

文章编号: 1001-2486(2007)06-0044-05

长码直扩信号的符号速率盲估计方法*

徐海源, 王丰华, 黄知涛, 周一宇

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:针对长码直接序列扩频(DSSS)信号的符号速率估计的难题,提出了基于相关处理的方法。该方法首先估计长码直扩信号的相关函数二阶矩,然后将相关函数二阶矩的估计作为输入信号进行预处理,以去除扩频码周期处的峰值。对预处理后的信号再次进行自相关处理,则所得的信号的频谱中含有符号速率谱线。理论分析和计算机仿真证明了所提出的算法的有效性。

关键词:参数估计;相关函数二阶矩;符号速率;长码直扩信号

中图分类号:TN911.7 **文献标识码:**A

Blind Estimation of the Symbol Rate of a Long Code DSSS Signal

XU Hai-yuan, WANG Feng-hua, HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract:To investigate the blind estimation of the symbol rate of a long code direct sequence spread spectrum (DSSS) signal, an algorithm based on autocorrelation processing is proposed. First, the second order moment of the autocorrelation estimator is used to analyze the long code DSSS signal. Next, the estimator output is further processed to get rid of the peaks at multiples of the pseudo-noise (PN) sequence period. Finally, another autocorrelation estimator and the Fourier transform are used to extract the symbol rate. Theoretical analysis and simulation results show the efficiency of the proposed algorithm.

Key words: parameter estimation; second order moment of the autocorrelation estimator; symbol rate; long code direct sequence spread spectrum (DSSS) signal

直接序列扩频(DSSS)信号由于采用了伪随机编码调制,具有低截获概率、抗干扰、保密性强等优点,因此广泛应用于现代通信中^[1-3]。在通信侦察等非协作系统中,由于未知观测信号所采用的扩频序列,因此对直扩信号的检测和参数估计更加困难。到目前为止,已有一些文献研究了直扩信号的盲检测和参数盲估计^[4-8],但这些文献的研究对象通常是短码直扩信号。短码直扩信号的伪码(PN码)周期等于符号周期,而长码直扩信号的伪码周期大于符号周期^[2-3,9],后者改变了伪码的周期和相关特性,从而使参数估计的难度增大^[10]。在非协作系统中,对长码直扩信号的符号速率(周期)的估计具有很大的难度,目前尚无相关的研究成果发表。

文献[5]提出了一种基于相关函数二阶矩的直扩信号检测和伪码周期估计方法,但只对短码直扩信号进行了分析。本文采用相关函数二阶矩方法分析了长码直扩信号,分析表明,该方法对于检测长码直扩信号同样有效,但与短码信号有不同的结论。进一步分析表明,长码直扩信号的相关函数二阶矩中隐含了符号周期的信息,因此,提出了对相关函数二阶矩估计进一步处理以估计符号速率的方法。

1 信号模型

为简化分析,假设已经完成了解调,每个码片内采样一个点,则接收的信号可以表示为

$$y(kT_c) = s(kT_c) + n(kT_c) \quad (1)$$

其中,长码直扩信号为

* 收稿日期:2007-04-15

基金项目:国家部委基金资助项目;国防科技大学校预研基金项目

作者简介:徐海源(1979-),男,博士生。

$$s(kT_c) = d(kT_c)c(kT_c) \quad (2)$$

式(1)、(2)中, T_c 为码片周期, $c(k)$ 为 PN 码序列, 长度为 P , $d(k) \in \{-1, 1\}$, 为等概率分布的零均值符号序列, 符号周期为 T_s , 每个符号内包含 L 个码片, 即 $T_s = LT_c$, $L < P$, 并且假设 P/L 不等于整数。 $n(k)$ 假设为高斯白噪声, 方差为 σ_n^2 。直扩信号 $s(k)$ 的方差记为 σ_s^2 , 输入信噪比定义为 $SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$ 。

2 长码直扩信号的相关函数二阶矩分析

2.1 基本原理

为估计信号 $y(t)$ 的相关函数二阶矩, 将信号分成时间上不重叠的 M 个数据窗, 每个窗持续时间 T 要求足够大, 以包含至少几个扩频码周期。每个数据窗的自相关估计器为^[5]

$$\hat{R}_y^m(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_m}^{t_m+T} y(t)y^*(t-\tau)dt, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

