

一种短码直扩信号分层盲解扩算法

罗名君^{1,2} 张旻^{1,2} 史英春^{1,2}

(1. 电子工程学院网络工程系, 合肥, 230037; 2. 安徽省电子制约技术重点实验室, 合肥, 230037)

摘要: 针对非合作低信噪比条件下短码二进制频移键控(Binary phase shift keying, BPSK)/直接序列扩频(Direct sequence spread spectrum, DSSS)信号的盲解扩问题, 提出了一种分层的处理方法。算法首先估计序列扩频周期, 然后利用短码 DSSS 信号的相关特性寻找短码序列的起始位, 构造两个扩频周期长度的滑动窗口。通过两窗口序列内积的符号判断相邻码字的相对极性。每轮迭代通过滑动对起始位进行修正, 提高算法的鲁棒性。仿真实验表明, 信噪比高于 -2 dB 时盲解扩算法可以实现低于 2×10^{-4} 的误码率, 算法具有一定的工程应用价值。

关键词: 直接序列扩频; BPSK/DSSS; 盲解扩; 分层处理; 参数估计

中图分类号: TP391.41 **文献标志码:** A

Hierarchical Blind Despreading Algorithm for Short-Code DSSS Signals

Luo Mingjun^{1,2}, Zhang Min^{1,2}, Shi Yingchun^{1,2}

(1. Network Engineering Department, Electronic Engineering Institute, Hefei, 230037, China; 2. Anhui Key Laboratory Electronic Restricting Technique, Hefei, 230037, China)

Abstract: Aiming at the problem of blind despreading of short-code BPSK/DSSS signals under non-cooperative and low signal-to-noise-ratio(SNR) circumstances, an algorithm which hierarchically deals with the signal is proposed. Firstly the sequence's spreading period are estimated. Then the initial bit of a short-code sequence is figured out by employing the auto-correlation properties of short-code DSSS signals. Two windows whose length is spreading period are constructed at the same time, and by inner products of the two windows the relative polarities of all the adjacent information bits can be estimated. The robustness of the proposed algorithm is improved by correction of short-code sequence's initial bits via a sliding method in every iteration. Simulation results show that a BER lower than 0.0002 could be achieved under a SNR above -2 dB, which proves the engineering application value of the proposed algorithm.

Key words: direct sequence spread spectrum; BPSK/DSSS; blind despreading; hierarchical; parameter estimation

引 言

直接序列扩频(Direct sequence spread spectrum, DSSS)是一种重要的扩频方法, 能为通信提供物理

层保护、实现隐蔽通信,还能抵抗频率选择性衰落、抵抗多径或窄带干扰。通过设计扩频码组合可实现码分多址(Code division multiple access,CDMA),是无人机测控、卫星通信和第3代移动通信等军民领域常用的抗干扰或加密方法。DSSS信号的基本特征是利用高速率的伪噪声(Pseudo Noise,PN)码序列与信息序列相乘,使得原始窄带信号变为类似于白噪声的宽带信号。合作收信者可利用约定的PN码序列获取扩频增益,从含噪信号中提取有用信息。在无线电频谱监管、通信对抗等非合作领域,由于信号参数、PN码序列未知,无法直接获取有用信息,因此非合作、低信噪比条件下直扩信号的盲解扩是当前国内外研究的一个难点,也是热点。根据扩频调制时每位信息码元所占的PN码序列长度,可将DSSS信号分为长码和短码。短码DSSS信号的PN码周期等于一位信息码元宽度,对其进行盲解扩一般需要精确估计PN码,然后按照合作解扩的方法提取有用信息。目前,仅仅针对PN码序列估计问题已有成熟的研究成果^[1~6],即使在极低信噪比下也可以精确估计PN码波形^[7],如文献[1-6]中普遍采用的基于矩阵特征值分解或最大似然方法。文献[8]将遗传算法引入扩频水印的盲提取问题,同样获得了较好的效果。这些方法对整数倍码片速率采样的基带信号进行处理,然而对于实际数字处理系统,信号参数(如载频、带宽和波特率等)估计不准确造成各信息码被采样的次数存在差异,数字相干解调输出误码率较高,使得主动解扩在应用于若干码元后出现失步,因此上述算法离实际应用还有一定差距。

本文基于分层处理的思想提出了一种有效的盲解扩算法,在不解调的情况下直接对采样信号进行解扩。算法首先估计采样信号的扩频周期,找出短码序列的起始位后,通过估计所有相邻信息码的相对极性得到解扩输出。该算法不需要对采样信号进行数字相干解调,不需要精确估计PN码序列,且具有较强的鲁棒性。

