

非周期长码直扩信号的长扰码识别

赵知劲 顾晓炜* 沈雷

(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

摘要: 该文利用 m 序列的二阶和三阶自相关特性, 推导得到非周期长码直扩信号三阶自相关函数的极大似然估计, 利用 m 序列的线性移位叠加特性和三阶自相关函数特性, 提出了非合作通信情况下消除信息码对长码估计影响的延迟相乘方法和基于三阶自相关峰的长码识别算法, 该识别算法只需已知信号的载波频率和扩频码码片速率。在加性高斯白噪声下的仿真表明, 仅利用 $1/4$ 倍长码周期长度的信号, 在信噪比大于 3.5 dB 时长码 m 序列的正确识别概率就达到 90% 以上。

关键词: 扩频通信; 非周期长码直扩信号; 三阶统计量; 延迟相乘; 峰值点匹配

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)08-1792-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01454

An Identification Method of Long Pseudo-random Code Sequence in Non-periodic Direct Sequence Spread Spectral Signals

Zhao Zhi-jin Gu Xiao-wei Shen Lei

(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Using the second-order and third-order autocorrelation characteristics of m sequences, the maximum likelihood estimation for the triple autocorrelation function of the Non-Periodic Long Code Direct Sequence Spread Spectral (NPLCDS-SS) signals is deduced. By utilizing the shift-and-add property and the triple autocorrelation characteristics of m sequences, the influence of the information code on the estimation is eliminated by the processing of delay and multiplication, a identification method for long code is proposed based on the peaks of the triple autocorrelation function in a non-cooperative communication with the certain carrier frequency and chip width of spreading code. Simulations under additive white Gaussian noise show that the correct identification probability of the algorithm is above 90% when a quarter of the cycle length of the long PN code signal is used only and the signal-to-noise ratio is greater than 3.5 dB.

Key words: Spread spectral communication; Non-Periodic Long Code Direct Sequence Spread Spectral (NPLCDS-SS) signals; Third-order statistics; Delay and multiplication; Peak point matching

1 引言

为进一步提高通信系统的抗干扰能力和保密性能, 非周期长码直扩(NPLCDS-SS)信号在军事通信等系统中得到应用。在非合作通信中, 非周期长码直扩信号所采用的伪随机(PN)序列未知, 因此伪随机序列识别的需求十分迫切; 但由于无法接收到包含一个及以上的长码周期的信号, 导致识别难度很大, 目前没有此方面的公开研究成果。

Fusco 等人^[1]利用 DS-CDMA 的高阶循环平稳特性, 提出了周期长码直扩信号的盲参数估计方法。濮俊杰^[2]利用非周期直扩信号的高阶统计特性, 实现

了长码直扩信号检测和扩频码周期估计。Dong 等人^[3,4]将延迟相乘与特征值分解法相结合实现了周期长码直扩信号的检测与参数估计。Zhang 等人^[5]利用小波分解降低信号中的噪声分量, 实现了低信噪比下长码直扩信号码片速率估计。Wang 等人^[6]将二次功率谱法和特征值分解法相结合, 实现了周期长码直扩信号的长码估计。张晓林等人^[7]提出了一种将信号按照信息码元宽度分段, 利用子空间跟踪算法和滑动窗口法的非周期直扩信号 PN 序列估计方法。何涛等人^[8]提出了一种基于差分主元分析(D-PCA)的非周期直扩信号扩频码估计方法。但文献[1-8]都需要获得大于长码周期长度的接收信号, 无法应用于非周期长码直扩信号。

高阶统计量含有比二阶统计量更丰富的信号信

2013-09-24 收到, 2014-01-10 改回

国家自然科学基金(60872092)资助课题

*通信作者: 顾晓炜 johnsongut@126.com

息,在信号检测与估计领域得到了广泛的应用^[9]。文献[10,11]提出了将三阶统计量应用于 m 序列识别的理论。文献[12-18]研究了将三阶相关统计量应用于短码直扩信号的检测与估计,但应用三阶统计量理论的非周期长码直扩信号的长码识别还未见公开的研究报道。

本文在研究非周期长码直扩信号三阶自相关特性的基础上提出了长码识别方法,仿真结果表明:该算法仅利用 $1/4$ 倍长码周期长度的信号,在信噪比大于 3.5 dB 时长码 m 序列的正确识别概率就达到 90% 以上。

