一种新的用于UWB RAKE 接收机的自适应算法: 快速横向滤波算法

尹 勇, 俞能海, 董伟杰
(中国科学技术大学电子工程与信息科学系多媒体计算与通信教育部-微软重点实验室, 安徽合肥 230027)

摘 要: 本文首次提出将快速横向滤波(FTF)算法引入超宽带(UWB)通信系统的接收机结构中. 通过引入遗忘因子对角矩阵, 推导了带有遗忘因子的 FTF 滤波器的递推算法. FTF 算法可以自适应地跟踪接收机输入信号的幅度衰减, 做出实时地估计. 仿真实验表明: FTF 算法在运算量、收敛速度和误码率等性能上要优于常用的 RLS 算法, 尤其 FTF 算法的收敛速度对数据的相关性不敏感, 比 RLS 算法更具有吸引力.

关键词: 超宽带; RAKE 接收机; 快速横向滤波器
中图分类号: TN915 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 10-1845-04

A Novel Adaptive Algorithm Using in UWB RAKE Receiver: Fast Transversal Filter Algorithm

YIN Yong, YU Neng-hai, DONG Wei-jie
(*Department of Electronic Engineering and Information Science, MOE-Microsoft Key Laboratory of Multimedia Computing and Communication, University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China*)

Abstract: A novel idea of using Fast Transversal Filter (FTF) adaptive algorithm in Ultra WideBand (UWB) RAKE receiver is proposed for the first time. By using forgetting factor diagonal matrix, we derive the recursion formula of FTF algorithm with forgetting factor lambda. The receiver with FTF adaptive filters can track the amplitude of received signal to form a real-time amplitude estimation. The simulation results show that FTF algorithm has a better performance than RLS algorithm in convergence speed, bit error rate and computational complexity, and the special point is that the convergence speed is insensitive to the relativity of the data in FTF algorithm.

Key words: ultra wideband; RAKE receiver; fast transversal filter

1 引言

近年来在无线通信领域中, 尤其是短距离通信中, 超宽带(UWB)技术获得了广泛的关注[1,2]. 其中, 使用时间跳变(TH)的冲激无线电(IR) UWB 系统, 由于其脉冲的低占空比[2], 及出色的抗多径干扰, 共享大带宽[1]等特点, 是今后低功率、低截获多用户通信系统的理想载体[2].

常用的UWB 接收机是 RAKE 接收机, 它由若干个波形相关器并联组成[3]. 接收信号与本地产生的模板信号相关后, 进行加权求和, 权值依赖于接收机对多径信道的估计. 常用的估计算法有 ML 算法[1,4], RLS 算法等[5]. 在 CDMA 系统的 RAKE 接收机中, RLS 算法是一种非常有效的估计器并被广泛使用[6,7]. 作为一种收敛速度更快的自适应横向滤波算法: 快速横向滤波(FTF)算法, 一般被应用于信道均衡[8], 自适应系统辨识[9]等方面, 而将 FTF 算法引入 UWB RAKE 接收机中作为信道估计器, 目前还未见相关的研究工作.

本文中, 我们首次提出了将 FTF 算法引入 UWB 通信系统的 RAKE 接收机结构中. 在自适应滤波器中, 遗忘因子 λ 作为误差函数加权和的权重, 可以体现不同时刻的接收数据对当前时刻的判决所起的不同作用, 使滤波器可以更好地跟踪非平稳信号的变化, 作出实时的估计. 带有遗忘因子 λ 的 FTF 算法, 前人已经给出[10,12]. 我们根据文献[9]的推导方法, 通过引入遗忘因子对角矩阵, 重新推导了带有遗忘因子的 FTF 滤波器的递推算法. 对比其他的自适应滤波器如 RLS 滤波器, FTF 滤波器具有快速收敛的特性, 适用于快速变化的信号[11]. 而且, 其收敛速度对数据的相关性不敏感, 使之特别适用于相关信道的估计[9]. 相比较 RLS N^2 的运算量, FTF 的运算量只有 $8N$[10], 其中 N 为滤波器的阶数, 可见, FTF 的运算量随着滤波器阶数的增加而远低于 RLS 算法. 仿真实验也表明, FTF 算法的误比特率(BER)也略低于 RLS 算法.

