

基于相似度的NPLC-DSSS信号扩频码盲估计

强幸子¹,金翔²,张天骐³

(1. 安徽大学互联网学院,安徽合肥 230031; 2. 重庆机场集团有限公司重庆机场扩建指挥部,重庆 401120;
3. 重庆邮电大学通信与信息工程学院,重庆 400065)

摘 要: 针对非周期长码直接序列扩频(Non-Periodic Long Code Direct Sequence Spread Spectrum, NPLC-DSSS)信号扩频码盲估计的问题,在已知扩频周期,信息码码元宽度以及码速率的条件下,本文提出了一种基于相似度的伪码序列盲估计方法.该方法通过构造信息码库,利用平均相似度对信息码进行同步,再利用特征值分解对扩频码序列进行估计.仿真实验表明,该算法较现有算法不仅抗噪声性能提高了1 dB,而且能够对信息码同步位置及伪码序列进行联合盲估计.

关键词: 非周期长码直扩信号;扩频码;信息码盲同步;平均相似度;特征分解

中图分类号: V221.3;TN911

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)08-2043-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210234

Blind Estimation for Spread Spectrum Code of NPLC-DSSS Signal Based on Similarity

QIANG Xing-zi¹, JIN Xiang², ZHANG Tian-qi³

(1. School of Internet, Anhui University, Hefei, Anhui 230031, China;

2. Chongqing Airport Expansion Headquarters, Chongqing Airport Group Co. Ltd., Chongqing 401120, China;

3. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications (CQUPT), Chongqing 400065, China)

Abstract: With focus on blind estimation of the pseudo-noise(PN) sequence of a non-periodic long code direct sequence spread spectrum(NPLC-DSSS) signal, a blind estimation approach of PN sequence and synchronous position of information code is proposed based on mean similarity. In this method, the information code library is constructed, the average similarity is used to synchronize the information codes, and eigenvalue decomposition is used to estimate the PN sequence. Simulation results show that compared with the existing algorithms under the same condition, the proposed algorithm not only improves estimation performance by 1 dB, but also can estimate synchronous position of information code and PN sequence jointly.

Key words: non-periodic long code direct sequence spread spectrum signals; spreading code; blind synchronization of information sequence; mean similarity; eigen-analysis technique

1 引言

直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)是利用扩频码直接对信息码进行调制,使得传输信号频谱被展宽,并且具有低的功率谱密度,从而增强了传输信号的抗多径效应和抗干扰能力等.因此,在军事通信和民用通信等领域得到了非常广泛的应用.在通信侦察、军事对抗等特殊领域,需要利用获取的DSSS

信号对其扩频码进行估计,进而完成对DSSS信号的解扩.DSSS信号中扩频码的盲估计研究得到了国内外学者们的广泛关注.G Burel等人最早提出利用特征值分解的方法估计DSSS信号的扩频码^[1].杨小牛等人利用盲源分离技术实现了直接序列码分多址(Direct Sequence-Code Division Multiple Access, DS-CDMA)多用户信号的扩频码估计^[2],该方法利用不同用户之间的独

收稿日期:2021-02-08;修回日期:2021-05-17;责任编辑:梅志强

基金项目:国家重点研发计划(No.2017YFB0503400);国家自然科学基金(No.U2033215, No.U1833125, No.61803037, No.61671095);信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(No.CSTC2009CA2003)

立性,有效地降低了信号解扩的误码率.

目前,针对短码直扩信号(Short Code DSSS, SC-DSSS)的扩频码盲估计方法已经较为成熟.周期长码DSSS(Period Long Code DSSS, PLC-DSSS)信号可以看作是多用户的SC-DSSS信号进行处理,对该信息信号的扩频序列估计研究也较为深入.但是,针对非周期LC-DSSS(Non-Period Long Code DSSS, NPLC-DSSS)信号的扩频序列盲估计问题的研究较少^[3].文献[4]提出一种基于SC-DSSS信号的分段(Fractionation Method, FM)法,该方法将信号划分为多个时间窗远小于信息码周期的相互重叠时窗,近似认为各个时窗只包括一个信息码元,利用特征分析法实现扩频码的分段估计,并根据分段估计的重叠部分通过拼凑方式得到完整的扩频码波形估计.该方法虽然能够解决非周期LC-DSSS信号扩频码盲估计问题,但它是建立在信息码已经同步的基础之上.

