

## 基于变步长 LMS 的自适应匹配算法<sup>1</sup>

曾召华\*\*\* 刘贵忠\*

\*(西安交通大学信息与通信工程系 西安 710049)

\*\* (西安科技大学通信学院 西安 710054)

**摘要:** 基于最小均方误差准则, 提出了一种用于抑制异步直扩 CDMA 系统中的多址干扰的变步长 LMS 自适应匹配算法。计算机仿真结果表明, 基于该类算法的自适应解扩多用户检测器无须知道任何用户的地址码, 具有良好的抗“远近效应”能力, 与类似的变步长 LMS 算法相比, 该算法具有更低的误码率、更快的收敛速度和跟踪速度, 特别是其控制参数在信道参数发生变化时不需重新调整, 同时具有广泛的应用前景。

**关键词:** 自适应接收机, 远近效应, 最小均方误差准则, 多址干扰抑制

**中图分类号:** TN911.7, TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)02-0241-07

## Adaptive Matched Demodulation Algorithm Based on LMS with Variable Step Size

Zeng Zhao-hua\*\*\* Liu Gui-zhong\*

\*(Dept. of Info. and Comm. Eng., Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

\*\* (School of Comm. Eng., Xi'an Univ. of Sci. & Tech., Xi'an 710054, China)

**Abstract** Based on Minimum-Mean-Square-Error(MMSE) criterion, a kind of LMS algorithm with variable step size is proposed to suppress Multi-Access Interference (MAI) in asynchronous DS-CDMA system. Compare with similar variable step size LMS algorithm, computer simulation results show that the kind of detector is insensitive to the near-far effect and its structure is very simple. At the same time, it has lower bit error rate and faster speed of convergence and tracking without increasing computational complexity. In particular, the controlling parameters of proposed algorithm are not required to re-adjust, even if the channel parameter changes. So it can be widely used.

**Key words** Adaptive receiver, Near-far effect, MMSE criteria, Multi-access interference suppression

### 1 引言

多用户检测是减少 DS-CDMA 系统中多址干扰影响的有效方法<sup>[1-7]</sup>。传统意义上的多用户检测技术一般都是基于匹配滤波后的输出的结果进行的<sup>[1-3]</sup>, 其对系统性能的改善依赖于对信道的估计精度, 没有考虑信道的衰落而造成的信号畸变对检测的影响。虽然 M.Honig 提出的盲多用户检测<sup>[5]</sup>和 H.V.Poor 提出的自适应多用户检测<sup>[6]</sup>考虑了以上几点因素, 但他们的研究与仿真都是基于同步系统。R.Lupas<sup>[4]</sup>分析了异步 CDMA 系统“远近效应”对系统性能的影响, 但没有给出解决方法。U.Madhow<sup>[7]</sup>提出了在异步 CDMA 系统中基于 MMSE 准则的 LMS 自适应匹配算法, 但其 LMS 算法使用固定步长, 不可避免存在收敛速度与稳态均方误差之间的矛盾, 不具有实际使用意义。

<sup>1</sup> 2002-07-11 收到, 2002-10-29 改回

教育部高等学校博士学科点专项科研基金 (No.2000069828)、陕西省教委自然科学基金 (No.03jk168) 资助课题

本文从异步直扩 CDMA 系统多址干扰形成机理出发, 在变步长 LMS<sup>[8]</sup> 算法的基础上, 提出了一种新的基于短时误差控制的变步长 LMS 算法, 并把它应用于基于码片速率的自适应匹配多用户检测算法中。计算机仿真结果表明, 基于该类算法的自适应解扩多用户检测器无须知道任何用户的地址码, 具有良好的抗“远近效应”能力, 具有广泛的应用前景。

## 2 接收信号模型

考虑一个  $K$  用户二进制编码异步 DS-SS-CDMA 系统<sup>[4,7]</sup>, 则接收器接收到的基带信号可写为

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^K A_k(i) b_k(i) s_k(t - iT - \tau_k) + n(t) \quad (1)$$

