

# 非周期长码直扩信号同步及伪码序列盲估计

邱钊洋\* 李天昀 查雄

(信息工程大学信息工程学院 郑州 450001)

**摘要:** 非合作直接序列扩频系统中伪随机码的估计与同步是正确获取信息的关键。现有的研究成果多集中在短码或周期长码直扩信号的解扩, 该文针对无伪码先验知识条件下NPLC-DSSS信号的失步时间估计问题, 提出一种基于相关矩阵元素分布建模的方法, 该方法以信息码宽分段的信号构建自相关矩阵, 并以该矩阵的Frobenius范数与失步时间之间的对应关系, 实现NPLC-DSSS信号失步时间的精确估计。在此基础上, 通过引入判决辅助思想构建了循环迭代结构实现了NPLC-DSSS信号伪码序列的盲估计。最后, 推导了该伪码序列盲估计问题的Cramer-Rao理论界。数值分析结果表明, 文中所述算法在相同的信噪比和数据量条件下具有更好的估计精度, 且对伪码的估计性能接近理论界。

**关键词:** 非周期长码直扩信号; 非合作接收; 伪码序列估计; 判决辅助

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)08-2171-10

DOI: 10.11999/JEIT200545

## Blind Synchronization and Estimation for PN Code of NPLC-DSSS Signal

QIU Zhaoyang LI Tianyun ZHA Xiong

(Institute of Information Systems Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** Synchronization and estimation for Pseudo Noise (PN) code of non-cooperative Direct Sequence Spread Spectrum(DSSS)system is the key to obtain the information correctly. Previous works mostly concentrate on Short or Periodic Long Code DSSS(SC-DSSS, PLC-DSSS)signal. Aiming at the estimation for out-of-step time of Non-Periodic Long Code DSSS (NPLC-DSSS) signal without the prior knowledge about the PN code, a distribution modeling-based method for the elements of correlation matrix is proposed. The auto-correlation matrix of information-bit-long segments is constructed and the accurate estimation for out-of-step time is achieved according to the Frobenius norm as a function of out-of-step time. On this basis, by introducing decision aided idea, the cyclic iterative structure is constructed to realize a blind estimation for PN sequence of NPLC-DSSS signal. Finally, the Cramer-Rao Bound (CRB) for the blind PN code estimation problem is derived. Numerical analysis results demonstrate that the proposed method can achieve better estimation accuracy in the same signal to noise ratio and data volume condition and the performance is close to the theoretical bound.

**Key words:** Non-Periodic Long Code Direct Sequence Spread Spectrum (NPLC-DSSS) signal; Non-cooperative reception; PN codes estimation; Decision-aided

### 1 引言

直接序列扩频体制是指在发送端采用伪随机序列对发送符号进行调制, 从而提高信号抗干扰性能的一种通信体制<sup>[1]</sup>。该体制的核心思想是用发射带

宽换取发射功率, 理论上只要伪码长度足够长, 可实现任意倍数的扩频增益。由于伪随机序列具有类白噪声特性, DSSS信号具备显著的抗干扰、抗截获能力, 因此广泛运用于军用和商用通信系统, 如GPS系统、联合战术信息分发系统、NTDR高速数据电台等<sup>[2-5]</sup>。对此类信号开展非合作接收条件下盲解调技术的研究, 在军事通信对抗、频谱侦察及无线电管控等领域都具有十分重要的意义。

通常, 根据伪码周期和信息码周期之间的倍数关系, DSSS信号可分为3类: 当伪码周期与信息码

收稿日期: 2020-07-03; 改回日期: 2020-11-10; 网络出版: 2020-12-11

\*通信作者: 邱钊洋 qiuzhaoyang2010100@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61401511, U1736107)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61401511, U1736107)

周期相等时,称为短码直扩信号(SC-DSSS);当伪码周期为信息码周期的整数倍时,称为周期长码直扩信号(PLC-DSSS);当伪码周期大于信息码周期且二者无倍数关系时,称为非周期长码直扩信号(NPLC-DSSS)。针对SC-DSSS和PLC-DSSS信号伪码盲估计问题已经有较为成熟的方法,如特征值分解<sup>[6,7]</sup>、神经网络<sup>[8,9]</sup>、聚类方法等<sup>[10,11]</sup>,但由于NPLC-DSSS信号中伪码被信息码随机扰乱,难以直接应用上述方法。

现有的针对NPLC-DSSS信号伪码估计问题的方法主要包括分段特征值分解法<sup>[12]</sup>、差分特征值分解法<sup>[13]</sup>等,其中分段特征值分解方法主要思想是将信号划分为一系列重叠的时窗,然后建立多个自相关矩阵进行分段估计,最后将得到的分段估计进行拼接,这种方法假设小时窗长度内信息符号不发生跳变,从而相当于多个SC-DSSS的估计问题,但这种方法存在时窗分辨率与性能之间的矛盾。差分特征值分解法的主要思想是对接收信号进行差分以消除发送波形调制的影响,然后进行周期分段特征值分解,这种方法简单易行,但时域差分操作降低了信号的信噪比,导致性能欠佳。文献<sup>[14]</sup>采用相似性度量指标,通过遍历信息符号,实现了失步时间与伪码的联合估计,这种方法在高信噪比条件下性能优良,但信号质量较差时,性能退化严重,同时算法复杂度较高,当伪码周期远大于信息码周期时将难以应用。文献<sup>[15]</sup>采用等效周期(伪码周期和信息码周期的最小公倍数)对差分后信号进行周期分段,并沿用特征值分解方法,这种方法简单有效,但伪码周期与信息码周期二者互质时,等效周期过大导致特征值分解的复杂度大大提升,难以工程实用。多通道接收条件下的NPLC-DSSS信号伪码序列估计也得到了一定程度的关注<sup>[16]</sup>,但要求多个天线阵元,不适用于单通道NPLC-DSSS信号处理。实际中迫切需要一种简单高效的NPLC-DSSS信号伪码估计方法,以应对多变的信号的体制。同时,考虑到对现有算法的评估大多采用误码率指标,存

在下界的不准确性,因此对伪码估计问题的理论界进行研究显得十分必要。

本文通过研究NPLC-DSSS信号的时序特性,依据相关矩阵中元素分布提出一种信息码宽分段方法,并根据相关矩阵Frobenius范数与失步时间之间的关系实现了NPLC-DSSS信号失步时间估计和基于判决辅助的高性能伪码估计算法。同时,通过对NPLC-DSSS信号伪码盲估计问题的理论界开展了深入的研究,推导了参数Fisher信息矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)<sup>[17]</sup>及正定约束条件,给出了约束的Cramer-Rao界并对该理论下界的合理性和准确性进行了分析。

## 2 信号模型

假设接收信号已完成载波同步和定时同步,伪码周期及信息码宽已获得精确估计<sup>[18,19]</sup>,基带BPSK调制的NPLC-DSSS信号可表示为

$$x(n) = A \sum_{m=0}^{\bar{M}-1} b_m q(n - mG - \tau) \sum_{k=0}^{M-1} c(n - kL) + v(n) \quad (1)$$

