

一种 AOWL-FSLE 的 UWB 均衡接收机

刘志勇^{1,2}, 张钦宇¹, 张乃通³

(1. 哈尔滨工业大学 深圳研究生院, 518055 广东 深圳, liuzhiyong79@yahoo.com.cn; 2. 哈尔滨工业大学(威海) 信息科学与工程学院, 264209 山东 威海; 3. 哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 150001 哈尔滨)

摘要: 针对 UWB(Ultra Wideband)系统在不同室内环境下信道不同对 ISI 抑制带来的影响,提出了一种可调观察窗口长度分数间隔线性均衡的(AOWL-FSLE)均衡接收机.该接收机能够根据室内信道不同,自适应地调整观察窗口长度.研究表明,当信道变化时,与固定观察窗口长度分数间隔线性均衡的(FOWL-FSLE)均衡接收机相比,该接收机能够更有效地抑制 ISI 影响,提高系统的 BER 性能.

关键词: 超宽带;码间干扰;AOWL-FSLE;均衡接收机

中图分类号: TN914 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2011)01-0041-05

AOWL-FSLE based equalization receiver for UWB systems

LIU Zhi-yong^{1,2}, ZHANG Qin-yu¹, ZHANG Nai-tong³

(1. Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, 518055 Shenzhen, Guangdong, China, liuzhiyong79@yahoo.com.cn; 2. School of Information Science and Engineering, Harbin Institute of Technology(Weihai), 264209 Weihai, Shandong, China; 3. School of Electronic and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: To suppress the effect that differences of channel in different indoor environment bring to mitigation of ISI for UWB receiver, an adjustable observation window length-fractionally spaced linear equalization (AOWL-FSLE) equalization receiver is proposed in this paper. The receiver can adaptively select the observation window length according to difference of channel. Simulation results show that when channel changed, compared with fixed observation window length-fractionally spaced linear equalization (FOWL-FSLE) equalization receiver, the AOWL-FSLE equalization receiver can achieve better BER performance, because it can suppress the effect of ISI more effectively.

Key words: UWB; Inter-Symbol Interference; AOWL-FSLE; equalization receiver

在 UWB 系统中,由于脉冲经历的路径不同,导致每一径脉冲信号遭受不同的波形失真,对接收机有效地收集信号能量带来了挑战^[1],这使得采用一个理想的视距到达脉冲波形作为匹配滤波模板仅仅是一种次优方法.此外,由于 UWB 信道具有环境相关性,因此用于 UWB 系统的最优匹配滤波模板无法预先获得.为了在不同的室内环境下都能获得一定的信噪比增益,UWB 系统接收机的匹配滤波模板必须能够自适应于不同的信

道,从而能更有效地收集多径信号能量.同时,当传输速率很高时,ISI 严重恶化 BER 性能,以至于系统无法工作^[2].

针对波形失真和 ISI 对高速 UWB 系统接收机设计带来的挑战,文献[3-4]提出了能够联合实现匹配滤波和信道均衡的均衡接收机.该接收机采用固定观察窗口长度分数间隔线性均衡(Fixed Observation Window Length-Fractionally Sampling Linear Equalization, FOWL-FSLE)的均衡器结构,能够起到匹配滤波和符号间隔均衡的作用^[5].由于 ISI 的抑制效果与均衡接收机的观察窗口长度(Observation Window Length, OWL)有关,且信道不同会给 ISI 抑制带来影响.因此 FOWL-FSLE 均衡接收机对 ISI 抑制不是最优,且

收稿日期: 2009-11-09.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60702034).

作者简介: 刘志勇(1979—),男,博士研究生;

张钦宇(1972—),男,教授,博士生导师;

张乃通(1934—),男,教授,中国工程院院士.

