

双选择性衰落信道下的改进型频域判决反馈均衡

冯昂, 张莹, 邓科

(西安交通大学智能网络与网络安全教育部重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对双选择性衰落信道下传统频域判决反馈均衡(FD-DFE)会遭受严重性能损失的问题, 提出一种新的重叠保留频域判决反馈均衡(OLS-FD-DFE)算法. 首先, 在设计前馈滤波器时, 通过对其取值范围做出约束, 使得有效抽头只在指定区间内存在非 0 值. 然后, 利用重叠保留法, 将数据块分割为多个子块再进行频域均衡, 如果子块长度小于信道相干时宽, 只要在均衡每个子块时依据信道响应更新滤波器系数, 就可以明显提高对信道时变的容忍度. 仿真结果表明, 当移动速度为 100 km/h 时, OLS-FD-DFE 算法在信噪比 20 dB 处的误码率可以达到 2×10^{-5} , 而相同情况下 FD-DFE 算法的误码率只能达到 8×10^{-4} .

关键词: 单载波调制; 频域均衡; 重叠保留; 判决反馈均衡

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2010)10-0067-05

A Modified Frequency-Domain Decision-Feedback Equalization for Doubly-Selective Fading Channels

FENG Ang, ZHANG Ying, DENG Ke

(MOE Key Lab for Intelligent Networks and Network Security, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A novel overlap-save frequency-domain decision-feedback equalizer (OLS-FD-DFE) is proposed to improve the problem that the conventional frequency-domain decision-feedback equalizer (FD-DFE) suffers from severe performance detriment in doubly-selective fading channels. The feedforward filter is designed with constraint on its time-domain values such that the effective taps have non-zero values only in a predefined range. Then, the overlap-save method is applied to divide the original block-wise convolution into several subblock-wise convolutions. When the length of subblock is less than the coherence time of the channel, the tolerance to the channel time-variation can be significantly improved, as long as the filter coefficients are updated according to the channel response. Simulation results show that if the mobile moves at the speed of 100 km/h, OLS-FD-DFE achieves 2×10^{-5} bit error rate when the signal-to-noise ratio is 20 dB, while FD-DFE achieves only 8×10^{-4} bit error rate in the same scenario.

Keywords: single-carrier modulation; frequency-domain equalization; overlap-save; decision-feedback equalization

近年来,单载波调制(SCM)重新受到人们的关注^[1],因为它可以避免正交频分复用(OFDM)中的高峰均比和对载波频偏敏感等问题^[2-3].在 SCM 系统中,如果信道是循环卷积的,接收端往往采用频域均衡(FDE)以降低计算复杂度.然而,如果信道变化很快或者数据块很长,FDE 的性能也会受到影响.已有的双选择性衰落信道下的 FDE 算法分为 2 种:①通过迭代方法恢复信道的循环卷积特征^[4-5];②将一个很长的数据块分割为多个较短的子块,再对每个子块分别均衡^[6].第一种方法的复杂度很高,与

收稿日期: 2010-03-08. 作者简介: 冯昂(1979—),男,博士生;邓科(联系人),男,副教授. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772095,60971113);教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(200806980020).

FDE 所追求的低复杂度目标不完全相符. 第二种方法由于子块和子块之间缺少保护间隔(GI), 因此 FDE 还需要重构 GI 后才能正确执行. 文献[6]提出了用线性 FDE 输出作为反馈来重构 GI, 并且假设反馈正确, 然而对无 GI 的信号进行线性 FDE 处理后, 数据块中心位置符号的可信度较高, 而两端位置符号的可信度较低^[7], 在 GI 重构时又要用到两端位置的符号, 所以理想反馈很难实现. 虽然可以利用迭代方法重构 GI^[8-9], 但是又会增加复杂度, 同样会失去 FDE 的优势.

本文从频域判决反馈均衡(FD-DFE)出发, 提出一种新的 DFE 结构的接收机. DFE 可以分解为一个信道截短滤波器(CSE)和一个干扰抵消器^[10]. 如果 CSE 在时域是有限长的(不一定是因果的), 那么较长的卷积可以在重叠保留法的帮助下用较短的卷积并辅以 FFT 来实现. 基于此观点, 我们设计了一个有限长的 CSE 替换 FD-DFE 中原有的 CSE, 然后利用重叠保留法对信号一个子块一个子块地进行处理. 在时变信道下, 只要根据瞬时信道信息更新滤波器系数即可. 本文提出的重叠保留频域判决反馈均衡(OLS-FD-DFE)与文献[11]中的 MMSE-DFE 是不同的, 这是因为 OLS-FD-DFE 的有效抽头被挤压至每个数据块的两端, 而不是中间. 仿真结果表明, OLS-FD-DFE 在时不变信道下可以有效逼近 FD-DFE, 在时变信道下可以获得比 FD-DFE 更好的性能.

