

低信噪比下非周期性直扩信号的盲估计

王满喜^{1,2}, 李宏², 马刈非¹, 陶业荣²

(1. 解放军理工大学通信工程学院 南京 210007; 2. 63880部队 洛阳 471003)

【摘要】为解决低信噪比下非周期性直扩信号PN码序列的盲估计难题,提出了以两倍信息码元宽度为分段长度的分段矩阵特征分解法(SEVD)对PN码序列进行初步估计,然后对得到的各段估计序列进行拼接,再通过基于最优移位相加特性的信息码剥离算法得到原始PN码序列的盲估计方法,该方法采用并行处理以提高运算速度,并具有无需事先提取同步信息、能够消除“反码”现象的优点。仿真结果表明该方法能够在信噪比大于-17 dB条件下对扩频码码长为1 023的m序列的非周期性直扩信号做到无误码盲估计。

关键词 非周期性; 盲估计; 直扩; 移位相加

中图分类号 TN911.7

文献标识码 A

doi: 10.3969/j.issn.1001-0548.2009.02.05

Blind Estimation of Lower SNR Aperiodic DS Signals

WANG Man-xi^{1,2}, LI Hong², MA Yi-fei¹, and TAO Ye-rong²

(1. Institute of Communication Engineering, PLAUST Nanjing 210007; 2. Unit 63880 Luoyang 471003)

Abstract A blind estimation method for pseudo noise (PN) sequence estimation of aperiodic direct sequence spread spectrum (DS) signals under condition of lower signal noise ratio (SNR) is presented. The proposed method estimates the PN sequence with segmented matrix eigenvalue decomposition (SEVD) method whose segment length equals double information bits, and then shells off the random information bits from the estimated sequences to obtain the original PN sequence based on the optimal shift-and-add property. The method accelerates the computation speed by applying parallel computing without need of prior synchronization information, and it can sweep off the “code blurring” phenomena. Simulation results show that the aperiodic DS signal with m sequence period 1 023 can be estimated without any errors as long as the SNR is above -17 dB.

Key words aperiodic; blind estimation; direct sequence spread spectrum; shift-and-add

直接序列扩频(DS)信号具有抗干扰性强、隐蔽性好等优点,这使其被广泛应用于军事通信、卫星通信和卫星导航等系统中。通常,直扩信号可分为两大类^[1]:周期性和非周期性直扩信号。周期性直扩信号指一个信息码由一个或多个周期的扩频伪码序列扩频调制,目前大多数直扩电台、GPS C/A码信号都属于该体制;非周期性直扩信号也称长码直扩信号,是指一个扩频伪码序列周期包括多个信息码元周期,即不同信息码元对应的扩频伪码序列是变化的,典型的应用包括JTIDS信号、GPS-P(Y)码信号等。和周期性直扩信号相比,非周期性直扩信号的非协作接收更为困难,目前还在尝试阶段。

当前已见诸报道的直扩信号PN码序列盲估计主要方法有三阶相关法^[2]、子空间分解法^[3]、自适应滤波法(或神经网络法)^[4]以及相应的改进算法^[5-8],但上述算法都是针对周期性直扩信号的,文献[9]中

虽然采用矩阵特征分解方法对非周期性信号的盲估计进行了分析,但提出的算法运算量极大,且没有能够恢复出原始PN码序列的有效算法。为此,本文提出了先以两倍信息码元宽度为分段长度的分段矩阵特征分解法来估计PN码序列,然后通过基于最优移位相加特性的信息码剥离算法得到原始PN码序列的盲估计方法,该方法无需盲同步,且在低信噪比条件下性能鲁棒。

1 信号表示

设接收端被高斯白噪声污染的基带直扩信号可表示为:

$$y(t) = s(t - T_0) + n(t) \quad (1)$$

式中 $s(t) = d(t)p(t)$ 为有用基带直扩信号,

$p(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} p_j q(t - jT_c)$, 其中 $\{p_j \in \{+1, -1\}\}$ 为扩频

