

一种基于信噪比估计的自适应伪码捕获算法

王祖良¹, 王明昶², 王荔斌³, 郑林华¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073;

2. 北京航天指挥控制中心, 北京 100094; 3. 中国人民解放军 63999 部队, 北京 100094)

摘要: 军事扩谱通信一般都以突发信号帧的形式进行通信, 通信时间短、可靠性要求高、信号动态范围大。固定门限捕获方法不能提供满意的性能, 门限选得太高会使高信噪比时虚警概率过高, 而门限过低会使得低信噪比时漏检概率高, 检测概率低, 因此需要利用自适应捕获方法。提出一种适合突发短帧模式的自适应伪码捕获方法, 该方法可适用于 A/D 转换前加自动增益控制(AGC)的情况。提出的自适应捕获方法基于接收信号信噪比的估计, 推导出根据采样点统计值的比值得到信噪比估计的实用算法, 并对该算法进行多项式拟合以适合工程实现, 并对算法进行了仿真分析。

关键词: 自适应捕获; 信噪比估计; 曲线拟合

中图分类号: TN 92 **文献标志码:** A

Adaptive acquisition algorithm of PN codes based on SNR estimate

WANG Zu-liang¹, WANG Ming-yi², WANG Li-bin³, ZHENG Lin-hua¹

(1. Coll. of Electronic Science and Engineering, National Univ. of
Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Beijing Special Command and Control Center, Beijing 100094, China;

3. The Unit 63999 of the PLA, Beijing 100094, China)

Abstract: The missile control and guide command link generally uses burst short frames. This kind of link possesses short communication time, high reliability and a large dynamic scope of signals. A fixed threshold is not suitable for this kind of communications. The higher threshold will lead to the virtual alarm probability too high in high SNR, and the lower threshold will lead to the miss detect probability too high and the detect probability too low in low SNR. So an adaptive acquisition algorithm of PN codes for burst short frames is presented. The algorithm is suitable for the condition that AGC is applied before the ADC. The adaptive acquisition is based on the SNR estimate. An applied algorithm by which the SNR can be obtained from the statistical ratio samples is presented. The polynomial fitting method is carried out for realization in practice. Simulation results verify that the proposed algorithm is effective.

Keywords: adaptive acquisition; signal-to-noise ratio estimate; curve fitting

0 引言

扩频通信系统具有抗干扰能力强、低截获概率等特点, 其信号功率谱密度低, 难以侦察, 还具有抗多径衰落能力。扩频通信在军事通信领域, 尤其在航天测控、导弹控制、无人数据链等领域得到广泛应用。并且这一类通信速率较低, 可以选择较高的扩频处理增益, 提高扩频通信的隐蔽与保密性, 因此扩频通信体制是必然的选择。伪码捕获技术是扩频通信的核心技术, 只有正确实现了伪码捕获才有可能实现后续的处理, 并且在扩频通信系统里伪码捕获的难

度和复杂度远远超过其它处理, 本文结合某 DS 扩频通信系统的设计提出一种自适应伪码捕获算法。

早期的伪码捕获方法采用模拟器件实现, 如声表面波和电耦合器件等^[1-3]。随着数字信号处理技术的不断发展, 出现了许多高性能的伪码捕获算法。并行捕获^[4-6]和数字匹配滤波器捕获^[7-8]日益受到重视和应用。

导弹和无人机控制链路一般都以突发信号帧的形式进行通信, 通信时间短、要求可靠性高、信号动态范围大等。要求伪码捕获概率大、虚警概率小、漏检概率小等。固定门限捕获方法不能提供满意的性能, 门限选得太高会使高信噪比时虚警概率过高, 而门限过低会使得低信噪比时漏检