对信道不具备自适应性。

针对 FOWL - FSLE 均衡接收机不能根据信道自适应调整 OWL 的问题, 基于文献[6]的工作, 本文提出了一种可调观察窗口长度分数间隔线性均衡 (Adjustable Observation Window Length-Fractionally Sampling Linear Equalization, AOWL-FSLE) 的均衡接收机, 来解决不同室内环境下 ISI 的抑制问题。

1 系统模型

考虑一个单用户 UWB 系统, 等概率二进制比特流 $\{d(j)\} \in \{1, -1\}$ 以高斯二阶脉冲波形 $w(t)$ 采用 BPSK 调制, 发送信号为

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d(j)w(t - jT_p).$$

式中: j 表示第 j 个比特; T_p 为脉冲重复周期, 脉冲持续时间为 $T_{\text{uwb}} (T_{\text{uwb}} < T_p)$ 。

本文采用 802.15.3a S-V UWB 信道模型^[7]. 信道冲激响应模型为

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}).$$

式中: $\alpha_{k,l}$ 表示第 l 簇的第 k 条多径的正态衰落系数; T_l 是第 l 簇的延迟; $\tau_{k,l}$ 是相对于第 l 簇到达时间 T_l 第 k 条多径的延迟时间; X 表示正态衰落。

发射信号经过 UWB 信道后, 接收端信号可表示为

$$r(t) = s(t) * h(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} d(j)w(t - T_l - \tau_{k,l} - jT_p) + n(t).$$

其中 $n(t)$ 是加性高斯白噪声。

2 AOWL-FSLE 均衡接收机

ISI 的产生受信道影响, 不同室内环境下的 ISI 程度是不同的, 由此在本节提出了一种 AOWL-FSLE 均衡接收机以更好地抑制 ISI 和消除信道不同带给 ISI 抑制的影响。

2.1 均衡接收机观察窗口长度与稳态 MSE 的关系

均衡接收机采用 LMS 算法自适应调整, 据文献[8], 均衡接收机能够达到的稳态 MSE 可以表示为

$$J_N(\infty) = J_{\text{mmse},N} + 0.5\mu N \lambda_{\text{av}} \text{Tr}(\mathbf{R}). \quad (1)$$

其中 $\mathbf{R} = \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^T(n)$ 为均衡接收机输入信号的自相关矩阵, $J_{\text{mmse},N}$ 表示当均衡接收机的 OWL 为 N 时在最优维纳滤波情况下的最小 MSE。

令 $\lambda_{\text{av}} = N^{-1} \sum_{k=1}^N \lambda_k$, 式(1) 可写为

$$J_N(\infty) = J_{\text{mmse},N} + 0.5\mu N \lambda_{\text{av}} J_{\text{mmse},N}. \quad (2)$$

在上式中, 如果 N 增加, $J_{\text{mmse},N}$ 可能减小 ($J_{\text{mmse},N}$ 是单调非增函数). 然而不易判断式(2) 中等号右边第 2 项的变化趋势, 因为其双重依赖于 N 值的大小. 如果 N 值太大, $J_{\text{mmse},N}$ 的减小将不能弥补第 2 项值的增加. 式(2) 取最小值时的 N 值, 称之为均衡接收机的最优 OWL N_0 . 从 N_0 到 $+\infty$, $J_N(\infty)$ 是 N 的单调非减函数. 当 N 的值小于 N_0 的时候, $J_N(\infty)$ 是 N 的单调减函数。

由于最优 OWL 和 $J_{\text{mmse},N}$ 之间的非线性关系, 最优 OWL 很难直接获得. 因此采用次最优 OWL 定义. 据文献[6,9-10], 定义次最优 OWL 为

$$\min \{N \mid \xi_{N-\Delta} - \xi_N \leq \varepsilon, N > N_0\}.$$

式中 Δ 为 OWL 增量, ξ_N 是抽头长度为 N 时的稳态均方误差, ε 为很小的正数。

2.2 AOWL-FSLE 均衡接收机

首先定义 AOWL-FSLE 均衡接收机输出的绝对误差为

$$e_s(n) = |d(n) - y(n)|.$$

其中 $y(n)$ 为 AOWL-FSLE 均衡接收机的输出。

均方误差 (MSE) 可以由下式得到:

$$E_{\text{MSE}}(n) = E[|d(n) - y(n)|^2] = \frac{\sum_{i=1}^n e_s(i)^2}{n}.$$

假定离散时间随机过程 $e_s(n)$ 的均值具有各态历经性, 即时间平均等于总体平均. 为了避免重复计算在每个 OWL 下的除法运算, 用于评估不同 OWL 的性能标准采用累积均方误差 (accumulated squared error, ASE), 由下式定义:

$$E_{\text{ASE}}(n) = \sum_{i=1}^n |d(i) - y(i)|^2 = \sum_{i=1}^n e_s(i)^2.$$

均衡接收机的 OWL 与其所能达到的稳态 E_{MSE} 密切相关, 不同 OWL 的均衡接收机达到的 E_{ASE} 不同. 因此在抽头更新过程中, 可以通过比较均衡接收机在两个不同 OWL 下的 E_{ASE} 大小来决定增加或减小 OWL。