收稿日期: 2008-08-28; 修回日期: 2008-11-06

基金项目: 部级预研基金

作者简介: 王满喜(1979-), 男, 博士生, 主要从事通信工程、通信对抗方面的研究。

码序列, $j=0,1,\dots,N-1$, T_c 为码片时宽, N 为序列长度, 即周期 $T_p=NT_c$; $q(t)$ 为发射滤波器、信道冲击响应函数、接收滤波器的卷积, 理想情况下是宽度为 T_c 的矩形门函数; $d(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty} d_m g(t-mT_b)$, $d_m \in \{+1,-1\}$ 为等概率分布的信息码序列, T_b 为信息码片时宽; $g(t)$ 为宽度为 T_b 的矩形门函数; T_0 为在 $[0,T_b]$ 上均匀分布的随机时延; $n(t)$ 为接收滤波器输出端零均值高斯白噪声, 方差为 σ_n^2 , 且与 $s(t)$ 不相关。定义直扩信号的扩频调制比为:

$$k = NT_c/T_b \quad (2)$$

当 $k > 1$ 时, 表示一个扩频码周期内包含 k (一般为整数)个信息码元周期的非周期性直扩信号, 同时可得一个信息码元周期 T_b 内的PN码片数目为 N/k , 即系统的处理增益。

2 分段矩阵特征分解(SEVD)码序列估计算法

假设非周期性直扩信号的PN码码片时宽 T_c 、信息码码片时宽 T_b 和PN码周期 T_p (即 N)均已知, 故可选取接收到的非周期性直扩基带信号总长度 $L=lT_p$, l 为正整数, 信号采样周期为 T_c (即每个PN码码片一个采样点)。对信号按宽度 $T_s=2T_b$ 进行有重叠分段, 重叠长度为 T_b , 各段用数据向量表示为:

$$y_i^j = \{y(iT_p + jT_b + rT_c)\}_{r=1,2,\dots,2N/k} = s_i^j + n_i^j \quad (3)$$

式中 $i=0,1,\dots,l-1$ 为信号总长度内PN码周期的标号; $j=0,1,\dots,k-1$ 为每PN码周期内的信息码元的标号。向量 y_i^j 、 s_i^j 、 n_i^j 的维数均为 $2N/k$, 如图1所示。

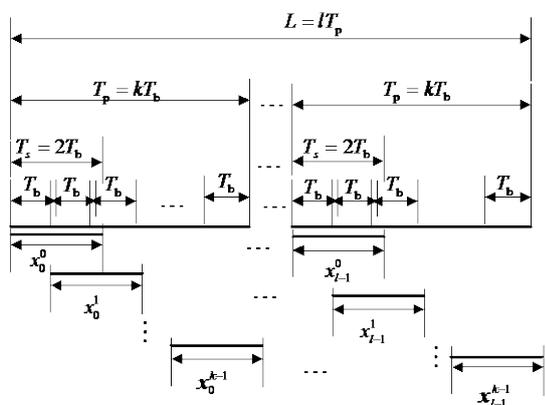


图1 数据分段示意图

如果选取信号的起始点并不恰好处于信息码与

PN码调制的同步点上, 那么可知每一分段将包含连续3位信息码调制的PN码信号, 即:

$$s_i^j = d_{i-}^j P^j + d_i^j P^j + d_{i+}^j P^j \quad (4)$$

式中 d_i^j 是第 i 个PN码周期内的第 j 个信息码; d_{i-}^j 为 d_i^j 的前一个信息码; d_{i+}^j 为 d_i^j 的后一个信息码。当 $0 < j < k-1$ 时, $j_- = j-1$, $i_- = i$, $j_+ = j+1$, $i_+ = i$; 当 $j=0$ 时, $j_- = k-1$, $i_- = i-1$, $j_+ = j+1$, $i_+ = i$; 当 $j=k-1$ 时, $j_- = j-1$, $i_- = i$, $j_+ = 0$, $i_+ = i+1$ 。而 P^j 分为3个部分: 前一部分是长度为 $(T_b - T_0)/T_c$ 的零值, 中间一部分为包含在第 i 个PN码周期内的第 j 个信息码元宽度内的PN码序列, 持续长度为 N/k , 最后一部分是长度为 T_0/T_c 的零值。 P^{j-} 分为两部分: 前一部分是包含在信息码元 d_{i-}^j 内的长度为PN码序列的后段, 该部分长度为 $(T_b - T_0)/T_c$; 后一部分是长度为 $(T_b + T_0)/T_c$ 的零值。同样 P^{j+} 也分为两部分: 前一部分是长度为 $(2T_b - T_0)/T_c$ 的零值; 后一部分是包含在信息码元 d_{i+}^j 内的长度为PN码序列的后段, 该部分长度为 T_0/T_c 。