2 理论基础

2.1 信号模型

假设信号的载波频率已知,并将 $[0,1]$ 信号映射为 $[1,-1]$,非周期长码直扩信号的基带形式可以表示为^[1]

$$r(t) = a(t)u(t)v(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a_i \sum_{j=1}^N u_j v_{iN+j} g(t - iT_s - jT_c) + w(t) \quad (1)$$

式中, $a(t)$, $u(t)$, $v(t)$ 分别为信息码信号、短码信号和长码信号。 $g(t)$ 是幅度为 A 的矩形波, T_s 为信息码码片宽度, T_c 为扩频短码码片宽度, $T_s = NT_c$; $\{a_i\}$ 为相互独立的信息码序列; $\{u_j\}$ 为信号的扩频短码序列; $\{v_{iN+j}\}$ 为长扰码序列,其周期为 $T_l = KT_c \gg T_s$,即 $K \gg N$;短码序列和长码序列均采用 m 序列^[1];接收信号的长度为 L 个扩频码码片周期, $L < K$; $w(t)$ 表示加性零均值高斯白噪声,方差为 σ^2 。

为了便于分析,将接收到的基带信号以扩频码码片速率 $\varphi_c = 1/T_c$ 进行采样,则接收信号可以表示为

$$r(n) = Aa(n)u(n)v(n) + w(n) \quad (2)$$

式中, $a(n)$, $u(n)$, $v(n)$ 为信号中各序列在各个采样时刻的值; $w(n)$ 是噪声 $w(t)$ 的采样值。一个信息码符号被采样得到 N 个值,短码序列的周期为 N ,长码序列的周期为 K ,接收信号长度为 L 。

2.2 m 序列的三阶自相关函数

m 序列是一类重要的伪随机序列,其具有非常好的伪随机特性,在直扩信号中广泛应用。它主要具有如下性质^[13]:

(1)线性移位叠加性:即

$$m(n)m(n+p) = m(n+q) \quad (3)$$

(2)二值自相关特性:码周期越长,越接近随机噪声的自相关特性,周期为 N 的 m 序列的二阶自相

关函数为

$$R_m(p) = E[m(n)m(n+p)] = \begin{cases} 1, & p \equiv 0 \pmod{N} \\ -1/N, & p \not\equiv 0 \pmod{N} \end{cases} \quad (4)$$

(3) m 序列的三阶自相关函数 $C_m(p, q)$ 为

$$C_m(p, q) = E[m(n)m(n+p)m(n+q)] = \begin{cases} 1, & m(n+p)m(n+q) = m(n) \\ -1/N, & m(n+p)m(n+q) \neq m(n) \end{cases} \quad (5)$$

(a)一个本原多项式产生一个 m 序列;周期 N 不为 3 的倍数时,不同 m 序列的三阶自相关函数的峰值位置 (p, q) 是不同的;只有当周期 N 为 3 的倍数时,才会在 $(\frac{N}{3}, \frac{2N}{3})$ 和 $(\frac{2N}{3}, \frac{N}{3})$ 处有共同的峰值。

(b) m 序列的三阶自相关特性不随序列的相移变化而改变,具有平稳性。

2.3 NPLCDS-SS 信号的三阶自相关函数

非周期长码直扩信号是信息序列经短码扩频后再长码加扰产生,所以非周期长码直扩信号近似是高斯白噪声。令

$$f(n) = u(n)v(n), \quad s(n) = a(n)u(n)v(n) \quad (6)$$

当 $v(n)$, $u(n)$ 相互独立时, $f(n)$ 的三阶自相关函数为

$$\begin{aligned} C_f(p, q) &= E[f(n)f(n+p)f(n+q)] \\ &= E[u(n)u(n+p)u(n+q)] \\ &\quad \cdot E[v(n)v(n+p)v(n+q)] \\ &= C_u(p, q) \cdot C_v(p, q) \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知, $f(n)$ 的三阶自相关函数是短码 m 序列和长码 m 序列的三阶自相关函数的乘积。其具体取值为:

