

基于最小四阶矩准则的 RLS 空时多用户检测算法

郑霖^{1,2}, 欧阳缙², 仇洪冰²

(1. 西安电子科技大学通信工程学院, 陕西西安 710071;

2. 桂林电子工业学院通信与信息工程系, 广西桂林 541004)

摘要: 为了解决常用高阶准则存在局部极小点问题, 提出了一种约束最小四阶矩(LMF)盲多用户信号检测准则, 它是最小均方准则(LMS)的一种高阶改进形式. 通过 Hessian 矩阵对 LMF 目标函数的凸性分析, 证明这种检测准则拥有全局收敛的特性. 将此检测准则与最小二乘迭代方法相结合, 在空时多径 CDMA 系统中构造出自适应 RLS-LMF 多址检测算法, 继承了前者的稳态解相关性能和后者的计算有效性. 在多径 CDMA 信道和直扩超宽带(DS-UWB)空时信道下的仿真实验表明, 该算法在保证高收敛速度的同时, 拥有优异的稳态检测性能.

关键词: 码分多址; 多用户检测; 最小四阶矩; 空时处理; 超宽带通信

中图分类号: TN914.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2006)05-0782-06

A space-time multiuser detection based on the RLS-LMF algorithm

ZHENG Lin^{1,2}, OUYANG Shan², QIU Hong-bing²

(1. School of Telecommunications Engineering, Xidian Univ., Xi'an 710071, China; 2. Dept. of Communication and Information Eng., Guilin Univ. of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: A code-constrained least mean fourth (LMF) criterion is presented for blind multiuser detection. It is an improved higher-order form of the least mean square(LMS) criterion. Other than the commonly used existing high-order criterion local minima, the LMF is proved to be globally convergent. The Hessian matrix of the objective function is derived and analyzed to prove the global convexity of the LMF. In multipath CDMA channels, the LMF criterion is combined with the recursive least-square method and the RLS-LMF algorithm is further developed to construct a space-time receiver. Simulations show that this novel algorithm outperforms existing techniques in CDMA and ultra-wideband channels.

Key Words: CDMA; multiuser detection; least mean fourth; space-time processing; ultra-wideband

CDMA 扩频通信系统的空时多用户接收机近年来受到了广泛关注^[1, 2]. 对于多径信道, 尤其是超宽带信道下的空时接收机, 其信号均衡和多用户检测能力面临着稳态性能和收敛速度的巨大挑战. 基于高阶统计量的算法在近期被引入到检测领域^[3~5], 除了能够抵御有色噪声外, 也表现出比常规二阶统计算法更好的解相关性能. 同时, 高阶统计方法也受到局部收敛特性的局限^[5], 复杂度和收敛速度的制约使其难以得到广泛的应用.

最小四阶矩(LMF)方法最早作为一种自适应 LMS 滤波算法的高阶改进形式, 近年来其性能和收敛性得到进一步的研究^[8]. 笔者在提出一种新的基于 LMF 的盲多用户检测准则的基础上, 为提高算法的计算有效性, 将此检测准则与最小二乘迭代方法^[6, 7]相结合, 构造出 RLS-LMF 多址检测方法. 通过对 LMF 准则的稳态点收敛性的分析, 证明了其所有稳态点都具有多用户干扰抑制的特性, 避免了一般高阶检测方法存在局部极小点的问题. 另外, LMF 检测在自适应迭代过程中不需要计算统计平均值, 相比累积量算法^[9]减少了

收稿日期: 2005-12-01

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60432040); 国家自然科学基金资助项目(60372037)

作者简介: 郑霖(1973-), 男, 讲师, 西安电子科技大学博士研究生.

复杂度. 针对空时域信号采用了主分量合并算法, 能够较灵活地选择空时域合并插指.

超宽带(UWB)通信技术是当前解决近距离高速通信的主要研究方向之一, 由于 UWB 信道存在可解析多径分量多, 多径系数衰减慢的特点, 对信号产生了严重的衰落, 对多用户检测提出了更高的要求和挑战. 针对直接序列扩频 DS-UWB 通信, 应用 RLS-LMF 空时接收机进一步进行了分析和仿真, 验证了检测方法的有效性.