其中,  $b_m$ 为第 $m$ 个信息比特;  $q(n)$ 为过采的信息码波形(矩形);  $c(n)$ 为伪随机序列;  $A$ 为发送信号的幅度;  $G$ 为信息码码元宽度;  $L$ 为扩频伪码序列长度;  $\bar{M}$ 为信息码个数;  $M$ 为伪码序列周期数;  $\tau$ 为失步时间,表示信号接收起始点与下一个信息码元起始位置之间的时间差;  $v(n)$ 为均值为0,方差为 $\sigma^2$ 的高斯白噪声。可对信号建立如式(2)所示矩阵模型

$$\begin{cases} \mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \cdots & \mathbf{x}_M] \\ \mathbf{x}_j = A\mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}} + \mathbf{v}, j = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{X}$ 为 $L \times M$ 的观测矩阵,其列向量 $\mathbf{x}_j$ 表示长度为伪码周期的接收信号列向量;  $\mathbf{P}_j$ 为对角矩阵,其对角元素为第 $j$ 个伪码周期内所传输的信息码波形;  $\tilde{\mathbf{c}}$ 为伪码序列的循环移位;  $\mathbf{v}$ 表示均值为0,方差为 $\sigma^2$ 高斯白噪声向量。根据伪码周期长度与信息码宽之间的关系,考虑更一般的情况,当 $L$ 和 $G$ 互质时,  $\mathbf{P}_j$ 可表示为

$$\mathbf{P}_j = \begin{bmatrix} b_{\lceil \frac{(j-1)L-\tau}{G} \rceil} \mathbf{I}_{\lfloor \frac{(j-1)L-\tau}{G} \rfloor_{G+\tau-(j-1)L}} & & & \\ & b_{\lceil \frac{(j-1)L-\tau}{G} \rceil + 1} \mathbf{I}_G & & \\ & & \ddots & \\ & & & b_{\lfloor \frac{(j-1)L-\tau}{G} \rfloor + \delta_j - 1} \mathbf{I}_{jL-\tau - \lfloor \frac{jL-\tau}{G} \rfloor G} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中,  $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整操作,  $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整操作。  $\delta_j$ 表示第 $j$ 个伪码周期所传输的信息比特个数,可由式(4)计算得到

$$\delta_j = \left\lceil \frac{jL - \tau}{G} \right\rceil - \left\lfloor \frac{(j-1)L - \tau}{G} \right\rfloor + 1 \quad (4)$$

由式(3),式(4)可知,若要准确地描述信号结构,需要已知失步时间 $\tau$ 。一般情况下,非合作方接收信号起始位置随机,故首先需要完成对失步时间 $\tau$ 的估计。其次,在对随机发送的信息码无先验知识的条件下,对扩频序列进行估计。本文提出采用

以信息码宽长度分段下平均自相关矩阵的Frobenius范数准则, 以实现NPLC-DSSS信号的盲同步, 并在此基础上通过引入判决辅助思想, 实现了高性能的伪码序列的迭代估计。

### 3 算法设计

#### 3.1 基于信息码宽分段的失步时间估计方法

针对SC-DSSS及PLC-DSSS信号, 基于相关矩阵Frobenius范数最大化的失步时间估计方法是一个较优的选择。该算法首先将数据依次按伪码周期长度进行分段, 并求取平均的自相关矩阵。文献[20]的分析表明, 在渐进意义上, 该自相关矩阵的Frobenius范数在SC-DSSS信号恰好同步时( $\tau=0$ )达到最大。PLC-DSSS信号与SC-DSSS信号具有类似的结构, 因此这种方法在PLC-DSSS信号的失步时间估计中也显现出较好的效果。而NPLC-DSSS信号中伪码序列受到发送符号的随机调制, 破坏了周期内的符号取值累加特性, 使得基于伪码周期分段的Frobenius范数的失步时间估计方法对NPLC-DSSS信号并不适用。

通过对矩阵Frobenius范数思想的理论分析, 提出一种基于信息码宽长度分段的NPLC-DSSS信号分段方法, 对分段后的自相关矩阵计算Frobenius范数可实现高性能失步时间估计, 从而避免符号随机调制对失步时间估计的影响。下文对此展开详细讨论。

针对式(2)中分段信号模型 $\mathbf{x}_j = \mathbf{A}\mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}} + \mathbf{v}$ , 其分段自相关矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_L = \mathbb{E}[\mathbf{x}_j\mathbf{x}_j^T] = \frac{A^2}{M} \sum_{j=1}^M \mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}}\tilde{\mathbf{c}}^T\mathbf{P}_j^T + \sigma^2\mathbf{I} \quad (5)$$

对于某一特定信号而言, 伪码序列为常数序列, 对应 $\tilde{\mathbf{c}}\tilde{\mathbf{c}}^T$ 为一固定实对称矩阵。令 $p_{j,1}, p_{j,2}, \dots, p_{j,L}$ 表示对角阵 $\mathbf{P}_j$ 中的对角元素。第 $j$ 个伪码周期的接收信号自相关矩阵为 $\mathbf{R}_{L,j} = \mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}}\tilde{\mathbf{c}}^T\mathbf{P}_j^T$ , 位于其第 $m$ 行 $n$ 列的元素 $\mathbf{R}_{L,j}(m, n)$ 可表示为

$$\mathbf{R}_{L,j}(m, n) = p_{j,m}p_{j,n}\tilde{c}_m\tilde{c}_n, \quad m, n \in [1, L] \quad (6)$$

当伪码序列一定时, 对于固定的 $m, n$ ,  $\tilde{c}_m\tilde{c}_n$ 为定值, 而 $p_{j,m}p_{j,n} \in \{\pm 1\}$ 。平均矩阵 $\mathbf{R}_L$ 中的元素 $\mathbf{R}_L(m, n)$ 为各分段自相关矩阵中相应位置值 $\mathbf{R}_{L,j}(m, n)$ 的平均, 考虑 $p_{j,m}p_{j,n}$ 的取值概率, 根据 $\mathbf{P}$ 矩阵的定义及结构可知,  $p_{j,m}p_{j,n}$ 的取值与 $m, n$ 之间的距离相关。当 $m, n$ 相距较近时, 由于 $p_{j,m}, p_{j,n}$ 位于同一发送符号下的概率较大, 因此概率有 $p_{j,m}p_{j,n} = 1$ , 此时各分段中 $p_{j,m}p_{j,n}$  ( $j = 1, 2, \dots, M$ )同号, 将表现出累加效应; 反之, 当 $m, n$ 距离较远,  $p_{j,m}, p_{j,n}$ 位于不同

的发送符号窗口,  $p_{j,m}p_{j,n}$ 将等概率地取得 $\pm 1$ , 此时多分段累加后互相抵消, 导致 $\mathbf{R}_{L,j}(m, n)$ 趋近于0。因此, 按照伪码周期对NPLC-DSSS信号进行分段, 伪码周期大于符号周期将导致 $\mathbf{P}$ 矩阵元素取值离散化, 使得自相关矩阵难以呈现区分度。