在长码 m 序列峰值位置处,

$$C_f(p, q) = 1 \times \left(-\frac{1}{N}\right) = -\frac{1}{N} \quad (8)$$

在短码 m 序列峰值位置处,

$$C_f(p, q) = 1 \times \left(-\frac{1}{K}\right) = -\frac{1}{K} \quad (9)$$

在非短码也非长码 m 序列峰值位置处,

$$C_f(p, q) = \left(-\frac{1}{N}\right) \times \left(-\frac{1}{K}\right) = \frac{1}{NK} \quad (10)$$

由于信息码、扩频短码、长扰码互相独立,类似式(7)可得 $s(n)$ 的三阶自相关函数为

$$\begin{aligned} C_s(p, q) &= C_a(p, q) \cdot C_f(p, q) \\ &= C_a(p, q) \cdot C_u(p, q) \cdot C_v(p, q) \end{aligned} \quad (11)$$

接收信号的三阶自相关函数为

$$C_r(p, q) = E[r(n)r(n+p)r(n+q)] \quad (12)$$

将式(2)代入式(12),展开得到

$$\begin{aligned}
 C_r(p, q) = & A^3 E[s(n)s(n+p)s(n+q)] \\
 & + E[w(n)w(n+p)w(n+q)] \\
 & + A^2 E[s(n)s(n+p)w(n+q)] \\
 & + A^2 E[s(n)w(n+p)s(n+q)] \\
 & + A^2 E[w(n)s(n+p)s(n+q)] \\
 & + AE[s(n)w(n+p)w(n+q)] \\
 & + AE[w(n)w(n+p)s(n+q)] \\
 & + AE[w(n)s(n+p)w(n+q)] \quad (13)
 \end{aligned}$$

由于 $w(n)$ 是零均值高斯白噪声，所以式(13)的后 7 项都为 0，得到

$$C_r(p, q) = A^3 C_s(p, q) \quad (14)$$

由式(11)可知， $C_s(p, q)$ 包含了信息码、长码、短码各自的三阶自相关特性。由式(8)~式(10)可知， $C_f(p, q)$ 的峰值点坐标与长码序列的三阶自相关函数峰值点坐标相同。因此，根据式(11)和式(14)可知，利用 $C_s(p, q)$ 可识别长码序列，所以首先需要估计 $C_r(p, q)$ 。

3 基于三阶自相关峰的长码识别

3.1 信号三阶自相关函数的极大似然估计

接收信号的三阶自相关函数可由式(15)估计：

$$\widehat{C}_r(p, q) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L r(i)r(i+p)r(i+q) \quad (15)$$

令 $\widehat{C}_s(p, q) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L s(i)s(i+p)s(i+q)$ ，则 $E[\widehat{C}_s(p,$

$q)] = C_s(p, q)$ ，将式(2)代入式(15)，类似式(13)的方式展开，并令

$$G_1 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L w(i)w(i+p)w(i+q) \quad (16)$$

$$\begin{aligned}
 G_2 = & \frac{A^2}{L} \sum_{i=1}^L s(i)s(i+p)w(i+q) \\
 & + \frac{A^2}{L} \sum_{i=1}^L s(i)w(i+p)s(i+q) \\
 & + \frac{A^2}{L} \sum_{i=1}^L w(i)s(i+p)s(i+q) \quad (17)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G_3 = & \frac{A}{L} \sum_{i=1}^L s(i)w(i+p)w(i+q) \\
 & + \frac{A}{L} \sum_{i=1}^L w(i)w(i+p)s(i+q) \\
 & + \frac{A}{L} \sum_{i=1}^L w(i)s(i+p)w(i+q) \quad (18)
 \end{aligned}$$

$$T = G_1 + G_2 + G_3 \quad (19)$$

利用中心极限定理可知， G_1, G_2, G_3 和 T 都趋近于高斯随机噪声，可得它们的分布分别服从：

$$\begin{aligned}
 G_1 \sim & N\left(0, \frac{\sigma^6}{L}\right); G_2 \sim N\left(0, \frac{3\sigma^2}{L} A^4\right); G_3 \sim N\left(0, \frac{3\sigma^4}{L} A^2\right); \\
 T \sim & N\left(0, \frac{\sigma^6 + 3\sigma^4 A^2 + 3\sigma^2 A^4}{L}\right)
 \end{aligned}$$

最终可得到 $\widehat{C}_r(p, q)$ 的概率密度函数为

$$p(\widehat{C}_r(p, q)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_T^2}} \exp\left\{-\frac{(\widehat{C}_r(p, q) - A^3 C_s(p, q))^2}{2\sigma_T^2}\right\} \quad (20)$$