1 信号模型

设 K 个用户接入的 DS-CDMA 通信系统中, 接收端天线阵具有 M 个天线阵元, 阵元 m 接收的信号为

$$r_m(t) = \sum_n \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^L h_{m,k,i} b_k(n) s_k(t - nT - \tau_{m,k,i}) + v_m(t) \quad (1)$$

式中, T 为符号周期, 设扩频增益为 N , $h_{m,k,i}$ 和 $\tau_{m,k,i}$ 是用户 k 到阵元 m 之间第 i 路径的衰减系数(包含了发射信号功率信息)和时域延迟. L 为多径最大延迟码片数, $v_m(t)$ 是加性高斯噪声项, 噪声方差为 σ^2 . $b_k(n)$ 为用户 k 的第 n 个信息符号, $b_k(n) \in \{-1, +1\}$. $s_k(t)$ 是用户 k 的扩频码波形. 按码片速率进行匹配滤波采样得离散信号形式为

$$r_m(n) = \sum_n \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^L h_{m,k,i} b_k(n) s_k(t - nT - \tau_k - i) + v_m(n) \quad (2)$$

其中 $\tau_{k,m,i}$ 分解为用户符号间延迟 τ_k 和多径延迟 i 两部分. 假设已知期望用户信号的定时信息, 则式(2)中的 $k_{m,k,i}$ 也包含了分数延迟和定时误差的影响. 设阵元 m 接收的第 n 个单符号矢量表示为 $r_m(n) = [r_m(1), r_m(2), \dots, r_m(N + L - 1)]^T$, 多径信道矢量 $H_{m,k} = [h_{m,k,1}, h_{m,k,2}, \dots, h_{m,k,L}]^T$, 用户 k 的多径码矢量为 $L \times (N + L - 1)$ 维矩阵

$$S_k \triangleq \begin{bmatrix} s_k(1) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & & s_k(1) \\ s_k(N) & & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & s_k(N) \end{bmatrix} \quad (3)$$

则可得: $r_m(n) = S H_m b(n) + v_m(n) \quad (4)$

其中 $S \triangleq [S_1, S_2, \dots, S_K]$ 为 $KL \times (N + L - 1)$ 矩阵, $H_m = \text{diag}(H_{m,1}, \dots, H_{m,K})$ 是信道矢量矩阵, 为 $K \times KL$ 阵. $b(n) = [b_1(n), \dots, b_K(n)]^T$. 接收信号的阵列矢量形式 $r(n) = [r_1^T(n), \dots, r_M^T(n)]^T$. 空时接收机结构如图 1 所示.

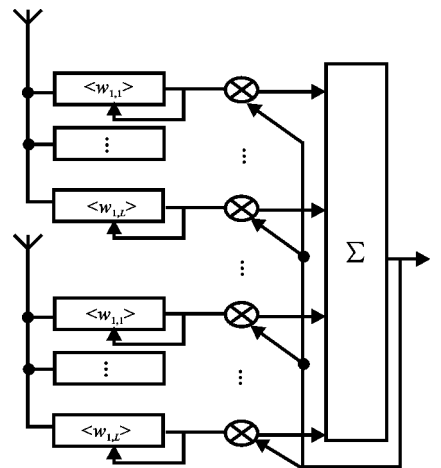


图 1 空时解相关接收机框图

2 LMF 多用户检测准则和迭代最小二乘 RLS-LMF 算法

2.1 LMF 检测准则和梯度迭代实现

多用户检测(MUD)是通过检测用户的特征序列, 并对信号进行滤波的方法来估计符号, 即 $\hat{b}_1 = \text{sign}[\text{Re}(w^T r)]$, 自适应多用户检测的主要目的是对于检测滤波器权向量 w 进行估计, 使检测输出抑制多用户干扰成分. 不失一般性, 可以设用户 1 信号为期望解调信号. 约束最小四阶矩检测准则(Least Mean Fourth)是使 MUD 检测输出信号的统计四阶矩最小化的最优规划. 即

$$w_{\text{LMF}} = \arg \min \{E[(w^T r)^4]\} \quad , \quad s_1^T w = 1 \quad (5)$$

其中 s_1 是期望检测用户的扩频码. 可以证明此检测准则拥有全局收敛特性, 而所有全局极小点都符合多用户干扰迫零的要求. 对盲检测条件 $s_1^T w = 1$, 式(5)的全局收敛性证明如下.