将得到的分段信号重新组合可得:

$$Y^j = [y_0^j \ y_1^j \ \dots \ y_{l-1}^j] \quad (5)$$

对 Y^j 的自相关矩阵 R^j 进行特征分解分析可以得到:

$$R^j = U_s^j A_s^j (U_s^j)^H + U_n^j A_n^j (U_n^j)^H = \sigma_n^2 \rho^j \left\{ \frac{T_b - T_0}{T_c} v^{j-} (v^{j-})^H + \frac{T_b}{T_c} v^j (v^j)^H + \frac{T_0}{T_c} v^{j+} (v^{j+})^H \right\} + \sigma_n^2 I \quad (6)$$

式中 $\rho^j = \sigma_s^{2,j} / \sigma_n^2$ 为信噪比, $\sigma_s^{2,j} = \sigma_d^{2,j} E_p^j / T_b$ 为有用直扩信号的方差, $\sigma_d^2 = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} |d_i^j|^2$ 为信息码

元序列 $\{d_i^j\}$ 的方差, $E_p^j = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{l-1} T_c \|P^j\|^2 \approx T_c \|P^j\|^2$ 是长度为 N/k 的PN码序列的能量; 向量 v^{j-} 、 v^j 和 v^{j+} 是 P^{j-} 、 P^j 和 P^{j+} 的幅度归一化向量; A_s^j 为3阶矩阵, A_n^j 为 $2N/k - 3$ 阶矩阵; U_s^j 的列向量由 R^j 的前3个较大特征值 λ^j 、 λ^{j-} 、 λ^{j+} 所对应的特征向量构成; U_n^j 的列向量则由其他特征值 σ_n^2 所对应的特征向量构成。 λ^j 是 R^j 的最大特征值, 通过 λ^j 对应的特征向量 v^j 可以反映分段区间内的PN码序列值, 即该段的PN码估计值 $\hat{P}^j = \pm \text{sign}(v^j)$ 。当对所有 j 均得到 \hat{P}^j 后, 可以把 $\{\hat{P}^j\}_{j=0,1,\dots,k-1}$ 重新组合成一周期完整

的PN码序列, 即:

$$P=[\hat{P}^0, \hat{P}^1, \dots, \hat{P}^{k-1}]^T = [\pm \text{sign}(v^0), \pm \text{sign}(v^1), \dots, \pm \text{sign}(v^{k-1})]^T \quad (7)$$

但由于特征分解方法存在反码问题, 各段均可以独立地取正负号, 所以输出序列将有 2^k 种选择, 本文将通过提出的信息码剥离算法来恢复出原始PN码序列。

另外, 由于特征分解算法的运算量与信号维数的三次方成正比, 即其运算量为 $O(N^3)$, 分段后处理的运算量为 $kO((2N/k)^3)$, 可见分段能够大大地减小运算量, 且PN码周期越长, k 越大, 运算量减小的效果越明显。

如图2、图3所示分别给出了当 $j=1$ 时, R^j 按降序排列的特征值谱和 λ^j 、 λ^{j-} 、 λ^{j+} 所对应的特征向量 v^{j-} 、 v^j 和 v^{j+} , 此时的PN码序列是周期 $N=1023$ 的m序列, 数据总长度 $L=256T_p$, 扩频调制比 $k=4$, 信噪比(SNR)为 -9.5 dB。图4、图5分别给出了当 $L=256T_p$ 、 k 变化时和当 $k=4$ 、 L 变化时得到的序列估计误码率。由于存在反码问题, 在此, 序列估计误码率定义为估计序列和原始序列之间相同码元数和不同码元数的最小值与序列周期之比, 即 $P_b = \min(\text{Num}_{\text{相同}}, \text{Num}_{\text{不同}})/N$ 。从图中可以看出, 系统处理增益越高(即 k 越小), 数据总长度 L 越大, 估计误码率越小, 而且在 $k=4$, 数据总长度 L 不小于 $512T_p$ 时, 估计算法在信噪比为 -17 dB 以上的估计误码率小于6%(如图4所示), 这将保证后续信息码剥离算法的顺利实现。

