

文章编号: 1000-582X(2013)06-124-06

# 超宽带系统中盲自适应降秩接收机

康晓非<sup>1,2</sup>, 杨家玮<sup>1</sup>

(1. 西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 西安 710071;

2. 西安科技大学 通信与信息工程学院, 西安 710054)

**摘要:** 针对超宽带系统中的多址干扰和码间干扰问题, 提出了一种低复杂度的盲自适应接收机, 该接收机首先采用多级维纳滤波算法抑制多址干扰并提取期望信号各多径分量; 再进一步采用紧缩近似投影子空间跟踪方法估计信道并进行最大比合并, 提高输出信干噪比。仿真结果表明, 其误码性能优于匹配滤波器、传统 Rake 接收机、解相关 Rake 接收机和基于恒模算法的自适应接收机, 且收敛速度较快、复杂度较低。

**关键词:** 超宽带; 多址干扰; 多级维纳滤波; 紧缩近似投影子空间跟踪

**中图分类号:** TN911.23

**文献标志码:** A

## A blind adaptive reduced-rank receiver for ultra-wideband communication systems

KANG Xiaofei<sup>1,2</sup>, YANG Jiawei<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. College of Communication and Information of Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

**Abstract:** A low-complexity blind adaptive receiver for ultra-wideband (UWB) systems in the presence of both multiple access interference (MAI) and inter symbol interference (ISI) is proposed, which is composed of two stages. In the first stage, a reduced-rank algorithm based on the multi-stage Wiener filter (MSWF) is considered to suppress the MAI and extract multi-path components. Channel estimation using the projection approximation subspace tracking with deflation (PASTd) algorithm and multi-path combining are then performed to further enhance the signal to interference plus noise ratio (SINR) of the desired user in the second stage. The simulation results show that the proposed receiver exhibits reasonably good bit error ratio (BER) performance compared with those of matched filter, conventional Rake receiver, decorrelating Rake receiver and adaptive receiver based on constant modulus algorithm (CMA). Moreover, it has faster convergence speed and less complexity.

**Key words:** ultra-wideband (UWB); multiple access interference (MAI); multi-stage Wiener filter (MSWF); projection approximation subspace tracking with deflation (PASTd)

**收稿日期:** 2012-12-26

**基金项目:** 国家重点基础研究发展计划(973 计划)课题资助项目(2009CB320404); 长江学者和创新团队发展计划资助项目(IRT0852); 高等学校创新引智计划资助项目(B08038); 西安科技大学培养基金(201257); 西安科技大学博士后启动金(2013QDJ035)

**作者简介:** 康晓非(1973-), 男, 西安电子科技大学博士研究生, 主要从事超宽带关键技术和通信信号处理研究, (Tel)13572211700; (E-mail)jwyang@xidian.edu.cn.

超宽带(UWB)以其高速率、大容量、低功耗、低成本、精确定位等优良特性在短距离无线通信中有着广泛的应用前景<sup>[1-2]</sup>。然而,在室内环境中,UWB无线信道具有密集多径的特点,由此引起的码间干扰(ISI)会严重地影响系统性能。此外,随着系统用户数的增加,多址干扰(MAI)也成为影响 UWB 系统性能的重要因素。因此,设计适合于实际应用的高性能、低复杂度的接收机也是 UWB 的重要研究方向。

