

PN码自适应门限捕获新方法

朱 斌¹, 曾孝平¹, 曾凡鑫², 吴 华¹

(1. 重庆大学通信工程学院 重庆 沙坪坝区 400030; 2. 重庆通信学院军事信息工程系 重庆 沙坪坝区 400035)

【摘要】针对扩频通信中PN码固定门限捕获性能上的不足,结合图像处理中的中值滤波和数学形态学原理,提出了一种新的自适应门限捕获方法。在分析判决量统计特性的基础上,使用由序列转换电路和形态滤波器构成的估计器对背景噪声进行实时估计,得到自适应门限于捕获判决。蒙特卡罗仿真结果表明,该文提出的自适应门限捕获方法能够适应多径环境,抗干扰性能优越,具有较强的实用性。

关键词 自适应门限; 中值滤波; 形态学; 扩频通信

中图分类号 TN914

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.04.003

New Adaptive Threshold Acquisition Scheme for PN Code

ZHU Bin¹, ZENG Xiao-ping¹, ZENG Fan-xin², and WU Hua¹

(1. College of Communication engineering, Chongqing University Shapingba Chongqing 400030;

2. Department of Information Engineering, Chongqing Communication Institute Shapingba Chongqing 400035)

Abstract In view of the deficiency of the performance of fixed threshold acquisition for PN code in spread spectrum communication, a new adaptive threshold acquisition scheme is proposed by combining the median filtering with mathematical morphology in image processing. Based on the analysis of the statistical property of the decision variable, the estimator consisting of sequence conversion circuit and morphological filter is used to estimate the background noise real-timely to get adaptive threshold for acquisition decision. The Monte Carlo simulation result shows that the adaptive threshold acquisition scheme in the paper can adapt to the multi-path environment well. Its performance of anti-jamming is good and it has high practicability.

Key words adaptive threshold; median filtering; morphology; spread spectrum communication

PN码的同步是直接序列扩频 (direct sequence spread spectrum, DSSS)通信系统中最重要最根本的问题。同步过程一般包括捕获与跟踪两个部分。捕获即粗调,可使本地码序列与接收到的码序列粗同步,一般相位误差在1/2个码片长度内。跟踪即细调,使收发端码元相位误差进一步缩小,达到精确的同步并在整个传输过程中保持这种同步。

对于PN码的捕获已经进行了大量的研究,但主要集中在基于固定门限的捕获方法上^[1]。在实际的移动通信系统中,由于用户的快速移动,加上信道衰落和动态干扰的影响,导致接收信号的功率会在大动态范围内变化,传统的固定门限不能获得良好的捕获性能,无法适应实际的应用环境。为此,人们提出了多种自适应门限捕获方法。文献[2]提出了先预置多级门限,然后根据算法进行选择调整的方案,但该方案对门限总数非常敏感,设置不当时性能显著下降。文献[3]将雷达信号处理中的恒虚警概

率(constant false alarm rate, CFAR)检验技术引入PN码捕获过程中,提出了均值统计(mean level acquisition processor, MLAP)和排序统计(order statistics acquisition, OSAP)两种方法,利用多个前向和后向观测量对背景噪声功率进行估计。由文献[4]可知,文献[3]中的MLAP即是利用判决变量的样本对等效高斯噪声功率的最大似然(maximum likelihood, ML)估计。要提高估计精度必须增大处理窗长度,但在多径环境下,多径信号分量的相关峰可能落入处理窗中,导致对噪声功率估计值偏高,检测概率显著下降。文献[5]提出了一种基于实时能量估计的自适应门限方案,在存在窄带干扰的情况下,估计值也会偏高从而导致性能下降。

本文结合图像处理中的中值滤波和数学形态学原理,提出了一种新的PN码自适应门限捕获方法。实验结果表明,自适应门限捕获方法能够适应多径环境,抗干扰性能优越,具有较强的实用性。

收稿日期: 2008-11-21; 修回日期: 2009-05-22

基金项目: 国家自然科学基金(60872164); 重庆市科委自然科学基金(2008BB2313); 重庆市重大科技专项(2009ABZ146)

