

恒虚警 GPS 信号自适应捕获研究

黄鹏达,皮亦鸣

(电子科技大学电子工程学院,四川成都 611731)

摘 要: 在 GPS 信号衰减的环境下,针对信号强度和噪声水平都发生改变的情况,本文提出了将自适应结构应用于 GPS 接收机.相对于传统的自适应结构而言,本文针对 GPS 信号的特点,提出了新的 GPS 信号中噪声水平的估计方法.同时,与 GPS 接收机不同,传统的自适应结构中对多普勒频移有欠考虑.本文将自适应结构应用于 GPS 接收机的同时,考虑了可能发生较大多普勒频移的情况,并且提出了相应的解决方法.最后,通过仿真验证了本文提出方法的有效性.

关键词: 恒虚警; GPS 信号捕获; 自适应结构

中图分类号: TN967.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 07-1716-05

Study on GPS Signal Adaptive Acquisition Based on Constant False Alarm Rate

HUANG Peng-da, PI Yi-ming

(University of Electronic Science and Technology of China, the School of Electronic Engineering, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: When acquiring GPS signal, signal strength and noise level is time varying in the environments, indoor, in urban street or in the woods. In the challenging environments, adaptive scheme is considered to be employed in GPS receiver design in this paper. Derived from conventional adaptive structure, a novel method of noise level estimation is proposed which fully considers the characteristic of GPS signal. Furthermore, possible large Doppler shift is seldom considered in existing adaptive structure. Aiming at the possible Doppler shift, a solution based on partial correlation is proposed. In the final part of this paper, simulation is carried out to test this novel structure. The experimental results of the proposed method demonstrate more stable acquisition performance than conventional ones.

Key words: constant false alarm rate; GPS signal acquisition; adaptive structure

1 引言

全球卫星导航和定位的民用和军用价值,已经得到了广泛地利用,并且不断扩展.本文的主要工作是针对室内,城市街道,森林,峡谷等新的应用环境下,研究如何实现 GPS 信号的捕获.

在室外等 GPS 信号可以直达的环境下,信号强度一般为 $-130\text{dBm}^{[1,2]}$. 在常温的噪声强度下,普通的商用 GPS 接收机通过 1ms 的数据,能够完成对信号的捕获.而在弱信号环境,如室内、城市街道,由于建筑物的遮挡、多径等原因会造成信号强度的大幅衰减^[3]. 如果仍采用 1ms 的 GPS 数据,很难完成用户定位.针对这一问题,文献[4]提出了通过延长累积数据的方法,实现 GPS 信号捕获性能的提高.我国的科研工作者,对于捕获微弱 GPS 信号的高灵敏度接收机的研究也取得了很大的进展.文献[5]研究了如何减小高灵敏度 GPS 接收机的运算量的问题.文献[6]研究了非期望信号与期望信号之间的互相关结果,对期望的 GPS 信号的自相关

结果的干扰.虽然文献[4,5]提到了先去掉强信号,再捕获弱信号的解决策略,但是没有考虑自适应地调整接收机门限.事实上,噪声水平是很可能发生变化的.如果采用固定门限,会造成检测性能恶化,硬件资源的浪费.本文采用恒虚警的结构检测弱 GPS 信号.恒虚警的自适应信号的检测已经得到了广泛的研究^[7~9].但是这些工作所涉及的自适应检测结构并不能完全适用于 GPS 信号的检测.这种不适应表现在,没有考虑到 GPS 信号非完全正交的特点,以及可能发生的大多普勒频移.

本文在前人工作的基础之上,首先介绍了 GPS 信号相干检测的基本原理;接着讨论基于恒虚警的 GPS 信号块检测结构;然后针对大多普勒频移,考虑将部分相关的方法用于 GPS 信号的检测;最后,对本文所提出的恒虚警 GPS 信号检测算法进行了仿真实验.