根据NPLC-DSSS信号的机制, 若以信息码周期进行分段, 当起始分段位置为信息码波形跳变点时(与失步时间等效), 式(6)中 $p_{j,m}, p_{j,n}$ 将位于同一发送符号下, 有 $p_{j,m}p_{j,n} = 1$ , 相关矩阵实现同号累加; 反之不同步时,  $p_{j,m}p_{j,n}$ 取值将发生离散, 根据 $m, n$ 之间的距离依概率取得1或-1。此时, 部分矩阵元素叠加过程中相互抵消, 导致矩阵范数减小。失步时间不同,  $p_{j,m}p_{j,n}$ 取值离散的程度也不相同, 基于此可有效识别出NPLC-DSSS信号的失步时间。

当失步时间为 $\tau$ , 以信息码宽长度 $G$ 分段的NPLC-DSSS信号平均分段自相关矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_{G,\tau} = \mathbb{E}_j \left[ \frac{\beta}{L} \sum_{\alpha=1}^{L/\beta} \mathbf{P}_{j,\alpha} \tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha} \tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha}^T \mathbf{P}_{j,\alpha}^T \right] \quad (7)$$

$\mathbf{P}_{j,\alpha}$ 与 $\tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha}$ 分别表示第 $j$ 个等效周期内(等效周期为 $\text{Lcm}(L, G)$ )的第 $\alpha$ 个分段下对应的信息码波形矩阵和伪码波形向量。 $\mathbf{P}_{j,\alpha}$ 为对角矩阵, 具有 $G \times G$ 维度, 其对角线为连续一个信息码宽的信息码波形, 可表示为

$$\mathbf{P}_{j,\alpha} = \begin{bmatrix} b_m \mathbf{I}_{\tau \times \tau} & \\ & b_{m+1} \mathbf{I}_{(G-\tau) \times (G-\tau)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中,  $b_m$ 表示第 $m$ 个信息码比特,  $m$ 对应于分段参数 $j, \alpha$ 。式(7)等价于

$$\mathbf{R}_{G,\tau} = \mathbb{E}_j \left[ \frac{\beta}{L} \sum_{\alpha=1}^{L/\beta} \mathbf{P}_{j,\alpha}^2 \odot (\tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha} \tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha}^T) \right] \quad (9)$$

其中,  $\mathbf{A} \odot \mathbf{B}$ 代表矩阵Hadamard积。 $\mathbf{P}_{j,\alpha}^2$ 中元素取值为 $\pm 1$ , 且具有式(10)结构

$$\mathbf{P}_{j,\alpha}^2 = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{s1} & \mathbf{P}_{s2} \\ \mathbf{P}_{s3} & \mathbf{P}_{s4} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{P}_{s1} = \mathbf{I}_{\tau \times \tau}$ ,  $\mathbf{P}_{s2} = b_m b_{m+1} \mathbf{I}_{\tau \times (G-\tau)}$ ,  $\mathbf{P}_{s3} = b_m b_{m+1} \mathbf{I}_{(G-\tau) \times \tau}$ ,  $\mathbf{P}_{s4} = \mathbf{I}_{(G-\tau) \times (G-\tau)}$ 。 $\mathbf{R}_{G,\tau}$ 为 $\frac{\beta}{L} \sum_{\alpha=1}^{L/\beta} \mathbf{P}_{j,\alpha}^2 \odot (\tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha} \tilde{\mathbf{c}}_{j,\alpha}^T)$ 在多个周期上的平均, 由于发送符号的随机翻转,  $b_m b_{m+1}$ 等概率地取得1或-1。因此,  $\mathbf{R}_{G,\tau}$ 矩阵具有类似 $\mathbf{P}_{j,\alpha}^2$ 的分块特性, 表示为 $\mathbf{R}_{G,\tau} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{G,\tau}^1 & \mathbf{R}_{G,\tau}^2 \\ \mathbf{R}_{G,\tau}^3 & \mathbf{R}_{G,\tau}^4 \end{bmatrix}$ 。其中 $\mathbf{R}_{G,\tau}^1, \mathbf{R}_{G,\tau}^4$ 分块矩阵的对角线元素为定值1, 其余元素服从 $N(0, \beta/L)$ 。 $\mathbf{R}_{G,\tau}^2, \mathbf{R}_{G,\tau}^3$ 元素为多个独立同分布的高

斯随机变量(服从 $N(0, \beta/L)$ )的均值, 根据中心极限定理, 这些位置元素服从 $N(0, \beta/LM')$ , 其中 $M'$ 为周期数, 满足 $M'Lcm(L, G) = ML$ 。同样地, 为方便对比分析, 选取 $L = 1500, G = 60$ 的NPLC-DSSS信号, 对不同失步时间下矩阵 $\mathbf{R}_{G,\tau}$ 中元素取值进行统计, 结果如图1所示。 $\mathbf{R}_{G,\tau}$ 元素的分布呈现出3种分布的叠加特性(即定值,  $N(0, \beta/L)$ ,  $N(0, \beta/LM')$ ), 且随着失步时间 $\tau$ 的取值不同, 各分量所占比重不同, 当 $\tau = 0$ 时,  $N(0, \beta/LM')$ 消失, 矩阵元素退化为两种分布(定值与 $N(0, \beta/L)$ 分量), 当 $\tau = G/2$ 时,  $N(0, \beta/LM')$ 分量达到最大。各分量元素数量对应上文分析, 印证了以上结论。

根据对相关矩阵元素分布的分析,  $\mathbf{R}_{G,\tau}$ 的Frobenius范数平方的期望可表示为

$$\begin{aligned} E[\|\mathbf{R}_{G,\tau}\|_F^2] &= G + [\tau^2 + (G - \tau)^2 - G] \frac{\beta}{L} \\ &\quad + 2\tau(G - \tau) \frac{\beta}{LM'} \end{aligned} \quad (11)$$

该矩阵范数为 $\tau$ 的2次抛物线, 其对应的函数曲线如图2所示, 当 $\tau = 0$ 时,  $\|\mathbf{R}_{G,\tau}\|_F$ 达到最大; 当 $\tau = G/2$ 时,  $\|\mathbf{R}_{G,\tau}\|_F$ 取得最小值, 由此可实现对失步时间 $\tau$ 的估计。

### 3.2 NPLC-DSSS信号伪码序列估计

最大似然估计在参数估计问题中具有十分重要的意义, 其一般给出参数的最小方差无偏估计。似然函数描述了模型在已知参数下出现观测数据的概率, 通过寻找概率最大化情况下的参数取值, 可获得对模型参数的估计。加性高斯白噪声信道下, 式(2)所示NPLC-DSSS接收信号模型服从 $N(\mathbf{A}\mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}}, \sigma^2\mathbf{I})$ , 其似然函数可表示为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{X}|\mathbf{A}, \mathbf{P}_j, \tilde{\mathbf{c}}) &= \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{ML}{2}}} \\ &\cdot \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=1}^M [(\mathbf{x}_j - \mathbf{A}\mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}})^T(\mathbf{x}_j - \mathbf{A}\mathbf{P}_j\tilde{\mathbf{c}})]\right\} \end{aligned} \quad (12)$$