式中， $\sigma_T^2 = \frac{\sigma^6 + 3\sigma^4 A^2 + 3\sigma^2 A^4}{L}$ 。因此可得 $\widehat{C}_r(p, q)$

是 $C_s(p, q)$ 的极大似然估计。

3.2 信息码已知的长码识别

由 2.2 节讨论可知，从 m 序列的三阶自相关函数峰值位置可识别 m 序列；而由 2.3 节可知，从接收信号的三阶自相关函数可估计长码 m 序列的三阶自相关函数峰。假设已知信息码，并从 $r(n)$ 中直接消除信息码的影响，即可令 $a(n) = 1$ ，则 $C_r(p, q) = A^3 C_f(p, q)$ ，选定 (p, q) ，且 $p \neq 2q$ 和 $q \neq 2p$ ，令 $x = \widehat{C}_r(p, q)$ ，由 2.3 节和式(20)可得长码 m 序列三阶自相关函数峰的判断可以表示为三元假设检验问题：

$$H_0 : x \sim N\left(\frac{A^3}{NK}, \sigma_T^2\right), \text{ 即 } (p, q) \text{ 不是 } C_f(p, q) \text{ 的峰}$$

值位置；

$$H_1 : x \sim N\left(-\frac{A^3}{K}, \sigma_T^2\right), \text{ 即 } (p, q) \text{ 是 } C_f(p, q) \text{ 的次}$$

峰位置(短码峰)；

$$H_2 : x \sim N\left(-\frac{A^3}{N}, \sigma_T^2\right), \text{ 即 } (p, q) \text{ 是 } C_f(p, q) \text{ 的峰}$$

值位置(长码峰)。

理想情况下，只需估计信号三阶自相关函数并判断出峰值位置，然后通过斜消矩阵法^[17]便能得到长码 m 序列的本原多项式。但实际上由于噪声干扰、算法误差以及信号不够长， $\widehat{C}_r(p, q)$ 的估计存在误差，导致估计得到的峰值位置误差较大，所以本文提出识别方法如下。

假设有 H 个长码 m 序列待识别，每个 m 序列的三阶自相关函数峰值点坐标已知，第 h 个 m 序列的周期为 K_h ，在 $K_h \times K_h$ 的区域中其三阶自相关函数有 ξ_h 个峰，其峰点坐标集合为 $\Phi_h = \{(p^h, q^h)\}$ 。首先根据式(15)估计得到 $p^h, q^h \in \Phi_h, (h = 1, 2, \dots, H)$ 处的 $\widehat{C}_r(p^h, q^h)$ ；然后，计算 $\theta_h = \frac{1}{\xi_h} \sum_{(p^h, q^h) \in \Phi_h} |\widehat{C}_r(p^h, q^h)|$ ，

其中 ξ_h 是集合 Φ_h 中的元素个数；最后计算式(21)

$$Z = \arg \max_{h=1,2,\dots,H} (\theta_h) \quad (21)$$

$\arg \max(\theta_h)$ 表示找出 $\{\theta_h\}$ 中的最大值所对应的下标, 即识别出了非周期长码直扩信号中所使用的长码 m 序列的本原多项式。

3.3 信息码未知的长码识别

实际接收信号中信息码是未知的, 由式(11) $C_s(p, q) = A^3 C_a(p, q) C_f(p, q)$ 可知, $C_a(p, q)$ 将影响长码三阶自相关函数峰的估计, 因此, 首先要消除信息码的影响。将接收信号延迟一个码片后与原信号相乘^[18]:

$$\begin{aligned} r_1(n) &= r(n)r(n+1) = [Aa(n)u(n)v(n) + w(n)] \\ &\quad \cdot [Aa(n+1)u(n+1)v(n+1) + w(n+1)] \\ &= A^2 a(n)u(n)v(n)a(n+1)u(n+1)v(n+1) \\ &\quad + w'(n) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $w'(n) = Aa(n)u(n)v(n)w(n+1) + Aa(n+1)u(n+1)v(n+1)w(n) + w(n)w(n+1)$ 。

