

一种自适应直扩超宽带(DS-UWB)接收机在高速无线室内传输环境中的性能

梁中华 朱世华 王绍鹏

(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

摘要 该文提出了一种基于可变长训练序列的自适应直扩超宽带(DS-UWB)接收机。该接收机充分利用自适应NLMS算法在收敛性、复杂度及稳定性方面的综合优势,以较小的训练开销实现了自适应接收机的功能。理论分析及计算机仿真实验表明,在误码性能相当的前提下,所提出的自适应接收机比传统的Rake接收机具有更为简单的结构,同时与现有的自适应接收机相比,其训练序列的开销可节省60%以上,因而适用于低功率、低成本以及简易实用的室内超宽带应用场合。

关键词 无线通信,超宽带(UWB),密集多径,自适应

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0424-05

Performance of an Adaptive DS-UWB Receiver in High-Speed Wireless Indoor Transmission Environments

Liang Zhong-hua Zhu Shi-hua Wang Shao-peng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract An adaptive receiver scheme employing the training sequences of flexible length is proposed for DS-UWB systems. By fully exploiting the NLMS algorithm's robust behavior on convergence rate, complexity and stability, the proposed scheme is capable of performing an adaptive receiver with its low cost in terms of training bits. Theoretical analysis and simulation results show that, without loss of the BER performance, the proposed scheme can achieve a simpler structure compared with the traditional coherent Rake receiver and a higher throughput compared with the conventional adaptive receiver scheme, and therefore can be considered as a promising candidate for low cost, low power consumption and low complexity indoor UWB application scenarios.

Key words Wireless Communications, Ultra-wideband (UWB), Dense multipath, Adaptive

1 引言

超宽带(Ultra-Wide Band 或 Ultra-Wide Bandwidth, UWB)通信系统定义为发射信号的相对带宽(即绝对带宽与中心频率的比值)大于0.25或者绝对带宽大于500MHz的无线系统,其特点是通过发射非常窄(通常小于1ns)的脉冲信号来获得“超宽”的带宽。目前,UWB系统主要分为以DS-CDMA技术为基础的单带系统和支持MB-OFDM技术的多带系统。本文的研究对象为采用DS-CDMA技术的单带直扩(Direct-Sequence Spread-Spectrum UWB, DS-UWB)系统。

由于UWB系统与传统的通信系统在信号频谱以及信道特性等方面存在很大差异,从而实用的UWB接收机设计已成为UWB系统研究中的一个关键问题。最初的UWB系统通常采用基于Rake接收机的链路方案^[1],其特点是用Rake接收机来实现分集接收,并且需要进行信道估计。在UWB系统中,由于多径分辨率的提高,UWB信号通过多径信道后将形成更多的可识别的多径分量,为了捕获到足够的信号能量,Rake接收机的相关器组抽头数也相应地要求较高。此外,为了减

轻脉冲间干扰(IPI)及同步误差的影响,Rake接收机需要以很高的采样频率对接收信号进行过采样^[2]。因此,复杂的接收机结构以及过高的处理开销,使得Rake接收机很难在实际中应用。

针对此问题,文献[3]首先在DS-UWB系统中采用了自适应LMS/RLS接收机,其特点是接收机的抽头数固定,在数据传输前先发送固定长度的训练序列,用LMS或RLS算法自适应地调节其抽头系数,继而进行相应的数据判决检测,即以一定的训练序列开销为代价,来换取接收机结构及实现方面的改善。其缺点是采用发送固定长度训练序列的训练策略在实际中可能会因训练序列过长而造成开销浪费,或者因训练序列过短而导致误码性能恶化;此外,应该根据收敛性能、算法复杂度及稳定性等方面的综合因素来选择适用的自适应滤波算法。

本文在文献[3]的基础上,提出了一种基于可变长度训练序列的自适应接收机方案,并且采用了一种LMS的改进算法即NLMS(Normalized LMS)算法来实现自适应滤波;对3种自适应滤波算法(LMS, RLS及NLMS)在室内传输环境下的收敛性能、算法复杂度及稳定性进行分析比较,并考察了它们在实用的多径信道模型IEEE 802.15.3a下的单用户误码

