

基于自适应滤波算法的伪码捕获研究与改进

马林静, 宋学瑞

(中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 针对直接扩频伪随机噪声码序列的捕获, 本文提出一种改进的自适应滤波结构。该结构采用 2 个不同算法的并行滤波器, 根据最小均方误差准则动态调整滤波器权值, 达到了加快伪码捕获系统收敛速度、提高稳态性能的效果。分析和仿真证明该方案捕获时间短、结构简单有利于硬件实现。

关键词: 直接序列扩频; 伪码捕获; 自适应滤波; 均方误差

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

Research and improvement of the adaptive filter algorithm in code acquisition

MA Lin Jing, SONG Xue Rui

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: An improved scheme was proposed for pseudo-random noise code acquisition of DS-SS signals based on adaptive filters. The system dynamically adjusted the weights of two parallel filters that used different least mean square error algorithms, and achieved faster convergence and a better steady state performance. Analysis and simulations demonstrated that the proposed scheme had less acquisition time, and its structure was simple, which can implement easily in hardware.

Key words: direct sequence spread spectrum; pseudo-random noise code acquisition; adaptive filter; mean square error

直接扩频序列扩展频谱技术, 简称直扩 (DS-SS), 被广泛应用在军事、民用通信上。直扩系统要求收发两端用完全相同的伪随机噪声码 (PN 码) 对信息序列进行扩频和解扩, 即两端 PN 码须精确同步, 以保证扩频接收机的效果。其中 PN 码的捕获即粗同步更是关键, 它将本地 PN 码与接收码的相位差缩小到 1 个码片范围内。不同于传统的 PN 码的捕获, 利用 LMS 自适应滤波实现伪码同步的方法^[1-2]是近些年提出的, 较传统方法有更优越的性能。但是当自适应滤波器只采用定步长 LMS 方法时, 系统的捕获时间和稳定性指标则不能兼顾, 在复杂且实时性要求较高的移动信道环境下, 应进一步提高性能。

1 系统模型

本文由变权值能够提高滤波器收敛速度的思路, 综合考虑系统滤波器的稳定性, 采用 2 个自适应滤波器组合的算法, 缩短直扩系统中 PN 码的捕获时间。系统捕获结构如图 1 所示。直接序列扩频的接收信号表示为:

$x(t) = \sqrt{2P} a(t-\tau)p(t-\tau)\cos(2\pi f_c t + \varphi) + n(t)$, 其中, P 为信号功率, $a(t)$ 为数据信息, $p(t)$ 为扩频信息, T_c 为扩频码的码元宽度, L_c 为扩频码长度。 f_c 和 φ 分别为载波信号的频率和传输过程中引入的随机相位, τ 为需估计的信号延迟, $n(t)$ 是均值为零、方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声。

对信号功率进行归一化, 设载波已同步, 经下变频后接收信号为基带信号, 按码片速率 $1/T_c$ 进行采样形成数字离散信号: $x(n) = p(n-\tau) + n(n)$ 。本地扩频信号即为: $d(n) = a(n-\tau')$, 其中 τ' 的值在 0 到码周期 ($L_c T_c$) 之间, 且是 T_c 的整数倍。当接收码和本地码的相位差为 $|\tau - \tau'|$ 时, 通过捕获 (及跟踪) 不断缩小这个差值以达到最佳的扩频码同步。

系统的两个并行的自适应滤波器分别为 h_1 和 h_2 , 两滤波器均为 M 抽头 FIR 横式滤波器, 分别采用不同的迭代策略, 因此具有不同的收敛速度和稳态误差性能。在滤波器不断收敛趋于稳定的过程中, 通过比较策略动态地调整系统中两个滤波器的作用比例, 达到综合