本文第二部分简单介绍了 TH-UWB 系统模型. 第三部分介绍了基于 TH-UWB 系统的 RAKE 相关接收机结构及 FTF 算法. 第四部分是仿真结果及系统的性能分析. 最后一部分是本文的结论.

收稿日期: 2004-10-26; 修回日期: 2005-06-25;
基金项目: 国家自然基金重大项目(No. 60390540); 国家 863 高技术研究发展计划(No. 2002AA783043)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

2 TH-UWB 系统模型

考虑在多径信道上传输二进制比特流$\{D_j\}$, 采用脉冲位置调制(PPM)的 TH-UWB 系统第 k 个用户发射信号定义如下[13]:

$$S_{tr}^{(k)}(t^{(k)})=\sum_{j=-\infty}^{\infty}w_{tr}(t^{(k)}-jT_f-c_j^{(k)}T_c-\delta D_{\lfloor j/N_s\rfloor}^{(k)}) \quad (1)$$

其中, $t^{(k)}$ 是第 k 个用户的时钟; $w_{(tr)}(t)$ 是发射的基本脉冲波形, 并且当 $|t|>T_m/2$, 有 $w_{tr}(t)=0$, 且满足 $T_m\ll T_c$; T_m 是单脉冲持续时间; T_f 是单脉冲一帧的长度; T_c 是 TH 码产生的延时; $\{c_j^{(k)}\}$ 是伪随机 TH 码, 周期为 N_p, $c_j^{(k)}$ 的值域为 0~ N_h, 每个用户的 TH 码不同, 由 TH 码产生的延时最大为 N_hT_c; δ 是数据符号调制产生的延时; 每个数据符号用 N_s 个单脉冲调制, 所以系统的符号周期为 N_sT_f.

3 RAKE 相关接收机的结构及 FTF 算法

设系统用户数为 N_u, 接收机的接收信号为[13]:

$$r(t)=\sum_{k=1}^{N_u}A_k(t)S_{rec}^{(k)}(t-\tau_k)+n(t) \quad (2)$$

其中, τ_k 表示第 k 个用户发射机与接收机间的延时差, $A_k(t)$ 表示第 k 个用户的幅度衰减, $n(t)$ 表示接收机噪声. $S_{rec}^{(k)}(t)$ 是接收到的第 k 个用户的信号, 它是多径信号的累加, 参考 IEEE 802.15.3 定义的信道模型, $S_{rec}^{(k)}(t)$ 可表示为:

$$S_{rec}^{(k)}(t)=\sum_{l=0}^{L}\sum_{m=0}^{M}\alpha_{m,l}^{(k)}s^{(k)}(t-T_l^{(k)}-\tau_{m,l}^{(k)}) \quad (3)$$

其中 $s^{(k)}(t)$ 是接收到的第 k 个用户的单径信号, $\alpha_{m,l}^{(k)}$ 是第 k 个用户对应的多径增益系数, $T_l^{(k)}$ 是第 k 个用户对应的第 l 簇多径的时延, $\tau_{m,l}^{(k)}$ 是第 k 个用户对应的第 l 簇中第 m 个多径成份的时延.

假设我们的目标是解调第 k 个用户的传输数据, 则式(2)可以表达为[13]:

$$r(t)=A_k(t)s_{rec}^{(k)}(t-\tau_k)+\sum_{l=1,l\neq k}^{N_u}A_l(t)s_{rec}^{(l)}(t-\tau_l)+n(t) \quad (4)$$

多址系统的最佳检测方案是多用户接收机, 但是实现非常复杂. 作为次最佳接收方案, 当用户数量比较大时, 可以近似认为其他用户的信号为一个高斯随机过程[4,13]. 因此, 式(4)的后两项都可以当作噪声处理. 接收信号化简如下:

$$r(t)=A_k(t)\sum_{j=0}^{N_s-1}w_{rec}(t-\tau_k-jT_f-c_j^{(k)}T_c-\delta D)+n_{t\alpha}(t) \quad (5)$$

其中 $n_{t\alpha}(t)$ 表示多址噪声和接收机噪声之和.