在 AOWL-FSLE 均衡接收机中, 均衡接收机的输入信号由 $r(n)$ 组成, 即

$$\mathbf{u}(n) = [r(n-1) \quad r(n-2) \quad \cdots \quad r(n-N)].$$

其中 $r(n)$ 是 $r(t)$ 通过 T_s 间隔 (A/D 的采样间隔) 采样后的信号。

定义抽头系数向量为

$$\mathbf{c}(n) = [c_{n1} \quad c_{n2} \quad \cdots \quad c_{n(kT_p/T_s)}],$$

$$N = kT_p/T_s.$$

其中 c_{nj} 是抽头值, k 为均衡接收机观察窗口内包含的码元数, N 是均衡接收机的 OWL。

定义 $E_{ASE,L}$ 为 AOWL-FSLE 均衡接收机在第 L 个 T 时间间隔内的 E_{ASE} . AOWL-FSLE 均衡接收机自适应调整 OWL 的实现过程如下:

1) 如果 $E_{ASE,L}(n) < E_{ASE,L-1}(n)$, OWL 增加 Δ 个抽头;

$$\mathbf{c}'(n) = [c(n) \quad \overbrace{0 \ 0 \ \cdots 0}^{\Delta}],$$

$$\mathbf{u}'(n) = [r(n-1) \quad r(n-2) \quad \cdots \quad r(n-N-\Delta)],$$

$$\mathbf{c}'(n+1) = \mathbf{c}'(n) + \mu \mathbf{u}'(n)(d(n) - \mathbf{c}'(n)\mathbf{u}'(n)^T).$$

其中 μ 为常数.

2) 如果 $E_{ASE,L}(n) > E_{ASE,L-1}(n)$, OWL 减少 Δ 个抽头;

$$\mathbf{c}''(n) = [c_{n1} \quad c_{n2} \quad \cdots \quad c_{n(N-\Delta)}],$$

$$\mathbf{u}''(n) = [r(n-1) \quad r(n-2) \quad \cdots \quad r(n-N+\Delta)],$$

$$\mathbf{c}''(n+1) = \mathbf{c}''(n) + \mu \mathbf{u}''(n)(d(n) - \mathbf{c}''(n)\mathbf{u}''(n)^T).$$

3) 如果 $E_{ASE,L}(n) = E_{ASE,L-1}(n)$, OWL 保持不变.

由 AOWL-FSLE 均衡接收机的实现可以看出, 其计算复杂度与常规 LMS 算法相同, 算法复杂度为 $O(N)$.

3 仿真结果与分析

为了验证所提出方法的有效性, 首先通过仿真验证了 AOWL-FSLE 均衡接收机可以根据室内信道的不同收敛到最优 OWL, 而后比较了 AOWL-FSLE 和 2 码元 OWL FOWL-FSLE 均衡接收机间的 BER 性能, 最后比较 AOWL-FSLE 和 FOWL-FSLE 均衡接收机的收敛性能.

仿真考虑单用户 BPSK 调制 UWB 系统, 仿真条件为: 假设完美同步, 数据速率为 200 Mbps, T_{uwb} 为 1 ns, T_p 为 5 ns, T_s 为 0.1 ns. LMS 算法的步长参数 μ 设置为 0.02, 均衡接收机的抽头系数权值的初始值设置为 0. 对于 AOWL-FSLE 均衡接收机, OWL 增量 Δ 设置为 T_p/T_s , 初始 OWL N_0 为 $2T_p/T_s$, 计算累积均方误差的时间间隔 T 为 250 ns.

