

双选择信道下 OFDM 系统中一种基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡

屠佳 蔡跃明 徐友云

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 在 OFDM 系统中, 信道的快速时变性破坏了子载波间的正交性, 从而导致子载波间干扰(ICI), 降低了系统性能。该文针对双选择信道的时变特性, 提出了一种新的 Kalman 滤波信道估计算法, 将其应用于过采样的复指数基扩展模型(OCE-BEM), 从而将一个 OFDM 符号周期内信道参数时变的问题转化为参数时不变问题, 同时, 将这种新的 Kalman 滤波器与基于 ICI 抑制的低复杂度 LMMSE Turbo 均衡器相结合, 并辅以循环冗余码校验(CRC)控制算法迭代次数, 从而不需要更多的导频符号, 在保证算法性能的基础上, 减小算法的计算时延和复杂度。理论分析和仿真结果表明, 该文给出的方法在双选择信道下能够有效地跟踪信道变化并抑制 ICI 影响。

关键词: Kalman 滤波估计; Turbo 均衡; 过采样复指数基扩展模型(OCE-BEM); 双选择信道

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)06-1390-05

Turbo Equalization Based on a New Kalman Filter for OFDM over Doubly-Selective Channels

Tu Jia Cai Yue-ming Xu You-yun

(Institute of Communications Engineering, PLA Univ. of Sci. & Tech, Nanjing 210007, China)

Abstract: In OFDM systems, the channel fast variations destroy the orthogonality among sub-carriers, resulting in inter-carrier interference (ICI) which degrades the system performance. Aiming at time-varying characteristic of doubly-selective channels, a channel estimation algorithm is proposed by a new Kalman filter, and is applied to the Oversampled Complex Exponential Basis Expansion Model (OCE-BEM), changing the variable channel parameters in the period of one OFDM symbol into invariable ones. Meanwhile, this new Kalman filter is combined with the low complexity LMMSE Turbo equalizer based on ICI suppression, and CRC checkout is used to control the iteration times of the algorithm, so it need not many pilot symbols in practice, still can ensure the algorithm performance and reduce the time-delay and complexity of this algorithm.

Key words: Kalman filter estimation; Turbo equalization; OCE-BEM; Doubly-selective channels

1 引言

未来 OFDM 系统将应用于高载频、高移动性的环境中, 信道同时存在时域选择性和频域选择性, 即双选择性, 从而导致子载波间干扰(ICI), 降低了系统性能。为了减小 ICI 的影响, 接收机需要高质量的信道冲激响应(CIR)估计值。目前关于这方面的研究方法已出现很多, 其中将 Kalman 滤波原理用于信道估计的算法^[1-4]也层出不穷, 显示出其优越的性能: 如果信号和噪声是联合高斯的, 则 Kalman 滤波是最佳 MMSE 估计量; 反之, Kalman 滤波器是最佳 LMMSE 估计量。

为了能够快速跟踪无线信道的变化, 我们用自回归(AR)模型来近似衰落信道的时变特性^[5,6]。文献[1]以 AR 模型为基础, 利用基于导频的低维 Kalman 滤波算法进行信道估计, 但在实际系统中, 导频的大量使用将占用系统的宝贵资源; 同时由于接收端不知道基站与移动台的相对运动速度,

这种 Kalman 算法只能在假定的状态转移系数下对时变信道进行跟踪。文献[2]提出了一种修正 Kalman 滤波算法, 能够同时跟踪时变信道以及状态转移系数, 但由于双选择信道中一个符号周期内信道会发生变化, 估计器内部需要多次迭代运算, 带来较大的计算复杂度与计算时延。因此文献[7]提出了用基于过采样的复指数基函数扩展模型(OCE-BEM)来近似描述双选择信道中各个信道时延系数随时间的变化, 从而能够更细致地描述信道抽头系数的时域变化特性, 具有更好的边缘适配性能。