定义匹配信号为: $v(t)=w_{rec}(t)-w_{rec}(t-\delta)$, 则接收机的判决函数为[4,13]:

$$\alpha=\sum_{j=0}^{N_s-1}\int_{\tau_k+jT_f}^{\tau_k+(j+1)T_f}r(t)v(t-\tau_k-jT_f-c_j^{(k)}T_c)\,dt \quad (6)$$

仿真实验表明, 判决函数 α 受到接收信号 $r(t)$ 中随机变量 τ_k 等参数影响, 当 τ_k 估计的误差超过一定的范围后, 判决函数 α 会作出相反的判决, 所以利用单个判决函数 α 作为判决依据存在比较大的误差. 为解决这个问题, 采用 L 支路 RAKE 接收机结构. 考虑第 k 个用户的接收机, RAKE 接收机的输入信号 $r(t)$ 是多径成份的集合, 根据路径分集的结果, 产生 L 个判决函数 α, 并利用 FTF 算法产生的 L 个幅度衰减估计作为权值, 对 L 个判决函数作加权和, 其结果作为最终的判决依据[4]. 第四部分的仿真实验图 5, 对比了接收机支路数分别为 1 和 11 两种情况下的系统误比特率, 显示了采用 L 支路接收机结构的优势.

基于 FTF 算法的 RAKE 接收机结构如图 1 所示:

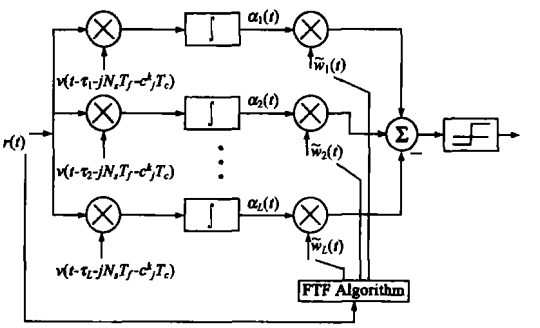


图 1 基于 FTF 算法的 RAKE 接收机结构图

由于 UWB 信道产生的多径分量数量庞大, 所以必须选取一些有用的多径成分. 本文中采用选择最大功率多径分量的方法, 将功率最大的 L 个时延段作为 L 条多径分量, 输入到 RAKE 接收机中[11]. 图 1 中 $v(t-\tau_l-jN_sT_f-c_j^kT_c)$ 的 τ_l 对应了第 l 条多径成分的时延. 积分器的积分范围是匹配信号 $v(t)$ 的持续时间 T_v. $\{\tilde{w}_1(t),\tilde{w}_2(t),\cdots,\tilde{w}_L(t)\}$ 是 FTF 算法得到的 L 个幅度衰减估计值.

FTF 滤波器由最小二乘横向滤波器、前向预测误差滤波器、后向预测误差滤波器和增益滤波器等四个滤波器组成, 其结构比较复杂. 但是, 利用与正交投影矩阵相关的横向滤波算子, 可以方便的解决 FTF 复杂的设计问题及时间递推关系, 文献[9]和文献[11]中都有比较详细的无遗忘因子 FTF 算法的推导. 文献[10]和文献[12]中给出了较为复杂的带有遗忘因子的 FTF 递推算法流程. 本文参照文献[9]的推导方法, 引入了由组成的对角矩阵 $\Lambda(n)=\mathrm{diag}(\lambda^{n-1},\lambda^{n-2},\cdots,\lambda^1,\lambda^0)$, 并对文献[9]中的相关定义做如下改变:

(1)定义 $\sqrt{\Lambda(n)}X_{0,N-1}(n)=\sqrt{\Lambda(n)}[\vec{x}(n)z^{-1}\vec{x}(n)\cdots z^{-(N-1)}\vec{x}(n)]$ 为输入数据矩阵, 其中 $\vec{x}(n)=[x(1)\cdots x(n)]^{\mathrm{T}}$, 而 $x(j)=r(t)|_{t=\tau_l+jN_sT_f+c_j^kT_c}$, $j=1,2,\cdots,n$, 是接收信号 $r(t)$ 在 $t=\tau_l+jN_fT_f+c_j^kT_c$ 时刻的采样点;

(2)横向滤波算子的定义为;

$$K_{0,N-1}(n)=\langle\sqrt{\Lambda(n)}X_{0,N-1}(n),\sqrt{\Lambda(n)}X_{0,N-1}(n)\rangle^{-1}\left(\sqrt{\Lambda(n)}X_{0,N-1}(n)\right)^{\mathrm{T}};$$

(3)定义 $P_{0,N-1}(n)=\sqrt{\Lambda(n)}X_{0,N-1}(n)K_{0,N-1}(n)$ 为投影矩阵;

(4)定义 $\vec{e}_f^{\Lambda}(n|n)=\left(\sqrt{\Lambda(n)}\right)\vec{e}_f(n|n)=\left(\sqrt{\Lambda(n)}\right)(\vec{x}(n)-\vec{x}_f(n))$ 为最小二乘前向预测误差矢量;

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

(5) 定义 $\varepsilon_f^{\Lambda}(n)=\langle \vec{e}_f^{\Lambda}(n|n), e_f^{\Lambda}(n|n)\rangle$为最小二乘前向预测残差;

(6) 定义 $\vec{e}_b^{\Lambda}(n|n)=\left(\sqrt{\Lambda(n)}\right)\vec{e}_b^{\Lambda}(n|n)=\left(\sqrt{\Lambda(n)}\right)\vec{x}(n-N)-\vec{x}_b(n-N))$ 为最小二乘后向预测误差矢量;

(7) 定义 $\varepsilon_b^{\Lambda}(n)=\langle \vec{e}_b^{\Lambda}(n|n), e_b^{\Lambda}(n|n)\rangle$为最小二乘后向预测残差.

经过与文献[9]类似的推导, 得到带有 λ 的 FTF 算法. 经过总结, 算法的完整流程如下:

(1) 初始化:

$\vec{a}_N(0)=\vec{0}$, $\vec{b}_N(0)=\vec{0}$, $\vec{w}_N(0)=\vec{0}$, $\vec{g}_N(0)=\vec{0}$, $\gamma_N(0)=1.0$, $\varepsilon_f^{\Lambda}(0)=\varepsilon_b^{\Lambda}(0)=\xi$(其中 ξ 是一个小的正常数)

(2) 迭代计算:

(a) 前向预测误差滤波器参数:

令: $\vec{x}_N^T(n)=[x(n), x(n-1), \cdots, x(n-N+1)]$, $\vec{x}_N^T(n-1)=[x(n-1), x(n-2), \cdots, x(n-N)]$, 则:

$$e_f(n|n-1)=x(n)-\vec{x}_N^T(n-1)\vec{a}_N(n-1)$$

$$e_f(n|n)=\gamma_N(n-1)e_f(n|n-1)$$

$$\varepsilon_f^{\Lambda}(n)=\lambda\varepsilon_f^{\Lambda}(n-1)+e_f(n|n)e_f(n|n-1)$$

$$\vec{a}_N(n)=\vec{a}_N(n-1)+e_f(n|n-1)\vec{g}_N(n-1)$$

(b) N+1 阶角参量:

$$\gamma_{N+1}(n)=\lambda\gamma_N(n-1)\frac{\varepsilon_f^{\Lambda}(n-1)}{\varepsilon_f^{\Lambda}(n)}$$

(c) N+1 阶增益滤波器权矢量:

$$\begin{pmatrix}\vec{k}_N(n)\\ k(n)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0\\ \vec{g}_N(n-1)\end{pmatrix}+\frac{e_f(n|n)}{\varepsilon_f^{\Lambda}(n)}\begin{pmatrix}1\\ -\vec{a}_N(n)\end{pmatrix}$$