1 信号模型

短码BPSK/DSSS信号表达式为^[9]

$$r(t) = d(t) p(t) \cos(\omega_0 t) + \omega(t) \tag{1}$$

$$d(t) = \sum_{n=0}^{\infty} d_n q_1(t - nT_d) \tag{2}$$

$$p(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_s-1} p_n q_2(t - mT_d - nT_s) \tag{3}$$

式中: $d(t)$ 为基带信号, $\{d_n = \pm 1\}$ 为信息序列, T_d 为码元宽度,则 $1/T_d$ 为信息速率; $p(t)$ 为高速的基带伪随机码, $\{p_n = \pm 1\}$ 为伪码序列, N_s 为伪码序列周期, T_s 为伪码码片宽度,则 $1/T_s$ 为码片速率。本文假设 $q_1(t)$ 、 $q_2(t)$ 均为矩形窗函数; ω_0 为载波频率; $\omega(t)$ 为零均值高斯白噪声。对 $r(t)$ 进行等间隔采样得到

$$r(n) = d(n) p(n) \cos(\omega_0 n) + \omega(n) \tag{4}$$

其矢量形式为 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, r_3, \dots]^T$, $n = 1, 2, 3, \dots$ 为采样时刻。设每个信息码元被采样 N 次(N 取为正整数), \mathbf{r} 的结构如图1所示。其中 $\mathbf{r}_k = [r_{k,1}, r_{k,2}, \dots, r_{k,N \pm 1}]$ 为第 k 个信息码 d_k 经过与PN码相乘、调制、信道传输和接收采样得到的短码序列, $r_{k,1}$ 为该信号片段的起始位。



图1 短码直扩信号内部结构

Fig. 1 Inner structure of digital short-code DSSS signal

2 短码直扩信号的分层盲解扩

对短码直扩信号进行分层盲解扩的总体思路如

图2所示。

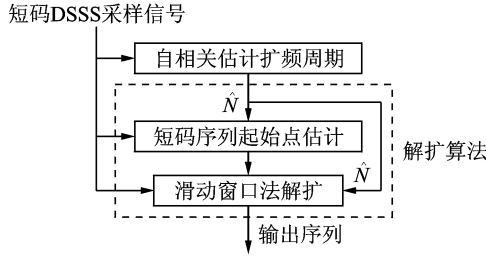


图 2 算法总体框架

Fig. 2 Overall structure of the proposed algorithm

算法共分为两层：首先通过自相关运算估计扩频序列周期(即单个码字被采样的平均点数)，然后进行解扩运算：通过精确确定短码序列的起始位，利用滑动窗口法估计所有相邻码元的相对极性完成序列的解扩。

2.1 短码周期估计

周期平稳过程的周期与其自相关函数相同，该性质可以用来估计短码 DSSS 信号的扩频周期^[9]。当信号中噪声能量过大时，直接对原始信号的一段作自相关，相关峰在谱图上可能会不明显；考虑使用集平均的方法平滑噪声、突出相关谱峰^[10]，使用该算法对接收信号进行处理的流程如图 3 所示^[11]。

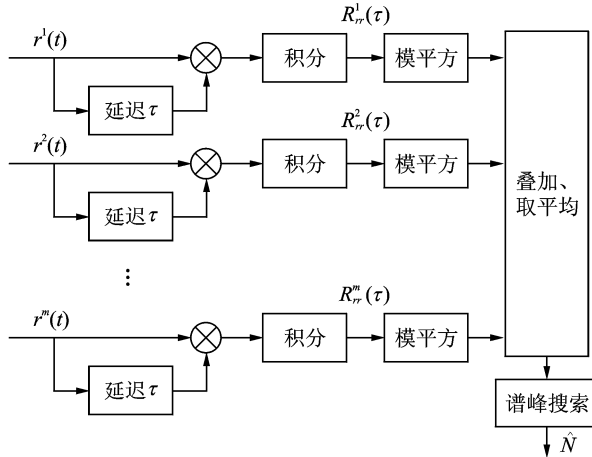


图 3 PN 码序列周期估计算法模型

Fig. 3 Model for estimating the period of PN sequence

将输入信号 M 等分，对每个信号段分别进行自相关运算再取模平方，最后取一次平均。最后搜索相关谱函数的峰值，对于数字输入信号，该算法表达为

$$R_r^m(j) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L r^m(l) r^m(l+j) \tag{5}$$

$$\rho(j) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |R_r^m(j)|^2 \tag{6}$$