式中  $T$  为信息序列传送周期;  $b_k(i) \in \{-1, +1\}$ ,  $A_k(i)$  和  $\tau_k$  分别是第  $k$  个用户的第  $i$  个比特数据、数据幅度和相对时延;  $s_k(t)$  为第  $k$  个用户的扩频波形, 具有单位能量 (即  $\|s_k(t)\| = 1$ );  $n(t)$  是均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声。

为研究方便, 只考虑基带系统, 且有  $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_K$ , 当对接收的信号用扩频码  $s_k(t)$  解扩时, 有

$$y_k(i) = A_k(i) b_k(i) + \sum_{l=-1}^1 \sum_{j=1, j \neq k}^K A_j(i-l) b_j(i-l) R_{j,k}(l) + z_k(i) \quad (2)$$

式中  $R_{j,k}(l)$  ( $l = -1, 0, +1$ ) 是扩频码  $s_j(t)$ ,  $s_k(t)$  之间的部分互相关函数,  $z_k(i)$  是噪声经相关器后的输出。从式 (2) 可以看出, 多址干扰存在的根本原因在于用户  $k$  的解扩码与其他用户的部分扩频序列所张开的空间不正交的原故。对用户  $k$  而言,  $s_j(t)$  被用户  $k$ ,  $j$  之间的相对时延划分为两个序列  $s_{j,k}^1$ ,  $s_{j,k}^2$ , 即

(1) 当  $j < k$  时,

$$s_{j,k}^1 = \begin{cases} s_j, & t \in [(\tau_k - \tau_j), T] \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad s_{j,k}^2 = \begin{cases} s_j, & t \in [0, (\tau_k - \tau_j)] \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

(2) 当  $j > k$  时,

$$s_{j,k}^1 = \begin{cases} s_j, & t \in [T - (\tau_j - \tau_k), T] \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad s_{j,k}^2 = \begin{cases} s_j, & t \in [0, T - (\tau_j - \tau_k)] \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

如果能找到一个与所有  $s_{j,k}^l$  ( $l = 1, 2; j = 1, \dots, k-1, k+1, \dots, K$ ) 都正交的  $c_k$  作为用户  $k$  的匹配解扩码, 则对于用户  $k$  而言就能完全消除多址干扰。

如果已知所有  $s_{j,k}^l$ ,  $A_j(i)$ ,  $A_j(i+1)$ ,  $A_j(i-1)$ ,  $b_j(i)$ ,  $b_j(i+1)$ ,  $b_j(i-1)$ , 则对于用户  $k$  而言, 可重新构造一组扩频序列:

$$s'_j = \begin{cases} s_{j,k}^1 A_j(i) b_j(i) + s_{j,k}^2 A_j(i+1) b_j(i+1), & j < k \\ s_{j,k}^1 A_j(i-1) b_j(i-1) + s_{j,k}^2 A_j(i) b_j(i), & j > k \end{cases} \quad (3)$$

令

$$c_k = s_k - \sum_{j=1, j \neq k}^K \beta_j s'_j \quad (4)$$

式 (4) 中系数  $\beta_j$  通过  $\langle c_k, s_j' \rangle = 0$  可求得。因此对于用户  $k$  而言就相当于用这样一个解扩码对整个接收信号进行解扩而不存在多址干扰。

$$c_k = \sum_{j=1}^K \sum_{i=-\infty}^{\infty} \beta_{j,i} s_j(t - iT - \tau_j) \quad (5)$$

从式 (5) 也可看出最优解扩码的构造与解扩实际上就是抑制多址干扰的多用户检测技术。两者在消除多址干扰上是等价的。

然而式 (5) 也表明, 对于用户  $k$  而言, 其最优解扩码的构造需要知道所有其它用户的扩频波形和相对时延, 这在实际中是相当困难的, 需要采用自适应的算法来实现。