作者简介: 朱 斌(1981-),男,博士生,主要从事通信信号处理、无线自组织网络方面的研究。

1 系统模型

PN码的捕获实际上是一个对未知相位的搜索过程。搜索可以有多种策略,包括串行、并行和混

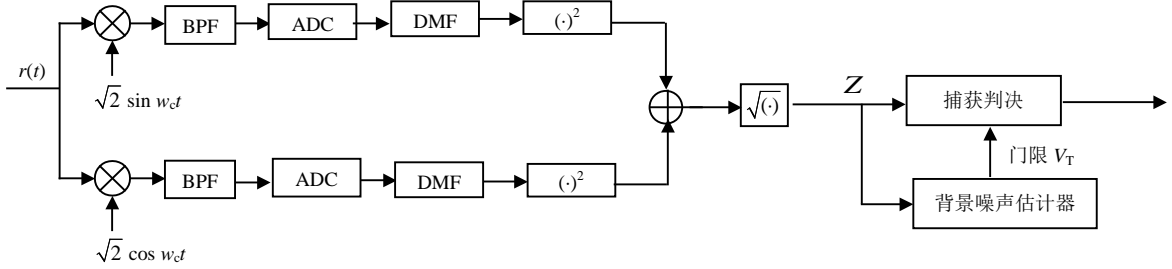


图1 PN码自适应门限捕获系统

为了简化分析,本文暂不考虑多普勒频偏和数据调制的影响,接收端采用非相干I/Q检测方式,设输入信号为:

$$r(t) = \sqrt{2s}c(t - \tau)\cos(\omega_c t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

式中 s 、 ω_c 、 θ 分别是载波的功率、频率和相位; $c(t)$ 是PN码序列; τ 为PN码相位偏移; $n(t)$ 是单边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声。接收信号按图1所示信号处理流程送入DMF,则DMF的正交、同相输出为:

$$y_I = \sqrt{s}T_c \cos\theta \sum_{k=1}^M c_{K+k+i}c_{K+k} + \sum_{k=1}^M n_I(k+i)c_{K+k} = y \cos(\theta) + N_I \quad (2)$$

$$y_Q = \sqrt{s}T_c \sin\theta \sum_{k=1}^M c_{K+k+i}c_{K+k} + \sum_{k=1}^M n_Q(k+i)c_{K+k} = y \sin(\theta) + N_Q \quad (3)$$

式中 T_c 为码片周期; M 表示DMF的延迟抽头数($M=1$); L 表示PN码的码长,如果 $M=L$,则DMF将对接收PN码进行整周期相关运算; $N_I(k)$ 和 $N_Q(k)$ 是相互独立的基带高斯噪声。

图中同相、正交两路DMF输出相关值经平方后相加,取平方根得到检验统计量 Z ,再与背景噪声估计器实时产生的门限 V_T 比较,进行捕获判决。捕获判决过程可看作一个假设检验问题,定义以下两种假设:

- H_0 : PN码相位误差大于一个码片(未同步)。
- H_1 : PN码相位误差在一个码片之内(已初同步)。

判决方程:

$$Z \begin{cases} > V_T \\ < V_T \end{cases} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \quad (4)$$

通常有两种捕获判决方式:一种是单次驻留方

合搜索。设系统采用基于数字匹配滤波器(digital matched filter, DMF)的并行搜索策略,本文提出的自适应捕获方案如图1所示。

式,一旦 Z 超过门限 V_T 就判定为捕获成功。另一种是两次驻留方式,该方式分为两步,首先同单次驻留方式一样用匹配滤波器对接收信号进行相关运算,当 Z 超过门限后,系统还要进一步验证,以减小虚警概率;当系统捕获成功后,将启动数据符号时钟的恢复及保护电路工作,并对DMF输出样值进行选择,以选取最大峰值送往解调电路,完成基带数据的解调。

设PN码为 m 序列,其自相关函数为:

$$\sum_{k=1}^M c_{K+k+i}c_{K+k} = \begin{cases} M & H_1 \quad (i=0) \\ -1 & H_0 \quad (i=1 \sim M-1) \end{cases} \quad (5)$$

对应 H_1 事件,检测变量 Z 的概率密度函数为Ricean分布:

$$f_{H_1}(x) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left[-\frac{x^2 + m_1^2}{2\sigma_n^2}\right] I_0\left(\frac{xm_1}{\sigma_n^2}\right) \quad x \geq 0 \quad (6)$$

式中 $m_1 = \sqrt{s}MT_c$; $\sigma_n^2 = N_0MT_c/2$ 。

对应 H_0 事件,检测变量 Z 的概率密度函数为Rayleigh分布:

$$f_{H_0}(x) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right] \quad x \geq 0 \quad (7)$$