3.1 观察窗口长度自适应调整的验证

接下来将针对一个固定的 CM4 信道, 通过仿真说明, AOWL-FSLE 均衡接收机能够根据此 CM4 信道自适应地收敛到最优 OWL. 在仿真中, 首先在此信道环境下发送 200 组训练序列, 在每个 OWL 点上得出采用此 OWL 时的平均稳态 MSE, 进而得到 FOWL-FSLE 均衡接收机在不同 OWL 下的平均稳态 MSE 和 OWL 的关系曲线, 由关系曲线可以近似得出最优 OWL. 而后通过发送 200 组训练序列, 仿真得出 AOWL-FSLE 均衡接收机的 OWL 的平均进化曲线, 通过平均进化曲线

最后收敛到的 OWL 与最优 OWL 的比较, 验证 AOWL-FSLE 均衡接收机能够根据信道不同自适应调整 OWL 于最优长度.

图 1 给出了 FOWL-FSLE 均衡接收机在不同速率、不同 E_b/N_0 时, 均衡接收机的 OWL 与其达到的平均稳态 MSE 性能的关系曲线. 从图 1 可以看出, FOWL-FSLE 均衡接收机的 OWL 严重地影响均衡接收机所能达到的平均稳态 MSE. 这里存在一个最优的 OWL 使得 FOWL-FSLE 均衡接收机能够达到最优的平均稳态 MSE. 据图 1, 相同速率 200 Mbps 下, 在 E_b/N_0 为 8、12 和 16 dB 时的最优 OWL 分别是 25、46 和 55 ns. 这与理论上的推断是一致的, 因为 E_b/N_0 越低, 噪声功率越高, 此时如果 OWL 长的话, 将会引入更多的噪声. 在 $E_b/N_0 = 16$ dB, 传输速率为 200、300 和 400 Mbps 时的最优 OWL 分别为 55、50 和 40 ns, 随着传输速率的增加, 最优 OWL 值减小, 这是因为传输速率越高, ISI 越严重, OWL 长的话会引入更多的 ISI, 受 ISI 的影响, 均衡接收机达到的平均稳态 MSE 性能就会变差.

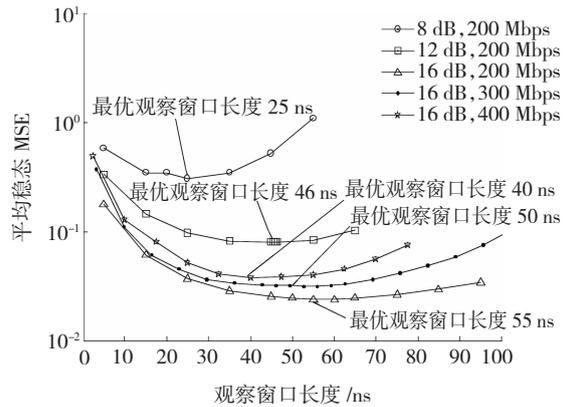


图 1 相同 CM4 信道下 FOWL-FSLE 均衡接收机 OWL 和平均稳态 MSE 的关系曲线

图 2 给出了 AOWL-FSLE 均衡接收机在 200 Mbps 传输速率时, 不同 E_b/N_0 下的长度进化曲线. 从图 2 可以看出, AOWL-FSLE 均衡接收机均可以收敛到最优的 OWL, 在 8、12 和 16 dB 下分别收敛到 25、47 和 57 ns. AOWL-FSLE 均衡接收机得出的最优 OWL 与图 1 中得到的结果基本一致.

图 3 给出了在 $E_b/N_0 = 16$ dB 时, 不同传输速率条件下, AOWL-FSLE 均衡接收机 OWL 的进化曲线. 从图 3 可以看出, AOWL-FSLE 均衡接收机的 OWL 会收敛到一个稳定的长度. 在 200、300 和 400 Mbps 传输时, OWL 分别收敛到 57、50 和 39.5 ns, 这与图 1 中得出的结果是一致的.