定义 $s = [s_1, \dots, s_K]$, $u^T = w^T s = [u_1, \dots, u_K]$, 由 $w^T s_1 = 1$, 可得 $u_1 = 1$. 考虑到 $b_k(n) \in \{-1, +1\}$,

且用户间发送信息统计独立. 设滤波器噪声输出为 $E[(w^T v)^2] = \eta \sigma^2$, η 为大于零的有界常数. 推导(5)中检测滤波器输出的统计四阶矩可得:

$$E\{[w^T r(n)]^4\} = E\left[\left(\sum_{k=1}^K (w^T s_k b_k) + w^T v\right)^4\right] = 3 |w^T s|^4 - 2 \sum_{k=1}^K |w^T s_k|^4 + 3\eta \sigma^2 + 6\eta \sigma^2 |w^T s|^2. \quad (6)$$

将约束准则等效为 Lagrange 函数的形式 $\min J(w) = \min[J_{\text{LMF}}(w) + \lambda(w^T s_1 - 1)]$, 其中 λ 是 Lagrange 乘子. $J(w)$ 对 w 求一阶和二阶导得到

$$\frac{dJ(w)}{dw^T} = s \left\{ 12 |w^T s|^2 (s^T w) - 8 \begin{bmatrix} (w^T s_1)^3 \\ \vdots \\ (w^T s_K)^3 \end{bmatrix} + 12\eta \sigma^2 (s^T w) \right\} + \lambda s_1 = s [\alpha(w)(s_1^T w) + \lambda, \alpha(w)(s_2^T w), \dots, \alpha(w)(s_K^T w)]^T, \quad (7)$$

式中标量 $\alpha(w) = 12 |w^T s|^2 - 8 |w^T s_k|^2 + 12\eta \sigma^2$.

$$J_H(w) = \frac{\partial}{\partial w^T} \left(\frac{\partial J(w)}{\partial w^T} \right)^T = 24 \left(\sum_k w^T s_k s_k \right) \left(\sum_k w^T s_k s_k^T \right) + 12 \sum_k \left(\sum_k |w^T s_k|^2 - 2 |w^T s_k|^2 \right) s_k s_k^T + 12\eta \sigma^2 \sum_k s_k s_k^T. \quad (8)$$

在函数稳态点有 $dJ(w)/dw^T = 0$. 由 s 列满秩可知式(7)中 $\alpha(w)(s_k^T w) = 0$ ($k \neq 1$), 又因为 $\alpha(w) > 0$, 可得 $s_k^T w = 0$, 即稳态点 w_{opt} 满足 $w_{\text{opt}}^T s_k = 0$ ($k \neq 1$), 多用户干扰受到抑制. 将此结果带入式(8) Hessian 矩阵 $J_H(w) = 12(1 + \eta \sigma^2) s s^T$, 因为 s 列满秩, 则可知 Hessian 矩阵正定, 所以判决准则目标函数(5)全局收敛于极小点, 这些极小点都能够满足干扰迫零的要求.

多径信道中, 阵元接收的单径信号解调须对多径信道进行均衡, 在目标函数 $J_{\text{LMF}}(w) = E[(w^T r)^4]$ 加入约束限制条件可得

$$w = \arg \min_w J_{\text{LMF}}(w), \quad S_1^T w = \mathbf{1}_l \text{ (常矢量)}, \quad (9)$$

式中 $\mathbf{1}_l = [0, \dots, 1, 0, \dots]^T$, 对应解调的第 l 条多径时延位置为 1, 其余都为 0. 用 Lagrange 方法求式(9)的最优解, 可得 Lagrange 代价函数为

$$J = J_{\text{LMF}}(w) + \lambda^T (S_1^T w - \mathbf{1}_l), \quad (10)$$

λ 为 Lagrange 算子矢量, 由式(10)可得最陡梯度下自适应迭代算法:

$$w(n+1) = P_C^\perp [w(n) - \mu \nabla_w J_{\text{LMF}}(w)] + S_1 (S_1^T S_1)^{-1} \mathbf{1}_l, \quad (11)$$