2005-03-15收到,2005-11-22改回

国家自然科学基金(60372055),国家“863”计划(2003AA123320)和博士点基金(20020698024,20030698027)资助课题

性能。理论分析及 Monte Carlo 仿真实验表明,在误码性能相当的前提下,本文所提出的自适应接收机方案比传统的 Rake 接收机具有更为简单的结构,而且与文献[3]所提出的自适应 LMS/RLS 接收机相比,其训练开销可节省 60% 以上,因而适用于低功率、低成本以及简易实用的室内 UWB 应用场合。

2 系统描述

考虑一个单用户的 DS-UWB 系统:发送数据采用 BPSK 方式调制,其系统原理框图如图 1 所示。



图 1 基于自适应接收机的单用户 DS-UWB 系统原理框图
Fig.1 Block diagram for a single-user DS-UWB system based on the adaptive receiver

2.1 发射模块

用户数据为等概的二进制比特流 $\{b(i)\} \in \{1, -1\}_{i=0}^{P-1}$, P 表示在一帧的用户数据包中所含的比特数。特征波形 $S(t)$ 对用户数据流进行扩频处理,即将 $b(i)=1$ 映射为 $S(t)$, $b(i)=-1$ 映射为 $-S(t)$ 。则发送信号 $x(t)$ 的时域表达式为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{P-1} b(i)S(t - iT_b) \quad (1)$$

其中

$$S(t) = \sum_{j=0}^{N-1} n(j)w_r(t - jT_p) \quad (2)$$

$$w_r(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \quad (3)$$

式(1)中 T_b 表示用户数据的比特周期;式(2)中 N 表示传输每个比特所需要的窄脉冲数,扩频序列 $\{n(j)\} \in \{1, -1\}_{j=0}^D$, 其中 $D \geq N$; $w_r(t)$ 为窄脉冲信号, T_p 为其脉宽;式(3)为 $w_r(t)$ 的时域表达式,在此采用 UWB 系统中常用的二阶高斯脉冲作为发送脉冲^[3], τ_m 为控制脉宽 T_p 的指数因子。

2.2 信道模块

UWB 室内多径信道建模为 IEEE 802.15.3a 中定义的修正 Saleh-Valenzuela 模型^[4,5]。其主要特点是将多径分量认为是以成簇(cluster)的形式到达接收端的,在一簇内可包含多个路径分量(ray),即把信道衰落系数看作是小尺度衰落和大尺度衰落共同作用的结果。实测结果表明,IEEE 802.15.3a UWB 信道模型可用来模拟实际的室内密集多径信道的传输特性。在该信道模型的第 k 次实现中所产生的信道冲激响应的时域表达式为

$$h_k(t) = X^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{m,l}^{(k)} \delta(t - T_l^{(k)} - \tau_{m,l}^{(k)}) \quad (4)$$

其中 $\alpha_{m,l}^{(k)}$ 为第 l 簇中第 m 径的多径衰落系数,其幅度服从对数正态分布,极性从 $\{+1, -1\}$ 中等概取值; $T_l^{(k)}$ 代表第 l 簇多

径分量中第 1 径的到达延时, $\tau_{m,l}^{(k)}$ 为第 l 簇中第 m 径相对第 1 径的延时, L 和 M 分别表示簇的总数和各簇包含的多径径数,各簇及其多径分量的到达可用参数(即到达速率)分别为 Λ 和 λ 的泊松过程来表示,各簇之间的到达间隔以及一簇内各多径分量之间的到达间隔均服从指数分布; $X^{(k)}$ 为对数阴影衰落因子,服从均值为零的对数正态分布。

在 IEEE 802.15.3a 标准中定义了 4 种传输特性的室内密集多径信道模型(CM1~CM4)。其中,CM1 为存在视距传播(LOS)的情况,CM2~CM4 分别对应于 3 种非视距传播(NLOS)环境。各信道模型的具体传输特性及参数详见文献[5]。

2.3 接收模块

在接收端采用有限冲激响应(FIR)滤波器来实现自适应接收机。在每个比特判决期间,滤波器对输入接收信号作相关处理,其相关输出经比特判决后,同时反馈回滤波器,作为计算均方误差(MSE)的参考量,滤波器的抽头系数用 MMSE 准则进行自适应更新。为了捕获足够的多径能量进行判决,滤波器对接收信号的观测窗长度(即相关时间)应大于一个比特周期,而且各观测窗之间存在一定的时间交叠。