(d) 后向预测误差滤波器参量, N 阶角参量和 N 阶增益矢量(交叉计算):

$$e_b(n|n-1)=x(n-N)-\vec{x}_N^T(n)\vec{b}_N^T(n-1)$$

$$\gamma_N(n)=[1-k(n)e_b(n|n-1)]^{-1}\gamma_{N+1}(n)$$

$$e_b(n|n)=\gamma_N(n)e_b(n|n-1)$$

$$\varepsilon_b^{\Lambda}(n)=\lambda\varepsilon_b^{\Lambda}(n-1)+e_b(n|n)e_b(n|n-1)$$

$$\vec{g}_N(n)=[\vec{k}_N(n)+k(n)\vec{b}_N(n-1)]\frac{\gamma_N(n)}{\gamma_{N+1}(n)}$$

$$\vec{b}_N(n)=\vec{b}_N(n-1)+e_b(n|n-1)\vec{g}_N(n)$$

(e) 最小二乘横向自适应滤波器参数:

$$e(n|n-1)=d(n)-\vec{x}_N^T(n)\vec{w}_N(n-1)$$

$$\vec{w}_N(n)=\vec{w}_N(n-1)+e(n|n-1)\vec{g}_N(n)$$

与文献[10]和[12]比较, 算法的递推公式在形式上略有不同, 其原因在于两者的初始定义变量不同而导致的. 经过总结, FTF 算法的运算量为 $8N$, 而 RLS 算法的运算量约为 N^2[10], 其中 N 为滤波器的阶数. 由此可见, FTF 的运算量随着滤波器阶数的增加要远低于 RLS 算法.

4　仿真结果及性能分析

仿真实验采用了 IEEE802.15.3a UWB 信道模型(CM1 到 CM4), 信道的采样时间为 0.4ns. 发射的基本脉冲的脉宽 T_m=0.7ns, 调制延时 δ=0.1ns, 帧周期 T_f=40ns, N_s=2, λ=0.99, 发射机和接收机的采样时间为 0.1ns.

如第三部分所述, 判决函数 α 受到接收信号中随机变量 τ_k 等参数的影响, 其效果如图 2 所示:

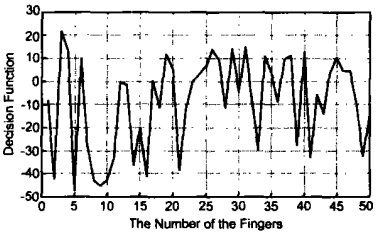


图 2　判决函数 VS. 接收机支路数

x 轴为接收机支路数的变化, y 轴为每条支路上的判决函数. 由于对每条支路的延时等参数估计上存在误差, 各个支路的判决函数有正有负, 如果只利用其中一条支路的 α 作判决, 可能会严重影响判决结果. 因此, 我们采用 L 支路判决的接收机结构.

图 3 显示了在接收机一条支路上, FTF 算法和 RLS 算法分别得到的幅度衰减估计值随数据字符序列的变化:

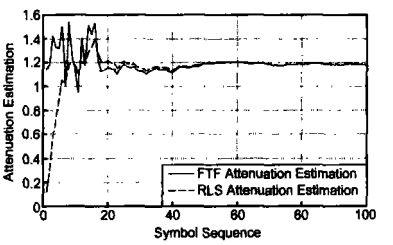


图 3　FTF 和 RLS 幅度衰减估计值随字符序列变化对比图

从图 3 可知, 幅度衰减估计值在接收机开始工作的阶段有一个从初始化状态收敛的过程. 在收敛阶段, RLS 的估计值在 0.1~1.4 的范围内变化, 而 FTF 的估计值在 1.0~1.5 的范围内振荡变化. 接收了约 30 个字符之后, RLS 和 FTF 都能跟踪上真实的幅度衰减值, 约为 1.2. 显然, FTF 算法在开始阶段就能很快的接近真实的信道参数, 而 RLS 算法有一个渐进的收敛过程, 在这个过程中, 滤波器的输出结果与真实值有较大的差异, 因而有较大的概率产生误判.