类似第 3.1 节讨论, 可以证明 $w'(n)$ 近似为噪声。由 m 序列的移位叠加性, 式(22)可转化为

$$r_1(n) = A^2 a(n)a(n+1)u(n+y)v(n+z) + w'(n) \quad (23)$$

其中, y, z 是短码和长码序列的相对偏移量。根据 m 序列三阶自相关函数的性质可知 m 序列的偏移不会改变其三阶自相关函数, 因此式(23)中 y, z 无需求解。由于信息码码片宽度远大于扩频短码码片宽度, 因此 $a(n) \approx a(n+1)$, 仅在每个信息码的起始位处对 $r_1(n)$ 引入一个随机错误的扩频码码片, 所以 $r_1(n)$ 可等价于

$$\begin{aligned} r_1(n) &\approx r_2(n) = A^2 u(n+y)v(n+z) + w'(n) \\ &= A^2 f(n+b) + w'(n) \end{aligned} \quad (24)$$

式中, $f(n+b)$ 为 2.3 节中 $f(n)$ 偏移 b 相位的序列, b 未知, 但不影响结果。

比较式(24)和式(6)可见, 序列 $r_2(n)$ 的三阶自相关函数消除了信息码的三阶自相关函数影响。与式(20)的推导类似, 可得 $r_2(n)$ 的三阶自相关函数 $\hat{C}_{r_2}(p, q)$ 的分布如式(25)所示。

$$p(\hat{C}_{r_2}(p, q)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2}} \exp \left\{ -\frac{(\hat{C}_{r_2}(p, q) - A^6 C_f(p, q))^2}{2\sigma_d^2} \right\} \quad (25)$$

其中, $\sigma_d^2 = (\sigma^{12} + 6A^2\sigma^{10} + 15A^4\sigma^8 + 20A^6\sigma^6 + 15A^8\sigma^4 + 6A^{10}\sigma^2)/L$ 。可得 $\hat{C}_{r_2}(p, q)$ 是 $C_f(p, q)$ 的极大似然估计。因此对信号 $r_1(n) = r(n)r(n+1)$ 利用 3.2 节方法即可识别出长码 m 序列。

4 算法仿真和性能分析

选用周期 $N = 31$ 位的 m 序列作为扩频码, 其本原多项式为: $U(x) = x^5 + x^2 + 1$ 。周期为 $K = 2047$

位的 m 序列作为扰码, 其本原多项式为: $V(x) = x^{11} + x^9 + 1$ 。待识别的 7 个 m 序列的本原多项式记为: $M_1 \sim M_7$, 其中 M_1, M_2, M_3 为本原多项式互不相同且周期为 2047 位的 m 序列, M_1 的本原多项式与信号中长码 m 序列的本原多项式相同。 M_4, M_5, M_6, M_7 分别是周期为 511, 1023, 4095, 8191 位的 m 序列。信噪比定义为: $\text{SNR} = 20\lg(A/\sigma)$ 。仿真中将含高斯白噪声的信号硬判决为 $[-1, 1]$ 信号。

信息码已知条件下, 信号长度 L 取 $(1/4)K$, $(3/8)K$, $(1/2)K$ 和 K 时, 10000 次蒙特卡洛仿真得到的本文提出的长码识别方法的正确识别概率与信噪比的关系曲线如图 1 所示。由图 1 可见, 当信号长度为 $1/4, 3/8, 1/2, 1$ 倍长码周期长时, 达到 90% 以上的正确识别概率时, 信噪比分别需大于 2.2 dB, -0.5 dB, -1.4 dB, -4.0 dB。信噪比不变, 信号长度越长, 长码识别的正确率就越高, 这是由于信号长度越长采集的样本数就越多, 得到的长码信息就越多, 因此长码识别的正确率就越高。

信息码未知条件下, 信号长度 L 取 $(1/4)K$, $(3/8)K$, $(1/2)K$ 和 K 时, 10000 次蒙特卡洛仿真得到的本文方法的正确识别概率与信噪比的关系曲线如图 2 所示。由图 2 可见, 信号长度为 $1/4, 3/8, 1/2, 1$ 倍长码周期长时, 达到 90% 以上的正确识别概率时, 信噪比分别需大于 3.5 dB, 2.5 dB, 1.5 dB, 0.5 dB。由于信号延迟相乘引入了少量随机错误, 使得信息码未知时的长码识别性能略比信息码已知时的差。