2 自适应门限捕获方法

2.1 中值滤波与数学形态法

中值滤波作为一种非线性滤波,在图像处理中得到了广泛的应用^[12]。本文采用一维中值滤波,设 W 为一长度为 $2N+1$ 的滤波窗口,其中 N 为正整数。设在第 n 个时刻输入样本序列在窗口内的样点为 $x_{i-N}, \dots, x_i, \dots, x_{i+N}$,那么此时滤波器输出 $y_i = \text{med}(x_{i-N}, \dots, x_i, \dots, x_{i+N})$,其中 $\text{med}(\cdot)$ 表示窗口内所有的样本值按从小到大的顺序排列后,取其排在中间的一个值的运算。

数学形态法是在积分几何和随机集论基础上建

立起来的方法,最早应用于图像处理中,近年来形态学滤波逐渐被推广到一维信号处理领域。数学形

态学定义了腐蚀与膨胀两种基本的变换,形态学的其他运算都是由这两种基本运算复合而成的^[6]。

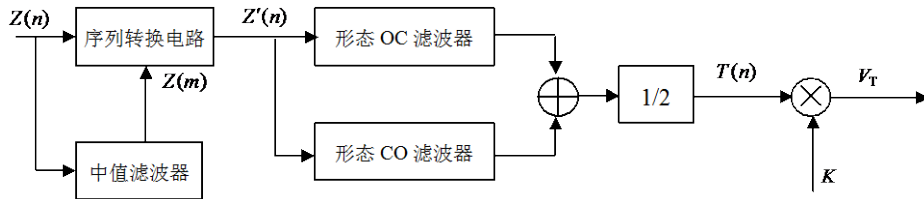


图2 背景噪声估计器

定义1 设 $f(n)$ 和 $g(m)$ 分别为定义在 $F=\{0, 1, \dots, N-1\}$ 和 $G=\{0, 1, \dots, M-1\}$ 上的离散函数,且 $N > M$ 。设 $f(n)$ 为输入序列, $g(m)$ 为结构元素。 $f(n)$ 关于 $g(m)$ 的腐蚀和膨胀分别定义为:

$$(f \ominus g)(n) = \min_{m=0,1,\dots,M-1} \{f(n+m) - g(m)\} \quad (8)$$

$$n = 0, 1, \dots, N - M$$

$$(f \oplus g)(n) = \max_{m=0,1,\dots,M-1} \{f(n-m) + g(m)\} \quad (9)$$

$$n = 0, 1, \dots, N + M - 2$$

式中 符号 \ominus 和 \oplus 分别表示腐蚀和膨胀运算。

$f(n)$ 关于 $g(m)$ 的形态开和形态闭分别定义为:

$$(f \circ g)(n) = [(f \ominus g) \oplus g](n) \quad (10)$$

$$(f \bullet g)(n) = [(f \oplus g) \ominus g](n) \quad (11)$$

式中 符号 \circ 和 \bullet 分别表示形态开和形态闭运算。开运算主要起到光滑信号,即消除信号散点和毛刺并抑制信号峰值噪声的作用;而闭运算则抑制信号波谷噪声,具有扩张性。为了对信号进行不同噪声的滤除,处理时往往采用形态开、闭的级联组合形式,因此Maragos定义了形态开-闭(open-closing, OC)和闭-开(close-opening, CO)滤波器^[7]分别为:

$$\text{OC}(f(n)) = (f \circ g \bullet g)(n) \quad (12)$$

$$\text{CO}(f(n)) = (f \bullet g \circ g)(n) \quad (13)$$

2.2 估计器工作原理

如图2所示,本文提出的噪声估计器由序列转换电路、中值滤波器和形态滤波器构成。估计器的第一部分包括序列转换电路和中值滤波器,用于判决的检验统计量 $Z(n)$ 同时被加到序列转换电路和中值滤波器的输入端。中值滤波器采用移位寄存器结构,长度设为 $N(N=2M+1)$,输出为 $Z(m)$ 。序列转换电路根据 $Z(m)$ 的值,对每一个输入的 $Z(n)$ 进行如下判决转换:如果 $Z(n)$ 的值大于 λ 倍 $Z(m)$ (λ 取5~10),则用 $Z(m)$ 替换 $Z(n)$,即 $Z'(n)=Z(m)$;否则 $Z'(n)=Z(n)$ 。因此,输入序列 $Z(n)$ 经过第一部分后被转换为一个新的序列 $Z'(n)$ 。进行序列转换的主要目的是为了减少多径干扰的影响,消除可能落入处理窗内的多径信号分量的相关峰的影响,剔除样本中的异常值,完成对数据的预处理。