### 3 基于 MMSE 准则的自适应匹配滤波器

#### 3.1 基于 MMSE 准则的自适应归一化 LMS 算法

接收后的信号以 chip 间隔  $T_c$  采样 ( $N = T/T_c$  为扩频增益) 后, 则异步系统可看作具有  $L = 2K - 1$  个用户的等价同步系统<sup>[7]</sup>, 其离散模型为

$$r = \sum_{j=1}^L A_j b_j p_j + n \quad (6)$$

其中  $N$  维向量  $r$  表示接收到的信息;  $n$  代表  $N$  维噪声向量;  $N$  维向量  $p_j$  表示等价用户的扩频序列; 标量  $A_j, b_j$  则分别表示第  $j$  用户的数据幅度和信息比特。

采用线性多用户检测器, 其基本机制为

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(c_k^T r) \quad (7)$$

其中  $c_k$  为  $N$  维滤波器系数向量。基于 MMSE 准则的检测器就是选择  $c_k$  使总的均方误差最小, 即

$$\xi(c_k) = \min E\{\|b_k - c_k^T r\|^2\} \quad (8)$$

对于式 (8) 中最优  $c_k$  的求解常采用 LMS, RLS 等自适应迭代算法来获取。在这些自适应算法中, LMS 算法以其计算复杂度低, 全局收敛 (步长取值在步长门限内) 而获得广泛应用。在 LMS 算法中, 变步长和步长归一化等手段已使 LMS 算法收敛速度与稳态误差的矛盾得以基本解决<sup>[8]</sup>。因此基于变步长归一化 LMS 算法的  $c_k$  的迭代可描述如下:

$$\left. \begin{aligned} c_k(i) &= b_k(i) - c_k^T(i)r(i) \\ c_k(i+1) &= c_k(i) + \frac{\mu(i)}{\delta + \|r\|^2} e_k(i)r(i) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中  $c_k$  的每一信息码元更新一次;  $b_k(i)$  为训练序列;  $e_k(i)$  为瞬时误差;  $\mu(i) \in (0, 2)$  为瞬变步长, 直接决定着算法的性能, 不同的步长控制机制带来不同的算法性能;  $\delta$  是一个小的常数, 其作用是保证算法的稳定性, 使得当输入信号能量  $\|r\|^2$  很小时, 式 (9) 的分母不会出现近似等于 0 的不稳定情况。

文献 [8] 的作者提出了一个具有良好性能的变步长表达式 (VSS-LMS), 可表示为

$$\mu(i+1) = \alpha\mu(i) + \gamma e^2(i) \quad (10)$$

式中  $0 < \alpha < 1, \gamma > 0$ 。在实际中,  $\alpha, \gamma$  取值范围分别为 (0.95, 0.99) 和 (0, 0.001)。实验表明, VSS-LMS 算法在大部分情况下具有良好的收敛速度、较小的稳态误差等综合性能。

为了保证算法快速收敛和较小的稳态失调量  $M$ , 由式 (10) 确定的步长还需满足以下约束条件<sup>[8]</sup>:

$$\mu(i) = \begin{cases} \mu_{\max}, & i = 0 \\ \mu_{\max}, & i > 0, \mu(i) \geq \mu_{\max} \\ \mu_{\min}, & n > 0, \mu(i) \leq \mu_{\min} \\ \mu(n), & n > 0, \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

从式 (10), (11) 可以看出, VSS-LMS 算法的步长实际上由  $\alpha$ 、 $\gamma$  所控制。 $\alpha$  为步长的遗传因子, 主要决定了算法收敛时的步长值。算法深度收敛时,  $\gamma e^2(i) \rightarrow 0$ , 步长基本上按指数  $\alpha^i$  减小, 直到  $\mu(i) \rightarrow \mu_{\min}$ 。 $\gamma$  决定了步长受瞬时误差能量  $e^2(i)$  的影响程度, 主要控制了算法的跟踪速度。