概率高, 检测概率低, 因此需要利用自适应捕获方法。自适应门限捕获技术近几年得到了广泛的研究^[9-13], 文献[13]提出基于能量估计确定自适应门限, 但是通常数据采样之前需要进行精确的功率控制, 基带数值样点能量近似恒定, 所以利用能量估计值确定门限的方法失效。文献[12]提出基于信噪比估计的 LMS 自适应捕获算法, 在假设信号功率被归一化为恒定值的前提下, 直接利用采样值计算信噪比。但实际设备中, 接收端数据采样前一般都采用了 AGC 控制, 这样就等效于信号和噪声幅度的和归一化为恒定值而非信号功率。本文对文献[12]提出的信噪比估计方法加以改进以适应接收机前端加 AGC 的情况。

1 算法描述

1.1 自适应伪码捕获结构

本文提出一种新的自适应伪码捕获结构如图 1 所示。滤波器采用 M 个抽头的 FIR 滤波器, 利用最小均方误差算法调整滤波器系数, 以使本地参考信号和接收信号的误差在均方意义上达到最小。信噪比估计器实时估计码片信噪比 SNR_c。

接收到的中频直扩 BPSK 信号为

$$r(t) = \sqrt{2E_c} b(t - T_c) c(t - T_c) \cos(\omega t_n + \varphi) + \xi(t) \quad (1)$$

式中, E_c 为接收信号码片能量; $b(t)$ 为信息序列; $c(t)$ 为伪码序列基带波形; T_c 为码片宽度; τ 为随机延迟; ω 为频移分量的载波角频率; φ 为载波初始相位; $\xi(t)$ 为加性高斯白噪声(AWGN)。

接收信号经过码片匹配滤波和基于码片的采样后得到等效基带信号为

$$x(n) = \sqrt{E_c} a_n c(t_n - T_c) + \xi(n) \quad (2)$$

式中, t_n 为采样时刻; a_n 为幅度衰落因子; $\xi(n)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$, 零均值高斯白噪声, 方差 $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$ 。

自适应滤波器输出信号为

$$y(n) = \mathbf{w}(n) \mathbf{x}(n) \quad (3)$$

式中, $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), w_2(n), \dots, w_{M-1}(n)]$ 为 n 抽样时刻滤波器系数抽头权重向量; $\mathbf{x}^T(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]$ 为 n 时刻输入信号向量。

假设 H_1 为同步, H_0 为非同步, 则最佳权重向量表示为

$$w_j = \begin{cases} \frac{\text{SNR}_c}{\text{SNR}_c + 1}, & H_1 \text{ and } j = \tau - \tau \\ 0, & H_0 \text{ or } (H_1 \text{ and } j \neq \tau - \tau) \end{cases} \quad (4)$$

式中, $j = 0, 1, 2, \dots, M-1$; SNR_c 为码片信噪比。

滤波器系数权重的调整利用 LMS 算法调整, 递归调整算法如下^[4]

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e(n) \quad (5)$$

式中, μ 为步长因子, 收敛的必要条件为

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (6)$$

式中, λ_{\max} 为抽头输入向量相关矩阵 \mathbf{R} 的最大特征向量。

取较小的 μ 值可使得自适应过程较缓慢的进行, 梯度噪声对抽头权值的影响可在很大程度上滤除, 但收敛速度慢。

1.2 码片信噪比估计

文献[12]中式(5)利用采样点模平方平均值减信号功率(信号功率归一化为 1)作为噪声功率计算信噪比, 该算法不适于加 AGC 的情况。本文针对此提出利用采样值二阶统计量比值与待估计信噪比之间的关系确定信噪比的方法。

在本文引言中提到的应用背景下, 通常存在多径和多普勒扩展, 使得接收信号的包络呈现随机性, 研究表明, 包络一般服从瑞利分布和莱斯分布, 莱斯分布是瑞利分布的特殊情况, 莱斯分布是由于在瑞利分布的基础上, 存在一条直射路径的影响而造成的。本文提出的信噪比估计适合瑞利信道。假设接收信号幅度服从瑞利分布, 即

$$p(a) = a e^{-\frac{a^2}{2}} \quad (7)$$

$$E(a) = \int_0^{\infty} a p(a) da = \int_0^{\infty} a^2 e^{-\frac{a^2}{2}} da = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (8)$$

$$E(a^2) = \int_0^{\infty} a^2 p(a) da = \int_0^{\infty} a^3 e^{-\frac{a^2}{2}} da = 2 \quad (9)$$