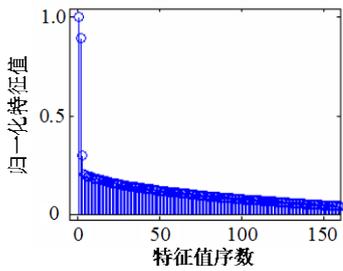


图2 按降序排列的特征值谱

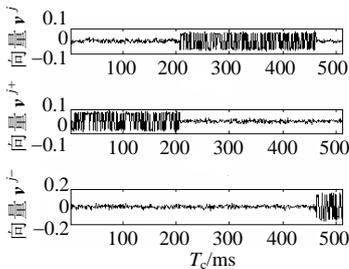


图3 特征向量 v^j 、 v^{j-} 和 v^{j+}

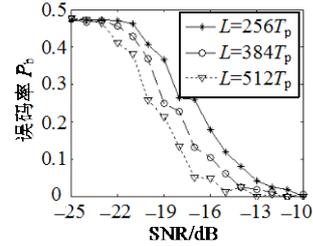


图4 不同 L 时的误码率

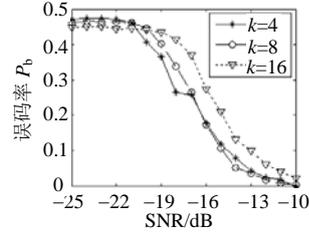


图5 不同 k 时的误码率

3 基于最优移位相加特性的信息码剥离算法

首先, 引用m序列的移位相加特性如下^[10]:

考虑周期为 N 的m序列 $\{a_{i+k}\}$ 和 $\{a_{i+l}\}$, 它们均基于 n 阶 q 进制伽罗瓦域 ($GF(q)$ 域) 上的本原多项式 $p(D)$, 则其移位相加特性表明对于所有 $0 \leq k, l \leq N-1$ 的序列移位, 存在一个唯一的整数 s 满足如下关系:

$$\{a_{i+k} \oplus a_{i+l}\} = \{a_{i+s}\} \quad k \neq l \pmod N \quad (8)$$

且该特性只适用于m序列; 反之, 如果满足移位相加特性, 那么这个序列就是m序列。

根据上面的特性, 本文给出算法引理:

设 $\{a_i\}$ 是由 n 阶二进制伽罗瓦域 ($GF(2)$ 域) 上的本原多项式 $p(D)$ 定义的周期为 $N=2^n-1$ 的m序列, T_c 为码片时宽, $\{a'_i\} = \{a_i \oplus d_i\}$ 为被信息码调制后的序列值, $\{d_i\}$ 为信息码序列 $d_m \in \{0,1\}$ 的采样序列, d_m 的码元时宽为 T_b , 且有 $T_b/T_c \gg 1$, 那么当 d_m 不为全0或全1时, $\{a'_i\}$ 不是m序列。

利用反证法对上述引理证明如下: 假设经过调制后的 $\{a'_i\}$ 仍是m序列, 则根据移位相加特性可知, 对 $\{a'_i\}$ 存在一个唯一的整数 s' 满足:

$$\{a'_{i+k} \oplus a'_{i+l}\} = \{a'_{i+s'}\} \quad k \neq l \pmod N \quad (9)$$

把 $\{a'_i\} = \{a_i \oplus d_i\}$ 代入式(9)可得:

$$\{a_{i+k} \oplus d_{i+k}\} \oplus \{a_{i+l} \oplus d_{i+l}\} = \{a_{i+s'} \oplus d_{i+s'}\} \quad (10)$$

改变式(10)运算次序可得:

$$\{a_{i+k} \oplus a_{i+l}\} \oplus \{d_{i+k} \oplus d_{i+l}\} = \{a_{i+s'} \oplus d_{i+s'}\}$$

又 $\{a_i\}$ 是m序列, 式(8)成立, 故有:

$$\{a_{i+s'}\} \oplus \{d_{i+k} \oplus d_{i+l}\} = \{a_{i+s'}\} \oplus \{d_{i+s'}\}$$

即有:

$$\{d_{i+k} \oplus d_{i+l}\} = \{d_{i+s}\} \quad (11)$$

由于 d_m 不为全0或全1时, 根据m序列的移位相加特性可知, 只有当 d_i 也为m序列时式(9)才能够成立; 但是从定义可知, d_m 为等概率分布信息码序列, 故 $\{d_i\}$ 实际上是最小游程长度为 T_b/T_c 的序列, 而这显然不符合m序列的另一个重要特性——游程分布的随机特性, 故式(9)是不成立的, 因此, 假设错误, $\{a'_i\}$ 不是m序列, 同时可知 $\{a'_i\}$ 不具有移位相加特性。证毕。