整个自适应接收过程分为两个阶段:首先是训练阶段,其物理意义为使滤波器适应信道的变化;然后是传输阶段,对接收数据经滤波器做相关处理后的输出进行硬判决。为了保证自适应接收机的误码性能和数据吞吐率达到一个最佳的结合点,训练策略的选择是一个至关重要的因素。文献[3]采用了发送固定长度(500bit)序列的训练方式。这种训练方式存在这样一个问题:在实际的通信过程中,对接收机而言,信道状态及其变化情况是未知的,因此无法事先确定训练序列的长度。如果训练序列的长度太短,可能使抽头系数尚未达到稳定的收敛状态从而在传输阶段引起误码性能的恶化;如果训练序列的长度过长,即使抽头系数收敛至稳定状态,也会造成比特开销的浪费,从而降低整个系统的有效数据吞吐率。

为此,本文提出了一种基于可变长训练序列的训练策略,即通过判断滤波器输出与训练比特之间的平方误差是否稳定收敛至某一门限值为条件,来进行链路状态的切换。在训练阶段,先发送训练比特,从接收机端获取观测窗中的接收信号离散采样值,计算滤波器输出与训练比特之间的平方误差,同时以 MMSE 准则更新滤波器系数,若该平方误差在一段观察时间内持续低于某一门限值,则认为其进入稳定收敛状态,链路状态随即切换至传输阶段,否则继续训练;在传输阶段,除了对数据进行硬判决外,同时利用判决结果作为参考量,观察其与滤波器的下一次输出之间的平方误差,并继续更新滤波器系数。

需要指出的是,在实际应用中发射机端需要通过反馈信道获取接收机端的收敛状态,用以控制链路状态的切换,由于判断平方误差是否稳定收敛的过程是在接收机端完成的,因而反馈信息仅为简单的逻辑指令而不会给反馈信道添加

过于沉重的开销。此外,由于室内信道主要表现为准静态或慢变的信道特性,因此在较短的观察时间(数十个比特周期)内就可以判断其收敛状态,而且只要采用稳定性能较好的自适应算法,就不会导致发射状态的频繁切换而严重影响系统性能。

3 性能分析

在本文所提出的接收机方案中,为了使系统的误码性能和数据吞吐率达到较好的折衷,必须选择合适的自适应滤波(即MMSE准则的实现)算法。出于收敛性、复杂度及稳定性方面的考虑,本文在此引入一种改进的LMS算法即NLMS(Normalized LMS)算法^[6]。下面我们将分析、比较该算法与文献[3]中所采用的传统的LMS及RLS算法在室内传输环境下的主要性能。

由式(1)及式(4),可得到一帧发送信号通过多径衰落信道后的信号:

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h_k(t) \\ &= X^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{m,l}^{(k)} x(t - T_l^{(k)} - \tau_{m,l}^{(k)}) \\ &= X^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{P-1} \alpha_{m,i}^{(k)} b(i) S(t - T_l^{(k)} - \tau_{m,i}^{(k)} - iT_b) \end{aligned} \quad (5)$$

其中符号*表示卷积运算。在接收机端,输入信号可表示为

$$r(t) = y(t) + n(t) \quad (6)$$

式(6)中 $n(t)$ 为零均值、方差为 δ^2 的加性高斯白噪声(AWGN)。

假定接收机以采样率 f_s 对输入接收信号进行采样,即采样周期为 $T_s = 1/f_s$,则每比特数据的采样数为 $N_b = T_b/T_s$ 。设观测窗的时间长度及其采样起始时刻分别 T_w 和 t_0 ,则在每个观测窗中所包含的采样数及采样起始序号分别为 $N_w = T_w/T_s$ 和 $j_0 = t_0/T_s$ 。因此,经过采样后的信道衰落信号、接收机的输入信号可分别表示为

$$\tilde{y}(j) = y(jT_s), \quad \tilde{r}(j) = r(jT_s) \quad (7)$$

设在第 n 次系数更新完成后,接收机的自适应滤波器抽头系数向量以及观测窗中对接收信号的观测向量(此时与第 i 个比特相对应)分别为

$$\mathbf{w}(n) = [w(1) \ w(2) \ \cdots \ w(N_w)]^T \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(n) &= [\tilde{r}(j_0 + (i-1)N_b + 1) \ \tilde{r}(j_0 + (i-1)N_b + 2) \\ &\quad \cdots \ \tilde{r}(j_0 + (i-1)N_b + N_w)]^T \end{aligned} \quad (9)$$

在MMSE准则下,滤波器抽头系数的最优化问题可描述为

$$\min J(\mathbf{w}) = \min E \left\{ |d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n)|^2 \right\} \quad (10)$$