1 系统模型

考虑一个单载波调制系统的基带离散模型, 数据块内插入独特字符(UW)作为数据块之间的 GI, 如图 1 所示. 信道定义为有 L 个有效抽头的 FIR 滤波器. 假设每个数据块包含 N 个有效符号和 2 个 N_{UW} 长的 UW, 而且 UW 长度足以避免出现块间串扰(ABI), 即 $N_{\text{UW}} \geq L-1$. 第 1 个 UW 作为第 2 个 UW 的循环前缀, 那么第 2 个 UW 可以在频域估计信道冲激响应(CIR). 对于时变信道, 数据块内部的 CIR 则用内插的方法获得. 将 FFT 点数记为 P , 令其满足 $N+L-1 \leq P \leq N+2N_{\text{UW}}$. 在接收端, 首先利用 UW 对 CIR 进行估计, 然后将 UW 以及所引起的 ISI 从接收信号中删除, 如图 2 所示.

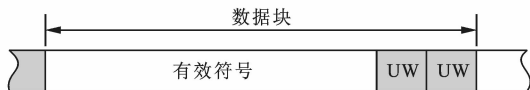


图 1 发射信号的数据块结构

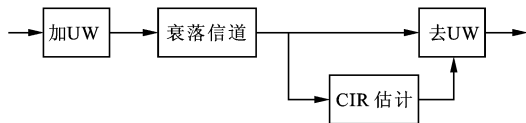


图 2 UW 辅助的 SCM 传输结构图

于是, 等效系统模型可以表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{d} + \mathbf{w} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{N-1}, \mathbf{0}_{1 \times (P-N)}]^T$ 表示发射信号向量, $\mathbf{0}_{m \times n}$ 表示 $m \times n$ 维全 0 矩阵, 发射信号假设是功率为 σ_d^2 的独立同分布的随机变量; 信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的具体形式为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & 0 & \cdots & 0 & h_{p-L+1,L-1} & \cdots & h_{p-1,1} \\ h_{0,1} & h_{1,0} & \cdots & 0 & 0 & \cdots & h_{p-1,2} \\ \vdots & h_{1,1} & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ h_{0,L-1} & \vdots & & \vdots & \vdots & & h_{p-1,L-1} \\ 0 & h_{1,L-1} & \cdots & h_{p-L,0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h_{p-L,1} & h_{p-L+1,0} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h_{p-L,L-1} & h_{p-L+1,L-2} & \cdots & h_{p-1,0} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $h_{t,l}$ 表示第 l 条径在 t 时刻的响应. 同样, 我们将接收信号向量和噪声向量分别记为 $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{p-1}]^T$ 和 $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{p-1}]^T$. 向量 $\mathbf{w}$ 中的分量是方差为 σ_w^2 的独立同分布的高斯随机变量. 接下来, 首先讨论时不变信道下的滤波器设计, 然后将其推广至时变信道中.

2 时不变信道

因为信道矩阵 $\mathbf{H}$ 是循环卷积的, 所以系统模型可以在频域表示为

$$\mathbf{X}_p = \mathbf{H}_p \mathbf{D}_p + \mathbf{W}_p, \quad p = 0, \dots, P-1 \quad (3)$$

式中: $\mathbf{D}_p$ 、 $\mathbf{H}_p$ 、 $\mathbf{X}_p$ 和 $\mathbf{W}_p$ 表示发射信号、CIR、接收信号和噪声在第 p 个载波上的采样值. 令 $g_{\text{FF},l}$ 和 $g_{\text{FB},l}$ 分别表示前馈滤波器(FFF)和反馈滤波器(FBF)在第 l 个时刻的响应, 并且将 FFF 和 FBF 的系数收集在向量

$$\mathbf{g}_{\text{FF}} = [g_{\text{FF},-N_+}, g_{\text{FF},-N_++1}, \dots, g_{\text{FF},0}, \dots, g_{\text{FF},N_- - 1}] \quad (4)$$

$$\mathbf{g}_{\text{FB}} = [g_{\text{FB},1}, g_{\text{FB},2}, \dots, g_{\text{FB},N_B - 1}] \quad (5)$$

之中. 图 3 给出了通用 DFE 结构的系统框图. 因为 TIR 是存在白噪声的正则滤波器, 所以均衡只需要

$(N_- + N_+)$ 个符号. 对于 CSE 有效抽头数而言, 虽然本文提出的 OLS-FD-DFE 的抽头数要比 FD-DFE 的少, 但是当 TIR 长度与实际信道长度相等时, 性能损失可以忽略.