本文针对双选择信道的时变特性, 在文献[2]基础上, 提出了一种新的 Kalman 滤波信道估计算法, 将其应用于过采样的复指数基扩展模型(OCE-BEM), 从而将一个 OFDM 符号周期内信道参数时变的问题转化为参数时不变问题, 同时, 将新的 Kalman 滤波器与基于 ICI 抑制的低复杂度 LMMSE Turbo 均衡器相结合, 并辅以 CRC 校验控制算法迭代次数, 从而不需要使用更多导频符号, 在保证算法性能的基础上, 减小算法的计算时延和复杂度。

本文后续安排如下: 在第 2 节中, 首先给出了 OFDM

2008-06-19 收到, 2008-11-24 改回

江苏省自然科学基金(BK2006701, BK2007002)和国家自然科学基金(60672079)资助课题

的系统模型;第3节则主要讨论了本文算法所用到的双选择信道参数模型,并将其与 AR 信道模型相结合,为下一步分析做好铺垫;第4节是本文的重点,详细分析了文中所提出的双选择信道参数模型下一种基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡算法;第5节给出了计算机仿真结果,并比较分析算法的各种性能,讨论了算法的计算复杂度;最后是结束语。

2 系统模型

图1给出了系统发射端框图。子载波数为 N 的 OFDM 系统中,数据 a_n 首先经过 CRC 处理成为 b_n ,再将 b_n 经过编码器、信道交织、符号映射及 N 点 IFFT 调制后,变换成时域向量 s_m ,插入长度为 L_{cp} 的循环前缀(CP),经并串变换后送到具有加性高斯白噪声的双选择性信道中进行传输。

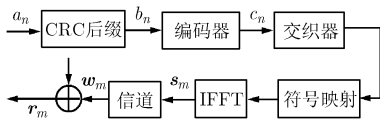


图1 系统模型发射端

假设衰落信道包括 L 条多径,为简化表述,只考虑一个 OFDM 符号块,则接收信号为

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n,l)s(n-l) + w(n) \quad (1)$$

其中 $h(n,l)$ 表示时刻 n 第 l 径的时变抽头增益, $w(n)$ 表示均值为零、方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声。由式(1)可以将去掉循环前缀后的接收信号表达为矩阵形式:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (2)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(0,0) & \mathbf{0} & h(0,L) & \cdots & h(0,1) \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \mathbf{0} & & h(L-1,L) \\ h(L,L) & \cdots & h(L,0) & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & h(N-1,L) & \cdots & h(N-1,0) & \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r(0) \\ r(1) \\ \vdots \\ r(N-1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s(0) \\ s(1) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(N-1) \end{bmatrix}$$

3 双选择性信道参数模型

在最大时延 τ_{\max} 和最大多普勒频移 f_{\max} 满足 $2f_{\max}\tau_{\max} < 1$ 的条件下,将双选择性信道建模为一个 FIR 滤波器,其每一个抽头被表示为一个复指数基函数的叠加,这样双选择性信道可建模为

$$h(n,l) = \sum_{q=0}^Q \varphi_q(n)g_q^{(m)}(l), \quad l \in [0,1,\dots,L] \quad (3)$$

其中 $L = \lceil \tau_{\max} / T_s \rceil$, $Q = 2\lceil 3f_{\max}NT_s \rceil$, T_s 为采样周期, $g_q^{(m)}(l)$ 表示第 m 个 OFDM 符号块的参数。 φ_q 是核函数,描述了信道系数随时间的变化规律,本文选用 $\varphi_q(n) = e^{j2\pi(q-Q/2)n/3N}$ 。略去索引 m ,只考虑一个 OFDM 符号块,将同一时延在不同时刻的系数值表达成列向量形式 $\mathbf{h}(l) = [h(0,l), \dots, h(N-1,l)]^T$,可将式(3)写成矩阵形式:

$$\mathbf{h}(l) = \mathbf{B}\mathbf{g}^l, \quad l \in [0,1,\dots,L] \quad (4)$$

其中 $\mathbf{g}^l = [g_0(l), \dots, g_Q(l)]^T$ 是描述第 l 个抽头时延系数的参数向量,在一个符号时间内保持不变, \mathbf{B} 是以 $[\varphi_q(0), \dots, \varphi_q(N-1)]^T, (q=0, \dots, Q)$ 为列向量的 $N \times (Q+1)$ 维矩阵。