则利用 M 个窗可以得到自相关估计器的二阶矩^[5]

$$\rho(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\hat{R}_y^m(\tau)|^2 \quad (4)$$

由于信号和噪声是不相关的, 即

$$\hat{R}_y(\tau) \approx \hat{R}_s(\tau) + \hat{R}_n(\tau) \quad (5)$$

因此, 将实际计算的 $\rho(\tau)$ 与仅噪声存在时计算的门限相比较, 就可以检测出直扩信号的存在, 并根据峰值的间距估计扩频码周期。

文献[5]推导了噪声对 $\rho(\tau)$ 的贡献, 但对短码直扩信号只分析了 $\tau = lPT_c$, 即 τ 为 PN 码周期整数倍的情况。对于长码直扩信号, 将会有不同的结论, 下面进行分析。

2.2 对长码直扩信号的新结论

文献[2-3]介绍了长码的部分相关问题, 指出长码的部分自相关不仅与延时有关, 还与起始点有关, 因此难以给出准确的解析表示, 但是可以采用统计的方法进行分析。

对于长码直扩信号, 考虑延时 τ 为任意值, 即 $\tau = aT_s + bT_c$ 时的相关函数二阶矩估计, 其中 $a \in \{1, 2, \dots\}$, $b \in \{0, 1, \dots, L-1\}$, 则第 m 段信号的自相关函数估计为

$$\begin{aligned} \hat{R}_s^m(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{t_m}^{t_m+T} d(t)d^*(t-\tau)c(t)c^*(t-\tau)dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{TT_s-1} \int_0^{T_s} d(t-t_m-kT_s)d^*(t-t_m-kT_s-\tau)c(t-t_m-kT_s)c^*(t-t_m-kT_s-\tau)dt \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \sum_{k=0}^{TT_s-1} d_{m,k}d_{m,k-a}^* \int_0^{bT_c} c_{m,k}(t)c_{m,k}^*(t-\tau)dt + \sum_{k=0}^{TT_s-1} d_{m,k}d_{m,k-a}^* \int_{bT_c}^{T_s} c_{m,k}(t)c_{m,k}^*(t-\tau)dt \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

其中, d 和 c 的第一个下标 m 表示第 m 个数据段, 第二个下标 k 表示第 k 个符号。

假设每个符号等概率并且零均值, 则自相关函数的二阶矩为

$$\begin{aligned} E\{|\hat{R}_s(\tau)|^2\} &= \frac{1}{T^2} E\left\{ \left| \sum_{k=0}^{TT_s-1} d_{m,k}d_{m,k-a}^* \int_0^{bT_c} c_{m,k}(t)c_{m,k}^*(t-\tau)dt \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{k=0}^{TT_s-1} d_{m,k}d_{m,k-a}^* \int_{bT_c}^{T_s} c_{m,k}(t)c_{m,k}^*(t-\tau)dt \right|^2 \right\} \\ &= \frac{1}{T^2} \sigma_s^4 \sum_{k=0}^{TT_s-1} E\left\{ \left| \int_0^{bT_c} c_{m,k}(t)c_{m,k}^*(t-\tau)dt \right|^2 \right\} + \frac{1}{T^2} \sum_{k=0}^{TT_s-1} E\left\{ \left| \int_{bT_c}^{T_s} c_{m,k}(t)c_{m,k}^*(t-\tau)dt \right|^2 \right\} \\ &= \frac{T_c^2}{T^2} \sigma_s^4 \sum_{k=0}^{TT_s-1} E\left\{ \left| \sum_{j=0}^{b-1} c_{m,k}(j)c_{m,k}^*(j-aL-b) \right|^2 + \left| \sum_{j=b}^{L-1} c_{m,k}(j)c_{m,k}^*(j-aL-b) \right|^2 \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

为了简化起见, 在式(7)中用 $c_{m,k}(j)$ 代替 $c_{m,k}(jT_c)$ 。定义 $\alpha_L(a, b)$ 为

$$\alpha_L(a, b) = \left| \sum_{j=0}^{b-1} c_{m,k}(j) c_{m,k}^*(j - aL - b) \right|^2 + \left| \sum_{j=b}^{L-1} c_{m,k}(j) c_{m,k}^*(j - aL - b) \right|^2 \tag{8}$$