3 时变信道

当信道在一个数据块传输时间内变化较快时, 由于载波间的正交性被破坏, FD-DFE 会出现严重的性能畸变. 如果使用 OLS-FD-DFE, 我们可以将数据块分割为较短的子块, 并将子块长度 D 取得足够小, 以使信道在该子块内是近似不变的. 但是, 在式(8)中, 关键参数 $q_l (l=0, \dots, N_- + N_+ - 1)$ 需要在整个数据块的基础上计算. 它可以另写为

$$q_l = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{i_1=0}^{L-1} \sum_{i_2=0}^{L-1} h_{i_1} h_{i_2}^* \cdot \exp\left(j \frac{2\pi(i_2 - i_1 + l)p}{P}\right) + \frac{\alpha}{P} \sum_{p=0}^{P-1} \exp\left(j \frac{2\pi lp}{P}\right) = \sum_{i_1=0}^{L-1} \sum_{i_2=0}^{L-1} h_{i_1} h_{i_2}^* \delta(i_2 - i_1 + l) + \alpha \delta(l) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i h_{i-l}^* + \alpha \delta(l) \quad (19)$$

显然, 系数计算和信号处理都可以基于子块实现. 于是, 可以定义一个很长的子块以提高传输效率, 同时定义一个较短的子块以增强对信道时变的容忍度. 子块长度可以根据信道时变程度来设置, 具体分析将在下节中通过仿真给出.

4 仿真结果

考虑一个载波频率为 5 GHz、传输速率为 10 Mb/s 的 SCM 系统, 该系统采用 QPSK 调制方式, 每个数据块包含 2 048 个符号, 其中 2 032 个是信息符号, 16 个是 UW 符号, 符号持续期 $T_s = 10^{-7}$ s. 信道定义为 $L=5$ 的独立分布 Rayleigh 衰落信道, 功率时延谱为指数分布, 并假设根均方(RMS)值为 2. 在 OLS-FD-DFE 中, 本文采用 128 点 FFT, 重叠保留的总长度为 $N_- + N_+ = 10$. 假设 CIR 在接收端是确切已知的, 在 FD-DFE 中, 用数据块中心位置的 CIR 计算滤波器系数, 在 OLS-FD-DFE 中, 用子块中心位置的 CIR 计算滤波器系数.

图 4 给出了 OLS-FD-DFE 和 FD-DFE 在时变信道下的误码率比较, 信噪比(R_{SN})定义为接收天线的平均信号功率与噪声方差之比. 时变信道由 Jakes 模型构造的 Doppler 频移信道生成, 假设移动端分别以 100、200、300、400 和 500 km/h 的速度行驶,

对应的归一化最大 Doppler 频偏 f_d 分别为 4.63×10^{-5} 、 9.26×10^{-5} 、 1.389×10^{-4} 、 1.852×10^{-4} 和 2.315×10^{-4} . 图 4 给出了 FD-DFE 和 OLS-FD-DFE 在这些时变信道下的误码率曲线, 其中 N_B 均等于 5. 可以看到, 相对 FD-DFE 而言, OLS-FD-DFE 对信道时变的容忍度更高一些. 例如, 当 f_d 从 4.63×10^{-5} 提升至 2.315×10^{-4} 时, FD-DFE 的性能损失非常严重, 误码率平台被越抬越高. 然而, OLS-FD-DFE 的误码率并没有因为信道时变而发生明显变化. 图 5 显示了时变信道下的误码率与数据块长度(用符号数表示)的关系, 仿真中移动端以 206 km/h 的速度行驶, 对应的归一化 Doppler 频偏约为 $f_d = 10^{-4}$, R_{SN} 定义为 18 dB. 当数据块长度从 128 增加至 8 192 时, 可以看到, FD-DFE 由于块内信道变化程度相对增加, 其性能急剧下降. 例如, 在块长为 128 时, FD-DFE 的误码率可以达到 8×10^{-5} , 但是在块长为 8 192 时, 其误码率只能达到 2×10^{-1} . 图 5 中还给出了 OLS-FD-DFE 采用 $D=128$ 、 $D=256$ 和 $D=512$, FFT 3 种情况下的误码率与数据块长度的关系曲线. 容易看出, OLS-FD-DFE 对数据块长度是不敏感的, 在 128~8 192 个字符区间基本保持稳定的结果. 如果增加 FFT 点数, 由于子块内的信道变化程度也会增加, 故其性能也会有所下降. 图 5 还说明, 当接收端使用 OLS-FD-DFE 时, 发射端可以尽可能地增加数据块长度以提高传输效率, 而不必担心性能损失. 一般情况下, 当 $Df_d \leq 0.03$, 子块内的信道近似不变, 可以得到较好的结果. 实际工程中, 还应根据信道的时间和频率变化快慢选择参数, 使得在性能达标的前提下, 获得尽可能低的复杂度.