目前无公开报道的包含长扰码和扩频短码的非周期长码直扩信号长扰码估计算法, 为了能够进一步验证本文算法性能, 比较本文算法与文献[8]的非周期长码直扩信号扩频码估计算法。由于文献[8]算法无法将本文信号模型中的长扰码和短扩频码分离, 在本仿真中该算法针对无扩频短码的 NPLCDS-SS 信号估计长扰码, 本文算法仍针对包含扩频短码和长扰码的 NPLCDS-SS 信号。信息码未知条件下, 信号长度 L 取 $(1/4)K$, $(1/2)K$ 和 K 时, 10000 次蒙特卡洛仿真得到的两种算法的正确识别概率与信噪比的关系曲线如图 3 所示。

由图 3 可见, 随着信噪比和信号长度的增加, 本文算法性能显著提高, 而文献[8]算法性能提高缓慢。在 $L = (1/4)K$ 情况下, 信噪比大于 2.2 dB 时, 本文算法性能优于文献[8]算法, 这是由于信号长度较短时, 特征值分解法误差大, 文献[8]算法估计长码扩频序列的正确概率就不高; 当信噪比低于 2.2 dB 时, 文献[8]算法性能优于本文算法, 这是由于噪声对三阶自相关函数估计性能影响大于对特征值分解性能影响。

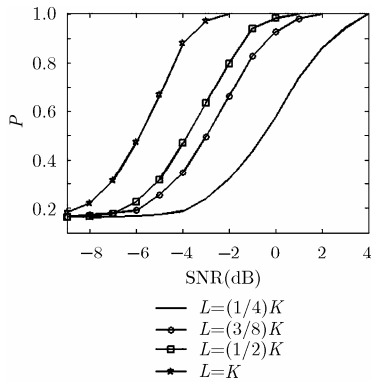


图1 信息码已知条件下的正确识别概率

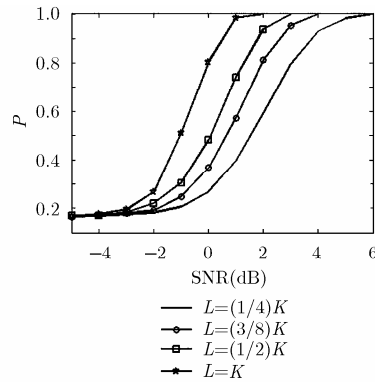


图2 信息码未知条件下的正确识别概率

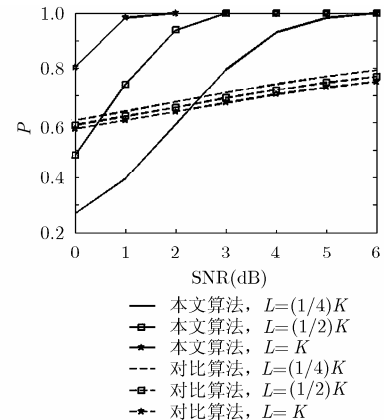


图3 算法性能比较

5 结束语

本文利用 m 序列的三阶自相关特性, 提出了基于三阶自相关峰的长码识别方法, 该方法识别长码序列时仅需已知信号的载频和扩频码码片速率。仿真结果表明, 在获取 $1/4$ 倍长码周期长度的信号时, 当信噪比 $\text{SNR} \geq 3.5$ dB 时, 该方法的正确识别概率就达 90% 以上。本文仅讨论了非周期长码直扩信号的长扰码识别, 对于信号解扩有待进一步研究。