如果 $\tau = aT_s + bT_c = lPT_c$, 其中 l 为整数, 即延时 τ 为 PN 码周期整数倍时, 得到

$$\alpha_L(a, b) = b^2 + (L - b)^2 \tag{9}$$

代入式(7), 得到

$$\begin{aligned} E\{|\hat{R}_s(lPT_c)|^2\} &= \frac{T_c^2}{T^2} \sigma_s^4 \sum_{k=0}^{\pi T_c - 1} [b^2 + (L - b)^2] = \frac{T_c^2}{T^2} \sigma_s^4 \frac{T}{T_s} [b^2 + (L - b)^2] \\ &= \frac{T_c}{LT} \sigma_s^4 [b^2 + (L - b)^2] \end{aligned} \tag{10}$$

从式(10)可以看出, 对于长码直扩信号, 自相关函数二阶矩在延时 τ 为 PN 码周期整数倍处的峰值与文献[5]中分析的短码直扩信号有所不同。由于 $L < P$, 并且 P/L 不等于整数, 因此式(10)中对于不同的 l, b 的值也是不同的, 表现为大小不同的峰值, 即 $b = 0$ 时峰值最大, $b \approx L/2$ 时峰值最小。

如果 $\tau \neq lPT_c$, 即 $aL + b \neq lP$, 则难以给出 $\alpha_L(a, b)$ 的精确表达式。对于 PN 码序列中不同的起始点 $c_{m,k}(0)$, $\alpha_L(a, b)$ 将会得到不同的值。由于我们假设的信号模型中 P/L 不为整数, 因此起始点 $c_{m,k}(0)$ 将会在 PN 码序列 $\{c_k\} (k = 0, \dots, P - 1)$ 的某些点中等概率地选取。因此可以采用统计的方法估计 $E[\alpha_L(a, b)]$ 。以长度 $P = 127$, 符号周期 $L = 100$ 的 m 序列为例, 通过统计可以得到不同的 b 对应的 $E[\alpha_L(a, b)]$, 如图 1 所示。并且, $E[\alpha_L(a_k, b)] = E[\alpha_L(a_j, b)]$, 即 $E[\alpha_L]$ 是以 L 为周期重复的。从图中可以看出, $E[\alpha_L(a, b)]$ 的曲线类似于半个周期正弦曲线的形状。

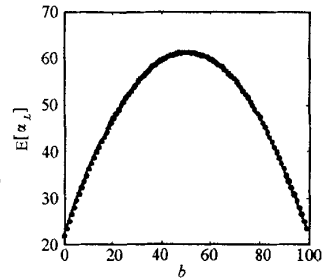


图 1 $E[\alpha_L(a, b)]$ 与 b 的关系
Fig.1 The relationship between $E[\alpha_L(a, b)]$ and b

图 2 为相关函数二阶矩 $\rho(\tau)$ 估计的一个实例, 考虑仅信号存在的情况, 参数为 $P = 127, L = 100, T_c = 1$, 数据窗长度 $T = 800$ 。由于在 τ 为 PN 码周期整数倍时, $\rho(\tau)$ 的峰值很大, 因此将图 2(a) 的部分放大, 以便更清楚地查看 τ 不等于 PN 码周期整数倍的情况, 如图 2(b)。由图 2(a) 可以看出, 当 τ 为 PN 码周期整数倍, 即 $\tau = lP (l = 1, 2, \dots, 6)$ 时, $\rho(\tau)$ 的峰值大小是不同的。由于 $T_c = 1$, 则 $\tau = aL + b$ 。令 $lP = aL + b$, 则 $l = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ 对应于 $b = \{27, 54, 81, 8, 35, 62\}$, 由式(1)可得, 对应的二阶矩估计 $\rho = \{0.076, 0.063, 0.087, 0.107, 0.068, 0.066\}$ 。由图 2(a) 可以看出, $\tau = lP$ 处的峰值大小与式(1)计算得到的峰值大小是一致的, 证明上述的推导是正确的。由图 2(b) 可以看出, 当 $\tau \neq lP$ 时, $\rho(\tau)$ 的变化曲线以 $L = 100$ 为周期重复, 并且每个周期的曲线形状与图 1 的统计结果一致。