传统的 Rake 接收机<sup>[3]</sup>能有效合并多径信号,从而获得分集增益,提高系统性能。但是,在典型的室内环境中,UWB 信道响应的时延扩展长达 80~200 ns,路径数多达几十乃至上百条,随着 Rake 接收机支路(finger)数的增加,其实现复杂度将难以接受<sup>[4-5]</sup>,且 Rake 接收机在 MAI 情况下性能受限。为了有效抑制 MAI,多用户检测技术(MUD)技术也被应用于 UWB 系统中,考虑到所需较少先验知识等因素,一些盲 MUD 方案更被关注<sup>[6]</sup>,其中最重要的是盲最小均方误差(MMSE)检测器,其批处理实现主要包括直接法(DMI)和子空间法(SS)<sup>[7]</sup>,但因涉及到矩阵求逆或特征值分解(ED)等问题,这两种方法计算量均很大,且不能满足实时性要求。进一步考虑到无线信道的动态特性,盲自适应 MUD 方案便成为解决在线实现问题的关键,与两种批处理方法对应的常用自适应算法分别是最小输出能量(MOE)<sup>[8]</sup>和紧缩近似投影子空间跟踪(PASTd)<sup>[9]</sup>。然而,随着检测数据维数的增加,自适应滤波器的长度也相应的增加,这导致了计算复杂度的增加及滤波器稳健性的下降。为了减小算法复杂度,降维自适应滤波技术也受到人们的青睐,包括:主分量法(PC)、互谱法(CS)和多级维纳滤波器(MSWF)<sup>[10]</sup>。其中 PC 法和 CS 法均需要通过特征值分解得到降维子空间,运算量较大,相比较而言,MSWF 无需特征值分解,具有较低的计算复杂度和接近于满秩 MMSE 接收机的性能。

笔者提出一种适用于 UWB 系统的盲自适应降秩多用户检测方案,该方案分为两步实现:第一步将 MOE 算法和 MSWF 方法相结合,实现盲自适应解相关;第二步采用 PASTd 方法进行信道估计并进行最大比合并(MRC),进一步提高输出信干噪比(SINR)。该方案具有计算复杂度低、所需先验知识较少等优点,仿真结果表明,其能有效抑制 ISI 和 MAI,且收敛较快。

## 1 系统模型

考虑一个含有  $K$  个用户的直扩超宽带(DS-UWB)系统,第  $k$  个用户的发射信号可表示为<sup>[11]</sup>

$$x_k(t) = \sum_{m=0}^{M-1} b_k(m) \sum_{n=0}^{N-1} c_k(n) \omega(t - mT - nT_c), \quad (1)$$

其中,  $b_k(m) \in \{\pm 1\}$  和  $c_k(n) \in \{\pm 1\}$  分别是第  $k$  个用户发送的周期为  $T$  的信息比特和扩频增益为  $N$  的扩频序列,  $\omega(t)$  是周期为  $T_c = T/N$  且具有单位能量的 UWB 脉冲波形,其设计需满足 FCC 关于 UWB 信号的频谱限制。

$x_k(t)$  通过的 UWB 多径信道设为  $h_k(t)$ , 其通常采用 IEEE802.15.3a 的室内信道模型<sup>[12-13]</sup>, 该模型是修正的 S-V 模型,特点是多径分量以簇的形式到达,  $h_k(t)$  可建模为

$$h_k(t) = G_k \sum_{p=1}^{L_c} \sum_{q=1}^{L(p)} \alpha_{k,p,q} \delta(t - T_{k,p} - \tau_{k,p,q}). \quad (2)$$

式中  $G_k$  是第  $k$  个用户的幅度增益,  $L_c$  是观测到的簇的数目,  $L(p)$  是第  $p$  簇内接收到的多径数目,  $T_{k,p}$  是用户  $k$  的第  $p$  簇的到达时间,  $\alpha_{k,p,q}$  和  $\tau_{k,p,q}$  分别是用户  $k$  的第  $p$  簇中第  $q$  条路径的系数和时延。

$K$  个用户信号通过 UWB 信道后,上行链路总的接收信号可表示为

$$y(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) * h_k(t) + v(t), \quad (3)$$

式中:  $*$  表示卷积运算;  $v(t)$  是均值和方差分别为 0 和  $\sigma^2$  的加性高斯白噪声(AWGN)。为了简化分析,假定信道中可分辨路径的最小时间间隔(时间仓)等于  $T_c$ ,且  $K$  个用户信道中最大路径数为  $L+1$ ,则  $y(t)$  经过码片匹配滤波器并以  $1/T_c$  速率采样后,第  $i$  个样值为

$$y(i) = \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} y(t) \omega(t - iT_c) dt = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} b_k(m) \sum_{l=0}^L h_k(l) c_k(i - mN - l) + v(i), \quad (4)$$

$$\text{式中, } h_k(l) = \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} h_k(t) \omega(t - lT_c) dt, v(i) = \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} v(t) \omega(t - iT_c) dt.$$