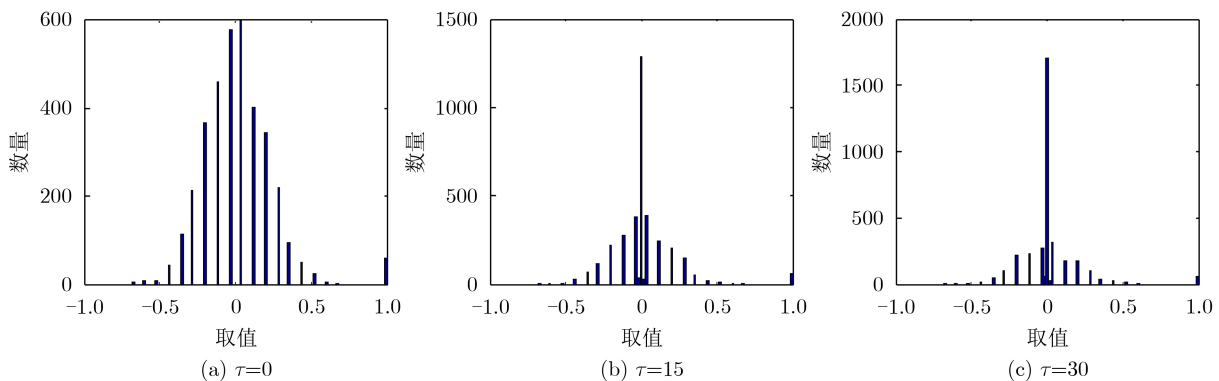


图1  $\mathbf{R}_{G,\tau}$ 中元素取值分布与不同时延 $\tau$ 的关系( $G = 60, L = 1500, M = 2000$ )

伪码序列 $\tilde{\mathbf{c}}$ 的最大似然估计可由 $\frac{d \ln p(\mathbf{X}|\mathbf{A}, \mathbf{P}_j, \tilde{\mathbf{c}})}{d \tilde{\mathbf{c}}} = 0$ 求得

$$\hat{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{c}} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \mathbf{P}_j \mathbf{x}_j \quad (13)$$

式(13)说明, 要获得伪码的估计, 需要已知矩阵 $\mathbf{P}_j, j \in [1, M]$ 。实际上, 对角阵 $\mathbf{P}_j$ 完全由发送比特构成, 即要求先完成信息码解调, 因此考虑引入判决辅助思想首先对信号进行相关解调, 进而构建迭代估计结构, 以实现信息码波形与伪码波形的联合估计。DSSS信号常采用相关解扩解调方法获得信息码, 根据发送数据的有限符号特性(对于BPSK调制而言,  $b_m = \pm 1$ ), 将相关结果映射为发送符号标准值后, 进一步采用式(17)进行伪码估计, 如此循环进行, 以实现迭代优化。

为衡量优化模型的收敛性, 可观测如式(14)所示的代价函数变化

$$J = \sum_{j=1}^M [(\mathbf{x}_j - \mathbf{P}_j \hat{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{c}})^T (\mathbf{x}_j - \mathbf{P}_j \hat{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{c}})] \quad (14)$$

图3所示为典型的收敛函数曲线及估计所得序列与实际序列对比。

算法流程如图4所示, 其具体步骤如下:

步骤1 对接收信号进行载波估计, 下变频及载波同步, 定时同步与抽取, 并估计伪码周期 $L$ ;

步骤2 将抽取后信号分别自起始点 $t = 0 \sim G - 1$ 以信息码宽 $G$ 进行分段, 计算各分段平均自相关矩阵的Frobenius范数, 取范数最大者对应的起始点作为失步时间 $\tau$ 的估计;

步骤3 随机初始化信息码序列, 按照式(3)构造 $\mathbf{P}$ 矩阵;

步骤4 通过式(13)求得伪码序列估计, 并求得式(14)所示的当前代价函数值;

步骤5 判断模型的收敛性, 即考察当前代价

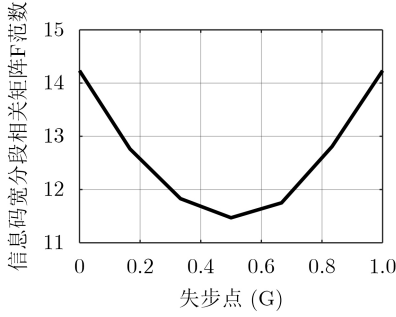


图2  $R_G$ 矩阵Frobenius范数随失步时间 $\tau$ 的变化 ( $G = 60, L = 1500, M' = 2000$ )

函数值与上一轮迭代过程的代价函数值相等时，认为算法收敛，转步骤7，否则转步骤6；

步骤6 采用步骤4估计所得的伪码序列对信号进行相关解调并进行硬判决，获得当前发送序列，转步骤4；

步骤7 多次重复步骤3至步骤6，选择模型收敛时代价函数值最小的一次迭代结果对应的伪码序列作为信号伪码序列的最终估计。

#### 4 伪码估计理论界

对于NPLC-DSSS信号伪码估计问题，已有算法的性能评估大多以伪码估计或信息码解调误码率为指标进行对比，虽然一定程度上可反映算法性能的优劣，但存在不合理性及算法性能下界的不确定

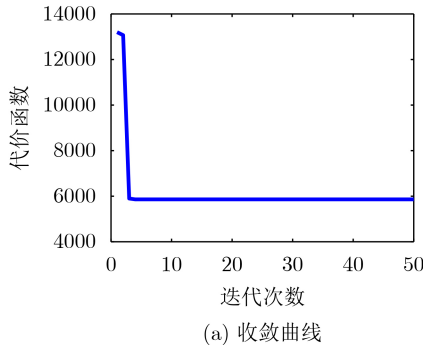
性。误码率指标通常对信号解调而言，实际上是信息码估计问题。而盲估计问题由于伪码与信息码均未知，实际上是联合估计问题，故仅用误码率指标难以反映真实的理论界。下文拟对此问题展开分析，推导该联合估计模型中伪码估计的理论下界。

Cramer-Rao界是参数估计问题中最常用的理论界之一，其给出在均方误差意义上参数估计算法可达到的最优估计下界，常用于评估参数估计器的性能优劣。为简化推导过程，将幅度参数与发送序列合并，即 $B_j = Ab_j, j \in [0, \bar{M}-1]$ ，此时待估计参数向量可表示为 $\theta = [B^T \tilde{c}^T \sigma^2]_{M+L+1}$ ，其中 $B$ 为发送序列， $B^T = [B_0, B_1, \dots, B_{\bar{M}-1}]$ 。参数估计的CRB通常可由Fisher信息矩阵(FIM)的逆矩阵给出<sup>[16]</sup>，其内部元素由似然函数对参数向量的2阶偏导构成。其中