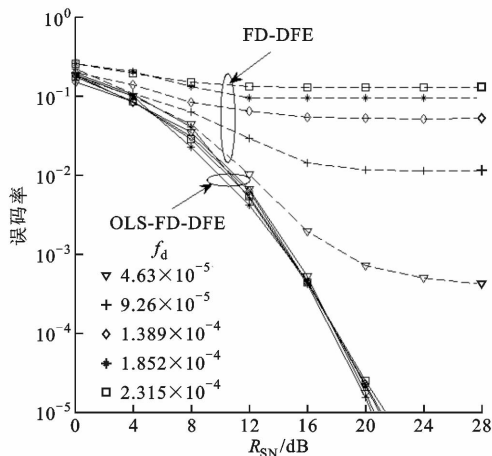


图4 时变信道下 OLS-FD-DFE 和 FD-DFE 的误码率性能比较

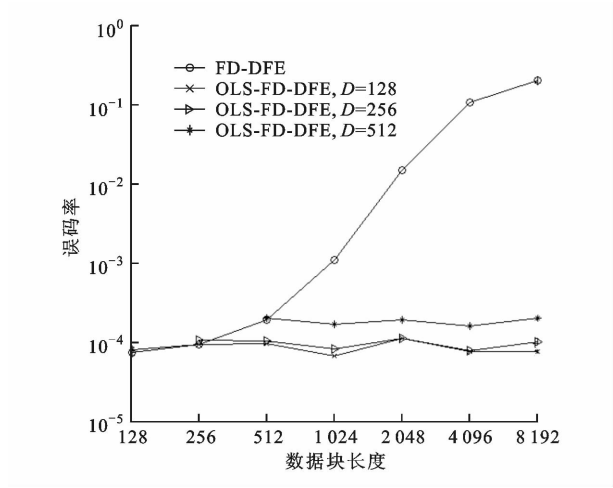


图 5 误码率与数据块长度的关系

5 结 论

本文提出了适用于双选择衰落信道下的改进型 FD-DFE(OLS-FD-DFE). 该方法利用基于子块长度的均衡器对接收信号进行处理,从而达到对信道时变更高的容忍度. 因此,可以给块长赋予较大的值,同时给予子块赋予较小的值,以获得高传输效率和低误码率的双重效果. 仿真结果表明,所提出的 OLS-FD-DFE 在时变信道下可以获得比传统 FD-DFE 更高的性能.

参考文献:

[1] FALCONER D, ARIYAVISITAKUL S L, BENY-AMIN-SEEYAR A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40 (4): 58-66.

[2] 武林俊, 朱世华, 冯兴乐. 降低功率控制下正交频分复用系统的峰均比[J]. 西安交通大学学报, 2005, 39 (8): 859-862.

WU Linjun, ZHU Shihua, FENG Xingle. Reducing peak-to-average power ratio for orthogonal frequency division multiplexing systems under low power control [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2005, 39 (8):859-862.

[3] 侯永宏, 杨刚, 王安国, 等. 时域同步正交频分复用系统的频偏估计[J]. 西安交通大学学报, 2009, 43

(12):101-105.

HOU Yonggui, YANG Gang, WANG Anguo, et al. Frequency deviation estimation for TDS-OFDM system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43 (12):101-105.

[4] SCHNITER P, LIU Hong. Iterative frequency-domain equalization for single-carrier systems in doubly-dispersive channels [C]// Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004:126-130.

[5] AHMED S, SELLATHURAI M, LAMBOTHARAN S, et al. Low-complexity iterative method of equalization for single carrier with cyclic prefix in doubly selective channels [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2006, 13 (1):5-8.

[6] KAMBARA K, NISHIMOTO H, NISHIMURA T, et al. Subblock processing in MMSE-FDE under fast fading environments [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26 (2):359-365.

[7] HAYASHI K, SAKAI H. Interference cancellation schemes for single-carrier block transmission with insufficient cyclic prefix [EB/OL]. [2008-01-04]. <http://www.hindawi.com/journals/wcn/2008/130747.abs.html>.

[8] GUSMAO A, TORRES P, DINIS R, et al. A reduced-CP approach to SC/FDE block transmission for broadband wireless communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55 (4):801-809.

[9] LI Ye, MCLAUGHLIN S, CRUICKSHANK D G M. Bandwidth efficient single carrier systems with frequency domain equalisation [J]. Electronics Letters, 2005, 41 (15):857-858.

[10] AI-DHAHIR N, CIOFFI J M. Efficiently computed reduced-parameter input-aided MMSE equalizers for ML detection: a unified approach [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1996, 42(3):903-915.

[11] AI-DHAHIR N, CIOFFI J M. MMSE decision-feedback equalizers: finite-length results [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(4):961-975.

[12] OPPENHEIM A V, SCHAFER R W, BUCK J R. Discrete-time signal processing [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall Inc., 1999.

(编辑 刘杨)