由上面的引理可知, 移位相加特性是区别未被调制m序列和已被调制m序列的重要特性, 利用该特性, 通过搜索的方法, 可以把信息码从已被调制序列中剥离出来的。令由前面得到的PN码序列为 $P = \{p_d(i)\}_{i=1,2,\dots,N}$, 则 $p_d(i)$ 可表示成:

$$p_d(i) = d(i)p_s(i) \quad (12)$$

式中 $p_s(i)$ 为原始PN码序列, 且假设 $p_s(i)$ 为m序列; $d(i) \in \{+1, -1\}$ 为独立等概率分布的信息码。假设 $d_e^j(i)$ 为对 $d(i)$ 进行搜索的序列, 由于扩频调制比为 k , 故共有 2^k 种可能, 令 $d_e^j(i)$ 为其中第 j 种可能, $j \in [0, 2^k - 1]$, 则此时对应的 $p_s(i)$ 的估计序列 $p_e^j(i)$ 为:

$$p_e^j(i) = d(i)d_e^j(i)p_s(i) \quad (13)$$

定义判决变量为:

$$C(j) = \max_{m \in [1, N]} \left\{ \max_{n \in [1, N]} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_e^j(i)p_{e,m}^j(i)p_{e,n}^j(i) \right\} \right\} \quad (14)$$

式中 $p_{e,m}^j(i)$ 、 $p_{e,n}^j(i)$ 为 $p_e^j(i)$ 分别循环移动 m 、 n 位后得到的序列; $m, n \in [1, N]$ 。另外令 $C(m, j) =$

$\max_{n \in [1, N]} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_e^j(i)p_{e,m}^j(i)p_{e,n}^j(i) \right\}$ 作为其观察变量。通过分析可得:

$$\begin{cases} C(j) = 1 & d_e^j(i) = d(i) \\ C(j) = -1/N & d_e^j(i) = -d(i) \\ C(j) \approx 0 < 1 & d_e^j(i) \approx d(i) \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可知, 对 $C(j)$ 进行峰值搜索, 则该段信号的信息序列 $d(i)$ 可由最高峰值对应的 $d_e^j(i)$ 估计出, 把 $d_e^j(i)$ 代入式(13)可得PN码序列 $p_s(i)$, 且该方法不存在变号问题, 能够唯一地恢复出原始PN码序列。

下面在前面得到的码序列 $\{p_d(i)\}_{i=1,2,\dots,N}$ 的基础上进行仿真, $\{p_d(i)\}_{i=1,2,\dots,N}$ 虽不含有噪声, 但存在误码。图6、图7给出的是没有误码时的观察变量

$C(m, j)$ 的三维图和判决变量 $C(j)$ 曲线, 从图中可以看出, 对于没有误码的m序列, 对每一个 m 都存在一个 n' 使 $C(m, j)$ 出现峰值, 所以当 $d_e^j(i) = d(i)$ 时, $C(m, j)$ 会出现均匀一致的峰值, 如图6所示。图中, 对应于 $C(j)$ 曲线上将出现明显的峰值, 由峰值对应的 j 值即可得到 $d_e^j(i)$ 。

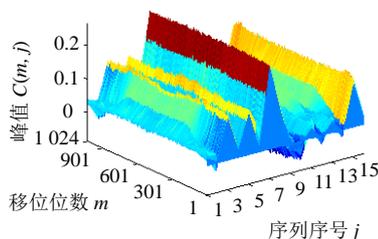


图6 没有误码时的 $C(m, j)$

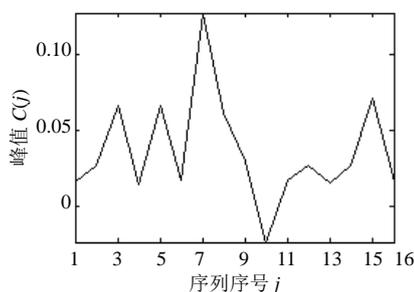


图7 没有误码时的 $C(j)$

图8、图9给出的存在部分误码情况下的算法仿真结果。图中WB表示误码的个数, 且误码出现的位置是随机的。图8给出的是当 $WB=4$ 时的 $C(m, j)$ 三维图, 从图中可以看出由于误码的存在, 部分地破坏了m序列的移位相加特性, 使 $C(m, j)$ 在 $d_e^j(i) = d(i)$ 时不再出现均匀一致的峰值, 而是仅在某些 m 值处出现峰值。但是, 当 WB 不是很大时, 并不影响算法的性能。图9给出的是当 WB 取不同值时的 $C(j)$ 曲线, 图中还给出了当扩频码为完全随机序列时的 $C(j)$ 曲线。从图中可以看出, 当 $WB < 64$ 时, 即误码率小于6.3%时, $C(j)$ 仍然具有明显的峰值, 故此时误码的存在并不影响算法性能; 而当 $WB > 64$ 时, $C(j)$ 峰值不再明显, 和随机序列的 $C(j)$ 曲线已经差别不大, 故此时算法不再适用。