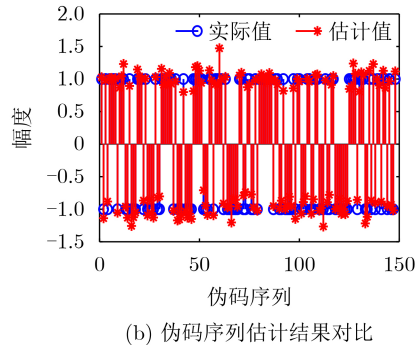
$$E \left[ \frac{\partial^2 \ln p}{\partial B_i \partial \sigma^2} \right] = E \left[ \frac{\partial^2 \ln p}{\partial \tilde{c}_j \partial \sigma^2} \right] = 0, \forall i, j, \\ i \in [0, \bar{M}-1], j \in [0, L-1] \quad (15)$$

$$\frac{\partial^2 (\ln p)}{\partial (\sigma^2)^2} = -\frac{ML}{2\sigma^4} \quad (16)$$

FIM矩阵 $J$ 为对称矩阵，为了确定剩余位置元素取值，实际上只需再考察 $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial B^2}$ 与 $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial B \partial \tilde{c}}$ ， $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \tilde{c}^2}$ 的取值。式(12)等价于



(a) 收敛曲线



(b) 伪码序列估计结果对比

图3 基于判决辅助的伪码盲估计结果

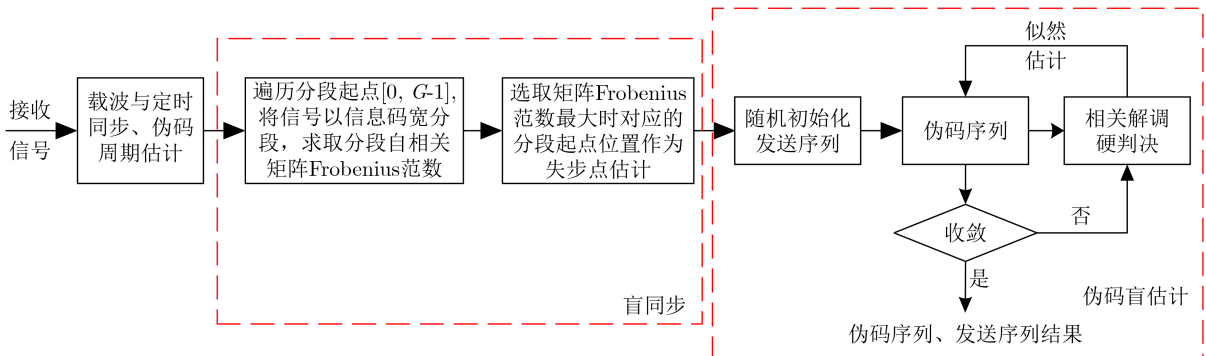


图4 NPLC-DSSS信号同步及伪码盲估计流程

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{c}}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{ML}{2}}} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}(\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{m}} \odot \tilde{\mathbf{c}})^T(\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{m}} \odot \tilde{\mathbf{c}})\right\} \quad (17)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{m}}$  为过采的信息波形向量, 可表示为

$$\tilde{\mathbf{m}} = \left[ \underbrace{B_0, \dots, B_0}_{\tau}, \underbrace{B_1, \dots, B_1}_G, \underbrace{B_2, \dots, B_2}_G, \dots, \underbrace{B_{\bar{M}-1}, \dots, B_{\bar{M}-1}}_{ML-(\bar{M}-2)G-\tau} \right]_{ML \times 1};$$

$\mathbf{x}$  为观测列向量, 长度为  $ML$ ;  $\tilde{\mathbf{c}}$  为延拓  $\bar{M}$  个周期的伪码波形列向量。通过对式(17)求导可得,  $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \mathbf{B}^2}$  矩阵形式上为对角矩阵, 其对角元素依次可

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ln p}{\partial B_i \partial \tilde{c}_j} &= \frac{-1}{\sigma^2} \frac{d(\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{m}} \odot \tilde{\mathbf{c}})_{G(i-1)+\tau+1 \sim Gi+\tau}^T \tilde{\mathbf{c}}_{G(i-1)+\tau+1 \sim Gi+\tau}}{d \tilde{c}_j} \\ &= \frac{-1}{\sigma^2} (x_{s(i,j)} - 2B_i \tilde{c}_j), \text{Mod}[G(i-1) + \tau + 1, L] \leq j \leq \text{Mod}[Gi + \tau, L] \end{aligned} \quad (20)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{c}}_{G(i-1)+\tau+1 \sim Gi+\tau}$  表示向量  $\tilde{\mathbf{c}}$  中第  $G(i-1) + \tau + 1$  至  $Gi + \tau$  的元素构成的子向量;  $s(i, j)$  意义为第  $i$  个信息符号调制的第  $j$  个伪码序列元素时对应的接收信号序号。根据信号模型存在  $E[x_{s(i,j)}] = B_i c_j$ , 因此  $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial B_i \partial \tilde{c}_j} = \frac{B_i \tilde{c}_j}{\sigma^2}, \text{Mod}[G(i-1) + \tau + 1, L] \leq j \leq \text{Mod}[Gi + \tau, L], 1 \leq i \leq \bar{M}$ , 当  $i = 0$  时, 则存在  $1 \leq j \leq \tau$ ; 相应地对于  $i = \bar{M}$  时,  $L - \varsigma + 1 \leq j \leq L$ , 式中  $\varsigma$  表示最后一个信息符号调制的伪码序列长度, 可由  $\varsigma = ML - (\bar{M} - 2)G - \tau$  得到。 $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \mathbf{B} \partial \tilde{\mathbf{c}}}$  具有式(21)所示形式

$$\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \mathbf{B} \partial \tilde{\mathbf{c}}} = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} B_0 \tilde{c}_1 \cdots B_0 \tilde{c}_\tau & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_1 \tilde{c}_{\tau+1} \cdots B_1 \tilde{c}_{\tau+G} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ B_k \tilde{c}_1 \cdots B_k \tilde{c}_{g_k} & 0 & 0 & B_k \tilde{c}_{\tau+(k-1)G+1} \cdots B_k \tilde{c}_L \\ 0 & B_{k+1} \tilde{c}_{g_{k+1}} \cdots B_{k+1} \tilde{c}_{g_k+G} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & B_{\bar{M}-1} \tilde{c}_{L-\varsigma+1} \cdots B_{\bar{M}-1} \tilde{c}_L \end{bmatrix}_{\bar{M} \times L} \quad (21)$$