码片信噪比定义为

$$\text{SNR}_c = \frac{E_c}{N_0} = \frac{E_c}{2\sigma^2} = \gamma \quad (10)$$

定义两个统计量的比值 z 为

$$z = \frac{E[x^2]}{[E(|x|)]^2} \quad (11)$$

经过一系列推导可以将式(11)等号右边用信噪比 γ 表示。

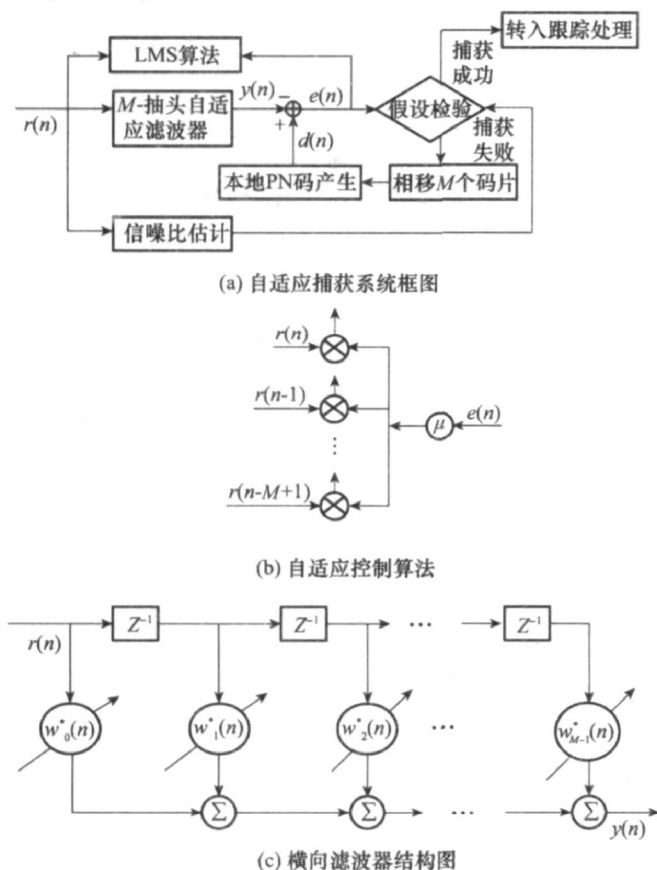


图 1 自适应捕获系统模型

$$E[x^2] = 2E_c + \sigma^2 \quad (12)$$

$$E(|x|) = \sqrt{\frac{2\sigma^2}{\pi}} \left| \frac{1}{1 + \frac{E_c}{\sigma^2}} \right| + \int_0^\infty 2t^2 e^{-t^2} \sqrt{2E_c} \left| 1 - 2Q \left(t \sqrt{\frac{2E_c}{\sigma^2}} \right) \right| dt \quad (13)$$

式中, $Q(t)$ 为 Q 函数, $Q(t) = \int_t^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$ 。从而

$$\frac{E[x^2]}{[E(|x|)]^2} = \frac{1 + 4\gamma}{\left[\sqrt{\frac{2}{\pi}} \left| \frac{1}{1 + 2\gamma} \right| + \int_0^\infty 4t^2 e^{-t^2} \sqrt{\gamma} [1 - 2Q(2t\sqrt{\gamma})] dt \right]^2} \quad (14)$$

根据式(14), 每得到一个统计变量 z 即可得到一个对应的信噪比 γ 。由于式(14)的复杂性, 很难得出从统计量 z 直接求得 γ 的闭式, 可以采用多项式拟合的方式得到 z 和 γ 之间的近似关系式。这里分别采用二阶(quad)、三阶(cubic)和四阶(bi-quad)多项式拟合如下

$$\gamma_{\text{quat}} = a_2 z^2 + a_1 z + a_0 \quad (15)$$

$$\gamma_{\text{cubic}} = b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0 \quad (16)$$

$$\gamma_{\text{bi-quad}} = c_4 z^4 + c_3 z^3 + c_2 z^2 + c_1 z + c_0 \quad (17)$$