假设用户 1 为期望用户,且  $L < N$ ,同时定义向量  $\mathbf{y}(m) = [y(mN), \dots, y(mN + N + L - 1)]^T$ ,则离散接收信号模型可表示为

$$\mathbf{y}(m) = \mathbf{C}_1 \mathbf{h}_1 b_1(m) + \mathbf{u}(m), \quad (5)$$

式中,  $\mathbf{C}_1$  为用户 1 各路径的拓展特征波形向量,可定义为第 1 行和第 1 列分别是  $[c_1(0), 0, \dots, 0]$  和  $[c_1(0), \dots, c_1(N-1), 0, \dots, 0]^T$  的  $(N+L) \times (L+1)$  维 Toeplitz 矩阵;  $\mathbf{h}_1 = [h_1(0), \dots, h_1(L)]^T$  为信道系数向量;  $b_1(m)$  为期望检测的符号;而  $\mathbf{u}(m)$  为一包含有 ISI、MAI 及 AWGN 的向量。

## 2 盲自适应降秩接收机

笔者提出的盲自适应降秩接收机可分两步实现,首先将 MOE 算法和 MSWF 方法相结合,来抑制 MAI,提取期望用户多径分量;再通过 PASTd 估

计信道从而对分离出的多径分量进行最大比合并。MOE 可实现盲自适应解相关,结合 MSWF 可减少滤波器的维数,降低复杂度;而 PASTd 算法可以自适应精确估计信道,提高输出 SINR。其原理如图 1 所示。

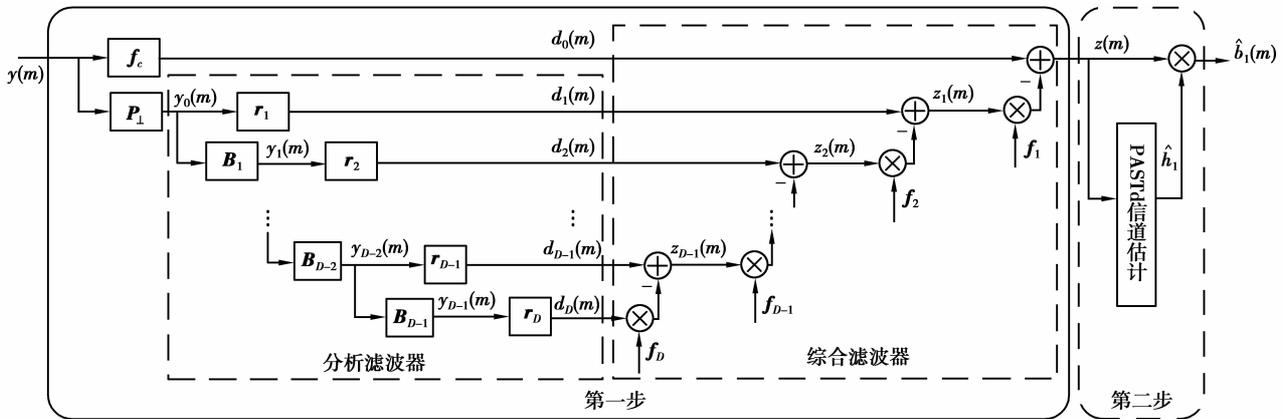


图 1 盲自适应降秩接收机结构

### 2.1 MSWF-MOE 滤波器

设期望用户 1 的滤波器系数  $f$  为一个  $(N+L) \times (L+1)$  维矩阵,则该滤波器基于 MOE 算法的约束代价函数可定义为

$$\min_f J = E \{ \| f^H y(m) \|^2 \}, \quad (6)$$

$$\text{s. t. } C_1^H f = I_{(L+1)},$$

式中  $I_{(L+1)}$  表示  $(L+1) \times (L+1)$  维单位矩阵,为了便于求解,采用广义旁瓣相消器(GSC)可将式(6)转化为无约束优化问题。分别定义  $C_1$  上的投影矩阵  $P = C_1 (C_1^H C_1)^{-1} C_1^H$  和正交投影矩阵  $P_\perp = I_{(N+L)} - P$ ,将  $f$  分解成相互正交的 2 部分