因此,利用上述模型将式(2)重新写为

$$\mathbf{r} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}(\mathbf{b}_q) \mathbf{T}(\mathbf{g}_q) \mathbf{s} + \mathbf{w} = \sum_{q=0}^Q \mathbf{D}(\mathbf{b}_q) \mathbf{T}(\mathbf{s}) \mathbf{g}_q + \mathbf{w} \quad (5)$$

其中 \mathbf{b}_q 是基矩阵 \mathbf{B} 第 q 列组成的列向量, $\mathbf{D}(\mathbf{b}_q)$ 是以 \mathbf{b}_q 为主对角元素的对角矩阵, $\mathbf{T}(\mathbf{g}_q)$ 是以 $\tilde{\mathbf{g}}_q = [g_q(0), \dots, g_q(L), 0, \dots, 0]^T$ 为首列元素的 $N \times N$ 维循环矩阵, $\mathbf{T}(\mathbf{s})$ 是以 $[s(0), \dots, s(N-1)]^T$ 为首列元素的 $N \times (L+1)$ 维循环矩阵, $\mathbf{g}_q = [g_q(0), \dots, g_q(L)]^T$ 。

4 基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡

4.1 新的 Kalman 滤波估计

考虑第 m 个 OFDM 符号块,因为 $\mathbf{h}(n,l) = \alpha_l \mathbf{h}(n-1,l) + \mathbf{v}(n,l)$,可以通过式(4)推导得

$$\mathbf{g}_m^l = \alpha_m \mathbf{g}_{m-1}^l + \mathbf{v}_m^l \quad (6)$$

其中 $\mathbf{g}_m^l = [g_0^m(l), \dots, g_Q^m(l)]^T$, $\mathbf{v}_m^l = \mathbf{B}^l \mathbf{v}(n,l)$ 。

令 $\mathbf{G}_m = [g_0^m(0) \cdots g_0^m(L) \cdots g_Q^m(0) \cdots g_Q^m(L)]^T$

$\mathbf{A} = \text{diag}(\underbrace{\alpha_0 \cdots \alpha_L}_{\text{第1组}}, \dots, \underbrace{\alpha_0 \cdots \alpha_L}_{\text{第Q组}})$,则可以得到状态方程为

$$\mathbf{G}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{G}_{m-1} + \mathbf{V}_m \quad (7)$$

将式(5)写成如下形式:

$$\mathbf{r} = \left(\mathbf{D}(\mathbf{b}_0) \mathbf{T}(\mathbf{s}), \dots, \mathbf{D}(\mathbf{b}_Q) \mathbf{T}(\mathbf{s}) \right) (\mathbf{g}_0, \dots, \mathbf{g}_Q)^T + \mathbf{w} = \mathbf{Y}\mathbf{G} + \mathbf{W} \quad (8)$$

结合式(8)给出的观测方程和式(7)所示的状态方程,可以得到如下状态空间模型:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{G}_{m+1} &= \mathbf{A}_m \mathbf{G}_m + \mathbf{V}_{m+1} \\ \mathbf{r}_m &= \mathbf{Y}_m \mathbf{G}_m + \mathbf{W}_m \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

文献[8]描述的传统 Kalman 滤波器,通过递归过程得到信道估计值 $\hat{\mathbf{G}}_{m+1}$ 。但是这种滤波器没有给出衰落参数 a 的计算方法,很多文献都是在假设接收端参数已知的前提下进行算法设计,这在实际系统中是不可能实现的。有些文献对此进行了改进,根据信道估计出参数定值,但由于这个值是固定不变的,不能有效跟踪时变信道的变化情况。因此本文给出一种衰落参数 a 的估计方法,由于篇幅有限,这里不给出具体的推导,详细步骤可以参考文献[8]中 VFF-RLS 算法

使用的分析过程。

因此, 令 $\mathbf{A}_m = \text{diag}(a_m, \dots, a_m)$, $\mathbf{q}_m = \partial \widehat{\mathbf{G}}_m / \partial a$, 并假设信道功率平均分配, 将新的 Kalman 滤波器算法总结如下:

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{r}_m - \mathbf{Y}_m \widehat{\mathbf{G}}_m \quad (10)$$

$$\mathbf{b}_m = \sigma_m^2 \mathbf{I} + \mathbf{Y}_m \mathbf{P}_m \mathbf{Y}_m^H \quad (11)$$

$$a_m = \left[a_{m-1} + \mu \text{Re} \left\{ \widehat{\mathbf{q}}_m^H \mathbf{Y}_m^H \mathbf{e}_m \right\} \right]_{a_-}^{a_+} \quad (12)$$

$$\mathbf{K}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{P}_m \mathbf{Y}_m^H \mathbf{b}_m^{-1} \quad (13)$$

$$\mathbf{C}_m = \mathbf{A}_m - \mathbf{K}_m \mathbf{Y}_m \quad (14)$$

$$\mathbf{M}_m = \mathbf{A}_m^{-1} \mathbf{K}_m + \mathbf{C}_m \mathbf{S}_m \mathbf{Y}_m^H \mathbf{b}_m^{-1} \quad (15)$$

$$\mathbf{q}_{m+1} = \mathbf{C}_m \mathbf{q}_m + \mathbf{M}_m \mathbf{e}_m + \widehat{\mathbf{G}}_m \quad (16)$$

$$\mathbf{S}_{m+1} = \mathbf{C}_m \mathbf{S}_m \mathbf{C}_m^H - d(2/L) \mathbf{A}_m + 2 \mathbf{C}_m \mathbf{P}_m \quad (17)$$

$$\widehat{\mathbf{G}}_{m+1} = \mathbf{A}_m \widehat{\mathbf{G}}_m + \mathbf{K}_m \mathbf{e}_m \quad (18)$$

$$\mathbf{P}_{m+1} = (\mathbf{A}_m - \mathbf{K}_m \mathbf{Y}_m) \mathbf{P}_m \mathbf{A}_m^H + d((1 - a_m^2)/L) \mathbf{I} \quad (19)$$

其中式(12)中 μ 为收敛参数, 用来调整算法的收敛速度, $[\cdot]_{a_-}^{a_+}$ 表示下限为 a_- , 上限为 a_+ 的截断操作。为降低算法复杂度, 本文利用矩阵求逆的简化公式, 将式(15)中的 \mathbf{b}_m^{-1} 通过式(20)求得

$$\mathbf{b}_m^{-1} = (\sigma_m^2 \mathbf{I})^{-1} - (\sigma_m^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{Y}_m \mathbf{P}_m \mathbf{Y}_m^H (\sigma_m^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot [\mathbf{I} + \mathbf{Y}_m \mathbf{P}_m \mathbf{Y}_m^H (\sigma_m^2 \mathbf{I})^{-1}]^{-1} \quad (20)$$

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{fk} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{H}}_f(\langle k-D \rangle_N, \langle k-2D \rangle_N) & \cdots & \widetilde{\mathbf{H}}_f(\langle k-D \rangle_N, \langle k \rangle_N) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \widetilde{\mathbf{H}}_f(\langle k+D \rangle_N, \langle k \rangle_N) & \cdots & \widetilde{\mathbf{H}}_f(\langle k+D \rangle_N, \langle k-2D \rangle_N) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{w}_k = [w(\langle k-D \rangle_N), \dots, w(\langle k+D \rangle_N)]^T$$

由式(22)可得

$$\widehat{\mathbf{s}}(k) = \mathbf{f}_k^H (\sigma^2 \mathbf{I}_{2D+1} + \widetilde{\mathbf{H}}_{fk} \mathbf{V}_k \widetilde{\mathbf{H}}_{fk}^H)^{-1} (\mathbf{r}_k - \widetilde{\mathbf{H}}_{fk} \mathbf{s}_k') \quad (23)$$

其中

$$\mathbf{f}_k = [\widetilde{\mathbf{H}}_f(\langle k-D \rangle_N, \langle k \rangle_N), \dots, \widetilde{\mathbf{H}}_f(\langle k+D \rangle_N, \langle k \rangle_N)]^T \quad (24)$$

$$\mathbf{s}_k' = [\bar{s}(1), \dots, \bar{s}(k-1), 0, \bar{s}(k+1), \dots, \bar{s}(N)]^T \quad (25)$$

$$\mathbf{V}_k = \text{diag}[v(k-2D), \dots, v(k-1), 1, v(k+1), \dots, v(k+2D)] \quad (26)$$