其中 $P_C^\perp = \mathbf{I} - S_1 (S_1^T S_1)^{-1} S_1^T$, μ 为步长因子. 式中代价函数对于 w 的梯度为

$$\nabla_w J_{\text{LMF}}(w) = E\{|w(n)^T r(n)|^2 [w(n)^T r(n)] r(n)\}. \quad (12)$$

以上梯度算法的复杂度(每次迭代乘法次数)为 $O\{(N+L)^2 + 2(N+L) + 3\}$, 可见算法复杂度和一般线性方法相近, 没有明显增加.

2.2 最小二乘迭代算法

二乘迭代算法具有较好的收敛性和计算有效性, 以下推导 LMF 准则的迭代最小二乘算法形式. 将式(1)中的统计期望用指数权重的时间平均和来表示:

$$J(w) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} [w(n)^T r(k)]^4, \quad \text{约束为 } w(n)^T s_1 = 1. \quad (13)$$

式(13)代价形式并不是滤波器矢量 $w(n)$ 的二次方的形式, 一般条件下 RLS 方法无法直接应用于此代价函数, 为克服此问题, 首先将式(13)重写为 $J = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} \{w(n)^T r(k) r(k)^T w(n)\}^2$. 注意到对于静态或慢变信道环境, 当 $k \rightarrow n$ 的时候, $w(n)^T r(k)$ 与 $w(k-1)^T r(k)$ 的差别并不大, 即使是在 k, n 二者距离较大的条件下, 也会由于遗忘因子项 λ^{n-k} 而衰弱这种差别. 因此, 式中的 $w(n)^T r(k)$ 用 $w(k-1)^T r(k)$ 来替换得到

$$J(w) \approx \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} \{w(n)^T [r(k) r(k)^T w(k-1)]\}^2 = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} \{w(n)^T z(k)\}^2, \quad (14)$$

式中定义 $z(k) = r(k) r(k)^T w(k-1)$. 改变代价形式的优势在于式(14)对于所求的滤波器矢量 $w(n)$, 已经成为了二次形式. 而式(14)中的 $w(k-1)$ ($k=1, \dots, n$) 可以通过前次的迭代过程获得. 这样, 在最优规划中的代价函数 $J(w)$ 的 $[r(k) r(k)^T k(k-1)]$ 项可以看作一个已知项 $w(k-1)^T r(k)$, 其近似有效性通过仿真的过程得到了验证, 该近似过程类似于 PASTd 方法中所采用的近似过程. 式(14)已明显近似为一种典型的二次形式, 下面采用盲 RLS 算法形式构造了 LMF-RLS 自适应盲检测算法.

与式(9)约束方法类似, 通过引入多径信道下的码矩阵约束方法来控制多径干扰的影响:

$$w^T(n) S_1 = I_L, \quad (15)$$

其中 I_L 是多径 $L \times L$ 单位阵. 为了简化式(9)中的稳态解分析, 假定在算法接近收敛的条件下 $r(k)^T w(k-1)$ 接近为标量稳定常数, 则式(13)可近似看作二次型形式. 这样通过 Lagrange 方法可得其约束最优化条件下稳态解形式近似为

$$w(n) \approx (1/(S_1^T R^{-1}(n) S_1)) R^{-1}(n) S_1. \quad (16)$$

需要注意的是 $R(n)$ 不是 $r(n)$ 的自相关矩阵, 而是 $z(n)$ 的自相关阵. 为避免矩阵求逆计算, 通过 RLS 迭代方法来获得矩阵的近似逆. 由 $R(n)$ 的渐进迭代式用 $R(n) = \lambda R(n-1) + z(n) z^T(n)$, 运用矩阵求逆引理^[10]可得

$$R^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} R^{-1}(n-1) - \frac{1}{\lambda} k(n) z^T(n) R^{-1}(n-1), \quad (17)$$