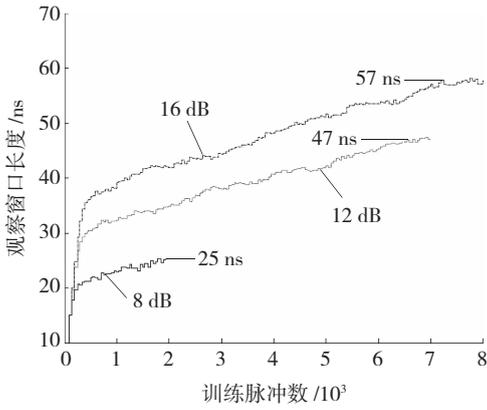


图 2 传输速率 200 Mbps, 不同 E_b/N_0 , 相同 CM4 信道下 AOWL-FSLE 均衡接收机的 OWL 进化曲线

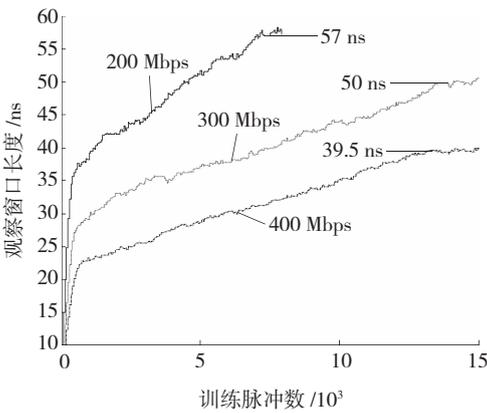


图 3 $E_b/N_0 = 16$ dB, 不同传输速率, 相同 CM4 信道环境下 AOWL-FSLE 均衡接收机的 OWL 进化曲线

由上面的仿真可见, FOWL-FSLE 均衡接收机所能达到的平均稳态 MSE 性能主要与噪声和 ISI 有关. AOWL-FSLE 均衡接收机能够根据信道不同自适应进化到最优 OWL.

3.2 BER 性能和收敛性能比较

为研究 AOWL-FSLE 均衡接收机的 BER 性能和收敛性能, 仿真采用蒙特卡罗方法, 采用 802.15.3a S-V UWB 信道模型分别产生 50 个 CM1-4 的随机信道实现, 而后把 4 种信道混合在一起组成 1 个具有 200 个信道实现的混合 CM1-4 信道.

3.2.1 BER 性能比较

在评估系统 BER 性能时, 对于每一次信道实现, 发送 10 000 个符号, 其中前 500 个符号作为训练序列(采用与文献[3-4]相同的训练序列长度), 在每一个 E_b/N_0 点上的 BER 由平均 200 个随机信道实现下的 BER 得到.

图 4 比较了 AOWL-FSLE 和 2 码元 OWL FOWL-FSLE 均衡接收机^[4-5]在混合 CM1-4 信道下的 BER 性能. 从图 4 可以看出在低 E_b/N_0 时 AOWL-FSLE 和 2 码元 OWL FOWL-FSLE 均衡接

收机性能接近, 这是因为在低 E_b/N_0 时, 噪声占据统治地位, 接收机的性能主要受噪声的影响. 在高 E_b/N_0 时, AOWL-FSLE 均衡接收机的 BER 性能优于 2 码元 OWL FOWL-FSLE 均衡接收机. 之所以有性能上的差别, 原因在于 AOWL-FSLE 均衡接收机可以根据室内信道环境的变化, 自适应地改变 OWL, 在噪声和 ISI 干扰的影响下, 达到一个更低的平均稳态 MSE 性能, 使得均衡接收机可以更有效地抑制 ISI 的影响, 从而提高系统的 BER 性能.

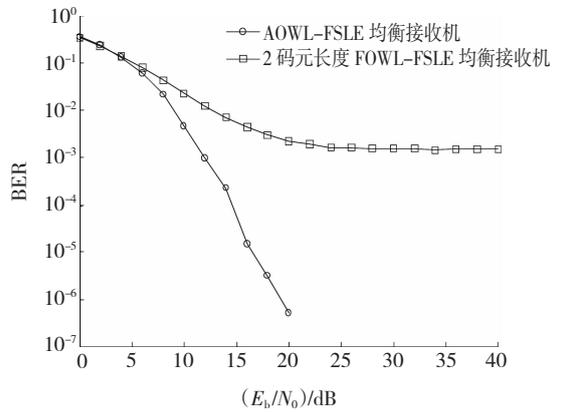


图 4 传输速率 200 Mbps, CM1-4 混合信道下 AOWL-FSLE 和 2 码元长度 FOWL-FSLE 均衡接收机 BER 性能比较

3.2.2 收敛性能比较

收敛性是均衡接收机的另一个重要指标, 不仅影响着训练序列长度的设置, 而且收敛到的稳态 MSE 与系统的 BER 性能紧密相关. 为了评估 AOWL-FSLE 均衡接收机的收敛性, 对于每一次信道实现, 发送 500 个符号作为训练序列, 在每一个训练点上的 MSE 由平均 200 个随机信道实现下的 MSE 得出.