2 GPS 信号相干积分捕获

为分析的简化,从射频前端出来的 GPS 信号可以表示成式(1)的形式^[4],

$$r(t) = c(t + t_0)\cos(\omega_c t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

其中, $c(t)$ 是信号中的伪随机码, t_0 是接收的伪随机码相对于本地伪码的起始时间, ω_c 是信号载频, θ 是载波初始相位, $n(t)$ 是接收信号中的高斯白噪声。

式(1)假设了所使用的数据没有发生数据位的翻转,不会对相关结果产生影响. 因为可以通过算法避免数据位翻转的发生,所以不考虑数据位跳转对相关结果的影响的假设是合理的。

如果以 5MHz 的频率采样, 1 个伪码周期的信号可以表示成如下的矢量形式:

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} c(0 + t_0)\cos(\omega_c \times 0 + \theta) + n(0) \\ c(t_s + t_0)\cos(\omega_c \times t_s + \theta) + n(t_s) \\ \vdots \\ c((L-1)t_s + t_0)\cos(\omega_c \times (L-1)t_s + \theta) + n((L-1)t_s) \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中, t_s 是采样间隔, 如果 $t_s = 1/5000\text{ms}$, 那么 $L = 5000$.

本地产生的 1 个周期的伪随机码如下:

$$\mathbf{s} = \begin{pmatrix} c(0)\cos(\omega_c \times 0) \\ c(t_s)\cos(\omega_c \times t_s) \\ \vdots \\ c((L-1)t_s)\cos(\omega_c \times (L-1)t_s) \end{pmatrix} \quad (3)$$

将 \mathbf{r} 与 \mathbf{s} 作相关运算, 并取相关结果的最大值, 得到统计量 x :

$$\begin{aligned} x &= \max(\mathbf{r}' \otimes \mathbf{s}^*) = \sum_{k=0}^{L-1} (c(kt_s + t_0)c(kt_s))e^{j(2\pi kt_s f_d + \theta)} \\ &\quad + c(kt_s)e^{j(2\pi kt_s f_0 + \theta)}n(kt_s) \\ &= \Delta(t_b) \frac{\sin\pi L t_s f_d}{\sin\pi t_s f_d} \frac{e^{j\pi L t_s f_d}}{e^{j\pi t_s f_d}} + \sum_{k=0}^{L-1} c(kt_s)e^{j(2\pi kt_s f_0 + \theta)}n(kt_s) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, \otimes 表示相关运算, $\Delta(t_b)$ 是伪随机码相关函数, 且

$$0 < t_b < \frac{1}{2 \cdot 5000}\text{ms}.$$

因为加性高斯白噪声 $n(t)$ 在各采样点是相互独立的, 因此 x 服从期望为 $\mu_x = \Delta(t_b) \frac{\sin\pi L t_s f_d}{\sin\pi t_s f_d} \frac{e^{j\pi L t_s f_d}}{e^{j\pi t_s f_d}}$, 方差为 $\sigma_x^2 = L \cdot \sigma_n^2$ 的高斯分布. 在相干累积检测方法中, 将统计量 x 与门限比较, 判断信号是否存在。

但在弱信号环境下, 1ms 长的相关运算并不能完成对信号的捕获. 文献[4]通过延长相干累积时间提高信噪比增益. 但相干累积的数据的延长会遇到几个限制. 因此, 非相干累积被用来进一步地延长累积长度。

3 非相干累积自适应捕获弱 GPS 信号

3.1 非相干累积统计量

非相干累积是以相干累积为基础的, 即通过将不同数据段的相干累积的结果进行累加以提高信噪比增

益. 文献[2,4]提出了两种经典的方法 Full-bit 和 Half-bit. 两种方法都可以得到非相干累积量的如下表示形式:

$$\mathbf{z} = \sum_{i=1}^N x_i x_i^* = \mathbf{x}^T \mathbf{x}^* \quad (5)$$

其中, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$, x_i 表示 $n\text{ms}$ (通常情况下, n 为小于 10 的正整数) 长的接收数据与本地数据相关结果的最大值, 具体表达式如式(5)所示。