至此, FIM矩阵被唯一确定。若仅从信号模型出发, 参数的幅度和相位等存在模糊, 即存在  $\theta' = \left[ \alpha \mathbf{B}^T \quad \frac{1}{\alpha} \tilde{\mathbf{c}}^T \quad \sigma^2 \right]_{\bar{M}+L+1}^T$  与  $\theta = [\mathbf{B}^T \quad \tilde{\mathbf{c}}^T \quad \sigma^2]_{\bar{M}+L+1}^T$  对应相同的观测信号  $\mathbf{x}$ , 导致模型参数难以唯一辨识。相应地, FIM矩阵将表现为奇异阵, 无法通过求逆获取CRB。此时, 需要引入约束条件以消除FIM矩阵奇异性<sup>[21]</sup>。对于伪码序列而言, 存在幅度和相位两种约束。考虑信息码宽的调制, 针对NPLC-DSSS信号伪码而言, 这种约束应既有整体约束, 又有分段约束(信息码宽长度), 从约束形式上可分为幅度约束和相位约束, 以保证参数估计值与实际值具有相同的范数和相位, 对完整伪码序列的约束可表示为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\tilde{\mathbf{c}}}^T \hat{\tilde{\mathbf{c}}} &= L \\ \hat{\tilde{\mathbf{c}}}^T \tilde{\mathbf{c}} &> 0 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

表示为

$$\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{X}|\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{c}})}{\partial B_i^2} = \begin{cases} -\tau/\sigma^2, & i = 0 \\ -G/\sigma^2, & 1 \leq i < \bar{M} - 1 \\ \frac{ML - (\bar{M} - 2)G - \tau}{-\sigma^2}, & i = \bar{M} - 1 \end{cases} \quad (18)$$

同样地,  $\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \tilde{\mathbf{c}}^2}$  也为对角矩阵, 具有如式(19)

表示

$$\frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{X}|\mathbf{B}, \tilde{\mathbf{c}})}{\partial \tilde{\mathbf{c}}^2} = -\frac{A^2 M}{\sigma^2} \mathbf{I}_{L \times L} \quad (19)$$

$\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \mathbf{B} \partial \tilde{\mathbf{c}}}$  矩阵的表达形式相对复杂, 其可由式(20)得出

由于伪码被信息码随机调制, 不同的调制分段也应具有幅度上的范数约束和相位约束(仅考虑一个周期即可), 分段约束可表示为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\tilde{\mathbf{c}}}_i^T \hat{\tilde{\mathbf{c}}}_i &= L \\ \hat{\tilde{\mathbf{c}}}_i^T \tilde{\mathbf{c}}_i &> 0 \end{aligned} \right\}, \quad i \in [1, \lfloor L/G \rfloor] \quad (23)$$

其中,  $\hat{\tilde{\mathbf{c}}}_i$  表示一个伪码周期内被第  $i$  个信息码调制的伪码分段, 是伪码序列的子序列。 $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整操作。梯度矩阵  $\mathbf{F}$  定义为约束条件对待估参数的导数, 通过对式(23)求导可得

$$F(\theta) = \begin{bmatrix} \underbrace{[0 \quad 0 \cdots 0 \quad 2\tilde{\mathbf{c}}^T \quad 0]}_{1 \times \bar{M}} \\ \underbrace{[0 \quad 0 \cdots 0 \quad 0 \quad 2\tilde{\mathbf{c}}_i^T \quad 0]}_{1 \times \bar{M}} \end{bmatrix}, \quad i \in [1, \lfloor L/G \rfloor] \quad (24)$$

文献[21]指出, 约束CRB由梯度的矩阵的零空间对FIM矩阵进行正则化给出。最小约束CRB可由式(25)得到

$$\text{CRB}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \quad (25)$$

矩阵 $\mathbf{H}$ 表示梯度矩阵 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$ 的零空间, 即 $\mathbf{F}\mathbf{H} = \mathbf{0}$ 。此处采用伪码估计的归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)作为参数估计的精度衡量指标, 其定义为 $\text{NMSE} = \text{E} \left[ \frac{(\hat{\mathbf{c}} - \bar{\mathbf{c}})^T (\hat{\mathbf{c}} - \bar{\mathbf{c}})}{\|\bar{\mathbf{c}}\|^2} \right]$ 。则伪码估计NMSE下界可通过式(26)求得

$$\text{CRB}_{\hat{\mathbf{c}}} = \frac{1}{L} \sum_{i=M+1}^{\bar{M}+L} \text{CRB}(\boldsymbol{\theta})_{i,i} \quad (26)$$

其中,  $\text{CRB}(\boldsymbol{\theta})_{i,i}$ 表示矩阵 $\text{CRB}(\boldsymbol{\theta})$ 的第*i*个对角元素。

## 5 仿真实验及性能分析

### 5.1 Cramer-Rao界分析

本节将考察上文中推导Cramer-Rao界的合理性及相关影响因素, 以更好地作为参考界评估算法性能。虽然第4节所提Cramer-Rao界主要针对NPLC-DSSS信号, 但实际上SC-DSSS与PLC-DSSS信号均可视为NPLC-DSSS信号的特殊情况。故本

节中Cramer-Rao界合理性主要通过其在特殊情况下的取值与已知信息码条件下的CRB对比进行分析评估。同时, 考察了不同伪码周期及信息码宽对CRB的影响以揭示可能影响估计性能的参数。实验信号的数据量均为30个伪码周期。图5显示了不同参数下CRB的对比。

理论上而言, 由于未知的信息增多, 盲估计的性能应低于或等于非盲估计性能。图5(a)中, 各参数条件下SC-DSSS及PLC-DSSS信号盲估计与非盲估计的CRB曲线重合。同时, SC-DSSS( $L = 15, G = 15$ )与PLC-DSSS( $L = 60, G = 15$ )信号的伪码盲估计与合作估计4个理论界重合, 说明周期长码的CRB只与扩频因子*G*有关, 而从信号模型而言, PLC-DSSS信号恰为多个SC-DSSS信号的组合, 理论界的贴合符合二者之间模型的等价性。单独考察SC-DSSS时, 其理论界随着伪码周期*L*的增加而上升。综合SC-DSSS及PLC-DSSS信号来看, 由于扩频因子决定了范数约束长度, 当序列较长时, 范数约束的影响对于每个码比特将减弱, 导致CRB升高。实验结果与理论分析对应, 说明了所提CRB的合理性。