### 3.2 基于短时误差控制的变步长机制

然而, VSS-LMS 算法也存在以下缺陷: (1) 上述算法的期望信号的幅值可以是任意的, 而在本文的实际应用领域中, 需要传输的信号具有恒定的模值 ( $\|b_k(i)\| \equiv 1, b_k(i) \in \{-1, +1\}$ )。用通用的处理算法来处理特殊的信号, 其效果必然非最佳。(2) 由于上述算法的期望信号的幅值可以是任意的, 为了更好地从被“污染”的信号中恢复期望信号, 则希望算法的均方误差  $\xi$  越小越好, 这是合乎逻辑的; 而当期望信号为数字恒模信号时, 需要对滤波器输出的期望信号的估计值作硬判决, 所以只要不影响判决的正确性, 与常规 LMS 算法相比, 可允许一定的  $\xi$ , 并非越小越好, 太小的  $\xi$  是没有意义的。(3) 在高噪声环境下, 瞬时误差能量  $e^2(i)$  较大,  $\gamma$  取值过大, 使步长可能一直以  $\mu_{\max}$  值工作, 虽然有极快的启动速度, 但算法稳态误差较大。(4) 在算法跟踪某个信道已深度收敛时,  $\gamma e^2(i) \rightarrow 0$ , 步长基本上按指数  $\alpha^i$  减小, 直到  $\mu(i) \rightarrow \mu_{\min}$ 。假如这时信道突然发生改变, 在新信道环境下, 步长新的初始值非常小 (趋于  $\mu_{\min}$ ), 如  $\gamma$  取值过小, 则在新信道环境下的启动速度又有可能非常慢。

上述启动速度、稳态误差与对信道改变时的跟踪速度之间的矛盾是不可能消除的。因此需要重新设计步长控制机制。根据上述分析可以认为 (1) 当  $\xi(i) \geq \xi_2^*$  ( $\xi_2^*$  为误差控制门限上限), 算法处于启动阶段。步长应尽可能由瞬时误差能量控制, 以加速收敛。(2) 当  $\xi_2^* > \xi(i) \geq \xi_1^*$  ( $\xi_1^*$  为误差控制门限下限), 算法处于启动阶段和深度收敛之间的缓冲期。经过启动阶段的学习后, 误差能量大大降低, 此时步长可考虑式 (10) 的机制, 由其历史值和瞬时误差能量共同控制 (此时  $\gamma$  可固定取较小的值), 以使算法在保持一定跟踪能力的情况下继续向深度收敛阶段过度。(3) 当  $\xi(i) < \xi_1^*$ , 算法已处于深度收敛阶段。此时再继续学习减小  $\xi$  对于恒模数字信号已没有任何意义 (因为误码率可能已将为 0), 因此为了保证算法有足够的跟踪能力而以防止信道突然改变, 此时可使步长保持历史值不变, 以维持一定的、足够小的  $\xi$  (但误码为 0)。

综上所述, 本文提出的基于恒模的变步长归一化最小均方 (CM-VSS-NLMS) 公式为

$$\mu(i+1) = \begin{cases} (1-\alpha)\mu(i) + \alpha e^2(i), & \xi(i) \geq \xi_2^* \\ (1-\gamma)\mu(i) + \gamma e^2(i), & \xi_2^* > \xi(i) \geq \xi_1^* \\ \mu(i), & \xi(i) < \xi_1^* \end{cases} \quad (12)$$

式中  $\alpha, \gamma$  的取值范围同式 (10), 同时按式 (12) 确定的步长仍需满足式 (11) 给定的约束条件。

按照  $\xi(i)$  定义,  $\xi(i)$  为误差能量的期望, 即

$$\xi(i) = E[e^2(i)] \quad (13)$$

显然式 (13) 是不能满足工程需要的, 但如果假设  $\xi(i)$  具有各态历经性, 则可用时间平均来代替统计平均, 因此  $\xi(i)$  可按下式计算:

$$\xi(i) = \frac{1}{W} \sum_{n=i-W+1}^i e^2(n) \quad (14)$$

式中  $W$  为时间平均长度。一方面为了更准确地确定  $\xi(i)$ , 希望  $W$  越大越好; 但另一方面为了使算法又有足够的灵敏度, 则希望  $W$  越小越好。在实际应用中  $W = 20 \sim 40$ , 经验取值  $W = N$ , 即短时误差。而  $\xi(i)$  可按式迭代求取:

$$\xi(i) = \xi(i-1) + [e^2(i) - e^2(i-W)]/W \quad (15)$$

### 3.3 自适应匹配解扩滤波器性能分析

以用户 1 为目标检测用户, 其输出信号干扰比  $\text{SIR}_{\text{out}}$  为<sup>[7]</sup>

$$\text{SIR}_{\text{out}} = A_1^2 (\mathbf{c}_1^T \mathbf{p}_1)^2 / \left[ \sigma^2 \|\mathbf{c}_1\|^2 + \sum_{j=2}^L A_j^2 (\mathbf{c}_1^T \mathbf{p}_j)^2 \right] \quad (16)$$

相应的误码率  $P_1$  也可表示为

$$P_1 = Q \left\{ \left[ A_1 \mathbf{c}_1^T \mathbf{p}_1 + \sum_{j=2}^L A_j b_j (\mathbf{c}_1^T \mathbf{p}_j) \right] / (\sigma \|\mathbf{c}_1\|) \right\} \quad (17)$$

其中  $Q\{\cdot\}$  为标准误差函数。由渐进性的定义, 令  $\sigma \rightarrow 0$ , 则可得<sup>[5]</sup>

$$\eta_1 = \max^2 \left[ 0, 1 - \sum_{j=2}^L \frac{A_j}{A_1} b_j \langle \mathbf{c}_1, \mathbf{p}_j \rangle \right] / \|\mathbf{c}_1\| \quad (18)$$

对于理想的自适应匹配滤波器, 式 (18) 中分子的后一项为 0, 则有

$$\eta_1 = \|\mathbf{c}_1\|^{-1} \quad (19)$$

由此可见, 自适应匹配滤波器具有非 0 的远近阻抗, 因此具有良好的抗远近效应的能力。

基于 MMSE 准则, 则当算法稳态收敛后, 最大输出信号干扰比为<sup>[7]</sup>

$$\text{SIR}_{\text{out}}^* = \xi_{\min}^{-1} - 1 \quad (20)$$

在误差为高斯分布的假设下, 误码率可近似为

$$P_1 = Q(\sqrt{\text{SIR}_{\text{out}}^*}) = Q(\sqrt{(1 - \xi_{\min})/\xi_{\min}}) \quad (21)$$

由于  $Q\{\cdot\}$  为减函数, 则  $\xi$  越小, 误码率越低。

本文中, 对各种 LMS 算法在训练期间性能的评估主要依据输出信号干扰比, 定义为

$$\text{SIR}(i) = 10 \lg \{ [1 - \xi(i)] / \xi(i) \} (\text{dB}) \quad (22)$$

## 4 计算机仿真

为使算法具有可比性, 在所有实验中, VSS-LMS<sup>[8]</sup> 的算法迭代也按式 (9) 进行, 即对步长实行归一化。以下所有实验结果都是 100 次独立实验的平均值。

统一的实验参数为: 采用扩频增益  $N=31$ , 且经过优化、互相关值非常小的 Gold 序列作为各用户地址码; 所有用户的数据幅度在其数据传输期间内保持不变; 用户 1 为目标用户, 其余干扰用户的幅度相等, 即  $A_2 = A_3 = \dots = A_K$ ; 定义输入信号干扰比为:  $\text{SIR}_{\text{in}} = 10 \lg(A_1^2/A_k^2) (\text{dB})$ ; 噪声方差  $\sigma_2^* = 0.6$ ,  $\delta = 0.01$ ,  $\alpha = 0.97$ ,  $\gamma = 0.001$ ,  $\mu_{\max} = 1.0$ ,  $\mu_{\min} = 0.01$ ,  $W = N = 31$ ,  $\xi_1^* = 0.05$ ,  $\xi_2^* = 0.6$ 。