事实上, 如果发生了 15dB 的信号衰减, 则需要处理 $100 \times 10\text{ms}$ 长的数据. 在信号可以直达的环境下, 仅仅需要 1ms 的数据就可以实现对 GPS 信号的捕获. 试想在信号直达环境下, 如果仍使用 $100 \times 10\text{ms}$ 长的数据, 必然造成资源的浪费. 因此, 有必要考虑在不同的信号环境下, 自适应地调整接收机的检测门限和累积数据的长度。

3.2 自适应检测结构

首先对 \mathbf{x} 的方差做归一化处理, 进而得到新的统计量 $\mathbf{x}' = \mathbf{x}/\sqrt{L \cdot \sigma_n}$. 进一步的将 $\mathbf{z}' = \mathbf{x}'^H \mathbf{x}'$ 作为判断 GPS 信号是否存在的检测统计量与门限比较. 在不含有信号的 H_0 的条件下, 检测统计量 \mathbf{z}' 服从自由度为 N 的 chi 平方分布^[10], 其概率密度函数表示如下:

$$p(\mathbf{z}' | H_0) = \begin{cases} \frac{1}{2^{\frac{N}{2}} \Gamma(\frac{N}{2})} (\mathbf{z}')^{\frac{N}{2}-1} e^{-\frac{\mathbf{z}'}{2}}, & \mathbf{z}' > 0 \\ 0, & \mathbf{z}' < 0 \end{cases} \quad (6)$$

要实现恒虚警检测, 需要反解虚警概率对应的检测门限. 但是虚警概率表达式 $P_{fa} = \int_T^{+\infty} p(\mathbf{z}' | H_0) d\mathbf{z}'$ 中的 T 的解析表示式并不容易求出. 因此, 需要通过数值方法求解门限. 在 10^{-12} 的精度下, 通过数值方法得到 P_{fa} 与门限 T 的对应关系如表 1.

表 1 虚警概率与门限对应关系表

P_{fa}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}
T	223.11	235.60	247.15	258.00	268.31	278.18

通过查表可确定虚警概率对应的门限. 事实上, 工程中查表比计算解析解要容易实现很多, 因此通过查表求门限的解决策略是可行的. 图 1 给出了相应的 GPS 信号自适应捕获框图。

3.3 噪声能量估计方法

从上面讨论中看到, 对 \mathbf{x} 的方差作归一化处理, 需要估计噪声水平. 在传统的恒虚警检测中, 对噪声水平的估计是通过滑窗平均来完成的. 这种方法对于 GPS 信号是不可行的, 因为 GPS 信号的伪随机码是非完全正交的, 即当接收信号的随机码和本地产生的伪随机码没有完全对齐的时候, 其相关结果并不是等于 0, 而是以概率 0.125 分别达到峰值的 $63/1023$ 和 $-65/1023$,

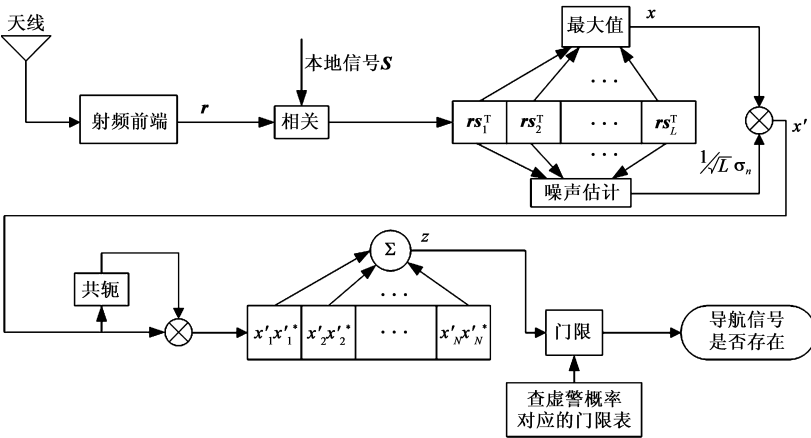


图1 基于恒虚警的自适应GPS接收机框图

以概率 0.75 达到峰值的 $-1/1023$. 针对 GPS 信号的非完全正交性, 本文提出了改进方法, 称为消伪噪声处理.