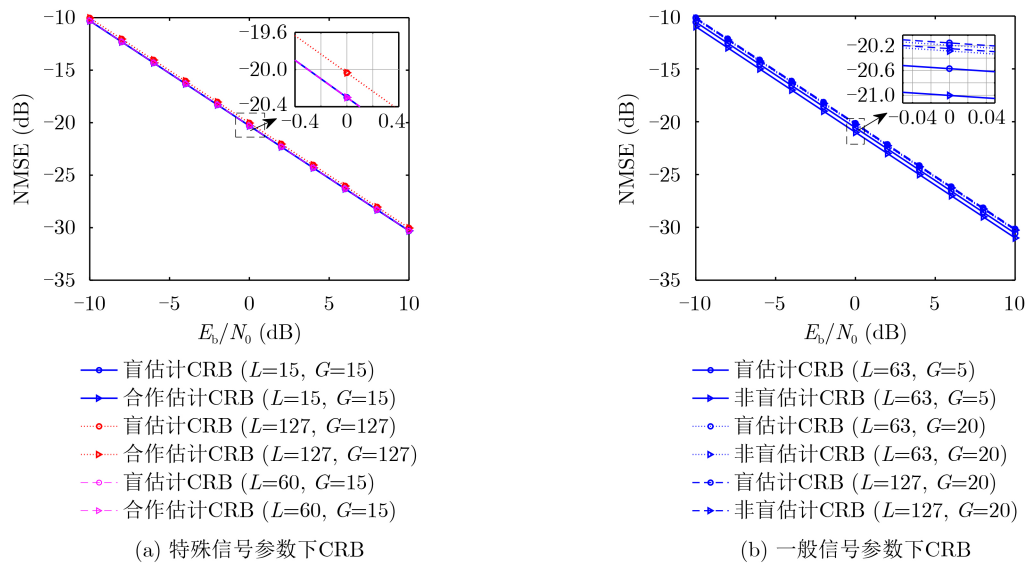


图5 不同信号参数下CRB对比

表1 实验信号参数

	信号1	信号2
伪码周期	13	63
生成多项式	$f(x) = x^4 + x + 1$	$f(x) = x^6 + x + 1$
伪码序列初态	[1 0 0 1]	[1 0 1 0 1 1]
信息码宽	10	10
信噪比	-10~10 dB	-10~10 dB
数据量	200/(伪码周期)	200/(伪码周期)
失步时间	随机	随机

图5(b)展示了3种不同参数下NPLC-DSSS信号伪码估计理论界对比。可见,对于NPLC-DSSS信号,伪码盲估计CRB相比非盲估计CRB略有升高,符合实际情况。同时,与图5(a)结论相似,NPLC-DSSS信号伪码盲估计CRB主要与扩频因子 $G$ 有关,与伪码周期关系甚微。

## 5.2 伪码估计算法性能

为衡量所提基于判决辅助的伪码估计算法性能并进一步验证CRB的合理性,选取了两种不同参数下NPLC-DSSS信号进行算法性能测试,其参数如表1所示,其中伪码序列选用 $m$ 序列或截断 $m$ 序列。其估计的NMSE分别如图6、图7所示。

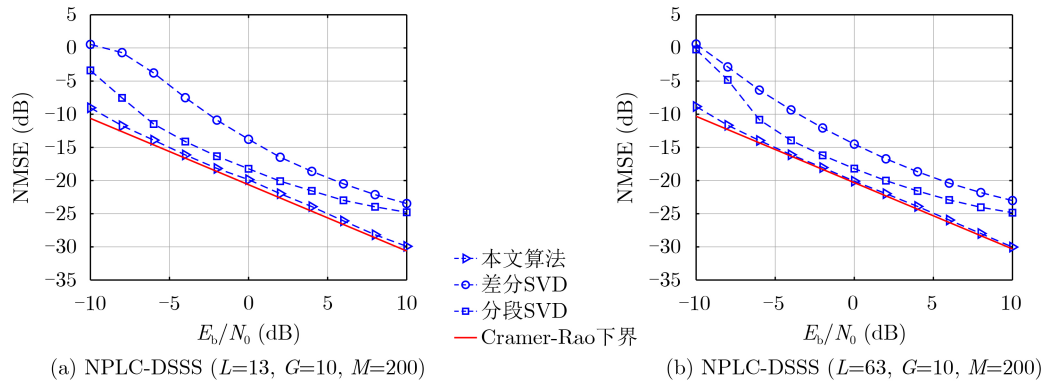


图6 估计性能随信噪比的变化

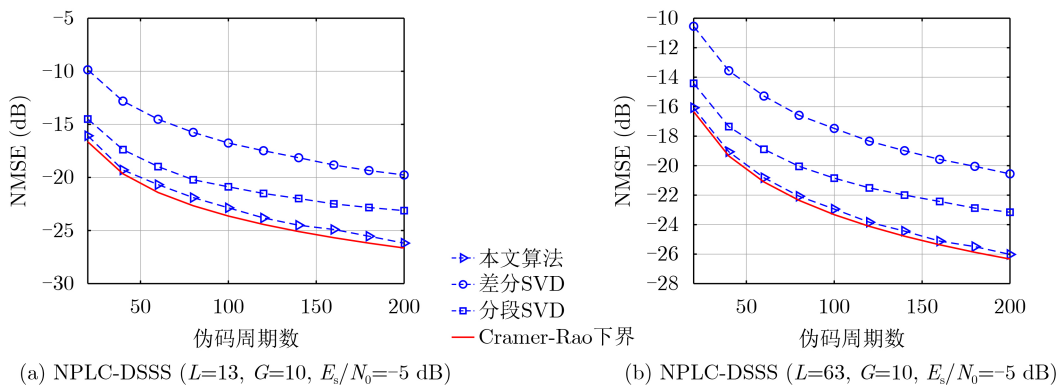


图7 估计性能随数据量的变化

图6展示了算法的抗噪声性能。由图6(a)对比可见,所提算法在实验信号参数下信噪比为 $-5$  dB左右即可贴近理论界,在各信噪比下均优于差分特征值分解和分段特征值分解方法。图6(b)展示了伪码周期与信息码周期比值较大的情况,所得结果与图6(a)保持一致,说明了伪码周期的大小对算法性能没有影响,证明了算法的鲁棒性。

图7展示了算法性能随数据量的变化。对比可知,信噪比为 $-5$  dB,数据量在80个伪码周期左右时,所提算法性能即可达到理论界。相比而言,差分方法在此信噪比下,性能较差,本文算法比分段方法也有 $2\sim 3$  dB的性能提升,说明了算法的优势。

## 6 结束语

本文主要研究了NPLC-DSSS信号失步时间及

伪码序列盲估计问题,通过对信号相关矩阵的讨论,构建了基于信息码宽分段相关矩阵Frobenius范数的盲同步方法,实现了失步时间估计。根据估计所得参数建立信号模型,基于最大似然判决辅助理论设计了迭代估计结构,实现了高性能伪码盲估计。最后针对伪码盲估计问题推导了参数估计理论界,并通过仿真实验证明了所提算法的优良性能。值得一提的是,基于判决辅助思想不仅在单用户DSSS信号伪码估计问题中展示出出色的性能,在多用户及多速率DSSS信号伪码估计问题中也具有广阔的应用前景。

## 参考文献

- [1] COOK C E and MARSH H S. An introduction to spread spectrum[J]. *IEEE Communications Magazine*, 1983, 21(2):