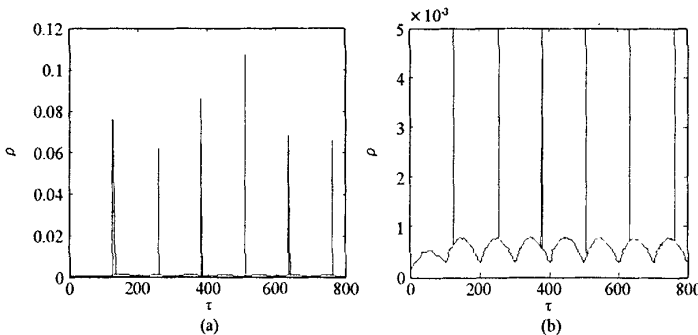


图 2 相关函数二阶矩估计的实例

Fig.2 Example of the second order moment of the autocorrelation estimator

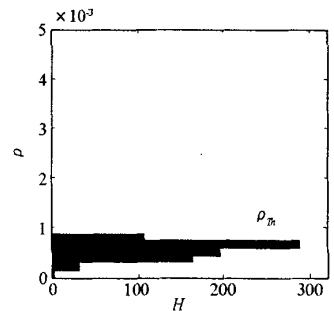


图 3 $\rho(\tau)$ 的直方图分析

Fig.3 Histogram analysis of $\rho(\tau)$

3 长码直扩信号的符号速率估计

从上节的分析以及图 2 可以看出, 长码直扩信号的相关函数二阶矩 $\rho(\tau)$ 不仅包含了 PN 码周期的

信息,也包含了符号周期的信息。因此,首先,利用相关函数二阶矩仍然可以估计长码直扩信号的 PN 码周期,虽然与短码的情况略有所不同^[5];其次,利用长码直扩信号的相关函数二阶矩隐含的符号周期信息,可以估计符号速率。

从图 2(b)中可以看出,如果忽略 τ 为 PN 码周期整数倍处的峰值,则曲线将会表现出明显的符号周期特性。这里采用直方图统计的方法来去除 $\tau = lPT_c$ 处的峰值,图 2 中 $\rho(\tau)$ 的直方图分析如图 3 所示。从直方图中具有最大数值的格向 ρ 增大的方向搜索,当出现连续几个格的值为 0 或为个位数时,可以确定一个门限 ρ_m ,如图 3 所示。然后对 $\rho(\tau)$ 中的每一个点与 ρ_m 进行比较,如果 $\rho(k) > \rho_m$,则令 $\rho(k) = \rho(k-1)$,即 PN 码周期整数倍处的点采用邻近的前一个点的值来近似,以保证曲线的平滑。这种基于直方图的峰值去除方法在一般的信噪比下都能获得满意的效果。

另外,由图 2(b)可以看出,当 $\tau < LT_c$ 时, $\rho(\tau)$ 的形状与 $\tau > LT_c$ 时不同。这是因为 $\tau < LT_c$ 时,式(6)中符号 $d_{m,k}$ 和 $d_{m,k-a}$ 具有相关性,因此在式(6)中未考虑 $a=0$ 的情况。为了减小 $\tau < LT_c$ 这段数据对符号速率提取的影响,可以将这些样点从 $\rho(\tau)$ 中去除。由于符号周期 LT_c 是未知的,因此实际应用中可以多去除一些点。

在进行了以上预处理后,得到的信号记为 $\rho_1(\tau)$ 。为了提取出符号速率分量,对预处理的信号 $\rho_1(\tau)$ 进行如下处理。首先减去均值,得到

$$\rho_2(\tau) = \rho_1(\tau) - E[\rho_1(\tau)] \quad (11)$$

对 $\rho_2(\tau)$ 进行自相关处理,记为 $R_{\rho_2}(\tau)$ 。然后对 $R_{\rho_2}(\tau)$ 进行 Fourier 变换,并取模

$$F_{\rho_2}(f) = |FT[R_{\rho_2}(\tau)]| \quad (12)$$

图 4 给出了前面采用的实例的 $R_{\rho_2}(\tau)$ 和 $F_{\rho_2}(f)$ 的曲线,从图中的频谱 $F_{\rho_2}(f)$ 可以看出, $R_{\rho_2}(\tau)$ 近似为单频正弦曲线。图中,归一化采样频率为 1,从频谱分析的峰值可以得到长码直扩信号的符号速率 $f_{Ts} = 0.01$,即符号周期 $L = 100$ (假设 $T_c = 1$)。