消伪噪声处理分为两部分: 一个码片位移的范围内估计噪声; 码位移超过一个码片的范围内进行验证.

假设信号真实的幅值为 A , 噪声方差是 σ'^2 . 在接收信号与本地信号的码位移在一个码片长以内时, 信号相关值如图 2 所示是以斜率 1023 变化的. 如果以 5MHz 的频率采样中频信号, 那么 1 个码片的范围内至少有 4 个采样点在一个码片的长度范围内. 介于这样的前提, 用包括最大相关值在内的前 4 个点和后 4 个点组成 2 组方程, 如下:

$$\begin{cases} A(1023 - 1023 \times 0) + \sigma'^2 = x_M \\ A(1023 - 1023 \times 1) + \sigma'^2 = x_{M+1} \\ A(1023 - 1023 \times 2) + \sigma'^2 = x_{M+2} \\ A(1023 - 1023 \times 3) + \sigma'^2 = x_{M+3} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} A(1023 + 1023 \times 0) + \sigma'^2 = x_M \\ A(1023 + 1023 \times 1) + \sigma'^2 = x_{M-1} \\ A(1023 + 1023 \times 2) + \sigma'^2 = x_{M-2} \\ A(1023 + 1023 \times 3) + \sigma'^2 = x_{M-3} \end{cases} \quad (8)$$

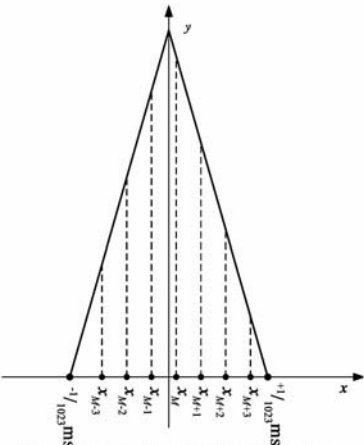


图2 码片位移对相关峰值的影响

求解广义逆矩阵, 得到关于信号幅值 A 和噪声方差 σ'^2 的估计值 $(\hat{A}_1, \hat{\sigma}_1'^2)$ 和 $(\hat{A}_2, \hat{\sigma}_2'^2)$.

得到信号幅值 A 和噪声方差 σ'^2 的两组估计结果之后, 需要对两组结果进行验证, 并选择其中的一组真值. 具体方法是, 考察码片位移超过 1 个码片时的相关结果的平均值, 即, 最大相关值临近 5 个点以外的其他所有相关结果的平均值:

$$\bar{x} = \frac{1}{L-11} \left(\sum_{i=1}^L x_i - \sum_{i=M-5}^{M+5} x_i \right) \quad (9)$$

进一步地:

$$A \left(\frac{65}{1023} \times 0.125 + \frac{63}{1023} \times 0.125 + \frac{-1}{1023} \times 0.75 \right) + \sigma'^2 = \bar{x} \quad (10)$$

将信号幅值 A 和噪声方差 σ'^2 的估计量 $(\hat{A}_1, \hat{\sigma}_1'^2)$ 和 $(\hat{A}_2, \hat{\sigma}_2'^2)$ 分别代入式(10)验证. 当 \bar{x} 与 $\hat{x}(\hat{A}_i, \hat{\sigma}_i'^2) (i=1, 2)$ 中一组值最接近, 相应的估计值作为噪声水平估计量.