形态滤波器作为估计器的第二部分,由一个开-闭(OC)和一个闭-开(CO)滤波器并行组成。它们对经过预处理后的样本数据进行进一步的平滑滤波。由于开运算的反扩张性和闭运算的扩张性,形态OC和CO滤波器的输出存在统计偏倚现象^[7]。因此单独使用某一个并不会取得很好的效果。本文为了使结果更接近原始信号,对开-闭和闭-开滤波器的输出值作了平均处理:

$$T(n) = \frac{1}{2} [\text{OC}(Z'(n)) + \text{CO}(Z'(n))] \quad (14)$$

结构元素 $g(m)$ 的设计取决于信号的先验知识和滤波后要保持的信号形状,由输入信号经DMF相关运算后的波形特点,本文选用三角形结构元素,即:

$$g(m) = H \left(1 - \frac{2|m|}{W} \right) \quad m = -\frac{W}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{W}{2} \quad (15)$$

由式可知,结构元素 $g(m)$ 的宽度为 $W+1$,幅度为 H ,可以通过改变 W 和 H 的值控制结构元素的大小。

经过形态滤波后的样本数据最后与门限乘积常数因子 K 相乘,形成对等效背景噪声的估计值,作为判决门限 V_T 输出。在给定系统参数的情况下,通过选取合适的 K 值可保证系统虚警概率恒定。

3 系统性能分析与仿真结果

系统的虚警概率 $P_{fa} = P_r(Z > V_T | H_0)$,其中 Z 为判决变量, $V_T = KT$ 为自适应判决门限。对应 H_0 事件,判决变量记为 Z_0 ;而对应 H_1 事件,判决变量记为 Z_1 。因此,虚警概率可以改写为:

$$P_{fa} = P_r(Z_0 > KT) = \int_{-\infty}^{\infty} P_r(Z_0 > Kx) P_r(x) dx \quad (16)$$

由式(7)可推导出:

$$P_r(Z_0 > Kx) = \int_{Kx}^{\infty} f_z(x | H_0) dx = \exp\left(-\frac{(Kx)^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (17)$$

代入式(16),可得:

$$P_{fa} = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(Kx)^2}{2\sigma_n^2}\right) P_r(x) dx \quad (18)$$

同理,可以推导出系统的检测概率:

$$\begin{aligned}
 P_d &= P_r(Z_1 > KT) = \\
 &\int_{-\infty}^{\infty} P_r(Z_1 > Kx)P_T(x)dx = \\
 &\int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\frac{m_1}{\sigma_n}, \frac{Kx}{\sigma_n}\right)P_T(x)dx = \\
 &\int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2sT_cM}{N_o}}, \sqrt{\frac{2(Kx)^2}{N_oMT_c}}\right)P_T(x)dx \quad (19)
 \end{aligned}$$

其中: $m_1 = \sqrt{sMT_c}$, $\sigma_n^2 = N_oMT_c/2$, $Q(\gamma, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + \gamma^2}{2}\right) I_0(\gamma x) dx$ 。

由式(18)和式(19)可知, 系统的虚警概率 P_{fa} 和检测概率 P_d 为 P_T 的函数, 而 P_T 为估计器输出量 T 的概率密度函数。从图2可以看出: T 为开-闭滤波器和闭-开滤波器各自输出结果的平均值, 因此 P_T 由两个输出量的概率密度函数共同决定。在已知输入量分布函数为 $F(x)$ 的情况下, OC(开-闭)滤波器的输出分布函数为^[8]:

$$\begin{aligned}
 F_{OC}(x) &= 1 - [(W + 1)(1 - F(x))^{W+1} - W(1 - F(x))^{W+2} + \\
 &\quad (1 - F(x))^{2(W+1)} F(x) + \frac{(W + 2)(W + 1)}{2} \times \\
 &\quad (1 - F(x))^{2(W+1)} F(x)^2] \quad (20)
 \end{aligned}$$

CO(闭-开)滤波器的输出分布函数与之类似^[8]:

$$\begin{aligned}
 F_{CO}(x) &= (W + 1)F(x)^{W+1} - WF(x)^{W+2} + F(x)^{2(W+1)} \times \\
 &\quad (1 - F(x)) + \frac{(W + 2)(W + 1)}{2} F(x)^{2(W+1)} \times (1 - F(x))^2 \quad (21)
 \end{aligned}$$