式中： L 为片段长度，每次对第 m 段信号作自相关，以 $\rho(j)$ 中任意两个相邻谱峰之间的信号点数目作为 N 的估计值。

2.2 盲解扩算法

在信号解扩层,首先对采样信号进行分析,从任意一段短码序列中找到一个起始位并估计所有相邻码元的相对极性,最后得到信息序列的估计值。

2.2.1 短码信号起始位估计

从 r 中任意起始点连续取出两个长度为 N 的样本序列 w_1, w_2 。 r_s 为 w_1 的短码信号起始位。图 4 表明, w_1, w_2 与 3 个连续的信息码采样序列 r_k, r_{k+1}, r_{k+2} 有关,其对应的码字分别为 d_k, d_{k+1}, d_{k+2} 。令 $w_1 = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N]^T, w_2 = [\omega_{N+1}, \omega_{N+2}, \dots, \omega_{2N}]^T$,下面考虑所有可能的码字排列下,当取样起始位在 r 上变化时, w_1, w_2 相关峰(或它们的内积,正值或负值)的变化趋势。实际中取样起始点随机分布,不失一般性,把 w_1 的遍历区间限制在某一完整码字 r_k 上。使取样位置 w_1 在 r_k 上依次取遍每一个点,则不同码字组合下 w_1, w_2 相关函数峰值变化曲线如图 5 所示。仿真信号参数:数据速率为 12.8 kb/s,PN 码速率为 13.094 4 Mc/s,载波频率 26.188 8 MHz,采样率为 48.012 8 MHz,采用 1 023 位 Gold 码作为 PN 码,该信号模拟了中频采样信号。不同的码字组合用 4 种不同形状、颜色的曲线表示。

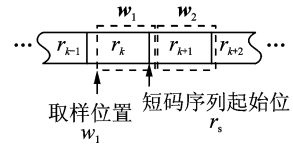


图 4 取样窗口示意图

Fig. 4 Figure of sampling windows

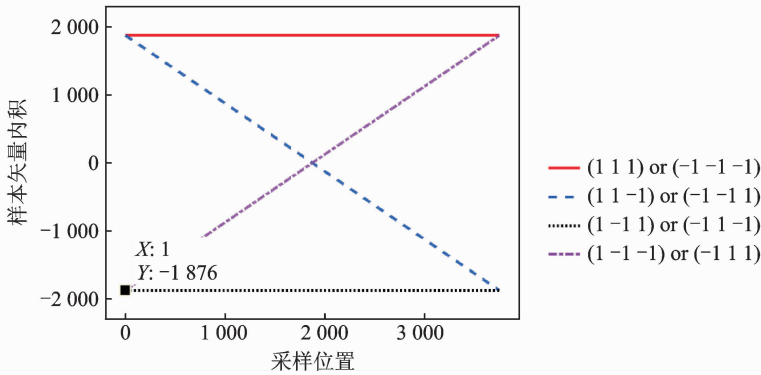


图 5 不同码字组合下 w_1, w_2 相关峰随 w_1 变化的曲线

Fig. 5 Curves for w_1, w_2 under different message-code combinations

改变仿真信号参数重新实验得到的结果类似,仅最值、斜率不同。由以上分析可得出下列结论:

- (1) 码字组合 d_k, d_{k+1}, d_{k+2} 为 $(+1, +1, -1), (-1, -1, +1), (+1, -1, -1), (-1, +1, +1)$ 这 4 种情形之一时,短码信号起始位的一个估计可以由 w_1, w_2 相关峰绝对值最大时对应的 w_1 确定。
- (2) 在无噪声的情况下,只要起始位估计误差 $< N/2$, d_k, d_{k+1} 的相对极性就可以通过 w_1, w_2 的符号来估计。

在实际估计中 w_1 的遍历起点在某一码字序列 r_k 上的分布是均匀随机的,因此一周期的取样窗口必定会包含两个信息码字,此时 w_1, w_2 的函数图形状应为图 5 中两种曲线形状的组合。结合结论(1),显然实际函数图像存在转折或跳变,就能通过这些点估计短码信号的起始位。本算法示意图如图 6 所示。