3.4 针对多普勒频移的改进

前面的讨论中为了简化分析, 忽略了多普勒频移对相关结果的影响. 但从相关结果的表达式(5)可以看到多普勒频移对相关结果造成衰减. 针对这一问题, 传统的解决策略是在本地产生一组 GPS 信号, 该组中每一个成员的载频等间隔分布, 并且覆盖所有可能的多普勒频移范围. 该组中成员的载频与接收机产生的本地载频越接近, 由多普勒频移造成的相关结果衰减越小. 因此该方法有赖于本地成员载频划分的精细程度. 划分越细, 估计的载频精度越高. 很明显, 传统的策略是以牺牲硬件设备为代价的. 事实上, 可以考虑缩短相关运算的数据长度 L 来减小相关结果的衰减. 这样的解决策略在不增加运算量的前提下, 提高接收机对多普勒频移的容忍度.

图 3 给出了通过缩短相关长度的捕获结构框图. 从图中可以看到, 将原有的一个伪码周期的数据划分为等长度的 M 段, 则每段的采样点数是 $L' = L/M$. 因此,

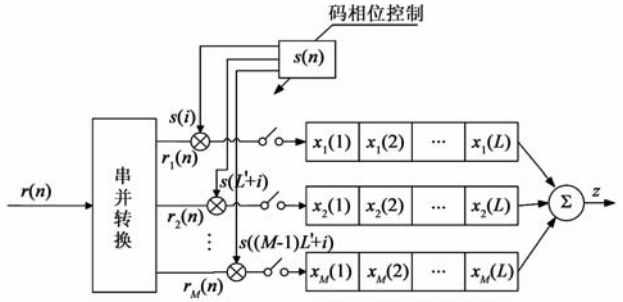


图3 基于部分相关的改进捕获结构

由多普勒频移带来的衰减因子变成了 $\text{sinc}(f_d L')$. 图 4 给出了不同相关长度的相关结果受多普勒频移的影响.

图 4 中的点实线,给出了 512 个伪随机码片的相关结果随多普勒频移的变化曲线;虚线是 128 个伪随机码片的相关结果随多普勒频移的衰减情况;实线表示的是 32 个码长的衰减情况. 从图 4 中可以看到,即使发生 5kHz 的多普勒频移,采用 512 码片长度的部分相关运算,相关结果仍能实现小于 3dB 的衰减.

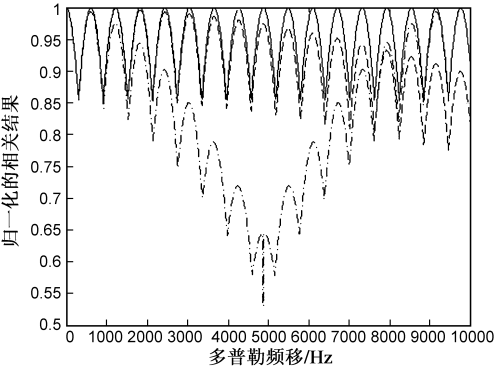


图4 多普勒频移对不同长度相关结果的影响

4 仿真

为了验证本文提出方法的有效性,在仿真部分,首先实验了改进的噪声水平估计方法对检测性能的提升,然后实验了部分相关对捕获性能的优化.

首先在实验室窗台上放置接收机天线,并接个人电脑记录从射频前端输出的信号. 为了与传统方法作对比,分别按照传统的和本文提出的噪声水平估计方法,计算得到两个噪声水平,并查表得到对应虚警概率 10^{-9} 的门限. 然后,用锡箔纸将接收机天线包住,并将搜集的数据送入个人电脑. 用锡箔纸包裹接收机天线是为了使 GPS 接收机接收不到 GPS 信号,使搜集的数据只含有噪声;最后分别用传统方法和本文提出方法计算得到的噪声估计水平,修正仅含噪声的数据,并将修正后的数据与门限比较,计算虚警发生的频率. 图 5 给

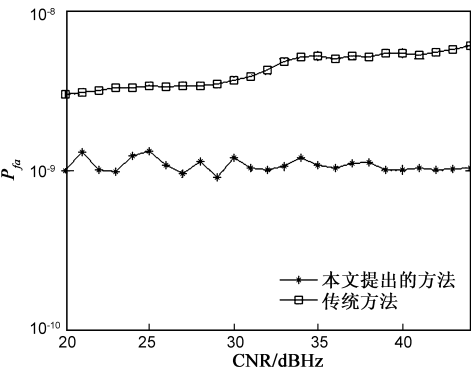


图5 虚警概率随载噪比的变化曲线

出了虚警率的仿真曲线.