其中 $d(n)$ 表示参考量, $(\cdot)^H$ 表示对向量或矩阵取共轭转置。

传统的LMS算法采用递推法来逼近关于式(10)的最优解,即第 $(n+1)$ 次抽头系数向量的更新方程为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e^*(n)\mathbf{u}(n) = \mathbf{w}(n) - 2\mu \nabla J(\mathbf{w}) \quad (11)$$

其中 μ 称为收敛因子(或步长),取值为满足收敛条件的常数; $e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n)$,表示参考量 $d(n)$ 与滤波器输出之间的估计误差, $(\cdot)^*$ 表示对复数取共轭; $\nabla J(\mathbf{w}) = -e^*(n)\mathbf{u}(n)$,称为瞬时梯度。可以证明^[6]:出于稳定性的需要,收敛因子一般都固定在远离其上界的某个数值;采用瞬时梯度的负方向作为系数优化的搜索方向,可使系数向量总的更新趋势是使目标函数极小化,但不能保证每一步更新都是沿着目标函数减小的方向。在自适应接收机中,由于各观测窗之间在时间上存在交叠,即不能保证输入滤波器的各观测向量之间线性无关,一旦在某次更新中出现目标函数增加的情况,就有可能造成MSE在一段时间内积累而不能及时收敛。

在不明显增加算法复杂度的前提下,为了改善LMS算法的收敛性能,一种简单实用的思路是采用可变收敛因子,本文在此采用了功率归一化的方法来实现可变的收敛因子。首先将式(10)中的最优化问题转化为使抽头系数增量的平方范数最小化的约束最优化问题:

$$\min_{\mathbf{w}(n+1)} \|\delta \mathbf{w}(n+1)\|^2 = \min_{\mathbf{w}(n+1)} \|\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)\|^2 \quad (12a)$$

约束条件为

$$\mathbf{w}^H(n+1)\mathbf{u}(n) = d(n) \quad (12b)$$

应用Lagrange乘数法来求解式(12),令 λ 为Lagrange乘数(复数),此时的目标函数为

$$\begin{aligned} J(\mathbf{w}) &= \|\delta \mathbf{w}(n+1)\|^2 + \text{Re}\{\lambda^*[d(n) - \mathbf{w}^H(n+1)\mathbf{u}(n)]\} \\ &= \|\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)\|^2 + \text{Re}\{\lambda^*[d(n) - \mathbf{w}^H(n+1)\mathbf{u}(n)]\} \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示对复数取实部运算。利用式(13)对 $\mathbf{w}^*(n+1)$ 求偏导,可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial J(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}^*(n+1)} &= 2\delta \mathbf{w}(n+1) - \lambda^* \mathbf{u}(n) \\ &= 2[\mathbf{w}(n+1) - \mathbf{w}(n)] - \lambda^* \mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad (14)$$

为了求得 $\mathbf{w}(n+1)$ 的最优解,令式(14)为零,得到

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2} \lambda^* \mathbf{u}(n) \quad (15)$$

将式(15)代入约束条件式(12b),可求出Lagrange乘数为

$$\lambda = \frac{2e(n)}{\mathbf{u}^H(n)\mathbf{u}(n)} \quad (16)$$

再把式(16)代入式(15),即可得出LMS算法的改进形式为

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{e^*(n)}{\mathbf{u}(n)^H \mathbf{u}(n)} \mathbf{u}(n) \quad (17a)$$

由于 $\frac{\mathbf{u}(n)}{\mathbf{u}(n)^H \mathbf{u}(n)}$ 是范数为1的向量,故把式(17a)称为归一化(Normalized)LMS算法,简称NLMS算法。在实际应用中,为了提高数值稳定性^[6],可将式(17a)稍作修改为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \frac{\alpha}{\beta + \mathbf{u}(n)^H \mathbf{u}(n)} e^*(n)\mathbf{u}(n) \\ &= \mathbf{w}(n) + \mu(n) e^*(n)\mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad (17b)$$