令 $\mathbf{b}_k = (\sigma^2 \mathbf{I}_{2D+1} + \widetilde{\mathbf{H}}_{fk} \mathbf{V}_k \widetilde{\mathbf{H}}_{fk}^H)^{-1} \mathbf{f}_k$, $g_k = -[\mathbf{b}_k^H (\mathbf{r} - \widetilde{\mathbf{H}}_{fk} \mathbf{s}_k') - \alpha_t \mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k]^2 / (\mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k (1 - \mathbf{t}_k \mathbf{b}_k))$, 则均衡器外信息输出为

$$L_E(c(k, j)) = \ln \frac{\sum_{\forall d_i: d_i, j=0} \exp \left\{ g_k + \sum_{\forall j': j' \neq j} (1 - 2d_{i, j'}) L(c_{k, j'}) / 2 \right\}}{\sum_{\forall d_i: d_i, j=1} \exp \left\{ g_k + \sum_{\forall j': j' \neq j} (1 - 2d_{i, j'}) L(c_{k, j'}) / 2 \right\}} \quad (27)$$

由于 LMMSE 均衡器的输出是比特数据的对数似然比, 因此在编码的 OFDM 系统中, 我们很容易将其与软输入软输出(SISO)译码器结合, 进一步提高系统性能, 其结构可参见图 2。每次迭代, 均衡器和译码器交换外信息, 从而提高了性能。同时 CRC 校验有效控制了算法的迭代次数, 避免了不必要的迭代操作, 这对于实际系统而言, 无疑是节省了

4.2 基于 ICI 抑制的低复杂度 LMMSE Turbo 均衡

4.2.1 基于最大化信干噪比(MSINR)缩短窗的 ICI 抑制^[9]

根据文献[9]中给出的基于最大化信干噪比缩短窗的 ICI 抑制算法, 将上节 NKF 模块(新的 Kalman 滤波器)估计出的信道响应矩阵转化为频域矩阵 $\widehat{\mathbf{H}}_f$, 通过式(21)对 $\widehat{\mathbf{H}}_f$ 进行 ICI 抑制:

$$\widetilde{\mathbf{H}}_f = \mathbf{C}(\boldsymbol{\eta}) \widehat{\mathbf{H}}_f, \quad \mathbf{C}(\boldsymbol{\eta}) = \mathbf{F} \mathbf{D}(\mathbf{b}) \mathbf{F}^H \quad (21)$$

其中 $\mathbf{b} = \arg \max \text{SINR}(\mathbf{b}) = \mathbf{v}(\mathbf{T} \odot \widehat{\mathbf{R}}^*, \text{diag}(\widehat{\mathbf{R}} + \sigma^2 \mathbf{I}) - \mathbf{T} \odot \widehat{\mathbf{R}}^*)$, $\mathbf{v}(\mathbf{U}, \mathbf{V})$ 表示矩阵对 (\mathbf{U}, \mathbf{V}) 最大广义特征值对应的广义特征向量, $[\mathbf{T}]_{i,j} = \frac{\sin(\pi(2D+1)(j-i)/N)}{N \sin(\pi(j-i)/N)}$, $\widehat{\mathbf{R}} = \mathbf{H}_{t1} \cdot \mathbf{H}_{t1}^H$ 。

4.2.2 低复杂度 LMMSE Turbo 均衡 文献[10]已证明, 对于第 k 个子载波的接收信号 $r(k)$, 只有临近的 $2D$ 个子载波的干扰存在。因此忽略 $\widetilde{\mathbf{H}}_f$ 中微小量对均衡性能的影响, 可以极大降低 LMMSE 均衡算法的运算复杂度。若令 $\mathbf{r}_k = [r(\langle k-D \rangle_N), \dots, r(\langle k+D \rangle_N)]^T$, $\mathbf{s}_k = [s(\langle k-2D \rangle_N), \dots, s(\langle k+2D \rangle_N)]^T$, 则 \mathbf{r}_k 与 \mathbf{s}_k 关系可表示为

$$\mathbf{r}_k = \widetilde{\mathbf{H}}_{fk} \mathbf{s}_k + \mathbf{w}_k \quad (22)$$