$$f = f_c - P_\perp f_a, \quad (7)$$

其中  $f_c = P f = C_1 (C_1^H C_1)^{-1} C_1^H f$  为固定部分。 $f_a$  为  $(N+L) \times (L+1)$  维矩阵,将式(7)代入式(6)得

$$\min_{f_a} J = E \{ \| d_0(m) - f_a^H y_0(m) \|^2 \} =$$

$$\text{tr} (I_{(L+1)}) + \text{tr} (f_a^H R_{y_0} f_a) - 2 \text{tr} (f_a^H R_{y_0} d_0), \quad (8)$$

式中,  $y_0(m) = P_\perp^H y(m)$  为  $(N+L) \times 1$  维向量,  $d_0(m) = (C_1^H C_1)^{-1} C_1^H y(m)$  为  $(L+1) \times 1$  维列向量,而  $R_{y_0} = E \{ y_0(m) y_0^H(m) \}$  为前者的自相关矩阵,  $R_{y_0 d_0} = E \{ y_0(m) d_0^H(m) \}$  为二者的互相关矩阵,  $\text{tr}(\cdot)$  表示迹运算。式(8)的最优解为

$$f_a = R_{y_0}^{-1} R_{y_0 d_0}. \quad (9)$$

上式为一标准维纳滤波器,随着输入数据向量维数的增大,其相应的矩阵运算就会越复杂,而 MSWF 通过逐级对输入信号作正交投影分解,将标准的维纳滤波器的求解过程分解为一个嵌套链式结构,降低了维数,减小了计算复杂度,其结构如图 1 中第一部分所示,从功能上,MSWF 可分为分析滤波器和综合滤

波器两部分:分析滤波器在每一级上对输入信号作正交投影分解,通过多级分解减小了数据向量的维数;而综合滤波器将分析滤波器的输出作为操作对象,采用 MMSE 准则。与传统 MSWF<sup>[10]</sup> 不同的是:  $d_i(m)$  是一个维数为  $L+1$  的向量,且每一级可减少  $L+1$  维<sup>[14-15]</sup>,滤波器的最大级数为  $D_{\max} = \lfloor \frac{(N+L)}{(L+1)} \rfloor$ 。其具体算法过程如表 1 所示。

表 1 MSWF-MOE 算法

初始化: $P_\perp = I_{(N+L)} - C_1 (C_1^H C_1)^{-1} C_1^H$ , $d_0(m) = (C_1^H C_1)^{-1} C_1^H y(m)$ , $y_0(m) = P_\perp^H y(m)$
前向迭代: for $i=1, 2, \dots, D$
$r_i = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_{i-1}(m) d_{i-1}^H(m)$
$r_i$ 各列归一化:
for $j=1, 2, \dots, L+1$
$r_i(:, j) = \frac{r_i(:, j)}{\  r_i(:, j) \ }$
end
$d_i(m) = r_i^H y_{i-1}(m)$ , $B_i(m) = \text{null}(r_i)$ ,
$y_i(m) = B_i^H y_{i-1}(m)$
end
反向迭代: $z_D(m) = d_D(m)$
for $i=D, \dots, 2, 1$
$R_i = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M z_i(m) z_i^H(m)$ , $G_i =$
$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M z_i(m) d_{i-1}^H(m)$ , $f_i = R_i^{-1} G_i$
$z_{i-1}(m) = d_{i-1}(m) - f_i^H z_i(m)$
end