**实验 1**  $K = 10$ , 本实验主要考察传统匹配解扩与自适应匹配解扩 (采用本文提出的变步长算法) 在同步环境、不同  $SIR_{in}$  的下随用户 1 的信噪比 (SNR) 变化的误码性能, 如图 1(a) 所示。

**实验 2** 时延参数为:  $\tau_k = 2(k - 1)T_c (2 \leq k \leq K \leq 15)$ , 为异步环境, 结果如图 1(b) 所示。

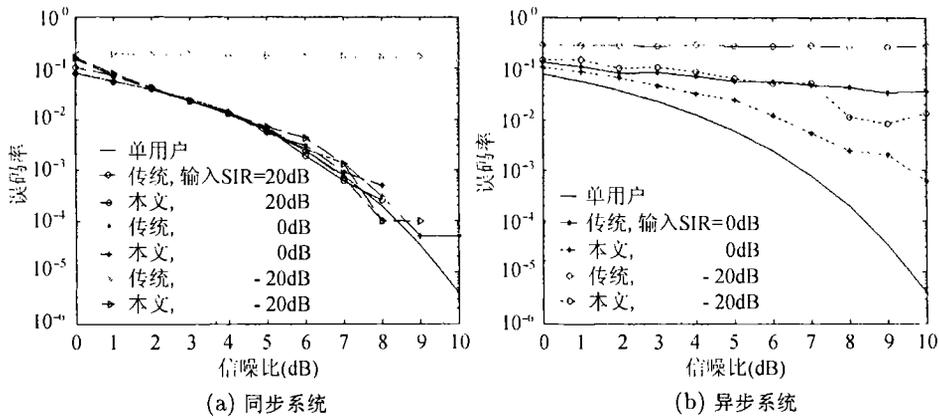


图 1 不同输入 SIR 环境下误码性能比较

从图 1(a) 可以看出, 同步系统中, 由于地址码的近似正交性, 在理想功率或  $SIR_{in} < 0(\text{dB})$  的情况下, 传统匹配解扩和自适应匹配解扩都有良好的误码性能; 当  $SIR_{in} > 0(\text{dB})$  时, 传统匹配解扩误码性能急剧恶化, 自适应匹配解扩仍保持良好的误码性能, 几乎没有恶化, 误码远远低于相应的传统匹配解扩。

从图 1(b) 可以看出, 在异步系统中, 由于地址码的近似正交性遭到极大的破坏, 导致传统匹配解扩方法几乎不能使用, 而自适应匹配解扩误码性能虽然与其在同步环境下相比有所上升, 但仍具有良好的误码性能, 误码远远低于相应的传统匹配解扩。

**实验 3**  $SNR=10\text{dB}$ , 异步环境, 在  $i = 1 \sim 1500$  期间,  $K = 10, SIR_{in} = 0\text{dB}$ , 模拟理想功率控制环境; 在  $i = 1501 \sim 3000$  期间,  $K = 3, SIR_{in} = 10\text{dB}$ , 表示有干扰用户退出, 但存在“远近效应”。本实验主要考察在训练期间各种自适应匹配解扩算法的收敛与跟踪性能, 性能评价采用式 (22) 定义的输出信号干扰比。FSS001 表示  $\mu_{NLMS} = 0.01$  的常规固定步长的 NLMS 算法; VSS-NLMS 表示文献 [1] 归一化的变步长算法; PRO 表示本文提出的 CM-VSS-NLMS 算法。图 2 为各种算法  $SIR_{in}$  的收敛与跟踪比较, 图 3 为这些算法学习过程中步长变化情况。