其中

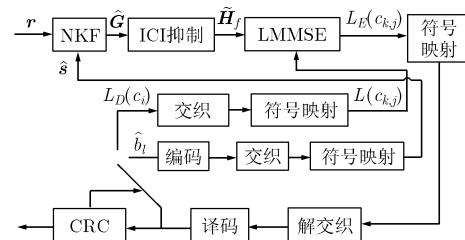


图2 基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡算法框图

系统的宝贵资源。

4.3 基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡算法流程

综上所述, 可以将本文所描述的一种基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡算法归纳为下面所示的迭代过程(先验概率 LLR 的初始值设为 0), 具体模块结构见图 2 所示。

步骤 1 在初始时刻, 首先发送训练符号作为第 1 个符号。将信道初始响应 $\widehat{\mathbf{G}}_0$ 送入新 Kalman 滤波器(NKF)模块, 预测下一时刻的信道响应估计值 $\widehat{\mathbf{G}}_1$ 。

步骤 2 在第 $m(m=1, 2, \dots)$ 时刻, 发送数据符号 \mathbf{s}_m 。 $\widehat{\mathbf{G}}_m$ 经 ICI 抑制后得到频域估值 $\widetilde{\mathbf{H}}_{f,m}$ 。将 $\widetilde{\mathbf{H}}_{f,m}$ 和接收到的 \mathbf{r}_m 输入 LMMSE Turbo 均衡器进行迭代均衡。每迭代一次, 均对硬判决结果进行 CRC 判决, 若 CRC 正确, 则迭代停止,

将硬判估值重新进行编码、交织、符号映射, 得到第 m 时刻的发送符号估计值 \hat{s}_m 。反之, 若 CRC 错误, 继续重复 LMMSE Turbo 均衡器迭代, 直到 CRC 判决正确。

步骤 3 将 \hat{s}_m, r_m 和 \hat{G}_m 送入 NKF 模块, 预测第 $m+1$ 时刻的信道响应估计值 \hat{G}_{m+1} 。

步骤 4 令 $m+1 \rightarrow m$, 返回步骤 2, 对下一个 OFDM 符号进行均衡。

5 仿真分析

5.1 仿真参数

设子载波数 $N = 128$, CP 长度为 $N/4$ 。使用(7,5)卷积码, 其码率为 $1/2$, 采用 SISO-MAP 译码。仿真采用瑞利衰落信道, 将多普勒频移 f_dNT_s 分别取 0.2 和 1.5。本文 NKF 模块的初始值设定与文献[2]中相同: $a_- = 0.98$, $a_+ = 1$, $q_0 = \mathbf{0}_{LQ \times 1}$, $a_0 = 1$, $\mu = 5 \times 10^{-5}$, $S_0 = \mathbf{0}$, $P_0 = 100$ 。

5.2 性能分析

图 3 和图 4 比较了不同的归一化多普勒频率情况下线性插值(L.I.)算法[11], MMSE 均衡和本文所构造的基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡(NKF+TURBO)的 BER 性能。当 $f_dNT_s = 0.2$ 时, 式(4)的信道参数模型 B 中基的个数取 3, 由于此时 ICI 对系统的影响较小, 从图 3 可以看出, L.I.算法和 MMSE 算法的 BER 性能接近, 而 NKF+TURBO 算法 BER 性能明显优于前两种算法。当 $f_dNT_s = 1.5$ 时, B 中基的个数取 5, 此时 ICI 对系统性能的影响变得很大。从图 4 中可以看出, L.I.算法由于没有考虑 ICI 的影响, 其性能明显下降。MMSE 算法虽然略优于 L.I., 但其 BER 性能明显不如 NKF+TURBO 算法。通过比较可以看出, 本文所提出的 NKF+TURBO 算法能够有效地跟踪时变信道, 其性能不易被 ICI 影响, 即使在 f_dNT_s 比较高时仍能保持良好的系统性能。