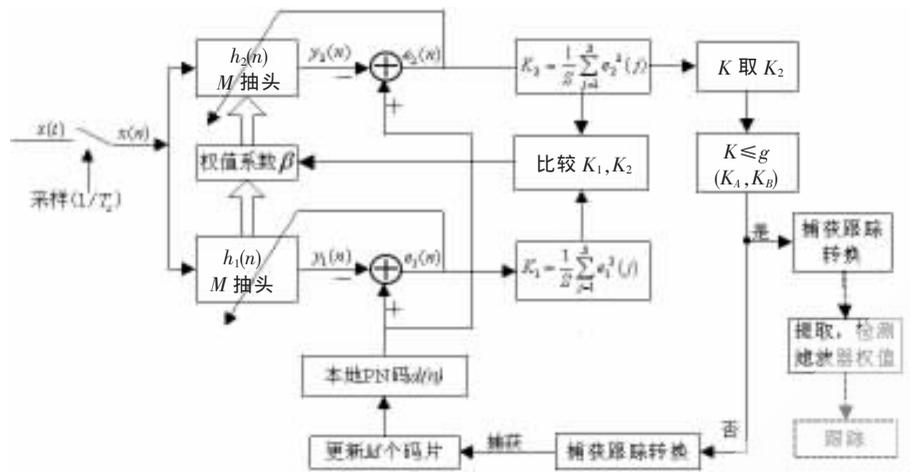


图1 直扩系统的伪码捕获结构

采用LMS算法的 h_1 滤波器复杂度低, 简单易实现; 而 h_2 滤波器由于在权向量更新中采用了误差的三次方, 当系统信噪比较小, 具有较快的收敛速度和较小的稳态误差, 但当信噪比变大时, 其稳态性能变差, 而 h_1 滤波器算法的稳态误差却较小。因此通过如下算法动态调整两滤波器以得到较好的系统性能:

$$e_1(n) = d(n) - \vec{w}^T(n) \vec{x}(n) \quad (8)$$

$$e_2(n) = d(n) - \vec{w}'^T(n) \vec{x}(n) \quad (9)$$

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu_1 e_1(n) \vec{x}(n) \quad (10)$$

$$\vec{w}'(n+1) = \begin{cases} (1-\beta)\vec{w}'(n) + \beta\vec{w}'(n+1), & K_1 \leq K_2 \\ \vec{w}'(n) + \mu_2 [e_2(n)]^3 \vec{x}(n), & \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

提高系统收敛性和稳态性的效果。

为使滤波器有更快的捕获速度, 在进行捕获搜索时, 将扩频序列分为 $q = \lceil L/M \rceil$ 个单元, $\lceil \cdot \rceil$ 为向上取整。 q 个区域中只有 1 个单元为同相假设 H_1 状态, 即正确的捕获位置, 在其他位置捕获的则为异相假设 H_0 状态, 即发生虚警错误。将两滤波器的均方值分别按(1)式进行处理得到 K_1, K_2 , (1)式中 S 为统计样值长度。

$$K_i = \frac{1}{S} \sum_{j=1}^S e_i^2(j) \quad i=1, 2 \quad (1)$$

令 K 取值 K_2 表示整体的误差平方均值, 再输入比较器执行门限判决。设门限值为 g , 在自适应学习阶段, 如果 K 在 K_A 次内连续 K_B 次检测的结果满足 $K \leq g$, 则判断系统收敛, 接收码的相位和本地码的相位差在捕获指标范围内(一般为 $T_c/2$), 同时滤波器收敛到接近最佳权向量值(峰值), 捕获完成。之后系统通过捕获跟踪转换开关转入跟踪, 并提取和检测此时滤波器的权值数据为跟踪做准备。如果不满足收敛则调整本地扩频码序列 (M 个相位), 再次进行上述自适应过程直到完成捕获。