图 5 中,方实线是通过传统方法估计噪声水平得到的虚警发生频率,星实线表示通过本文提出的方法估计噪声水平得到的虚警发生频率. 可以看出,如果应用传统的方法自适应捕获 GPS 信号,发生虚警的可能性要远大于本文提出的方法. 这是由于在传统方法中,没有考虑 GPS 信号中伪随机码的非完全正交性,这会将信号互相关结果引入到噪声中,使得估计的噪声水平比实际高,而且这种影响会随着信噪比的增大而增大.

为了说明部分相关的捕获性能,仿真了在综合考虑信噪比和多普勒频移两种因素的情况下的信号捕获概率曲线. 在图 6(a)中采用了 1/4 伪随机码周期的数据长度,进行恒虚警门限的自适应相关捕获. 在图 6(b)中采用了 1/5 伪随机码周期的数据长度,进行恒虚警门限的自适应相关捕获.

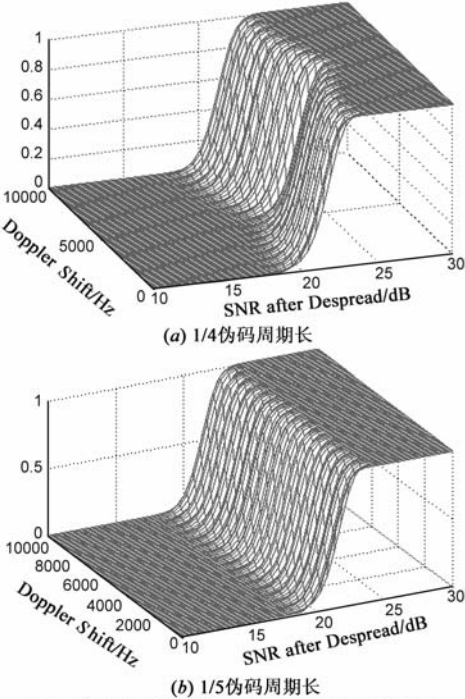


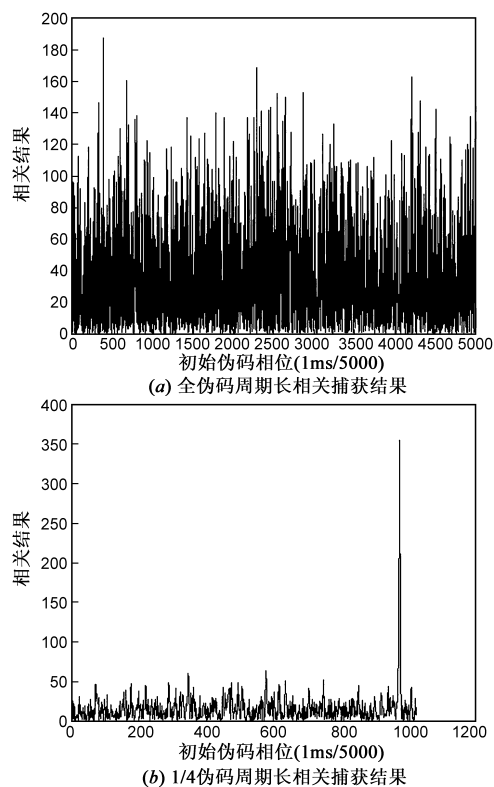
图6 信噪比和多普勒频移对捕获概率的影响

从图 6 中可以看到,1/4 伪码周期的部分相关捕获的检测,会因为多普勒频移的变化而使得检测概率出现了较大的波动. 而 1/5 伪码周期的部分相关捕获性能则要稳定得多.