对比其他的自适应滤波器如 RLS 滤波器, FTF 具有最显著的特点是其收敛速度对数据的相关不敏感. 假设对接收机接收的信号 $x(n)$ 作如下相关:

$$d(n)=x(n)+0.2x(n-1)+0.5x(n-2) \qquad (7)$$

图 4 显示了 FTF 和 RLS 对相关数据滤波后, 滤波器中第一、二个抽头权值的收敛速度对比图:

从图 4 中可以看出, 对于相关数据, FTF 滤波器第一个抽

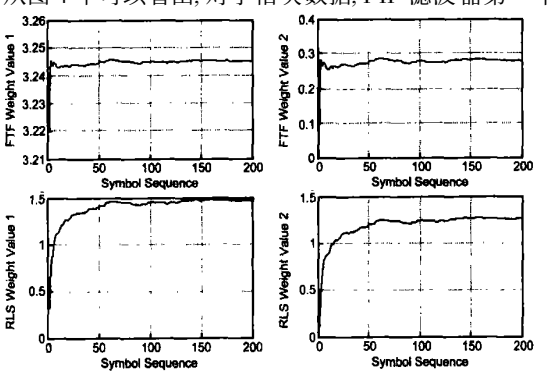


图 4　FTF 和 RLS 滤波器第一、二抽头权值收敛对比图

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

头的权值约在 10 个字符时就进入了收敛状态,而 RLS 滤波器第一个抽头的权值约在第 50 个字符左右才进入收敛; FTF 的第二个抽头权值收敛在第 15 个字符左右,而 RLS 的第二个抽头权值收敛在第 60 个字符左右. 因此,对于相关性的数据,FTF 滤波器权值的收敛速度都要快于 RLS 滤波器.

需要注意的是,图 4 是滤波器抽头权值的收敛对比图,而不是滤波器最终估计值的收敛对比. 由于 FTF 和 RLS 算法的误差函数控制滤波器抽头权值的准则不同,所以 FTF 和 RLS 滤波器的抽头权值收敛到了不同的值上. 而 FTF 和 RLS 滤波器的各个抽头权值经过加权求和后得到的估计值,最终还是收敛在同一个值上的,如图 3 所示.

我们仿真比较了 CM1 信道到 CM4 信道下,FTF 和 RLS 接收机的 BER 性能. 图 5 为 CM1 信道下,两个滤波器阶数均为 $N=16$,接收机支路数分别为 $L=1$, 11 时的 BER 比较图:

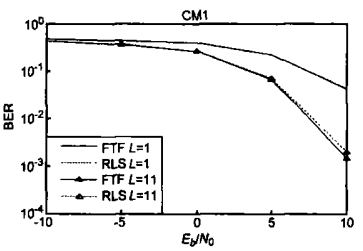


图 5 CM1 信道下 BER 性能比较

图中横坐标是 E_b/N_0,变化范围从 - 10dB 到 10dB. 两种算法的 BER 随着 E_b/N_0 的增加而降低. 而且在相同条件下,FTF 算法的 BER 要略低于 RLS 算法,但差异不是很大. 考虑 FTF 算法的运算量在 $8N$ 量级,而 RLS 算法的运算量为 N^{2}[10],当 $N=16$ 时,FTF 的运算量只有 RLS 的一半,所以 FTF 算法比 RLS 算法更具有吸引力.

从图 5 $L=1$ 和 $L=11$ 的 BER 比较可以看出,采用多支路的 RAKE 接收机结构($L=11$)比采用单支路的接收机($L=1$),性能上获取了很大的提高.

其他信道下的仿真结果与 CM1 信道的结论相似.

从以上几组实验以及分析可看出:综合考虑收敛速度,误码率以及运算量等多方面的因素,FTF 算法要优于 RLS 算法.