2 算法及性能分析

2.1 滤波器组合实现捕获的算法

两自适应滤波器 h_1, h_2 的输入矢量为: $\vec{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T$ 。抽头权值矢量分别为:

$$\vec{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T$$

$$\vec{w}'(n) = [w_0'(n), w_1'(n), \dots, w_{M-1}'(n)]^T$$

滤波器 h_1 采用 LMS 算法, 滤波器 h_2 采用高阶的均方误差算法^[3], 分别表示如下:

$$h_1: \vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu_1 e_1(n) \vec{x}(n) \quad (2)$$

$$e_1(n) = d(n) - y_1(n) \quad (3)$$

$$y_1(n) = \vec{w}^T(n) \vec{x}(n) \quad (4)$$

$$h_2: \vec{w}'(n+1) = \vec{w}'(n) + \mu_2 [e_2(n)]^3 \vec{x}(n) \quad (5)$$

$$e_2(n) = d(n) - y_2(n) \quad (6)$$

$$y_2(n) = \vec{w}'^T(n) \vec{x}(n) \quad (7)$$

式中 β 为常数。两个滤波器分别进行权向量的更新, 并比较 K_1 和 K_2 。在最初的收敛阶段, h_2 滤波器的收敛速度较快, 有 $K_1 > K_2$, 系统采用 h_2 滤波器迭代算法。当收敛过程逐渐趋于稳态时有 $K_1 < K_2$, 执行(11)式的 $\vec{w}'(n+1) = (1-\beta)\vec{w}'(n) + \beta\vec{w}'(n+1)$ 部分, 调大权值系数 β 使系统中 h_1 滤波器所占的比例加大, 经一定次数的迭代后系统的稳态性趋向于 h_1 滤波器。

2.2 系统性能分析

检测概率和虚警概率直接决定了平均捕获时间。本文滤波器的检测概率是在 K_A 次检测内满足 $K \leq g$ 的次数不少于 K_B 次的联合概率, 设为 P_D 。虚警概率是非同步时刻门限错误地判定为同步的概率, 设为 P_F 。设系统中滤波器的判决错误概率为 P_e , 定义组合概率 $P_{i|K_A} = C_{K_A}^i / \sum_{i=0}^{K_A} C_{K_A}^i$ (i 取整数), $P_T = P(K \leq g)$, 则系统的检测概率 P_D 和虚警概率 P_F 可分别表示为:

$$P_D = \sum_{i=K_B}^{K_A} P_{i|K_A} (1-P_e)^i (1-P_h)^{K_A-i} \quad (12)$$

$$P_F = \sum_{i=K_B}^{K_A} P_{i|K_A} P_e^i (1-P_h)^{K_A-i} \quad (13)$$

设接收端对 PN 码无任何先验信息, 所以未知相位区域为整个 PN 码周期, 捕获过程为离散马尔可夫过程^[4], 系统可用图 2 中的状态转移简图表示。

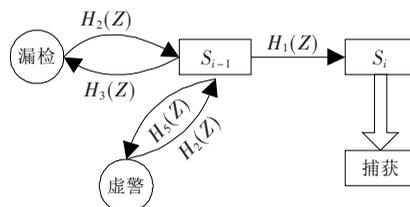


图2 捕获状态转移简图

技术与方法 Technique and Method

图 2 中 $S_i(i=2, 3, \dots, q)$ 为系统 q 个单元正常检测下的自适应中间状态, 码捕获系统分别对 q 个单元进行处理, 并判断是否达到捕获状态, $H_1(Z)$ 为系统正常检测下各状态间的转移函数。同时考虑到系统漏检和虚警状态, 有 $H_3(Z)$ 、 $H_2(Z)$ 表示由漏检状态转移函数及其恢复到状态 S_i 的状态转移函数, $H_5(Z)$ 、 $H_4(Z)$ 则反映出现虚警状态以及恢复到 S_i 的过程。上述各系统函数分别表示为:

$$H_1(Z) = P_D Z^{(R_a + R_d)T_c} \quad (14)$$

$$H_2(Z) = Z^{q(R_a + R_d)T_c} \quad (15)$$

$$H_3(Z) = (1 - P_D) Z^{(R_a + R_d)T_c} \quad (16)$$

$$H_4(Z) = H_1(Z) + H_2(Z)H_3(Z) \quad (17)$$

$$H_5(Z) = P_F Z^{(R_a + R_d)T_c} \quad (18)$$

$$H_6(Z) = H_3(Z) + H_2(Z)H_5(Z) \quad (19)$$

其中 R_a 为自适应滤波器的学习时间, 一般有 $R_a = k / \mu \lambda_m^{[5]}$, $\lambda_m = (\sum_{i=1}^M \lambda_i) / M$, k 为常数; $R_d = S \times K_A$, 为门限的判决时间。由图 2 的状态转移图结合上面(14)~(19)式可得系统状态转移函数为:

$$H_{\alpha q}(Z) = \frac{H_1(Z)}{1 - H_6(Z)H_4^{q-1}(Z)} \times \frac{1 - H_4^q(Z)}{q[1 - H_4(Z)]} \quad (20)$$

其中 q 为前文中的 q 个单元数。将(20)式代入下式得到系统的平均捕获时间为:

$$\begin{aligned} \bar{T}_{\alpha q} &= E\{T_{\alpha q}\} = \frac{d[H_{\alpha q}(Z)]}{dZ} \Big|_{z=1} \\ &= \frac{1}{P_D} (R_a + R_d) \{1 + qP_F + (1 - \frac{P_D}{2}) \times \\ &\quad [1 + qP_D + q^2(1 - P_D)]\} T_c \end{aligned} \quad (21)$$

3 仿真

在高斯信道下, 本文就滤波器组合算法实现扩频码捕获进行了仿真。系统采用 256 位扩频 m 序列, 自适应滤波抽头数为 $M=16$ 个, $q=16$, 统计样本累加次数取 $S=10$ 。均方误差与门限 g 进行判决时, $K_A=10$, $K_B=3$ 。综合考虑捕获速度和保持系统的稳态性, 一般取 $\beta=0.65$ 左右。

图 3 为不同门限下系统的检测概率曲线, 步长范围 $0 \sim 0.006$ 。令门限 g 分别取 0.7、0.8、0.9, 码片信噪比为 -5 dB。由图可知随着步长增大, 检测概率 P_D 逐渐降低; 增大门限值可以一定程度上提高检测概率, 但是同时也会引起虚警概率增加。因此 g 取 0.8~0.9 之间的值效果较好。

图 4 为高斯信道环境下本文的滤波器组合算法同参考文献[2]中 LMS 算法和高阶均方算法的均方误差收敛性比较。其中信噪比为 -10 dB, h_1 滤波器 LMS 算法中 $\mu_1=10^{-3}$, h_2 滤波器高阶均方算法取 $\mu_2=10^{-2}$ 。由图 4 可见