以 BPSK 调制为例, 未采用信道编码情况下, 假设接收信号信噪比为 6~15 dB, 直扩伪码长度为 127, 则码片信噪比 SNR_c 为 -15~ -6 dB。以 1 dB 等间隔取点进行多项式拟合可以得到。 $a_2 = -21.6, a_1 = 34.8, a_0 = -19.4; b_3 = -57.2, b_2 = 188.9, b_1 = -221.2, b_0 = 83.3; c_4 = -141.1, c_3 = 635.3, c_2 = -1077.2, c_1 = 801.0, c_0 = -224.1$ 。将系数带入式(15)~(17)可得

$$\gamma_{\text{quat}} = -21.6z^2 + 34.8z - 19.4 \quad (18)$$

$$\gamma_{\text{cubic}} = -57.2z^3 + 188.9z^2 - 221.2z + 83.3 \quad (19)$$

$$\gamma_{\text{bi-quad}} = -141.1z^4 + 635.3z^3 - 1077.2z^2 + 801.0z - 224.1 \quad (20)$$

由于噪声的影响, 单次观察值随机性较大, 为了得到期望的统计量 z , 可以采用一段数据取平均值的方式减小噪声影响^[10]。即

$$Z = \frac{\left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E[x_i^2] \right|}{\left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E[|x_i|] \right|} \quad (21)$$

式中, N 为每一观察窗内的采样点数; 用 z 代替式(11)中的 x 即可得到 γ 。

衡量估计性能好坏的一种方法是估计均方误差, 定义

归一化均方误差为

$$\text{NMSE}(\gamma) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \frac{(\gamma_i - \gamma)^2}{\gamma^2} \quad (22)$$

1.3 性能分析

本文提出的方法与文献[4]的方法捕获结构类似, 捕获时间、捕获概率、虚警概率相当, 主要区别在于所提方法可以适用于接收机前端加 AGC 的情况, 更具有实用性。信噪比估计算法工程实现方面, 前者估计信噪比需要计算 2 个二阶统计量, 需要 2 个乘法器, 2 个累加器, 后者只计算 1 个二阶统计量, 需要 1 个乘法器和 1 个累加器, 所提方法多要 1 个乘法器和 1 个累加器, 适当增加了计算资源的开销, 但如前所述, 所提方法具有更广的适用范围, 所以适当的资源牺牲是可以接受的。另外, 本文方法在得到统计量比值后需要根据拟合的多项式计算信噪比, 考虑到计算资源, 可以采用将式(14)中 z 和 γ 之间的关系预先计算好, 利用查找表的方法实现。

2 数值仿真分析

观察值 z 与码片信噪比 SNR_c 之间的关系曲线如图 2 所示, 由图 2 可知在本论文背景所感兴趣的信噪比范围内, 利用二次多项式拟合已能很好的逼近真实曲线。

信噪比估计均方误差如图 3 所示。仿真条件: 数据速率 10 kbps, 每帧数据长度为 200 bits, 扩频码为 m 序列, 码周期为 127, 多普勒频移 10 kHz, 每码片采样一个点。多径信道模型采用 COST 207 标准, 农村地区, 即多径数为 6 条, 6 径的功率衰减分别为 0 dB, 4 dB, 8 dB, 12 dB, 16 dB, 20 dB; 相对延时为 0 μ s, 0.2 μ s, 0.3 μ s, 0.4 μ s, 0.5 μ s。利用 Jakes 模型建模由多径和多普勒频移引起的多普勒扩展。由图 3 可知, 采用观察窗越长估计均方误差越小; 多项式阶数对均方误差影响较小, 二阶、三阶和四阶仿真结果相当, 这与上面多项式拟合中的分析是一致的。

