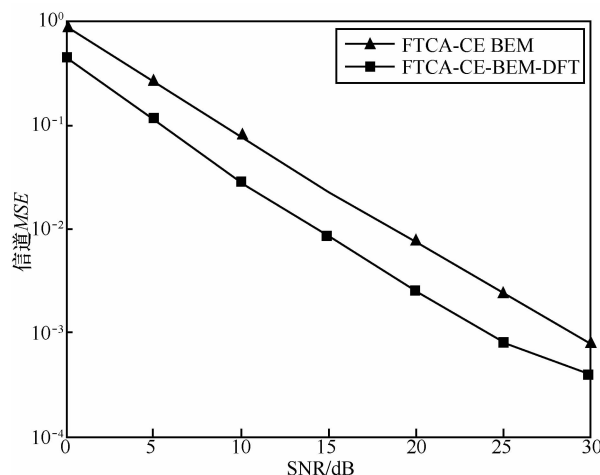


图 3 信道均方误差随信噪比变化曲线

6 结束语

本文提出的基于分数抽头信道近似的复指数基扩展模型联合反馈 DFT(FTCA-CE-BEM-DFT) 信道估计算法,引入分数加权因子 K_a ,更好地拟合了非采样间隔信道的时变性,同时初次消去 ICI 后利用反馈 DFT,有效减小了 CIR 能量泄漏、ICI 和噪声的影响。仿真结果从误比特率和信道均方误差两方面也说明了 FTCA-CE-BEM-DFT 算法的信道估计准确度优于 FTCA-CE-BEM 算法的信道估计准确度。



虽然该算法一定程度上提高了信道估计的有效性,但还有一些不足之处。本算法的算法复杂度较大,如何在算法精确度和算法复杂度上找到平衡点,进一步简化算法是下一步研究的重点。

参考文献

- 赵人才, 许炜阳, 吴玉成. 快速时变信道下的 OFDM 信道估计方法. 无线通信技术, 2014, 40(6): 33~35
Zhao R C, Xu W Y, Wu Y C. Channel estimation in fast-varying OFDM system. Wireless Communication Technology, 2014, 40(6): 33~35
- Shehadeh Y, Sezginer S. Fast-varying channel estimation in downlink LTE systems. Proceedings of the 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Paris, France, 2010
- Wu Y, Luo H W. Channel estimation for MIMO-OFDM systems in non-sample-spaced multipath channel. Proceedings of the International Congress on Image and Signal Processing, Sanya, China, 2008
- 陈东华, 仇洪冰. OFDM 系统中的一种低复杂度带状 ICI 抑制算法. 电子科技大学学报, 2011, 40(4): 519~523
Chen D H, Qiu H B. Low-complexity banded ICI mitigation scheme for OFDM systems. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2011, 40(4): 519~523
- 王香瑜, 王毅. IEEE 802.16e 系统中基于基扩展模型的快速时变信道估计. 中国科技论文, 2013, 8(4): 295~298
Wang X Y, Wang Y. Fast-varying channel estimation method based on basis expansion models in IEEE 802.16e system. China Science Paper, 2013, 8(4): 295~298
- Liu S Y, Liu Y N, Wang F F, *et al.* Over-sampling basis expansion model aided channel estimation for OFDM systems with ICI. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2008, 15(4): 7~13
- Leus G, Moonen M. Deterministic subspace based blind channel estimation for doubly-selective channels. Proceedings of the 4th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Rome, Italy, 2003
- Visintin M. Karhunen-Loeve expansion of a fast Rayleigh fading process. Electronics Letters, 1996, 32(18): 1712~1713
- Zemen T, Mecklenbrauker C F. Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(9): 3597~3607
- 李莉, 王珂, 韩力. 基于 DFT 的非采样间隔信道 OFDM 系统信道估计. 武汉理工大学学报 (交通科学与工程版), 2009, 33(6): 1195~1198
Li L, Wang K, Han L. Channel estimation based on DFT for OFDM systems on non-sample spaced channels. Journal of Wuhan University of Technology (transportation Science & Engineering), 2009, 33(6): 1195~1198
- Chan-Ho A, Seung-Hun J, Jun-Kyoung L. DFT-based channel estimation using CIR adaptation in OFDM systems. Proceedings of the International Conference on Advanced Communication Technology, Gangwon-Do, Korea, 2007
- Dong X P, Wan J N. Analysis on channel and noise variance estimation based on DFT. Signal and Information Processing, 2011, 41(12): 12~14
- Wang Y, Li L H, Zhang P, *et al.* Channel estimation for OFDM systems in non-sample-spaced multipath channels. Electronics Letters, 2009, 45(1): 66~68
- Ku M L, Huang C C. A new DFT-based channel estimation approach for OFDM with virtual subcarriers by leakage estimation. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2008, 7(10): 3982~3987
- Chen N Q, Zhang J H, Zhang P. Improved channel estimation based on parametric channel approximation modeling for OFDM system. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 217~225
- 陈拿权, 张建华, 张平. 适用于 OFDM 系统的改进的信道估计算法. 高技术通信, 2008, 18(8): 783~789
Chen N Q, Zhang J H, Zhang P. An improved channel estimation method for OFDM systems. High Technology Letters, 2008, 18(8): 783~789
- 石钧. OFDM 无线通信系统信道估计及自适应算法的研究 (硕士学位论文). 北京: 北京邮电大学, 2012
Shi J. Research on channel estimation and adaptive algorithm technologies in OFDM systems (master dissertation). Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunication, 2012
- Chen D H, Qiu H B. Doubly selective channel estimation for subband OFDMA using basis expansion models. Science China (Information Sciences), 2011, 5(10): 2113~2123
- 胡蝶, 何良华, 杨溪绿. 快时变环境下 OFDM 系统中的信道估计. 电子与信息学报, 2007, 29(1): 113~116
Hu D, He L H, Yang X L. Channel estimation of rapidly time-varying channels for OFDM systems. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(1): 113~116

[作者简介]



刘顺兰, 女, 杭州电子科技大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信和信号处理等。

汪佳丽, 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为 OFDM 系统信道估计。