- 8–16. doi: [10.1109/MCOM.1983.1091346](https://doi.org/10.1109/MCOM.1983.1091346).
- [2] QU Fengzhong, QIN Xiangzhao, YANG Liuqing, *et al.* Spread-spectrum method using multiple sequences for underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2018, 43(4): 1215–1226. doi: [10.1109/JOE.2017.2750298](https://doi.org/10.1109/JOE.2017.2750298).
- [3] 谢岸宏, 朱立东, 翟继强, 等. 一种抗盲检测的直扩隐蔽信号设计方法[J]. *电子学报*, 2018, 46(12): 2817–2823. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2018.12.001](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2018.12.001).  
XIE Anhong, ZHU Lidong, ZHAI Jiqiang, *et al.* A method of designing covert DSSS-signal for anti-blind detection[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(12): 2817–2823. doi: [10.3969/j.issn.0372-2112.2018.12.001](https://doi.org/10.3969/j.issn.0372-2112.2018.12.001).
- [4] MIRONOV A S, BURDINSKIY I N, and KARABANOV I V. The method of defining the threshold value of the symbolic correlation function for detecting DSSS hydroacoustic signal[C]. International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, Vladivostok, Russia, 2018: 1–6.
- [5] MUNIR M A and MAUD A R M. Direct-sequence spread spectrum with variable spreading sequence for jamming immunity[C]. The 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology, Islamabad, Pakistan, 2019, 933–937. doi: [10.1109/IBCAST.2019.8667119](https://doi.org/10.1109/IBCAST.2019.8667119).
- [6] BOUDER C, AZOU S, and BUREL G. Performance analysis of a spreading sequence estimator for spread spectrum transmissions[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2004, 341(7): 595–614. doi: [10.1016/j.jfranklin.2004.07.006](https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2004.07.006).
- [7] QIU Zhaoyang, PENG Hua, and LI Tianyun. A blind despreading and demodulation method for QPSK-DSSS signal with unknown carrier offset based on matrix subspace analysis[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 125700–125710. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2938785](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2938785).
- [8] DOMINIQUE F and REED J H. Subspace based PN code sequence estimation for direct sequence signals using a simplified Hebb rule[J]. *Electronics Letters*, 1997, 33(13): 1119–1120. doi: [10.1049/el:19970778](https://doi.org/10.1049/el:19970778).
- [9] BOUDER C and BUREL G. Spread spectrum codes identification by neural networks[C]. The 4th World Multiconference on Circuits, Systems, Communications & Computers (CSCC 2000), Vougliameni, Greece, 2000: 257–262.
- [10] 张天骢, 杨强, 宋玉龙, 等. 一种K-means改进算法的软扩频信号伪码序列盲估计[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(1): 226–234. doi: [10.11999/JEIT170306](https://doi.org/10.11999/JEIT170306).  
ZHANG Tianqi, YANG Qiang, SONG Yulong, *et al.* Blind estimation PN sequence in soft spread spectrum signal of improved K-means algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(1): 226–234. doi: [10.11999/JEIT170306](https://doi.org/10.11999/JEIT170306).
- [11] 李军伟, 张天骢, 朱洪波, 等. 基于聚类的多进制扩频伪码序列盲估计方法[J]. *科学技术与工程*, 2014, 14(2): 32–36. doi: [10.3969/j.issn.1671-1815.2014.02.008](https://doi.org/10.3969/j.issn.1671-1815.2014.02.008).  
LI Junwei, ZHANG Tianqi, ZHU Hongbo, *et al.* Clustering based blind estimation of PN sequences in Mary spread spectrum system[J]. *Science Technology and Engineering*, 2014, 14(2): 32–36. doi: [10.3969/j.issn.1671-1815.2014.02.008](https://doi.org/10.3969/j.issn.1671-1815.2014.02.008).
- [12] QUI P Y, HUANG Z T, JIANG W L, *et al.* Improved blind-spreading sequence estimation algorithm for direct sequence spread spectrum signals[J]. *IET Signal Processing*, 2008, 2(2): 139–146. doi: [10.1049/iet-spr:20070086](https://doi.org/10.1049/iet-spr:20070086).
- [13] DONG Zhanqi and HU Nianying. 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]. The 11th IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT), Hangzhou, China, 2008: 233–236. doi: [10.1109/ICCT.2008.4716213](https://doi.org/10.1109/ICCT.2008.4716213).
- [14] 强幸子. 基于特征提取和最小二乘的直扩信号盲估计[D]. [硕士学位论文], 重庆邮电大学, 2017: 40–49.  
QIANG Xingzi. Blind estimation of DSSS signals based on feature extraction and least square[D]. [Master dissertation], Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2017: 40–49.
- [15] 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. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2013.04.014](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2013.04.014).  
HE Tao, LI Zhiqiang, and LIANG Xuwen. An estimation method for spread spectrum code of non-periodic modulated DS signal[J]. *Journal of Astronautics*, 2013, 34(4): 546–551. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2013.04.014](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2013.04.014).
- [16] 周杨, 张天骢. 同/异步短码DS-CDMA信号伪码序列及信息序列盲估计[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(7): 1540–1547. doi: [10.11999/JEIT180812](https://doi.org/10.11999/JEIT180812).  
ZHOU Yang and ZHANG Tianqi. Blind estimation of the pseudo noise sequence and information sequence for short code synchronous and asynchronous DS-CDMA signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(7): 1540–1547. doi: [10.11999/JEIT180812](https://doi.org/10.11999/JEIT180812).
- [17] KAY S M, 罗鹏飞, 译. 统计信号处理基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014: 29–33.  
KAY S M, LUO Pengfei, translation. *Fundamentals of Statistical Signal Processing*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014: 29–33.
- [18] 张天骢, 张传武, 林孝康, 等. 直扩信号伪码周期及序列的估计算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2005, 27(8): 1365–1368. doi: [10.3321/j.issn:1001-506X.2005.08.011](https://doi.org/10.3321/j.issn:1001-506X.2005.08.011).

- ZHANG Tianqi, ZHANG Chuanwu, LIN Xiaokang, *et al.* Algorithms for period and sequence estimation of the PN code in DS-SS signals[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(8): 1365–1368. doi: [10.3321/j.issn:1001-506X.2005.08.011](https://doi.org/10.3321/j.issn:1001-506X.2005.08.011).
- [19] 徐海源, 王丰华, 黄知涛, 等. 长码直扩信号的符号速率盲估计方法[J]. 国防科技大学学报, 2007, 29(6): 44–48. doi: [10.3969/j.issn.1001-2486.2007.06.011](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-2486.2007.06.011).
- XU Haiyuan, WANG Fenghua, HUANG Zhitao, *et al.* Blind estimation of the symbol rate of a long code DSSS signal[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2007, 29(6): 44–48. doi: [10.3969/j.issn.1001-2486.2007.06.011](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-2486.2007.06.011).
- [20] BOUDER C, AZOU S, and 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, 2002: 238–241. doi: [10.1109/ISSSTA.2002.1049322](https://doi.org/10.1109/ISSSTA.2002.1049322).
- [21] STOICA P and NG B C. On the Cramer-Rao bound under parametric constraints[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1998, 5(7): 177–179. doi: [10.1109/97.700921](https://doi.org/10.1109/97.700921).
- 邱钊洋: 男, 1991年生, 博士生, 研究方向为信号分析与软件无线电.
- 李天昀: 男, 1979年生, 副教授, 研究方向为通信信号分析与软件无线电.
- 查 雄: 男, 1996年生, 博士生, 研究方向为通信信号分析与处理.

责任编辑: 陈 倩