## 2.2 信道估计及最大比合并

通过第一步 MSWF-MOE 滤波后,可抑制输入数据向量中的大部分 MAI 和 ISI,其输出  $z(m)$  为  $(L+1) \times 1$  维列向量,主要包含了期望用户的待检测的各多径分量,可表示为

$$z(m) = \mathbf{f}^H \mathbf{y}(m) = \mathbf{h}_1 b_1(m) + \mathbf{e}(m), \quad (10)$$

式中  $\mathbf{e}(m) = \mathbf{f}^H \mathbf{u}(m)$  为滤波器对干扰和噪声部分的输出。为了进一步提高输出 SINR,可对  $z(m)$  中的各分量进行最大比合并,理论上,最佳合并向量<sup>[16]</sup> 为  $\mathbf{R}_{zz}^{-1} \mathbf{h}_1$ ,其中  $\mathbf{h}_1$  需通过信道估计求得。但由于  $z(m)$  中期望用户 1 的信号功率远大于  $\mathbf{e}(m)$  中各分量的功率,即有

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz} &= E\{z(m)z(m)^H\} = \\ &\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H + E\{\mathbf{e}(m)\mathbf{e}(m)^H\} \approx \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H. \end{aligned} \quad (11)$$

因此,使用最大比合并估计信道系数向量  $\mathbf{h}_1$ ,即

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \underset{\|\mathbf{h}_1\|=1}{\operatorname{argmax}} \mathbf{h}_1^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{h}_1, \quad (12)$$

式中  $\hat{\mathbf{h}}_1$  是信道系数向量  $\mathbf{h}_1$  的估计,同时考虑到式(11),最佳合并向量可用  $\hat{\mathbf{h}}_1$  来替代。 $\hat{\mathbf{h}}_1$  的最优解是  $\mathbf{R}_{zz}$  的主特征向量。采用批处理的特征值分解(ED)或奇异值分解(SVD)方法求解计算量均很大,不利于工程实现。而 PASTd 算法<sup>[9]</sup> 是一种自适应子空间跟踪算法,其将信号子空间作为一个非限制优化问题的解来处理,从而大大降低了实现复杂度,因此考虑下列指数加权代价函数

$$J(\hat{\mathbf{h}}_1(j)) = \sum_{m=0}^j \beta^{j-m} \|z(m) - \hat{\mathbf{h}}_1(j) \hat{\mathbf{h}}_1^H(j) z(m)\|^2, \quad (13)$$

式中  $0 < \beta \leq 1$  为遗忘因子,当  $m$  接近  $j$  时,  $\hat{\mathbf{h}}_1^H(j) z(m)$  与  $\hat{\mathbf{h}}_1^H(j-1) z(m)$  的差别非常小,所以用

$$g(m) = \hat{\mathbf{h}}_1^H(j-1) z(m). \quad (14)$$

来近似代替  $\hat{\mathbf{h}}_1^H(j) z(m)$ ,从而得到修正的代价函数为

$$\tilde{J}(\hat{\mathbf{h}}_1(j)) = \sum_{m=0}^j \beta^{j-m} \|z(m) - \hat{\mathbf{h}}_1(j) g(m)\|^2. \quad (15)$$

可采用 RLS 算法自适应更新  $\hat{\mathbf{h}}_1(j)$ ,使式(15) 代价函数最小化。考虑到只需求解最大特征值所对应的特征向量,因此其实现过程可简化为表 2 所示。

表 2 PASTd 主特征值跟踪算法

```

初始条件:  $\lambda(0) = 1, \hat{\mathbf{h}}_1(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$ .
迭代计算: for  $j = 1, 2, \dots$  do
     $g(j) = \hat{\mathbf{h}}_1^H(j-1) z(j)$ 
     $\lambda(j) = \beta \lambda(j-1) + |g(j)|^2$ 
     $\hat{\mathbf{h}}_1(j) = \hat{\mathbf{h}}_1(j-1) + [z(j) - \hat{\mathbf{h}}_1(j-1) g(j)] \left[ \frac{g^*(j)}{\lambda(j)} \right]$ 
end