式(20)和式(21)较复杂, 且只有在输入变量 $Z'(n)$ 独立同分布的情况下才成立, 而经过序列转换后得到的 $Z'(n)$ 不再满足独立同分布条件。再加上序列转换电路的输出量 $Z'(n)$ 的分布函数 $F_{Z'}(x)$ 也不易求出, 因此要想由式(6)和式(7)推导出估计器输出量 T 的概率密度函数 P_T 的解析表达式非常困难。

基于上述原因, 为了验证本文所提出方法的有效性, 采用蒙特卡罗方法进行计算机仿真^[9-11]。为了计算虚警概率和检测概率, 将式(18)改写为:

$$P_{fa} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \exp\left(-\frac{K^2 T^2(i)}{2\sigma_n^2}\right) \quad (22)$$

将式(19)改写为:

$$P_d = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q\left(\sqrt{\frac{2sT_cM}{N_o}}, \sqrt{\frac{2K^2 T^2(i)}{N_oMT_c}}\right) \quad (23)$$

式中 N 为仿真数据样本点个数; $T(i)$ 为估计器输出序列。

在仿真实验中, 通过仿真得到足够多的数据样

本后, 本文采用式(22)和式(23)评估系统性能。仿真参数为: 扩频PN码的码长 $L=31$ (m 序列), 数据速率 $R_b=9.6$ kb/s, 每个码元取样数为4。扩频时采用数据比特与PN码同步的方式, 即PN码与数据比特的转换点对齐, 且每个数据比特宽度等于一个PN码周期。仿真样本点个数 N 取70 000, 中值滤波器滑动窗长度取9, OC和CO滤波器结构元素为 $g(m) = \{0, 1, 2, 1, 0\}$, 序列转换电路中 λ 值取8。图3给出了在单径接收(滑动窗中无多径分量)情况下, PN码捕获的检测性能。由图看出, 随着信噪比的增加, 检测概率逐步增大。

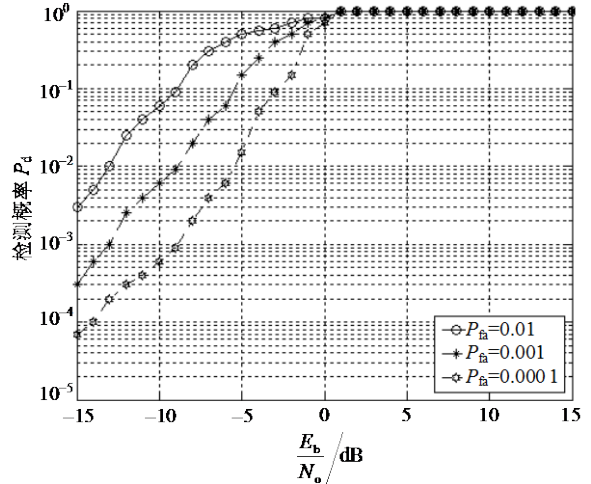


图3 系统检测概率

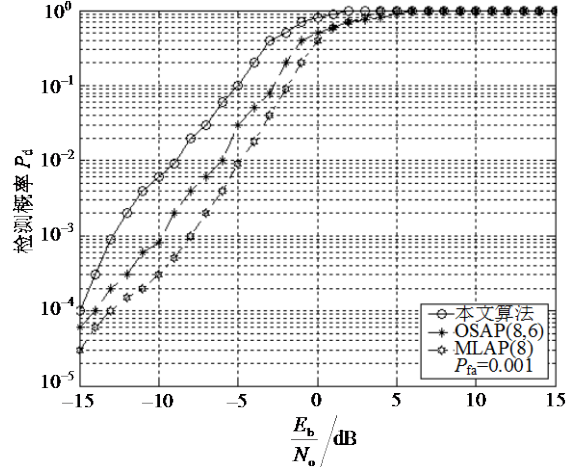


图4 窄带干扰下各种方法性能比较

为了检验本文方法对抗窄带干扰的效果, 在相同虚警概率下, 对3种算法在窄带干扰条件下的检测概率进行了仿真, 取在10%信号频带内均匀分布的10个单音干扰模拟窄带干扰, 信干比(信号强度取chip能量为参考) S/J_N 取-12 dB, 以接收信号的信噪比 E_b/N_o 作为变量, 通过数值计算, 得到检测概率随 E_b/N_o 的变化曲线。从仿真结果图4可以看出, 本文所提出的自适应门限捕获方法可有效抑制窄带干扰带来的影响, 并且该方法对检测概率的性能改善