图 5 给出了 AOWL-FSLE 和 2 码元 OWL FOWL-FSLE 均衡接收机间的收敛性能比较. 从图 5 可以看出, 两种接收机的收敛速度差别不大, AOWL-FSLE 均衡接收机的收敛速度略快于 FOWL-FSLE 均衡接收机. 这是因为均衡接收机的收敛速度受 OWL 的影响. 此外, 可以看到 AOWL-FSLE 均衡接收机收敛后的稳态 MSE 性能优于 2 码元 OWL FOWL-FSLE 均衡接收机, 原因在于 OWL 是影响稳态 MSE 性能的重要参数, 见式(2). 对比图 5 和图 4, 达到更优稳态 MSE 性能的 AOWL-FSLE 均衡接收机取得的 BER 性能也更优. 这是因为稳态 MSE 性能衡量了均衡接收机均衡出的模板信号的有效性, 此模板信号的获得是在噪声和 ISI 的影响下, AOWL-FSLE 均衡接收机做出折衷, 在一个较优的 OWL 时获得, OWL 的增

加同时也可以增加对于多径信号能量的收集,提高接收机处理的信噪比增益。

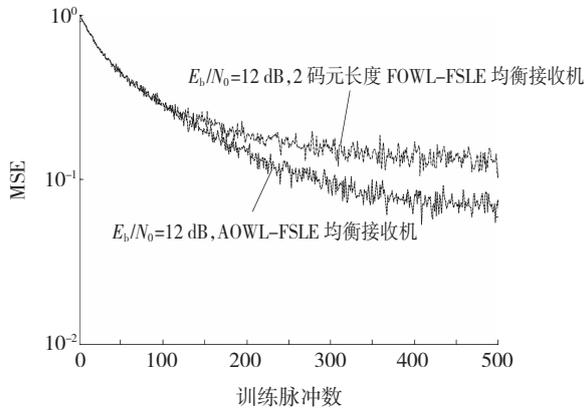


图5 CMI-4混合信道下AOWL-LE和2码元长度LE均衡接收机收敛性能比较

4 结 论

考虑到UWB信道在不同室内环境下信道不同给ISI抑制带来的影响,本文提出了一种AOWL-FSLE均衡接收机.该接收机能够根据室内信道的不同,自适应地调整OWL,从而更有效地抑制ISI的影响.仿真结果表明,与2码元OWL FOWL-FSLE均衡接收机相比,AOWL-FSLE均衡接收机能够更有效地抑制ISI的影响,提高系统的BER性能.

参考文献:

[1] QIU R C, LIU H, SHEN X. Ultra-wideband for multiple access communications[J]. IEEE Communications

Magazine, 2005, 43(2): 80-87.

[2] 王辉宇,张钦宇,张乃通,等.码间干扰效应对IUWB频谱效率的限制作用[J].吉林大学学报,2007,37(1):198-201.

[3] QINGHUA L, RUSCH L A. Multiuser detection for DS-SS-CDMA UWB in the home environment[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(9): 1701-1711.

[4] 汪一鸣,朱洪波.一种较低复杂度的UWB信道自适应均衡技术[J].通信学报.2005,26(10):13-18.

[5] QURESHI S U H. Adaptive equalization[J]. Proceedings of IEEE, 1985, 73(9): 1349-1387.

[6] RIERA-PALOU F, NORAS J M, CRUICKSHANK D G M. Linear equalizers with dynamic and automatic length selection[J]. Electronics Letters, 2001, 37(25): 1553-1554.

[7] FOERSTER J. Channel modeling sub-committee report final[R]. [S.l.]:IEEE, 2003: 368.

[8] HAYKIN S. Adaptive filter theory [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996: 396-404.

[9] WEI Xusheng, CRUICKSHANK D G M, MULGREW B, et al. A unified approach to dynamic length algorithms for adaptive linear equalizers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(3): 908-920.

[10] GONG Yu, COWAN C F N. An LMS style variable tap-length algorithm for structure adaptation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(7): 2400-2407.

(编辑 张宏)