其中 $\alpha \in (0, 2)$,是用以调整收敛速度的松弛参数; $\beta > 0$,取值

为一个小常数以保持稳定性。

比较式(11)和式(17),可以看出两者的主要区别在于收敛因子,即在LMS算法中,收敛因子是固定的,而对于NLMS算法,收敛因子是可变的。从式(17)中可看出,NLMS算法在每次系数更新时,收敛因子的变化由观测窗中的观测向量(即发送端的UWB信号经过多径衰落加上高斯白噪声在接收机输入端的滑动采样序列)决定,因而收敛因子的变化在一定程度上反映了多径信道对UWB信号的影响;此外,可以严格地证明^[7],无论输入的观测向量之间是否线性相关,NLMS算法在每次更新抽头系数时其瞬时平方误差均达到最小,并可做为均方误差(MSE)的一种较好的简单估计。因此,可以预期NLMS算法具有比LMS算法更快的收敛速度。

RLS算法则是考虑参考量 $d(n)$ 与滤波器输出在最小二乘意义上的最佳匹配。虽然也能够具有比LMS算法更快的收敛速度,但其实现是以增加计算复杂度(应用了矩阵求逆引理)及稳定性问题为代价^[7]。可以证明^[6],在滤波器抽头数相同的条件下,LMS和NLMS算法的计算复杂度都为 $O(MP)$,而RLS算法的计算复杂度为 $O(MP^3)$ 。其中, M 表示滤波器的比特扩展(即落入观测窗中的比特数), P 为接收机对每比特信号的采样数。一般情况下, M 要远小于 P ,因此RLS算法在计算复杂度方面的代价还是比较可观的。

对于稳定收敛后的自适应接收机,利用文献[3]中的推导方法,不难得到其单用户的误码性能理论值为

$$P_{su} = Q \left(\sqrt{\frac{\mathbf{w}_0^H \mathbf{E}_s}{\delta^2 |\mathbf{w}_0|^2}} \right) \quad (18)$$

其中 \mathbf{w}_0 为抽头系数的MMSE最优解, \mathbf{E}_s 表示输入接收机的信号向量(由扩频后的UWB信号以及多径信道的衰落系数决定), δ^2 为加性高斯白噪声功率(方差)。对于上述3种自适应滤波算法而言,尽管它们的收敛路径可能各不相同(受收敛速度及稳定性等因素影响),但只要它们的抽头系数最终收敛至相当的精度(即抽头系数与最优解之间的MSE达到相近的水平),则可输出相当的单用户误码性能。

综合以上分析可知,在相当的MSE精度(即相当的误码性能)前提下,LMS和NLMS算法的计算复杂度要比RLS算法低;而NLMS和RLS算法的收敛速度要比LMS算法快,但是RLS算法存在稳定性问题(从后面的仿真结果也可看出)。因此,从训练开销、计算复杂度及稳定性方面综合考虑,在3种自适应算法中,NLMS算法最适用于本文所提出的自适应接收机方案。

4 仿真结果

为了验证前面的理论分析,我们用Matlab仿真工具实现了基于可变长训练序列的自适应接收机模块,并将其嵌入DS-UWB系统进行了单用户的链路仿真。仿真条件及参数如下:用户数据为未编码的二进制数据流,数据速率 $R_b = 200\text{Mbit/s}$;信号调制方式为BPSK调制,一次发送的数

据包长度为1000 bit;发射窄脉冲采用二阶高斯脉冲(高斯脉冲的二阶导数)^[3],脉宽 $T_p = 0.333\text{ns}$,Chip速率(脉冲重复频率)为3GHz;扩频码采用31位长的Gold序列,扩频增益为15(即每比特数据用15个窄脉冲来发送);自适应滤波器的采样率为2倍Chip速率即6GHz,观测窗长度取为2个符号周期;采用IEEE 802.15.3a标准中定义的4种室内密集多径信道模型;信道的采样周期为0.167ns,即采样速率为6GHz,假设信道为准静态信道;分别用LMS,RLS及NLMS算法来实现接收机模块中的自适应滤波;发射、接收天线失真及硬件的非线性畸变忽略不计。

为了避免因欠采样造成的频谱混叠,自适应滤波器的采样率为2倍Chip速率(即奈奎斯特速率),因此,从均衡的角度看,自适应滤波器就相当于一个分数间隔均衡器(Fractionally Spaced Equalizer)^[2,8]。故在此,我们把用3种不同的自适应滤波算法实现的接收机模块分别简称为FS-LMS,FS-RLS及FS-NLMS接收机。

对于链路的误码率计算,我们采用统计平均的方法,即在每一个信噪比条件下,随机产生100次独立的信道实现。对于每次信道实现,统计其误码数,当发送数据达1000包(即1Mbits)或误码数达到100时,完成该次统计,根据误码数和发送数据比特数计算出误码率。完成对100次信道实现的误码统计后,取其误码率的平均值作为该信噪比条件下的最终误码率。