式中 $k(n) \triangleq \frac{R^{-1}(n-1) z(n)}{\lambda + z^T(n) R^{-1}(n-1) z(n)}$, 对式(16), 设 $Q(n) \triangleq S_1^T R^{-1}(n) S_1$, 将式(17)带入可得

$$Q(n) = \frac{1}{\lambda} Q(n-1) - \frac{1}{\lambda} V(n) S_1^T k(n) k^T(n) S_1, \quad (18)$$

其中 $V(n) \triangleq \lambda + z^T(n) R^{-1}(n-1) z(n)$, 由于 S_1 是列满秩矩阵, 则式(18)可再次利用矩阵求逆过程, 经推导后可简化为

$$Q^{-1}(n) = \lambda Q^{-1}(n-1) - \lambda P(n) k^T(n) S_1 Q^{-1}(n-1), \quad (19)$$

其中 $P(n) \triangleq \frac{Q^{-1}(n-1) S^T k(n)}{-\frac{1}{V(n)} + k^T(n) S Q^{-1}(n-1) S^T k(n)}$, 由此得到 R^{-1} 和 Q^{-1} 的递推过程, 由式(16)可得 $w(n)$

的自适应迭代表示的算法如下:

初始化: $w(0) = \text{zero}(L, N)$, $R^{-1}(0) = \delta^{-1} I_{N \times N}$, δ 是小的正常数, N 是扩频增益,

$$Q^{-1}(0) = [S_1^T R(0)^{-1} S_1]^{-1}, \quad \lambda \text{ 为小于 } 1 \text{ 的正常数.}$$

迭代过程 ($n=1, 2, \dots$): $z(n) = r(n)^T r(n) w(n-1)$,

$$k(n) \triangleq \frac{R^{-1}(n-1) z(n)}{\lambda + z^T(n) R^{-1}(n-1) z(n)}, \quad R^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} [R^{-1}(n-1) - k(n) z^T(n) R^{-1}(n-1)],$$

$$V(n) \triangleq \lambda + z^T R^{-1}(n-1) z(n), \quad P(n) \triangleq \frac{Q^{-1}(n-1) S_1^T k(n)}{-\frac{1}{V(n)} + k^T(n) S_1 Q^{-1}(n-1) S_1^T k(n)},$$

$$Q^{-1}(n) = \lambda Q^{-1}(n-1) - \lambda P(n) k^T(n) S_1 Q^{-1}(n-1), \quad w(n) = Q^{-1}(n) R^{-1}(n) S_1,$$

算法的计算复杂度(每次迭代乘法次数)为 $O\{N^2 + 5L^2 + 3LN + 4N + 6L\}$. 计算复杂度有所提高, 但仍能控制在 $N+L$ 的平方次乘法运算范围内.

3 自适应主分量合并

按空时接收机原理将多路信号和阵元的输出进行合并, 可获得更高的时域和空域分集增益. 根据 LMF 检测的收敛特性, 即对信道矢量 h_l 没有先验知识, 采用自适应主分量的合并方法, 即在抑制干扰条件下的最大输出准则 $G = \arg \max_w G^T R_x G$ 来自适应实现此合并过程. 其中归一化合并矢量为 $G = [g_1, \dots, g_L]^T$, R_x 是各单径输出 $X = [x_1, \dots, x_F]^T$ 的相关矩阵, $x_l = w_l^T r$ 是第 l 条插指的输出, 插指数 $F=L$. 如图 1 为此空时解相关接收机结构框图.

对于超宽带(UWB)室内近距离信道,最大超量延迟比较大,可解析多径非常多,这样给算法过程的矩阵运算带来了很大的负担.根据[11]中对于 UWB 通信 RAKE 接收机插指数量的选择方法,实际通过较少的插指数就足够获得期望的分集效果.故可设单阵元检测的时域分集数为 $F < L$.

4 仿真实验

仿真采用了直接序列扩频方式 DS-BPSK 来考察空时 RLS-LMF 接收机在一般 CDMA 信道和 DS-UWB 信道下的性能.假定仿真条件为多用户扩频增益 $N=31$,用户数为 6,干扰用户以高于解调用户信号功率发射以检验算法抗远近效应的能力,设接收期望信号低于干扰用户信号 10 dB,信噪比 $\text{SNR}=15$ dB.设干扰用户以随机波达方向(DOA)到达接收阵列,阵元随机摆放,采用非相关阵列模型^[2],阵元数 $P=3$.