```

其中:  $\lambda$  是跟踪的最大特征值,  $\hat{\mathbf{h}}_1$  是对应的特征向量。

最后,期望用户 1 的符号数据可以通过下式估计

$$\hat{b}_1(m) = \operatorname{sign}\{\operatorname{Re}[\hat{\mathbf{h}}_1^H \mathbf{f}^H \mathbf{y}(m)]\}, \quad (16)$$

其中,  $\operatorname{sign}(\cdot)$  为符号函数,  $\operatorname{Re}(\cdot)$  表示复数的实部。

## 3 仿真及性能分析

仿真实验考虑一个多径、多用户环境下的 DS-UWB 系统,扩频码采用扩频增益  $N=31$  的 Gold 序列, UWB 脉冲波形为二阶导高斯脉冲,信道采用 IEEE802.15.3a CM1 的室内信道模型。图 2 为用户数  $K=16$  条件下,几种接收机误码率随  $E_b/N_0$  变化情况的比较,其中匹配滤波器(MF)是 UWB 系统中最简单、最常用的接收机之一,但其仅在加性高斯白噪声(AWGN)信道下具有最佳性能,仿真结果表明,在多径、多用户环境下,匹配滤波器(MF)既不能消除多径干扰也不能抑制多址干扰,所以完全失效。传统 Rake 接收机能有效收集多径能量,但在多用户环境下,Rake 接收机性能受限,仿真结果也显示,当用户数  $K=16$  时,随着  $E_b/N_0$  的增加,支路数为 6 的部分 Rake 接收机(P-Rake)<sup>[3]</sup> 以及全 Rake 接收机(A-Rake)<sup>[3]</sup> 误码性能均不理想,主要因为传统 Rake 接收机不能消除多址干扰。采用约束代价函数的解相关 Rake 接收机(D-Rake)<sup>[16]</sup> 是传统 Rake 接收机的改进方案,能有效抑制多址干扰,且能合并最先到达的 6 条路径,性能优于前 3 种接收机,但其性能的提高依赖于接收机支路数的增加,这会导致复杂度的相应增加。基于约束恒模算法(CMA)的盲自适应接收机(RLS-CMA)<sup>[17]</sup> 需要较少的先验知识且具有较低的复杂度,从仿真图可以

看出,在高  $E_b/N_0$  时,该接收机性能改善明显,优于 D-Rake 接收机,但其性能依赖于 RLS 算法中遗忘因子选择。而所提出的盲自适应降秩接收机 (blind reduced-rank) 在降低计算复杂度的同时,可获得与文献[8]中的盲最小输出能量接收机 (blind MOE) 相同的性能。图 3 为用户数  $K=16$  条件下,盲自适应降秩接收机的第一步中 MSWF 取不同级数( $D$ )时,误码率性能比较,当存在 10 条( $L=9$ )可分辨路径时,MSWF 每经过一级迭代输出向量维数会减少 10,由图可知,随着级数的增加误码率相应的减小,但最大级数需满足条件  $D_{\max} = \lfloor \frac{(N+L)}{(L+1)} \rfloor$ 。图 4 为 MSWF 取不同级数时,数据长度对所提出接收机的输出 SINR 的影响,图中表明,级数  $D=2$  时,算法能较快收敛,但性能较差,对于  $D=4$  时,当数据长度为 1 000 时可达到稳定点。图 5 为盲自适应降秩接收机的第二步中 PASTd 算法的遗忘因子  $\beta$  取不同值时收敛情况比较,通常,  $0 < \beta < 1$ ,  $\beta$  的取值影响着算法的收敛性和跟踪能力,可见随着  $\beta$  的增大,信道估计的均方误差(MSE)相应减小,估计值逐渐接近真实值,  $\beta$  增大意味着算法跟踪能力逐步提高。