参考文献

- [1] Fusco T, Izzo L, Napolitano A, *et al.*. On the second-order cyclostationarity properties of long-code DS-SS signals[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(10): 1741-1746.
- [2] 濮俊杰. 非周期性扩频信号的检测与估计[D]. [硕士论文], 杭州电子科技大学, 2009.
Pu Jun-jie. The non-periodic DSSS signal detection and parameter estimation[D]. [Master dissertation], Hangzhou Dianzi University, 2009.
- [3] Dong Z Q and Li M X. A method for the detection of long pseudo-random code DSSS signals based on the processing of delay-multiply(I) — The estimation of the pseudo random code pseudo and the chip width[C]. *IEEE Conference on Communication Technology Proceedings*, Hangzhou, 2008: 205-208.
- [4] Dong Z Q and Hu N Y. A method for the detection of long pseudo-random code DSSS signals based on the processing of delay-multiply(II) — The estimation of the information symbol period and the pseudo-random code sequence[C]. *IEEE Conference on Communication Technology Proceedings*, Hangzhou, 2008: 233-236.
- [5] Zhang Yu, Chen Yong, and Wu Hao. Chip rate estimation of weak DSSS signals based on improved delay-multiply in non-cooperative communication systems[C]. *14th IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT)*, Chengdu, 2012: 138-142.
- [6] Wang Q and Ge Q. Blind estimation algorithm of parameters in PN sequence for DSSS-BPSK signals[C]. *2012 IEEE International Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing (ICWAMTIP)*, Chengdu, 2012: 371-376.
- [7] 张晓林, 李洪源. 非周期直扩信号 PN 码盲估计技术[J]. *系统工程与电子技术*, 2012, 34(6): 1102-1107.
Zhang Xiao-lin and Li Hong-yuan. Approach to blind estimation of PN sequence in nonperiodic DSSS signals[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(6): 1102-1107.
- [8] 何涛, 李志强, 梁旭文. 一种非周期调制直扩信号扩频码估计方法[J]. *宇航学报*, 2013, 34(4): 546-551.
He Tao, Li Zhi-qiang, and Liang Xu-wen. An estimation method for spread spectrum code of non-periodic modulated DS signal[J]. *Journal of Astronautics*, 2013, 34(4): 546-551.
- [9] 张贤达. 时间序列分析—高阶统计方法[M]. 北京: 北京清华大学出版社, 1996: 31-42.
- [10] Hill P C J, Comley V E, and Adams E R. Techniques for detecting and characterising covert communication signals[C]. *1997 IEEE Military Communications Conference (MILCOM 97)*, Monterey, 1997, 3: 1361-1365.
- [11] Adams E R, Gouda M, and Hill P C J. Statistical techniques for blind detection & discrimination of m -sequence codes in DS/SS systems[C]. *5th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, Sun City, 1998, 3: 853-857.
- [12] Gouda M and Ali Y. m -sequence triple correlation function co-set summing and code image print (CIP)[C]. *11th IEEE International Conference on Computer Modelling and Simulation*, Cambridge, 2009: 264-268.
- [13] 邱秩修. 长码直扩信号中的扩频序列估计[D]. [硕士论文], 电子科技大学, 2012.
Qiu Zhi-xiu. The estimation of the spreading code in Long Code Direct Sequence Spread Spectrum signals[D]. [Master dissertation], Chengdu, 2012.

- dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2012.
- [14] 沈雷, 李式巨, 王彦波, 等. 多径信道中扩频信号伪随机序列盲估计[J]. 浙江大学学报, 2007, 41(11): 1828-1833.
Shen Lei, Li Shi-ju, Wang Yan-bo, *et al.* Blind estimation of pseudo random sequences of spread spectrum signals in multi-paths[J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2007, 41(11): 1828-1833.
- [15] 白戛, 杨晓静, 张玉. 基于高阶统计处理技术的 m-序列帧同步码识别[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(1): 83-87.
Bai Yu, Yang Xiao-jing, and Zhang Yu. A recognition method of m-sequence synchronization codes using higher-order statistical processing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(1): 83-87.
- [16] 俎云霄. 基于高阶统计处理技术的 m-序列检测及识别[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(7): 1576-1579.
Zu Yun-xiao. The detection and recognition of m-sequence using higher-order statistical processing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(7): 1576-1579.
- [17] 张晓林, 佟婧, 李佑虎. 高阶统计分析的 m 序列检测新方法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2010, 31(3): 386-390.
Zhang Xiao-lin, Tong Jing, and Li You-hu. A new method for m-sequence detection using higher-order statistics[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2010, 31(3): 386-390.
- [18] 胡俊红, 钟志. 基于延迟相乘的快速周期累积序列估计方法[J]. 舰船电子工程, 2013, 33(3): 47-49.
Hu Jun-hong and Zhong Zhi. Estimation of PN sequence based on delay-and-multiplication[J]. *Ship Electronic Engineering*, 2013, 33(3): 47-49.
- 赵知劲: 女, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应信号处理、通信与语音信号处理等.
- 顾晓炜: 男, 1990 年生, 硕士生, 研究方向为信号处理.
- 沈雷: 男, 1979 年生, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为信号检测、信号盲分离.