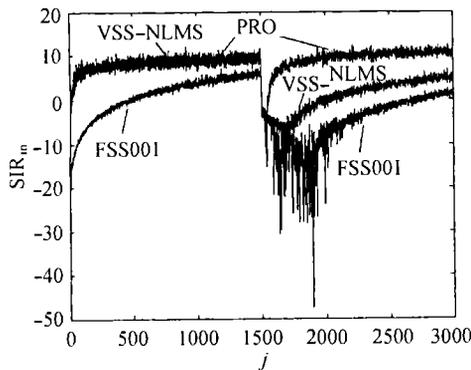


图 2 各种算法  $SIR_{in}$  的性能比较

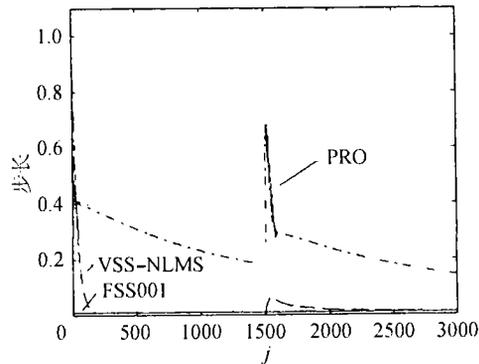


图 3 各种算法的步长值比较

从图 2 可以看出, 在恒参信道中 ( $i = 1 \sim 1500$ ), VSS-NLMS 算法与本文提出的算法几乎具有相同的收敛速度与稳态  $SIR_{in}$  性能, 它们的综合性能都要好于固定步长的 NLMS 算法; 但当信道参数发生改变时 ( $i = 1501 \sim 3000$ ), VSS-NLMS 算法的跟踪速度变得非常慢, 而本文提出的变步长算法仍具有极快的跟踪速度和良好的  $SIR_{in}$  性能。

从图 3 可以看出, 本文提出的变步长值具有比 VSS-NLMS 的变步长值大、同时又保持相当高的信道反应灵敏度。

## 5 结论

通过理论分析与计算机仿真, 可得出以下重要结论:

(1) 传统匹配滤波方法只能用于同步系统中, 其误码主要依赖于地址码的正交性和良好的功率控制, 它没有任何抗“远近效应”的能力。

(2) 自适应匹配解扩方法具有良好的抗“远近效应”的能力, 可应用于同步与异步系统中。在相同条件下, 其在异步系统中的误码率比同步系统高。

(3) 信道畸变而造成用户扩频码变化时, 将造成传统匹配解扩误码性能极大恶化, 而自适应匹配解扩误码性能几乎不受此限制 (因为其解码没有使用任何先验的用户扩频码)。

(4) 本文提出的算法与 VSS-NLMS 算法相比: 几乎具有相同的启动速度, 但有快得多的跟踪速度, 同时两者具有相同的稳态  $SIR_{in}$  性能, 它们的综合性能都要好于固定步长的 NLMS 算法。

(5) 常规变步长认为的在启动阶段使用大的步长, 在收敛阶段使用极小的步长的思想, 在用于恒模数字信号中是片面的; 收敛步长并非越小越好, 步长值需要根据短时均方误差来确定。总的原则是使误码最小的前提下, 步长尽可能的大, 以保证足够高的信道反应能力。

## 参 考 文 献

- [1] Verdu S. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multi-access channels[J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1986, 32(1): 85-96.
- [2] Varanasi M K, Aazhang B. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communication[J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1990, 38(4): 509-519.
- [3] Lupas R, Verdu S. Linear multi-user detectors for synchronous code-division multiple-access channels[J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1989, 35(1): 123-136.
- [4] Lupas R, Verdu S. Near-far resistance of multi-user detectors in asynchronous channels[J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1990, 38(4): 496-508.
- [5] Honig M, Madhow U, Verdu S. Blind adaptive multi-user detection[J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 1995, 41(4): 944-960.
- [6] Poor H V, Verdu S. Single-user detectors for multi-user channels[J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1988, 36(1): 50-60.
- [7] Madhow U, Honig M L. MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA[J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1994, 42(12): 3178-3188.
- [8] Kwong R H, Johnston E W. A variable step size LMS algorithm[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1992, 40(7): 1633-1642.

曾召华: 男, 1972 年生, 博士, 研究方向为多用户检测、自适应信号处理、移动通信。

刘贵忠: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为非平稳信号处理及其在音频、视频、通信等领域的应用。