至此,可以概括本文所提出的长码直扩信号符号速率估计的过程为:

- (1) 对输入信号 $y(k)$ 进行相关函数二阶矩估计 $\rho(\tau)$;
- (2) 对 $\rho(\tau)$ 进行直方图分析,并进行预处理,得到 $\rho_1(\tau)$;
- (3) 对 $\rho_1(\tau)$ 减去均值,得到 $\rho_2(\tau)$;
- (4) 对 $\rho_2(\tau)$ 进行自相关处理,得到 $R_{\rho_2}(\tau)$;
- (5) 对 $R_{\rho_2}(\tau)$ 进行 Fourier 变换,并取模,得到 $F_{\rho_2}(f)$;

(6) 根据 $F_{\rho_2}(f)$ 中的峰值得到符号速率 f_{Ts} 和符号周期 L 的估计值。

4 仿真分析

在本节中,利用计算机仿真实验来评估所提出的符号速率估计方法的性能。在仿真中,对每个信噪比(SNR)条件下分

别独立进行了 200 次 Monte Carlo 实验。PN 码序列采用 m 序列,对不同 PN 码长度 P 和符号长度 L 的情况进行了仿真。考虑每个码片采一个点的情况,相关函数二阶矩估计采用的数据窗个数为 M ,每个窗的长度(即码片个数)记为 N 。需要注意的是,图 1 中的 $E[\alpha_L(a, b)]$ 曲线是通过假设起始点在 PN 码序列中等概率地选取而统计得到的,因此采用的数据窗个数 M 必须足够大,以保证在相关函数二阶矩 $\rho(\tau)$ 的估计中表现出符号周期的特征。一般要选择 M 至少大于 PN 码长度 P ,而 M 越大,符号周期的特征曲线越平滑。

首先采用的信号参数为 $P = 127, L = 100$,仿真了不同 M 和 N 对符号速率估计性能的影响,如图 5 所示,其中纵轴为符号速率估计的归一化均方根误差(NRMSE)。从图中可以看出,增大数据窗个数 M 和窗长 N 均会提高估计精度。在低信噪比时,噪声会影响符号速率谱线的检测,但可以通过增大 M 和

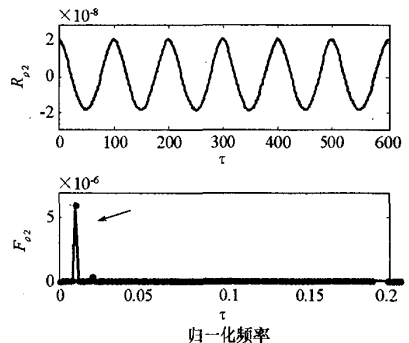


图 4 $R_{\rho_2}(\tau)$ 的时域与频谱曲线

Fig.4 Example of $R_{\rho_2}(\tau)$ and its spectrum

N 来改善,当然这是以增大运算量为代价的。增大 M 的作用是提高信噪比,而增大 N 则增加了用于频谱分析的数据长度,可以提高 FFT 的基本分辨率。

其次,在 $M = 1000, N = 1000$ 的条件下,分别对 $P = 127, L$ 为 25、50 和 100,以及 $P = 255, L = 100$ 的情况进行了仿真比较,如图 6 所示。从图中可以看出,采用同样数据量的情况下,PN 码长度 P 相同时,不同信号在高信噪比时具有相近的估计性能,但符号周期越小,低信噪比下的估计性能越差。原因在于, L 较小时,图 1 中的曲线幅度减小,即相关函数二阶矩中的符号周期特性变弱,第二次相关处理的数据 $R_{p2}(\tau)$ 的信噪比降低,因此需要增大 M 来提高信噪比,增大 N 来提高估计精度。从图中还可以看出,当 $L = 100$ 相同时, $P = 255$ 比 $P = 127$ 的信号的符号速率估计性能下降。原因在于, P 越大,相关窗的起始点将从更长的 PN 码中选取,要达到每个点近似等概率的选取效果,需要增大窗的个数 M 。