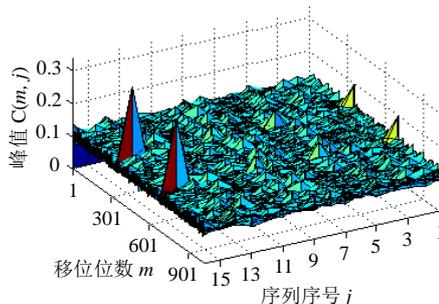
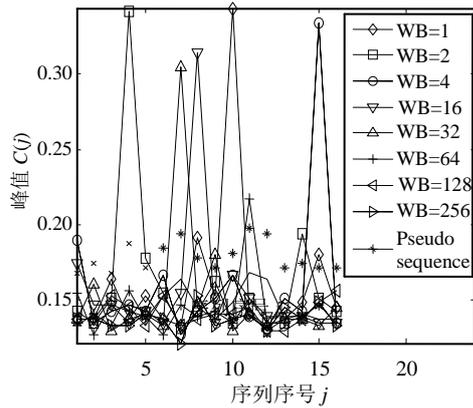


图8 $WB=4$ 时的 $C(m, j)$

图9 不同WB时的 $C(j)$

4 结束语

针对非合作背景下非周期性直扩信号PN码盲估计问题, 本文提出了采用分段特征分解盲估计算法和信息码剥离算法相结合的PN码估计算法, 但是文中的信息码剥离算法目前仅能对线性码如m序列有效, 对其他非线性的伪随机码尚需研究新的算法。

参考文献

- [1] 詹毅. 通信侦察技术未来发展方向探讨[J]. 通信对抗, 2007, (1): 3-7.
ZHAN Yi. Discussion on some emerging researching directions of communication reconnaissance techniques[J]. Communication Countermeasures, 2007(1): 3-7.
- [2] ADAMS E R, GOUDA M. Detection & characterisation of DS/SS signals using higher-order correlation[C]//Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings. Mainz: IEEE, 1996: 27-31.
- [3] DOMINIQUE F, REED J H. Simple PN code sequence estimation and synchronization technique using the constrained Hebbian rule[J]. Electronics Letters, 1997, 33(13): 1119-1120.

- [4] BUREL G, BOUDER C. Blind estimation of the Pseudo-Random sequence of a direct sequence spread spectrum signal[C]//IEEE 21st Century Military Communications Conference. Los Angeles: IEEE, 2000, 2: 967-970.
- [5] 张天骐, 周正中, 郭宗祥, 等. 一种直扩信号PN码序列估计的神经网络方法[J]. 信号处理, 2001, 17(6): 533-537.
ZHAN Tian-qi, ZHOU Zheng-zhong, GUO Zong-xiang, et al. An approach for estimation of PN code sequence of DS signals based on neural networks [J]. Signal Processing, 2001, 17(6): 533-537.
- [6] ZHAN Y, CAO Z, LU J. Spread-spectrum sequence estimation for DSSS signal in non-cooperative communication[J]. IEE Pro-Commun, 2005, 152(4): 476-480.
- [7] 章军, 詹毅. 负信噪比直扩信号伪码盲估计方法[J]. 通信对抗, 2006(2): 10-13.
ZHANG Jun, ZHAN Yi. A method for blind estimation of PN sequence in negative SNR DSSS signal[J]. Communication Countermeasures, 2006(2): 10-13.
- [8] 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(工学版), 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.
- [9] 张天骐, 周正中, 林孝康, 等. 低信噪比长伪码直扩信号的盲估计方法[J]. 信号处理, 2008, 24(6): 370-376.
ZHAN Tian-qi, ZHOU Zheng-zhong, LIN Xiao-kang, et al. Approach to blind estimation of lower SNR long code DS signals[J]. Signal Processing, 2008, 24(6): 370-376.
- [10] ZEPERNICK H J, FILGER A. 伪随机信号处理——理论与应用[M]. 甘良才, 译, 北京: 电子工业出版社, 2007.
ZEPERNICK H J, FILGER A. Random signal processing theory and application[M]. Translated by Gan Liang-cai. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007.

编辑 张俊