5 结论

本文针对 UWB 系统,首次提出将 FTF 算法引入 RAKE 接收机. RAKE 接收机结构解决了单个判决函数受支路延时估计误差的影响而做出错误判决的问题,利用 L 个支路的判决函数,通过加权求和,作为新的判决依据;由于遗忘因子 λ 作为计算误差函数累加和的权重,可以体现不同时刻的接收数据对当前时刻的判决所起的不同作用,从而使滤波器可以更好的跟踪非平稳信号的变化,我们根据文献[9]的推导方法,通过引入遗忘因子对角矩阵,推导了带有遗忘因子 λ 的 FTF 滤波器的递推算法;仿真实验显示:FTF 算法在收敛速度、误码率以及运算量等性能上要优于常用的 RLS 算法;而且 FTF 算法的收敛速度对数据的相关性不敏感的特点,使之比 RLS 算法更具有应用的前景.

参考文献:

[1] Win M Z, Scholtz R A. Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view [J]. IEEE J Selected Areas Commun, 2002, 20(9): 1613- 1627.

[2] Fontana R, Ameti A, Richley E, Beard L, Guy D. Recent advances in ultra wideband communications systems [A]. In Proc IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST) [C]. Baltimore, MD, USA: IEEE, 2002. 129- 133.

[3] Win M Z, Scholtz R A. On the energy capture of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments [J]. IEEE Commun Lett, 1998, 2(9): 245- 247.

[4] Vincenzo Lottici, Aldo D' Andrea. Channel estimation for ultra-wideband communications [J]. IEEE J Select Areas Commun, 2002, 20(9): 1638- 1645.

[5] 黄勇富, 毕光国, 樊祥宁. 超宽带无线通信系统的一种新的接收机结构 [J]. 电路系统学报, 2003, 8(2): 14- 17.
Huang Yong-fu, Bi Guang-guo, Fan Xiang-ning. A new receiver structure for UWB wireless communication system [J]. Journal of Circuits And Systems, 2003, 2(8): 14- 17. (in Chinese)

[6] Yung-Fang Chen, M D Zoltowski. Blind RLS based space-time adaptive 2-D RAKE receivers for DS-CDMA communication systems [J]. IEEE Trans On Signal Processing, 2000, 48(7): 2145- 2150.

[7] Yasuo Suzuki, Eisuke Kudoh, Shigeaki Ogose. DS-CDMA RAKE receiver with time-window control loop (TWCL) in multipath fading environment [J]. IEEE Trans. On Veh Technol, 2000, 49(1): 167- 172.

[8] 何振亚, 刘涵宇. 滑动窗快速横向滤波的自适应判决反馈均衡器算法 [J]. 通信学报, 1995, 16(2): 90- 96.
He Zheng-ya, Liu Han-yu. A sliding window fast transversal filter adaptive decision feedback equalizer algorithm [J]. Journal of China Institute of Communications, 1995, 16(2): 90- 96. (in Chinese)

[9] 姚天任, 孙洪. 现代数字信号处理 [M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 1999. 93- 106.

[10] Cioffi J M, Kailath T. Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering [J]. IEEE Trans. On Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1984, 32(2): 304- 337.

[11] 张贤达. 信号处理中的线性代数 [M]. 北京: 科学出版社, 1997. 144- 158.

[12] Haykin S. Adaptive Filter Theory, 4th ed [M]. Englewood Cliffs (New Jersey): Prentice Hall, 2002. 629- 633.

[13] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications [J]. IEEE Trans Commun, 2000, 48(4): 679- 691.

作者简介:

尹 勇 男, 1977 年 12 月生于安徽芜湖,中国科学技术大学电子工程与信息科学系博士生,主要从事超宽带通信、数字信号处理的研究. E-mail: yongy@mail.ustc.edu.cn.

俞能海 男, 1964 年 11 月生于安徽无为,博士,中国科学技术大学电子工程与信息科学系教授,博导,主要研究领域包括无线通信、无线局域网(WLAN)和图像处理.

董伟杰 男, 1977 年 10 月生于山东菏泽,中国科学技术大学电子工程与信息科学系博士生,主要从事超宽带通信、数字信号处理的研究.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net