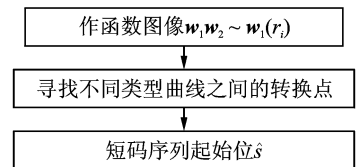


图 6 短码信号起始位估计算法

Fig. 6 Estimating of short-code signal's beginning point

图中 $w_i(r_i)$ 表示当前遍历起点 w_1 在原始信号 r 中的第 i 位。当曲线不存在转折、跳变点无法判断时,将遍历起点后移 N 位,重新运行算法,直到能够作出估计。

2.2.2 短码 DSSS 信号解扩

$d_k d_{k+1}$ 的相对极性可以通过 $r_k r_{k+1}$ 内积的符号进行判断,则

$$d_k \cdot d_{k+1} = \text{sign}(r_k \cdot r_{k+1}) \quad (7)$$

式中: $\text{sign}(\cdot)$ 为取符号函数。由式(7)构造序列,则

$$\{D_k = d_k \cdot d_{k+1}, k = 1, 2, \dots\} \quad (8)$$

选定一个参考比特: $d'_0 = +1$ (或 -1), 对 $\{D_k\}$ 进行差分编码,则

$$d'_k = d'_{k-1} \cdot D_k \quad (9)$$

则序列 $\{d'_k\}$ 可以作为解扩输出的估计值。

2.2.3 算法步骤

解扩算法总体步骤如下:

(1) 利用式(5,6)从接收信号中估计出一个短码周期值 \hat{N} ;

(2) 利用 2.2.1 节方法得到一个短码信号起始位的估计值,其在原始信号的位置记为 \hat{s} ;

(3) 初始化迭代次数 $i=1$, 为了避免迭代中 \hat{s} 误差累积,引入一个调整数 $\Delta \in \mathbf{N}^+$, 使得每轮迭代之后 \hat{s} 被更新一次;

(4) 以第 \hat{s} 位为取样起点,得到两个窗口矢量 $w_1 = [r_{\hat{s}}, r_{\hat{s}+1}, \dots, r_{\hat{s}+N-1}]^T$, $w_2 = [r_{\hat{s}+N+d}, r_{\hat{s}+N+1+d}, \dots, r_{\hat{s}+2N-1+d}]^T$, 对于 $d = -\Delta, -\Delta+1, \dots, \Delta$ 计算 $w_1 \cdot w_2$, 记 $p_i = \max(w_1 \cdot w_2)$, 其中 $\max(\cdot)$ 为取最大值函数;

(5) 更新 \hat{s} : $\hat{s} = \arg \max_d (w_1 \cdot w_2) + \hat{N}$;

(6) 判断 $\hat{s} + 2\hat{N} - 1 + \Delta \geq M$ 。若是,则剩余数据点数不足以进行一次迭代,转到步骤(7);否则 $i = i+1$, 返回步骤(4);

(7) 构造序列 $\{D_i | D_i = \text{sign}(p_i)\}$;

(8) 选定一个参考位 $d'_0 = +1$ (或 -1), 对 $\{D_i\}$ 进行一次差分编码,得到解扩输出 $\{d_i\}$ 。

该算法中,每轮迭代只判断两个相邻信息码元的相对极性,并在本轮迭代结束时更新第 2 个窗口的起始位,这样只要 Δ 选择得较为恰当,就可以保证在多次迭代之后 \hat{s} 的误差仍然在 $N/2$ 之内,结合 2.2 节结论(2)可知,可以将 $w_1 \cdot w_2$ 的符号作为本轮迭代 $d_k \cdot d_{k+1}$ 的估计值。

3 仿真实验与结果分析

参考课题组实际无人机信号,仿真信号参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真信号参数

Tab. 1 Parameters for simulation signals

信号类型	短码 BPSK/DSSS 信号
信息码序列	6 145 bits 随机 0/1 序列
码片速率/(Mchips \cdot s $^{-1}$)	13.094 4
信息速率/(Ksymbols \cdot s $^{-1}$)	12.8
载波频率/MHz	26.188 8
伪随机码	1 023 位 Gold 码
采样率/MHz	48.012 8