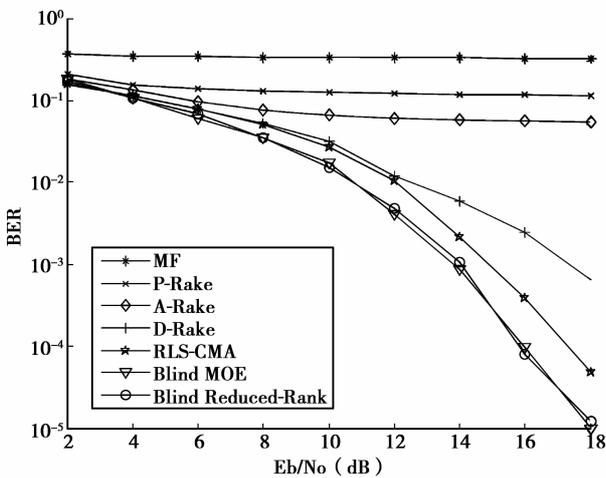


图 2 K=16 时几种接收机误码性能比较

### 4 结 论

多址干扰和码间干扰是影响 UWB 系统性能的主要因素,提出一种盲自适应降秩接收机,该接收机通过两步来抑制系统中的多址干扰及码间干扰。仿真结果表明,在多径信道、多用户环境下,其性能优于传统的 Rake 接收机、解相关 Rake 接收机和基于恒模算法的自适应接收机,且具有所需先验知识较