在仿真系统中所有用户信号的扩展序列、多径延迟、复增益与波达方向都随机产生并在所有的仿真中保持不变.算法性能的评价通过对仿真输出的信号干扰噪声比 SINR 进行比较.通过蒙特卡洛方法进行的 50 次独立仿真,并对输出的性能结果进行了平均.

为说明接收机算法的有效性,比较了几种算法的解相关和收敛速度.除了文中阐述的 LMF 检测和 RLS-LMF 检测算法,另外还比较了文献[7]中提出的多径空时 RLS 接收机和经典的码矩阵约束下的最小方差(Minimum Variance, MV)接收机.为说明在 UWB 信道下算法收敛性问题,采用另一种基于高阶统计的恒模接收机进行了比较.对于这几种接收机算法的步长或遗忘因子参数,按照最快收敛达到稳定的原则选择.

对于 CDMA 多径衰落信道,采用最大时延扩展对应 $L=4$ 的信道模型,相应每个阵元的时域分集合并中采用了 4 插指的分集方案.仿真的结果如图 2 所示,由算法滤波器的输出信号干扰噪声比(SINR)可看出:最小四阶矩 LMF 算法虽属于一种基于高阶统计量的算法,但在多用户检测中不仅表现出很好的稳定性能,好的解相关性,而且该算法的收敛速度也较常规方法快;LMF 最小二乘迭代算法形式相比 LMF 算法具有更好的解相关性能,并且其算法的计算收敛速度达到了构造算法时所预期的有效性效果.

超宽带室内信道模型采用了 IEEE802.3a 定义的非直射 NLOS 信道模型[12].对于仿真所采用的 UWB 信道,通过简单的扩频码匹配输出估计时延扩展范围约为 $L=16$,体现了可解析多径丰富,最大时延扩展较大的信道特点.如第 3 节所述,此空时信道下的分集接收,每个阵元采用 8 插指的时域分集合并.仿真的结果如图 3 所示.结果和宽带多径衰落的情况类似.只是由于超宽带信道中信号的能量较为分散,给解相关和合并过程带来了更大的困难,所以其分集稳态性能,以及收敛速度都有所下降.而对于恒模检测方法,由于 UWB 信道下信道估计很困难,这样很难预设算法的初值,使其满足收敛条件,图中所示为恒模检测算法无法收敛于期望用户信号的情况.

5 结 论

针对多径 CDMA 信道,提出了一种基于高阶统计量快速算法的空时多用户接收机形式.所采用的基于最小四阶矩的迭代最小二乘算法(RLS-LMF),可以避免恒模等高阶统计方法带来的局部最小收敛问题,具