事实上,在发生较大的多普勒频移时,如果采用全周期伪随机码进行,是根本无法完成 GPS 信号的捕获. 图 7 给出了发生 10kHz 的多普勒频移时,相关运算的结果. 图 7(a)采用了全伪随机码长,而图 7(b)只采用了 1/4 伪随机码长.

从图 7 可以看到,当发生 10kHz 频移时,全伪码周期的相关运算根本不能实现对信号的捕获,因为无法

检测到信号出现的峰值;而如果采用 $1/4$ 伪码周期,则出现了清晰的信号峰值。



(a) 全伪码周期长相关捕获结果
(b) $1/4$ 伪码周期长相关捕获结果
图7 捕获结果图示

5 结论

针对背景噪声水平的变化,本文提出将自适应门限结构引入到 GPS 信号捕获中;同时针对 GPS 信号的不完全正交性,改进了噪声水平估计方法;进一步地针对大多普勒频移进行改进.实验和仿真验证了本文所改进方法的有效性.自适应结构在弱 GPS 信号捕获中具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] Tsui and James Bao-yen. Fundamental of Global Positioning System Receivers a Software Approach [M]. New York, John Wiley & Sons, Inc, New York, 2004. 136 – 145.
- [2] D M Akos, P L Normark, J T Lee, K G Gromov, J B Y Tsui, J Schamus. Low power global navigation satellite system (GNSS) signal detection and processing [A]. Proceeding of the ION GPS 2000 [C]. Salt Lake City, UT, 2000. 784 – 791.
- [3] G Lachapell, H Kuusniemi, D T H Dao, G Macgougan, M E Cannon. HSGPS signal analysis and performance under various indoor conditions [J]. Journal of the Institute of Navigation, 2004, 51(1): 29 – 43.

- [4] L P Mark. Block acquisition of weak GPS signals in a software receiver [A]. 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001) [C]. Salt Lake City, UT, 2001. 2838 – 2850.
- [5] 覃新贤, 韩承德, 谢应科. GPS 软件接收机中的一种实用高灵敏度快速捕获算法 [J]. 电子学报, 2010, 38(1): 99 – 104.
Tan Xin-xian, Han Cheng-de, Xie Ying-ke. A high sensitive fast acquisition algorithm suitable to implement software GPS receiver [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 99 – 104. (in Chinese)
- [6] 梁坤, 王剑, 施浒立. 高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究 [J]. 电子学报, 2010, 36(6): 1098 – 1102.
Liang Kun, Wang Jian, Shi Fu-li. Study on GPS Cross Correlation Mitigation Techniques in High Sensitivity GPS Receivers [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 36(6): 1098 – 1102. (in Chinese)
- [7] M A Khalighi, M H Bastani. Adaptive CFAR processor for non-homogeneous environments [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(3): 889 – 897.
- [8] P P Gandhi, S A Kassam. Analysis of CFAR processors in non-homogeneous background [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1988, 24(4): 427 – 444.
- [9] H Rohling. Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations [J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1983, 19(4): 608 – 621.
- [10] S M Kay. Fundamentals of Statistical Signal Processing, Estimation/Detection Theory [M]. Vol. 1 and Vol. 2, Prentice Hall, 1993.

作者简介



黄鹏达 1982 年 11 月生于四川省, 现为电子科技大学, 电子工程学院, 信号与信息处理专业博士生. 研究方向为弱 GPS 信号捕获.
E-mail: hpd522612@163.com



皮亦鸣 1968 年 10 月生于贵州省, 现为电子科技大学教授、博导, 中国信号处理学会理事, 新世纪优秀人才, 四川省学术技术带头人, 发表学术论文 100 余篇, 获部级科技进步一等奖三项. 主要从事雷达信号处理、雷达成像、导航定位等方面的研究工作.
E-mail: ympi@uestc.edu.cn