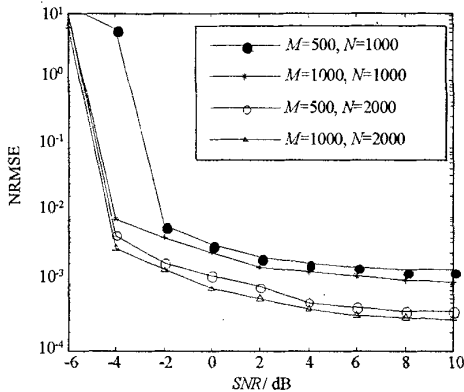


图 5 数据窗个数 M 和长度 N 对估计性能的影响

Fig.5 Estimation performance with different M and N

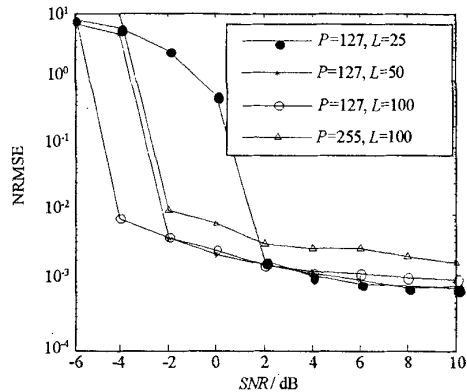


图 6 不同 P 和 L 的信号的估计性能

Fig.6 Estimation performance of signals with different P and L

另外,需要说明的是,本文为了简化推导,假设每个码片内采样一个点,实际上所提出的算法对于采样频率大于码速率的情况仍然适用。只是 $R_{p2}(\tau)$ 的频谱中除了符号速率谱线外,还存在码速率谱线。由于符号速率远小于码速率,因此容易区别出两个谱线,即本文的方法也可以同时估计码速率。

5 结束语

在通信侦察等非协作系统中,对信号参数的盲估计具有重要意义。长码直扩信号的应用改变了伪码的周期和相关特性,使得参数盲估计更加困难。本文在分析长码直扩信号的相关函数二阶矩的基础上,首次提出了长码直扩信号符号速率的估计方法。该方法将相关函数二阶矩的估计作为输入信号进行预处理,对预处理后的信号再次进行自相关处理,则所得的信号的频谱中含有符号速率谱线,因此可以通过频谱分析得到符号速率的估计。理论分析和计算机仿真实验证明了所提出的符号速率估计方法的有效性。

参考文献:

- [1] Flikkema P G. Spread-spectrum Techniques for Wireless Communications [J]. IEEE Signal Process Mag., 1997, 14(5): 26-36.
- [2] Stuber G L. Principles of Mobile Communication[M]. 2nd ed., New York: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [3] Goldsmith A. Wireless Communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [4] Burel G, Boudier C. Blind Estimation of the Pseudo-random Sequence of a Direct Sequence Spread Spectrum Signal[C]// IEEE-Milcom., Oct. 22-25, 2000, Los Angeles, USA, 2000: 1-4.
- [5] Burel G. Detection of Spread Spectrum Transmissions Using Fluctuations of Correlation Estimators[C]// IEEE-ISPACS, November 2000: B8.2.5.1-B8.2.5.6.
- [6] Zhan Y, Cao Z, Lu J. Spread-spectrum Sequence Estimation for DSSS Signal in Non-cooperative Communication Systems[J]. IEE Proc.-Commun., 2005, 152(4): 476-480.
- [7] 沈振惠,唐斌,吕燕,等. 基于四阶统计 2-D 切片的直扩信号多参数估计[J]. 信号处理, 2005, 21(3): 304-306.
- [8] 朱祥维,王梦丽,王飞雪,等. 存在自干扰码时的短周期伪码截获技术[J]. 国防科技大学学报, 2007, 29(1): 59-64.
- [9] Torrieri D J. Performance of Direct Sequence Systems with Long Pseudo-noise Sequences [J]. IEEE Selected Areas in Communications, 1992, 10(4): 770-781.
- [10] 王剑,贾坤,朱银川,等. 直扩信号检测与估计的改进[J]. 电讯技术, 2004(1): 44-47.