图2(a)~2(d)分别给出了当信噪比固定在7dB时,自适应接收机在信道模型CM1~CM4下的收敛特性曲线。图中每一条收敛曲线都是对100次独立的信道实现所对应的输出取集平均后的结果。可以看出,在4种信道模型下,3种自适应接收机都能得出相似的收敛特性曲线:尽管FS-RLS开始收敛得很快(在50个训练比特内MSE一度下降至稳定值附近),但很快出现很大的起伏直至150个训练比特后才逐渐达到稳定状态,而FS-LMS和FS-NLMS的收敛过程明显要比FS-RLS稳定;FS-NLMS大约在100个训练比特后就收敛至稳定状态,而FS-LMS的稳定状态则在150~200个训练比特之后才达到。三者的MSE均收敛至相当的稳定值(FS-NLMS比FS-LMS和FS-RLS稍高,但不影响其最终的误码性能)。因此,FS-NLMS的收敛特性最佳,即对于本文所提出的基于可变长训练序列的接收机方案,FS-NLMS的稳态训练开销最小(比FS-LMS和FS-RLS节省30%以上)。而从前面的性能分析可知,与FS-LMS相比,FS-NLMS的计算复杂度并没有明显增加。

需要指出的是,文献[3]中采用了基于固定长度(500bit)的自适应LMS/RLS接收机,图2中的仿真结果表明,本文所提出的基于可变长训练序列的自适应接收机方案,即使是收敛速度最慢的FS-LMS,也可以在200个训练比特后达到稳定收敛(即可节省60%的训练开销);而综合性能最好的FS-NLMS则可节省80%的训练开销。因此,本文所提出的

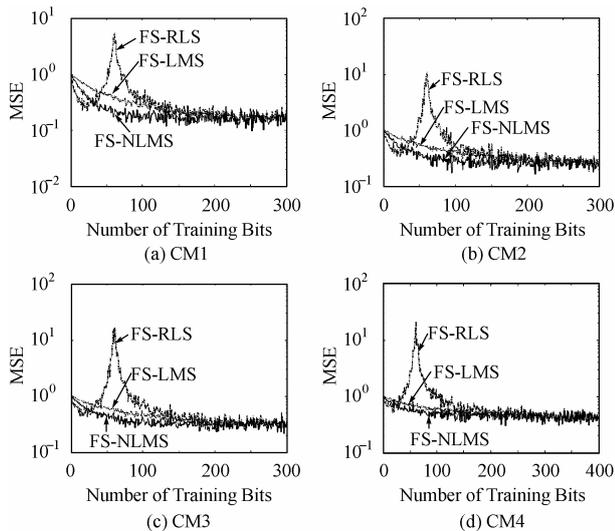


图 2 在 IEEE802.15.3a 信道模型中 3 种自适应接收机的收敛曲线(SNR=7dB)

Fig.2 Convergence profiles for the three types of adaptive receivers over the IEEE802.15.3a channel models (SNR=7dB)

自适应接收机方案相比基于固定长度的自适应接收机方案, 具有更高的数据吞吐率。

图 3 给出了在信道模型 CM1~CM4 下, 基于可变长训练序列的 3 种自适应接收机在收敛稳定后的输出误码率。由于 CM1 的传输距离为 0~4m 且存在 LOS, 故在这 4 种信道模型中误码性能最佳, CM2, CM3 分别对应于传输距离为 0~4m 和 4~10m 的 NLOS 信道环境, 误码性能次之, CM4 对应于均方延时更长的 NLOS 信道环境, 故误码性能最差。在 MSE 收敛至相当水平的情况下, 3 种自适应接收机的输出误码率基本一致, 此结果也与式(18)中的分析相吻合, 即接收机的输出误码率只与 MSE 稳定收敛后的精度有关。

最后, 我们把本文所提出的 FS-NLMS 与采样率为 10 倍 Chip 速率的 SC-Rake 接收机^[1]在相同抽头数情况下的单用户误码性能做了比较。从图 4 中可看出, 当误码率为 10^{-3} 时,