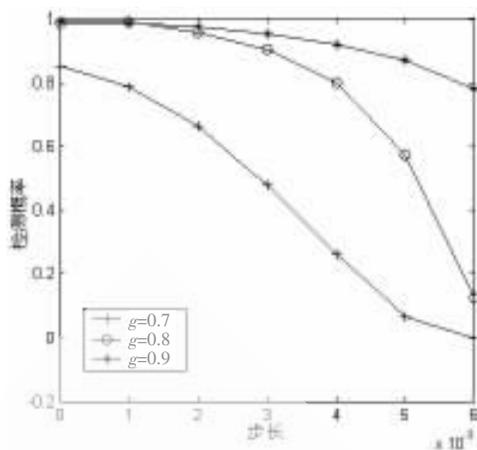


图 3 不同步长、门限下的检测概率

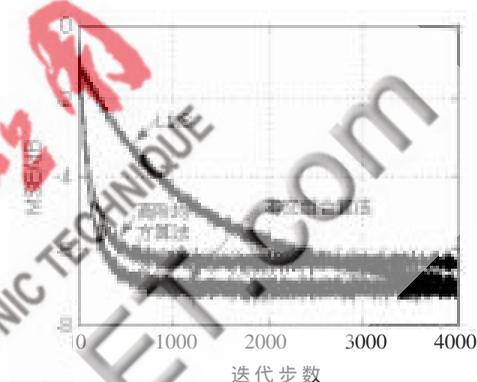


图 4 均方误差收敛性比较

本文算法结合了两者在稳态误差性能和收敛速度上的优点, 在低信噪比高斯信道下有良好的性能。

在不同信噪比条件下, 本文就组合自适应滤波器法同匹配滤波法和 LMS 自适应滤波算法的扩频码片平均捕获时间进行了比较。如图 5 中, 码片平均捕获时间以码片数计算, 在此基础上乘以码片时间 T_c 即得到实际的捕获时间。

由图 5 可知在大信噪比条件下, 匹配滤波器的捕获时间较短, 但当信道环境变差信噪比较低时, 自适应滤波器通过调整权值可以获得更好的性能, 本文的组合滤

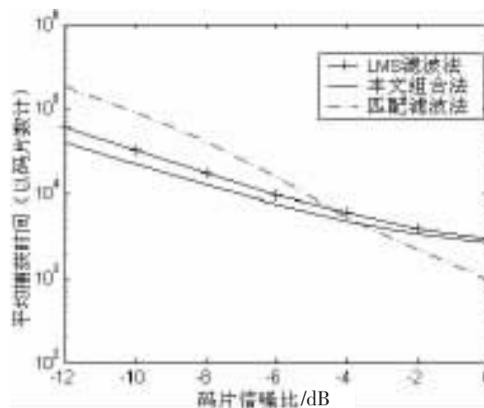


图 5 平均捕获时间比较

波算法在收敛速度上较 LMS 自适应算法更优越,同时具有较小的稳态误差。

本算法结构简单。相对于需要 255 个匹配滤波器来实现扩频码捕获的匹配滤波器算法,本文算法仅使用了 2 个 16 抽头的 FIR 滤波器,大大简化了结构,易于实现。虽然较 LMS 自适应算法结构增加了 16 个滤波器,但获得了更好的综合性能。在捕获时间上,与传统的滑动相关法相比,利用积分清零器捕获需要 255×255 个码片时间,而本文的组合自适应算法实现捕获最多需要 $255 \times 255 / 16$ 个码片时间。

扩频码的捕获是扩频系统同步的关键,因此提高码捕获速度有着重要意义。本文在 LMS 自适应滤波算法实现扩频码捕获的基础上,通过使用 LMS 滤波器和高阶均方型算法滤波器的组合,减少了平均捕获时间,实现了较好的系统稳态性,且算法结构简单、易于硬件实现。因此无论是在捕获时间还是实现结构上,本文的算法都表

现了良好的性能,更符合扩频系统实时性的要求。

参考文献

- [1] EL-TARHUNI M G, SHEIKH A U. Application of adaptive filtering to direct-sequence spread-spectrum code acquisition[J]. *Wireless Personal Communications*, 1998, 8: 185-204.
- [2] WANG Shi Lian, ZHANG Chen. Noncoherent PN code acquisition based on the test of I/Q LMS adaptive filters' tap weights; 7th International Conference on Signal Processing Proceedings, 2004 [C], Beijing, 2004.
- [3] WALACH E, WIDROW B. The least mean fourth (LMF) adaptive algorithm and its family[J]. *IEEE Trans. Inform. Theory* (S0018-9448), 1984, 30(8): 275-283.
- [4] 黄振, 陆建华, 杨士中. 基于 DMF 直扩系统捕获性能的研究[J]. *电路与系统学报*, 2002, 7(1): 92-95.
- [5] MANOLAKIS D G. 统计与自适应信号处理[M]. 周正, 译. 北京: 电子工业出版社, 2003.

(收稿日期: 2009-07-12)