实验 1 短码周期估计算法验证

信噪比 SNR = -10 dB, 分别使用传统自相关法与本文方法进行处理, 得到相关谱函数如图 7 所示。

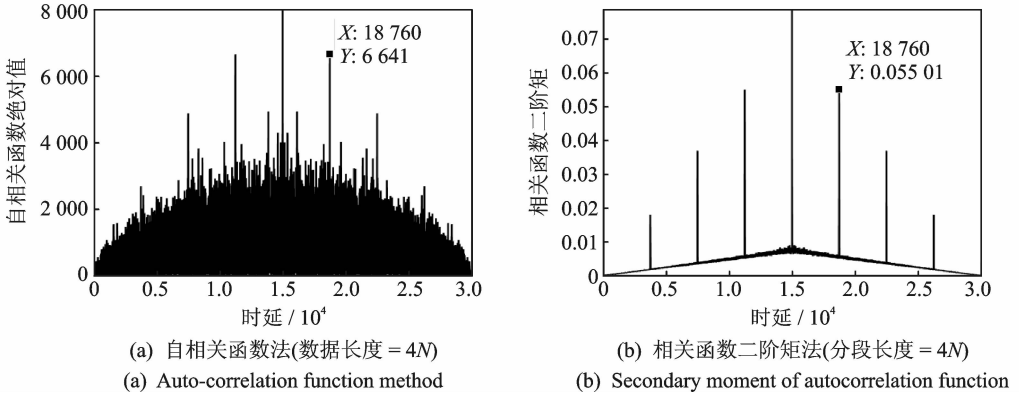


图 7 相关谱函数(信噪比 = -10 dB)

Fig. 7 Correlation spectrum functions

通过对比图 7(a,b), 2.1 节方法可有效平滑噪声、突出谱峰。

实验 2 短码周期估计算法性能

以“估计误差不大于 1 位”作为成功估计的标准, 控制信噪比条件, 进行 500 次蒙特卡罗仿真, 成功率的变化趋势如图 8 所示。其中纵轴“正确率”的计算方法为: 500 次试验中成功次数所占的百分比。图 8 表明, SNR ≥ -18.9 dB 时, 短码周期估计的成功率可以达到 100%, 这表明 2.1 节方法具有较高的抗噪声能力。

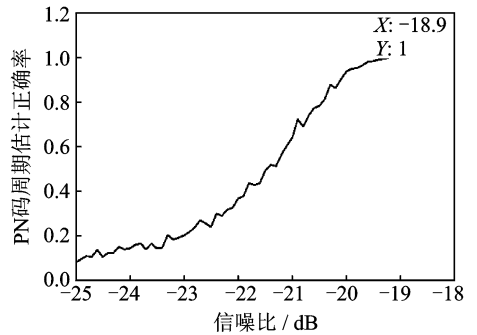


图 8 短码周期估计算法性能

Fig. 8 Performance of short-code-signal period estimating algorithm

实验 3 短码信号起始点估计算法性能

以“估计误差不大于 3 位”作为成功估计的标准, 在不同信噪比条件下进行 500 次 Monte Carlo 仿真实验, 得到估计算法成功率随信噪比的变化趋势如图 9 所示。纵轴成功率的计算方法为: 500 次实验中成功次数所占的百分比。图 9 表明, SNR ≥ 2 dB 时, 短码信号起始点估计成功率为 100%。与实验 2 相比, 该参数估计对噪声更加敏感, 原因是该算法仅对少量数据进行处理, 没有平滑噪声的过程。

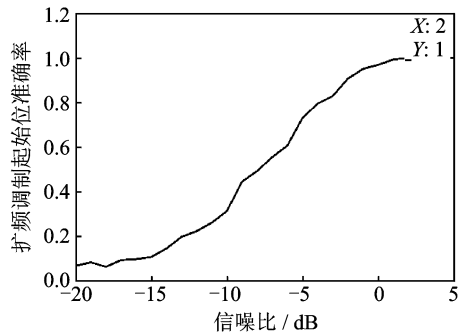


图 9 短码信号起始点估计算法性能

Fig. 9 Performance of short-code-signal-beginning point estimating algorithm

实验 4 分层盲解扩算法总体性能

算法性能指标为盲解扩误码率, 控制噪声条件, 500 次蒙特卡罗仿真实验结果如图 10 所示。纵轴误码率计算方法为: 500 次重复解扩实验的误码率取平均。结合图 9, 10 可知, 虽然信噪比 ≥ 2 dB 时才能 100% 正确估计出短码序列起始位, 但只要信噪比 ≥