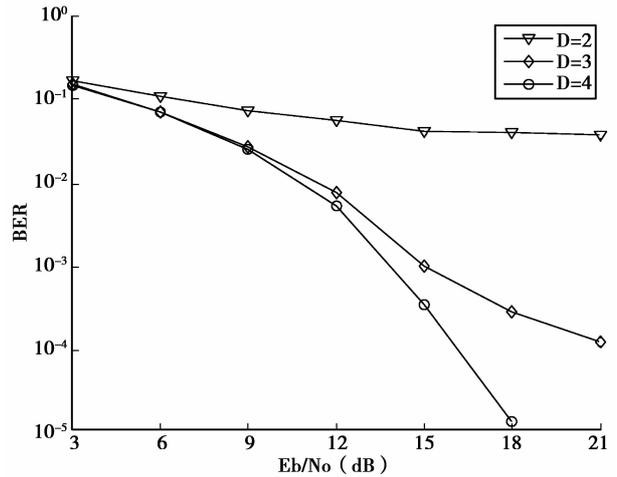


图 3 盲降秩接收机中 MSWF 取不同级数时误码率比

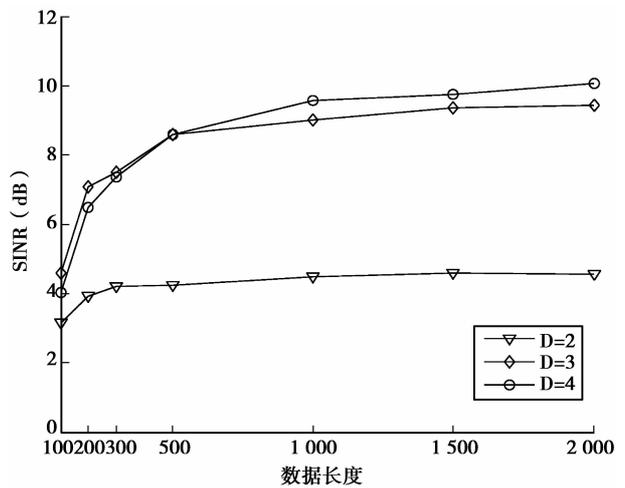


图 4 不同级数下数据长度对输出信干噪比的影响

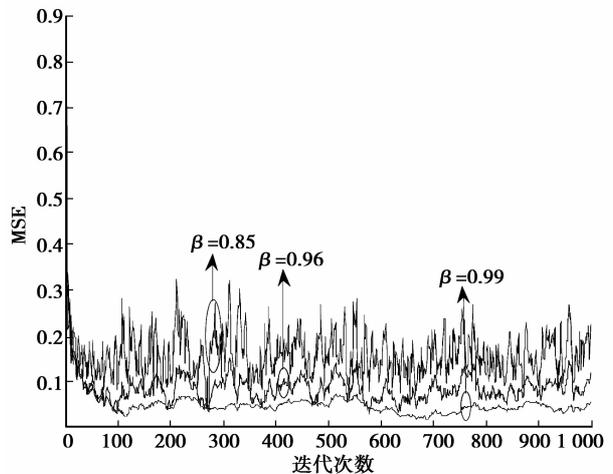


图 5 遗忘因子  $\beta$  取不同值时 PASTd 收敛情况比较

少、计算复杂度较低、收敛较快等优点,适用于室内 UWB 的多用户高速接人场合。

## 参考文献:

- [1] Zhuo Z, Mendoza D S, WANG P, et al. A low-power and flexible energy detection IR-UWB receiver for RFID and wireless sensor networks [J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems, 2011, 58(7):1470-1482.
- [2] Liu K H, Shen X M, Zhang R N, et al. Performance Analysis of Distributed Reservation Protocol for UWB-based WPAN [J]. IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2009, 58(2): 902-913.
- [3] Cassioli D, Win M Z, Vatalaro F, et al. Low complexity Rake receivers in ultra wideband channels [J]. IEEE Trans. on Wireless Commun., 2007, 6(4):1265-1275.
- [4] Malik W Q, Stevens C J, Edwards D J. Multipath effects in ultra wideband Rake reception [J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2008, 56(2): 507-514.
- [5] Mohsenian A H, Mietzner J, Schober R, et al. Pre-equalization for pre-rake DS-UWB systems with spectral mask constraints [J]. IEEE Trans on Communication, 2011, 59(3):780-791.
- [6] Zhang D, Wang K, Zhang X. Blind adaptive affine projection algorithm-based multi-user detector over a multi-path fading channel [J]. Signal Processing, 2010, 90(6): 2102 - 2106
- [7] Cheng C H, Lin W J, Chen K J. Subspace-based blind multi-user detection for TH-UWB systems in multi-path channels [J]. WSEAS Transaction on Communications, 2008, 7(8):796-806.
- [8] Xu Z Y, Liu P, Wang X D. Blind multiuser detection: from MOE to subspace methods [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2006, 25(2): 510 - 524.
- [9] Yang B. Projection approximation subspace tracking [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1995, 43(1): 95-107.
- [10] Goldstein J S, REED I S, SCHARF L L. A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, 44(7): 2943-2959.
- [11] Ahmed Q Z, Yang L L, Chen S. Reduced rank adaptive least bit-error-rate detection in hybrid direct sequence time-hopping ultrawide bandwidth systems [J]. IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2011, 60(3):849-857.
- [12] Hao K, Gubner J A. The distribution of sums of path gains in the IEEE 802. 15. 3a UWB channel model [J]. IEEE Trans. on Wireless Commun., 2007, 6(3): 811-816.
- [13] Molisch A F. Ultra-wide-band propagation channels [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(2):353-371.
- [14] Hu C C, Lin H Y. Multiuser detection using adaptive multistage matrix wiener filtering schemes with stage selection criteria in DS-UWB [J]. EURASIP journal on Advances in Signal Processing, 2008, 1:1-9.
- [15] 谢跃雷, 欧阳缙, 赖伟明. 多径衰落信道下的一种盲多用户检测方法 [J]. 通信学报, 2005, 26(2): 51-55. XIE Yuelei, OUYANG Shan, LAI Weiming. Blind multi-user detection approach to multi-path fading channel [J]. Journal on Communications, 2005, 26(2): 51-55.
- [16] Liu H, Li K. A decorrelating RAKE receiver for CDMA communications over frequency selective fading channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1999, 47(7): 1036-1045.
- [17] Kang X, Yang J, MEN S. Blind adaptive receiver based on RLS-CMA for TH-UWB system [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. 2011,18(6): 38-43.

(编辑 侯 湘)