优于文献[3]中的MLAP和OSAP检验方法。

为了验证本文方法对多径环境的适应能力, 仿真分析设信道中有2条多径, 多径的位置为 $\{0, 3T_c\}$, 幅度为 $\{0 \text{ dB}, -2 \text{ dB}\}$, T_c 为码片周期。图5给出了滑动窗中存在两路多径信号时各种检验方法的性能比较。

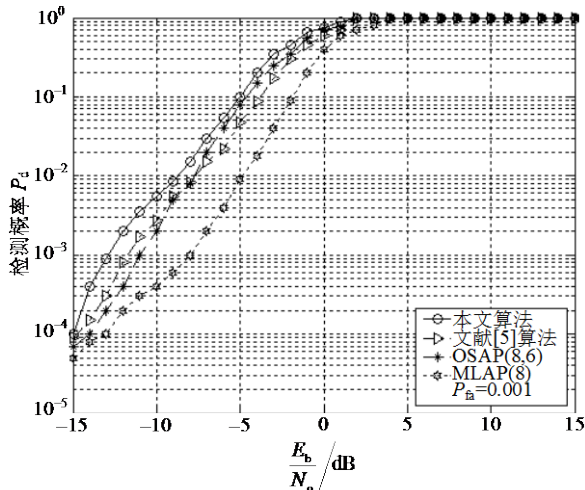


图5 多径信道下各种方法性能比较

由图可以看出, 在多径信道环境下, 本文所用算法的检测概率明显大于文献[5]所提算法和文献[3]中的MLAP、OSAP检验方法, 其中MLAP由于无法克服多径分量的影响, 因而检测性能在4种方法中最差。

4 结论

本文结合图像处理中的中值滤波和数学形态学原理, 提出了一种新的PN码自适应门限捕获方法。该算法使用由序列转换电路和形态滤波器构成的估计器对背景噪声进行实时估计, 使得到的门限能够随接收信号变化而作相应的自适应调整。仿真结果表明, 文中所提方法能够适应多径环境, 提高系统检测概率, 具有较强的实用性。

参考文献

[1] VITERBI A J. CDMA: Principles of spread spectrum communication[M]. [S.l.]: Addison-Wesley, 1995.
 [2] GLISIC S G. Automatic decision threshold level control in direct sequence spread spectrum systems[J]. IEEE Trans Commun, 1991, 39(2): 187-192.

[3] KIM C J, LEE H J, LEE H S. Adaptive acquisition of PN sequences for DSSS communications[J]. IEEE Trans Commun, 1998, 46(8): 993-996.
 [4] 薛巍, 向敬成, 周治中. 一种PN码捕获的门限自适应估计方法[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1870-1873.
 XUE Wei, XIANG Jing-cheng, ZHOU Zhi-zhong. An adaptive threshold estimation method for PN code acquisition[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1870-1873.
 [5] CHOI K, CHEUN K, JUNG T. Adaptive PN code acquisition using instantaneous power-scaled detection threshold under rayleigh fading and pulsed gaussian noise jamming[J]. IEEE Trans on Commun, 2002, 50: 1232-1235.
 [6] 唐常青, 吕宏伯, 黄铮. 数学形态学方法及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 1990.
 TANG Chang-qing, NU Hong-bo, HUANG Zheng. The mathematical morphology and its application[M]. Beijing: Publishing House of Science Press, 1990.
 [7] MARAGOS P, SCHAFFER R. Morphological filters —part I: their set-theoretic analysis and relations to linear shift-invariant filters. acoustics, speech, and signal processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1987, 35(8): 1153-1169.
 [8] STEVENSON R L, ARCE G R. Morphological filters: statistics and further syntactic properties[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1987, Cas-34(11): 1052-1059.
 [9] 吴玉成, 陈宁, 高珊. 突发通信中的自适应门限信号检测方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(12): 2896-2898.
 WU Yu-cheng, CHEN Ning, GAO Shan. Adaptive threshold signal detection method for burst communication[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(12): 2896-2898.
 [10] 高凯, 王世练, 张尔扬. 双门限自适应调整PN码捕获及其性能分析[J]. 通信学报, 2005, 26(2): 56-59.
 GAI Kai, WANG Shi-lian, ZHANG Er-yang. Design and analysis of DS code acquisition based on double threshold adaptive decision[J]. Journal on Communications, 2005, 26(2): 56-59.
 [11] JIANG Bo, HUANG Wei. Adaptive threshold median filter for multiple-impulse noise[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2007, 5(1): 70-74.

编辑 张俊