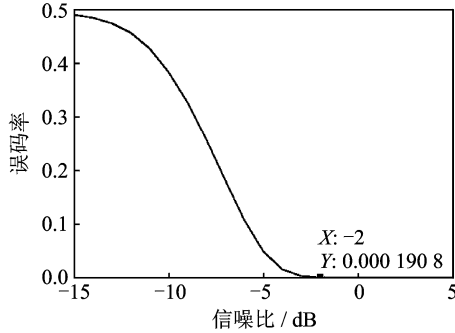


图 10 分层盲解扩算法性能

Fig. 10 Performance of hierarchical blind despreading algorithm

-2 dB, 本文算法就能实现低于 2×10^{-4} 的误码率, 这表明解扩算法并不需要精确估计短码序列起始位。

4 结束语

本文针对非合作低信噪比条件下短码直扩信号带宽、载频、波特率等参数精确估计困难以及 PN 码序列获取难度较大的问题, 提出了一种分层盲解扩算法。算法首先通过信号自相关估计扩频周期, 确定一个短码序列的起始位后通过滑动相关法估计所有相邻信息码元的相对极性, 从而实现信息序列的估计。本文算法的主要特点: (1) 仅需估计扩频周期、短码序列起始位两个参数, 算法就可以直接对中频采样信号进行处理; (2) 每轮迭代利用短码序列相关特性更新一次短码起始位, 对第 1 次估计短码序列起始位误差有较高的容忍度(理论上误差小于半个扩频周期长度即可), 算法具有较高的鲁棒性。仿真实验表明当短码直扩信号的信噪比在 -2 dB 以上时, 可以实现采样信号的有效解扩, 算法具有一定的工程应用价值。同时, 本文算法也存在一些不足之处, 如需要较高的采样率(实验表明, 算法正常运行至少需要 3~4 倍码片速率的采样率)、仅能串行实现等。

参考文献:

- [1] Bouder C, Azou S, Burel G. A robust synchronization procedure for blind estimation of the symbol period and the timing offset in spread spectrum transmissions[C]// IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Prague, Czech Republic: IEEE, 2002: 238-241.
- [2] Bouder C, Azou S, Burel G. Performance analysis of a spreading sequence estimator for spread spectrum transmissions[J]. Journal of the Franklin Institute, 2004, 341(7):595-614.
- [3] Tsatsanis M K, Giannakis G B. Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath[J]. Signal Processing IEEE Transactions on, 1995, 45(5):403.
- [4] Peng Y, Tang B, Lu M. Fast method for spreading sequence estimation of DSSS signal based on maximum likelihood function[J]. Journal of Systems Engineering & Electronics, 2010, 21(6):948-953.
- [5] 付卫红, 杨小牛, 刘乃安. 基于盲源分离的 CDMA 多用户检测与伪码估计[J]. 电子学报, 2008, 36(7):1319-1323.
Fu Weihong, Yang Xiaoni, Liu Naian. The multi-user detection and chip sequence estimation for CDMA system based on the blind source separation[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(7):1319-1323.
- [6] 任啸天, 徐晖, 王翔, 等. 一种针对短码、周期长码直扩信号扩频序列盲估计方法[J]. 宇航学报, 2011, 32(12):2596-2600.
Ren Xiaotian, Xu Hui, Wang Xiang, et al. A method for blind estimation of PN sequence of short-code and periodic long-code DSSS signal[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(12): 2596-2600.

- [7] 张花国, 李鑫, 张建华, 等. 基于半定松弛的长码 DSSS 信号扩频波形估计[J]. 电子学报, 2016, 44(2): 334-339.
Zhang Huaguo, Li Xin, Zhang Jianhua, et al. A semidefinite relaxation approach to spreading waveform estimation for long-code DSSS signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(2): 334-339.
- [8] 谢春辉, 程义民, 陈扬坤. 数字图像中扩频水印的盲提取方法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(1): 26-30.
Xie Chunhui, Cheng Yimin, Chen Yangkun. Blind extraction method for spread-spectrum watermark on digital image [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2011, 26(1): 26-30.
- [9] 张天骐. 直扩信号的盲处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012.
Zhang Tianqi. Blind processing for signal of direct sequence spread spectrum[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012.
- [10] Burel G, Boudier C. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal[C]//Century Military Communications Conference Proceedings. Los Angeles, California: IEEE, 2003: 967-970.
- [11] 张雪梅. 直扩信号检测与参数估计方法研究[D]. 西安电子科技大学, 2014.
Zhang Xuemei. Research on signal detection and parameter estimation of direct sequence spread spectrum[D]. Xi'an: Xidian University, 2014.

作者简介:



罗名君(1993-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 无人机测控信号处理, E-mail: luomingjuncl@163.com。



张旻(1966-), 男, 博士, 研究方向: 通信信号处理、计算智能。



史英春(1978-), 男, 博士, 研究方向: 无线网络。