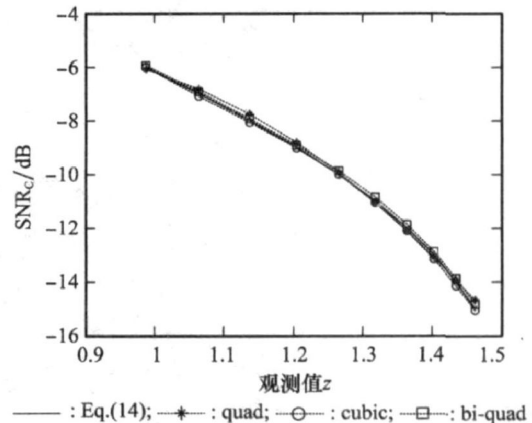


图 2 观察值与信噪比之间的拟合关系

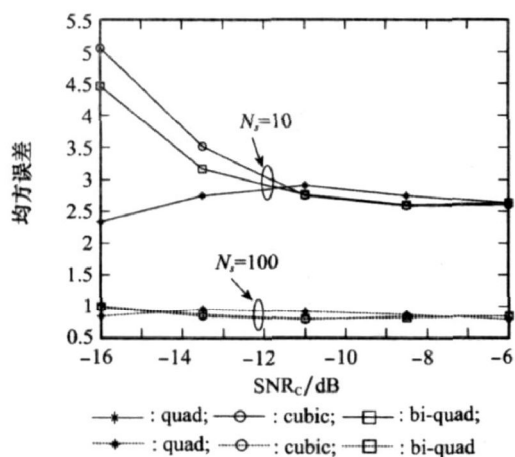


图 3 码片信噪比估计均方误差

3 结束语

本文提出了一种自适应伪码捕获方法,详细推导了具体实现算法,并进行了计算机仿真。仿真参数以某 DS 扩频通信系统的设计为背景,仿真结果具有较强的实用性。下一步工作将考察该算法应用于大动态、较大的多普勒频移、较强多径条件下直扩通信系统的性能,具体分析该算法对某直扩通信系统误码率性能的贡献。

参考文献:

[1] Sage G F. Serial synchronization of pseudonoise systems[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1964, 12: 123-127.
 [2] Milstein L B, Gevargiz J, Das P K. Rapid acquisition for direct sequence spread-spectrum communications using parallel SAW convolves[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1985, 33: 593-600.
 [3] Milstein L B, Das P K. Spread spectrum receiver using surface acoustic wave technology [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1977, 25(8): 841-847.

[4] Block F J, Baum C W. Parallel acquisition of multicarrier direct-sequence spread-spectrum signals in fading and partial-band interference[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 5(11): 1877-1884.
 [5] Block F J, Baum C W. Parallel acquisition of multicarrier direct-sequence spread-spectrum signals[J]. *IEEE VTC*, 1999, 1: 16-20.
 [6] June Moon, Lee Yong-Hwan. Parallel acquisition of PN sequences in Rayleigh fading channel and the application to the multi-carrier CDMA systems[J]. *IEEE PIMRC*, 2001, 2: G-6-G-10.
 [7] Swaminathan A, Noneaker D L. A technique to improve the performance of serial, matched-filter acquisition in direct-sequence spread-spectrum packet radio communications [C] // *IEEE ICC'*, 2003, 4: 2542-2546.
 [8] Swaminathan A, Noneaker D L. Performance of serial matched-filter acquisition with adaptive thresholds in direct-sequence packet communications[J]. *MILCOM*, 2002, 2: 996-1001.
 [9] Kim Chang-Joo. Adaptive acquisition of PN code in multipath fading mobile channels [J]. *Electronics Letters* 17th January, 2002, 38(2).
 [10] Kim Chang-Joo, Lee Hyuck-Jae. Adaptive acquisition of PN sequences for DSSS communications[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(8).
 [11] El-Tarhuni Mohammed G, Sheikh Asar U H. Adaptive synchronization for spread spectrum systems[J]. *VTC96*, 1996, 1.
 [12] Yu Takki, Han Myeongsu, Hong Daesik, et al. Improved adaptive code acquisition scheme for practical DS/SS systems [C] // *IEEE*, 2004.
 [13] 王世练,高凯,张尔扬.基于实时能量估计的自适应码捕获[J]. *信号处理*, 2005, 21(3): 293-295.