图 5 比较了不同 f_dNT_s 下, NKF+TURBO 算法与理想信道估计算法的 BER 性能。从图中可以看出, 无论信道变化较快还是较慢, 随着信噪比的增加, 两种算法之间都存在一种性能逐渐逼近的现象, 这主要是由于 NKF+TURBO 算法需要反馈信号进行迭代, 若信噪比较低, 则反馈信号引起的误差传播影响较大。较之 $f_dNT_s = 0.2$ 时的性能, NKF+TURBO 算法在 $f_dNT_s = 1.5$ 时性能有所下降, 这主要是由

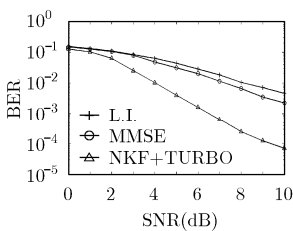


图 3 在 $f_dNT_s = 0.2$ 时, 3 种算法的 BER 性能

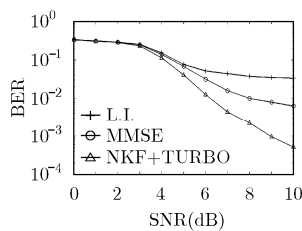


图 4 在 $f_dNT_s = 1.5$ 时, 3 种算法的 BER 性能

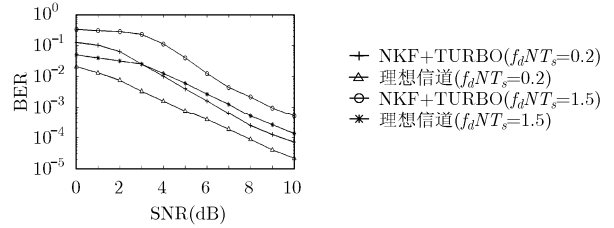


图 5 不同 f_dNT_s 下, NKF+TURBO 算法性能

于算法中需要估计的参数总数随着模型基的数目增加而增加。当信道有 $L+1$ 条路径时, 若 $f_dNT_s = 0.2$, 仅需估计 $(Q+1)(L+1) = 4(L+1)$ 个参数, 若 $f_dNT_s = 1.5$, 则需要估计 $6(L+1)$ 个参数, 参数数目的增加将造成信道估计的性能有所下降。

从图 6 和图 7 中可以看出, 随着算法迭代次数的增加, 系统的 BER 性能逐渐得到改善。无论是信道变化较慢还是较快, 经过一次迭代后, 系统误码率已大大降低; 经过 3 次迭代后, 系统误码率性能更是得到改善。本文所提出的方法(迭代次数根据 CRC 判决)由于使用了 CRC 校验限制了迭代次数, 因此在满足 CRC 的条件下, 算法将不再进行进一步的迭代。从图中可以看出, 本文算法性能明显优于一次迭代, 但相对于 3 次迭代而言略有不足, 这主要是因为随着迭代次数的不断增加, 时变信道的时变特性性能被更好地利用, 从而提高算法的性能。