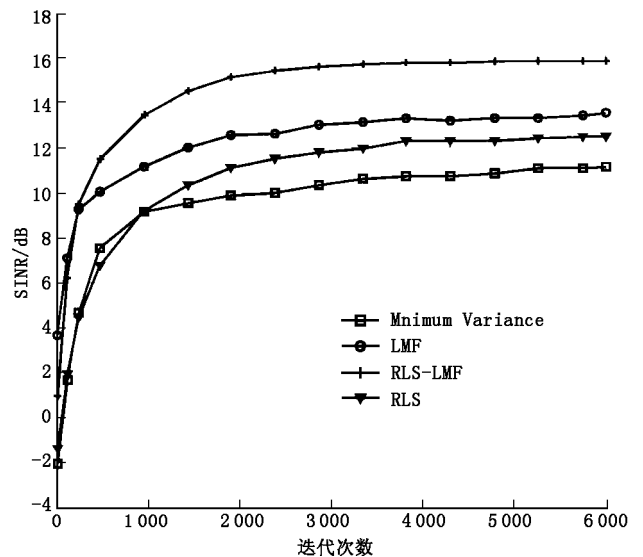


图 2 CDMA 多径衰落信道下的检测算法性能比较

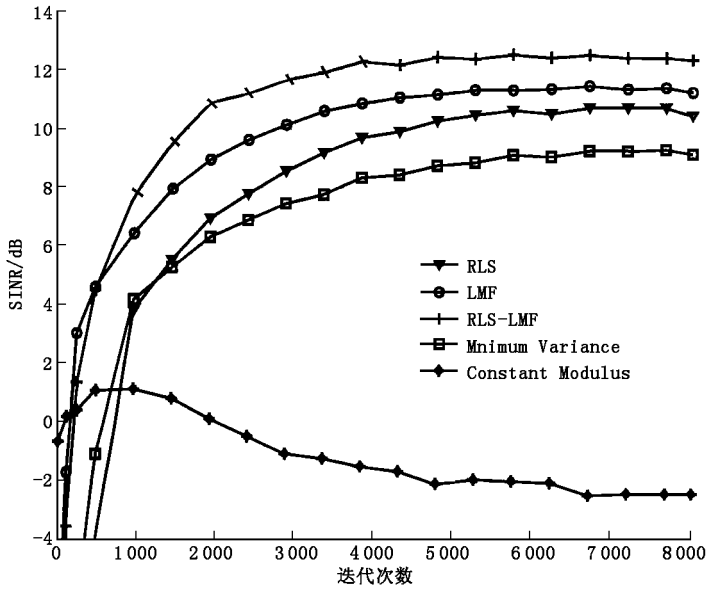


图 3 超宽带(DS-UWB)信道下的检测算法性能比较时间(迭代次数)-输出信号干扰噪声比(SINR)

备较好的稳态收敛性能。同时,RLS-LMF 算法利用 RLS 形式实现了快速自适应过程,不需要大数据块的批处理,有利于信道的时变跟踪。通过在 CDMA 多径衰落信道和直扩超宽带(DS-UWB)室内通信信道模型下的仿真,验证了这种空时接收机的有效性。但由于 RLS-LMF 方法采用了近似的方法实现,其暂态收敛性能仍值得进一步研究。

参考文献:

- [1] Wang Xiaodong, Poor H V. Space-time Multiuser Detection in Multipath CDMA Channels[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1999, 47(9): 2356-2374.
- [2] Papadias C B, Huang H. Linear Space-time Multiuser Detection for Multipath CDMA Channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(2): 254-265.
- [3] Wang Lanmei, Wang Hongyang, Liao Guisheng. New Methods for Joint Estimation of Array Parameters Based on Forth-order Cumulants[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(3): 374-377.
- [4] Tang Zuqiang, Yang Zhixing, Yao Yan. Blind Multiuser Detector Based on LMK Criterion[J]. IEE Electronics Letters, 1999, 35(4): 267-268.
- [5] Xu Z, Liu P. Constrained CMA-based Multiuser Detection Under Unknown Multipath[A]. IEEE Int Symp Personal Indoor Mobile Radio Communication[C]. San Diego: IEEE, 2001, A21-25.
- [6] Poor H V, Wang Xiaodong. Code-Aided Interference Suppression for DS/CDMA Communications—Part II: Parallel Blind Adaptive Implementations[J]. IEEE Trans on Communications, 1997, 9(45): 1112-1122.
- [7] 郑建忠,杨淑媛,焦季成. 多径 CDMA 信道下一种新的 RLS 空时接收机[J]. 通信学报,2003, 24(6): 44-51.
- [8] Inacio P, Carlos J. An Improved Statistical Analysis of the Least Mean Fourth(LMF) Adaptive Algorithm[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(3): 664-671.
- [9] Tanrikulu O, Gonstantinides A G. The LMK Algorithm with Time Varying Forgetting Factor for Adaptive System Identification in Additive Output Noise[A]. IEEE ICASSP'96[C]. Atlanta: IEEE, 1996. 1850-1853.
- [10] Haykin S. Adaptive Filter Theory[M]. 4th Edition, Beijing: Simon Haykin Prentice Hall, 2002.
- [11] Cassioli D, Win M Z, Andreas F V, et al. Performance of Low-complexity Rake Reception in a Realistic UWB Channel [A]. IEEE International Conference on Communications(ICC 2002)[C]. New York: IEEE, 2002. 763-767.
- [12] Foerster J. Channel Modeling Sub-committee Report Final[EB/OL]. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/_pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3A-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip, 2003-02-07.