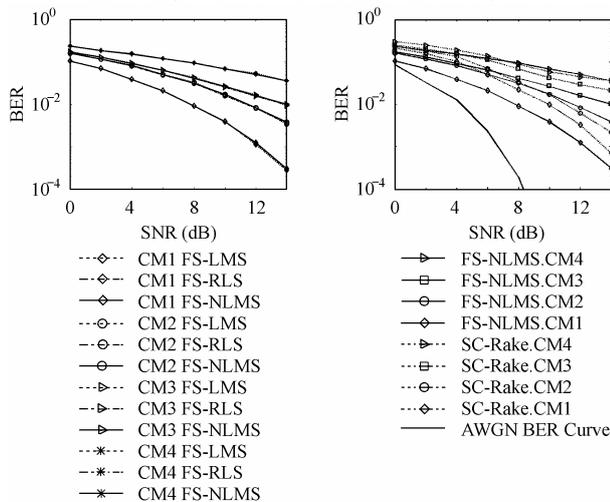


图 3 3 种自适应接收机的误码性能比较

Fig.3 BER comparison for the three types of adaptive receivers

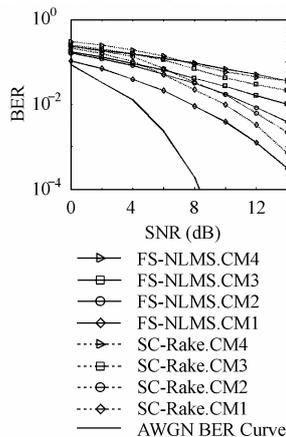


图 4 FS-NLMS 与 SC-Rake 的误码性能比较

Fig.4 BER comparison for the FS-NLMS receiver and the SC-Rake receiver

对于 CM1, FS-NLMS 的性能比 SC-Rake 改善 1.5dB 左右; 对于 CM2, 当信噪比低于 10dB 时, FS-NLMS 的误码率比 SC-Rake 低, 而信噪比高于 10dB 后, SC-Rake 的误码性能稍好一些(不到 1dB); 对于 CM3, FS-NLMS 的性能要比 SC-Rake 好 2dB 左右; 在 CM4 中, FS-NLMS 与 SC-Rake 的误码性能基本相当。因此, 在没有恶化误码性能的前提下, FS-NLMS 以最小的稳态训练开销, 确实可以换取在算法结构(不需要信道估计)以及计算复杂度(低采样率)方面的改善。

5 结束语

在 UWB 高速无线传输系统中, 由于密集多径的存在以及脉冲间干扰(IPI)的影响, 增加了 Rake 接收机的复杂度及处理开销, 不利于硬件实现。自适应接收机以发送训练序列为代价可换取算法结构及计算复杂度方面的改善。本文进而提出了一种基于可变长度训练序列的自适应接收机方案, 该方案与自适应 NLMS 算法结合, 能够以最小的训练开销, 实现在低成本、低功耗、简易实用且保持相当的误码性能前提下, 有效地提高系统的传输容量。最后还需指出, 本文研究的是单用户的 DS-UWB 系统, 尚未考虑多用户系统及存在窄带干扰(NBI)的情况, 因此, 研究 UWB 系统中的抗多址干扰(MAI)技术, 以及 UWB 系统与窄带系统(如 WCDMA, WLAN 等)的共存性问题, 这些都是需要进一步开展的工作。

参考文献

- [1] Mielcaerek B, Wessman M-O, Svensson A. Performance of coherent UWB rake receivers with channel estimators. *IEEE VTC 2003-Fall*, Orlando, FL, United States, 2003: 1880-1884.
- [2] Proakis J G. *Digital Communications*. 3rd ed. Boston: McGraw-Hill, 1998: 617-621.
- [3] Li Qinghua, Rusch L A. Multiuser detection for DS-CDMA UWB in the home environment. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1701-1711.
- [4] Saleh A, Valenzuela R. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1987, 5(2): 128-137.
- [5] Foerster J, et al.. Channel modeling sub-committee report final. *IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks*, P802.15-02/490rl-SG3a, Feb.2003.
- [6] Woodward G, Vucetic B S. Adaptive detection for DS-CDMA. *Proc. IEEE*, 1998, 86(7): 1413-1434.
- [7] Diniz P S R. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*. 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2002: 157-159.
- [8] Rappaport T S. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR, 1996: 323-324.

梁中华: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为宽带无线通信系统中的信号接收及干扰抑制技术。

朱世华: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事数字通信系统、移动通信和个人通信系统的研究。

王绍鹏: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为宽带无线及移动通信系统。