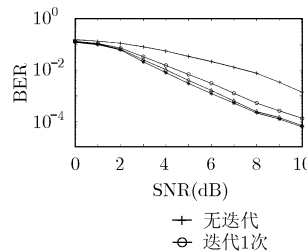


图 6 $f_dNT_s = 0.2$ 时, 不同迭代次数的 BER 性能

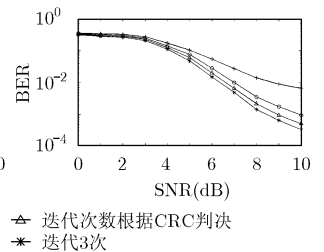


图 7 $f_dNT_s = 1.5$ 时, 不同迭代次数的 BER 性能

5.3 复杂度分析

本文所构造的 NKF+TURBO 算法的关键部分是信道参数模型 OCE-BEM, NKF, ICI 抑制, TURBO 迭代思想和 CRC 判决的结合。就一次迭代而言, OCE-BEM 模型的应用, 将一个 OFDM 符号周期内信道时变的问题转化为参数时不变问题, 因此 NKF 模块只需 $o((L+1) \times (Q+1))$ 的运算量就可更新一个 OFDM 符号的 CIR 估计值, 当 N 较大时, 其运算量几乎可以忽略不计; ICI 抑制模块中, 对一个 OFDM 符号的 CIR 估计值进行 ICI 抑制, 需要 $o(N \log N)$ 的运算量; 而在 TURBO 均衡过程中, 由于使用了低复杂度的 LMMSE 均衡算法, 其运算量约为 $o(N(2D+1)^2)$ 。结合整个迭代思想考虑, 则 NKF+TURBO 算法总的运算量约

为 $o(N(2D+1)^2 + N \log N)$ ，明显低于 MMSE 算法的 $o(N^3)$ 。同时，本文运用 CRC 判决的方法对迭代次数进行了限制，在算法性能达到某一精度的情况下，即刻停止复杂的迭代操作，即在算法性能和实现复杂度之间做了一个适当的折衷。因此，本文算法在保证双选择信道跟踪性能、有效抑制 ICI 影响的同时，大大降低了运算复杂度。

6 结束语

针对 OFDM 系统中双选择信道的时变特性，本文提出了一种基于新 Kalman 滤波估计的 Turbo 均衡算法，将其应用于过采样的复指数基模型(OCE-BEM)，从而将一个 OFDM 符号周期内信道参数时变的问题转化为参数时不变问题，同时，将这种新的 Kalman 滤波器与基于 ICI 抑制的低复杂度 LMMSE Turbo 均衡器相结合，并辅以 CRC 校验控制算法迭代次数，在保证算法性能的基础上，减小算法的计算时延和复杂度。仿真结果表明，本文给出的方法在双选择信道下能够有效地跟踪信道变化并抑制 ICI 影响，这种算法只需要在发送序列的第 1 个符号发送训练序列，而在信道跟踪阶段无需附加导频信息，提高了系统效率，具有实用价值。

参 考 文 献

- [1] 宋铁成, 尤肖虎, 沈连丰, 宋晓晋. 基于导频和修正 Kalman 滤波的 MIMO-OFDM 信道估计方法. *通信学报*, 2007, 28(2): 23-28.
Song Tie-cheng, You Xiao-hu, Shen Lian-feng, and Song Xiao-jin. Channel estimation method for MIMO-OFDM systems based on pilots and modified Kalman filter[J]. *Journal on Communications*, 2007, 28(2): 23-28.
- [2] Han Ki-young, Lee Sang-wook, Lim Jun-seok, and Sung Koeng-mo. Channel estimation for OFDM with fast fading channels by modified Kalman filter[J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2004, 50(2): 443-449.
- [3] Li Xin and Wong T F. Turbo equalization with nonlinear Kalman filtering for time-varying frequency-selective fading channels[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6(2): 691-700.
- [4] Song Jian-ming and Ding Xuan-hao. Modified Kalman filter for MIMO-OFDM time-varying channel tracking[J]. *Modern Electronics Technique*, 2005, 204(13): 14-19.
- [5] Tsatsanis M K, Giannakis G B, and Zhou G. Estimation and equalization of fading channels with random coefficients[C]. International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing 1996, Atlanta, 7-10 May 1996, 2: 1093-1096.
- [6] Davis L M, Collings I B, and Evans R J. Coupled estimators for equalization of fast-fading mobile channels[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(10): 1262-1265.
- [7] Barhumi I, Leus G, and Moonen M. Equalization for OFDM over doubly selective channels[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(4): 1445-1457.
- [8] Haykin S. Adaptive Filter Theory[M]. Fourth Edition Englewood Cliff: Prentice Hall, 2002, Chapter 10, 12 and 14.
- [9] Schniter P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly-selective channels[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [10] Cai X and Giannakis G B. Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(12): 2047-2056.
- [11] Jeon W G, Chang K H, and Cho Y S. An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(1): 27-32.

屠 佳: 女, 1983 年生, 博士生, 研究方向为信道估计与均衡等.

蔡跃明: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信、无线传感器网络等.

徐友云: 男, 1966 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信网、信道编码与调制等.