本文通过进一步研究非周期LC-DSSS信号的结构特性,根据非周期序列中的周期规律,提出了一种新的针对非周期LC-DSSS信号扩频序列盲估计的方法.该方法通过构造信息码库,利用平均相似度对信息码进行同步,再利用特征值分解对扩频码序列进行估计.

2 信号数学模型

在已知信号扩频码速率 R_c 的情况下,以 R_c 对NPLC-DSSS基带信号进行采样,采样离散化后的表达式为

$$y(n) = s(n - n_x)c(n - n_x) + v(n) \quad (1)$$

其中, s 表示离散化的有用信号; c 表示扩频码; v 表示高斯白噪声; $n = 0, 1, \dots, N - 1$; $n_x \in \{0, 1, \dots, G\}$ 为起始点信息码同步时延.

3 信号盲同步及伪码盲估计

对于NPLC-DSSS信号,扩频码与信息码的长度不为整数倍关系,且扩频码周期大于信息码周期^[5].故,在调制过程中,信息序列符号的极性变化会严重扰乱扩频序列的周期性和自相关特性,导致序列估计的难度增大.本节通过深入研究NPLC-DSSS信号的结构特性,根据非周期序列中的周期规律,提出了一种新的针对NPLC-DSSS信号扩频序列盲估计的方法.首先利用平均相似度对信息码库进行匹配,估计出信息码的同步位置,随后,利用相似度的特性对NPLC-DSSS信号的周期性进行恢复,最后利用特征值分解对扩频码进行盲估计.其算法结构框图如图1所示.

3.1 信号结构分析

在 $y(n)$ 中,令

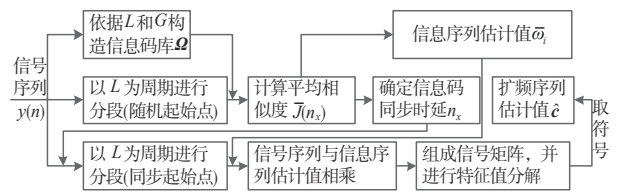


图1 基于相似度的NPLC-DSSS信号扩频序列估计框图

$$\begin{cases} h = \text{LCM}[L, G] \\ a = h/L \\ b = h/G \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\text{LCM}[L, G]$ 表示 L, G 之间的最小公倍数.其结构如图2所示. n_x 表示信息码的起始位置与扩频序列的同步时延; n_a 表示第 a 个扩频周期中信息码的同步时延; s_i 表示第 i 个信息符号.

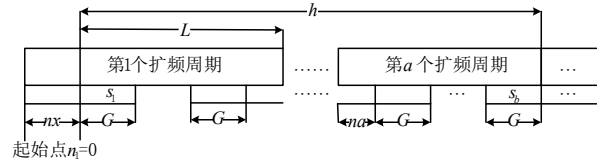


图2 $y(n)$ 的结构示意图

根据 L 和 G 之间的关系,当 $n_x = 0$ 时,第 i 个扩频周期中信息码的同步时延为

$$n_i = \begin{cases} G - \text{mod}[(i-1)L, G], & \text{mod}[(i-1)L, G] \neq 0 \\ 0, & \text{mod}[(i-1)L, G] = 0 \end{cases} \quad (3)$$

同时,在图2中长度为 h 的数据内,有:

性质1 任意两个扩频码的周期内信息码与扩频码同步时延均不相同,即

$$n_i \neq n_j, 0 < i, j \leq a \text{ and } i \neq j \quad (4)$$

同时,对接收信号以 h 进行分段,序列 $\{n_i\}_{i=1}^{+\infty}$ 是一个以 a 为周期的周期序列.(证明略)

性质2 假设第 i 个扩频周期对 p_i 个信息符号进行了调制,则

$$p_i = \begin{cases} \mu, & n_i \in [L - \mu_1 G, G) \text{ or } n_i = 0 \\ \mu + 1, & n_i \in (0, L - \mu_1 G) \end{cases} \quad (5)$$

其中 $\mu = \lceil L/G \rceil, \mu_1 = \lfloor L/G \rfloor$; $\lceil \cdot \rceil$ 和 $\lfloor \cdot \rfloor$ 分别表示向上取整数符号和向下取整数符号; n_i 表示第 i 个扩频周期中的信息码相对于扩频码的同步时延,在式(3)中求得.则, $\{p_i\}_{i=1}^{+\infty}$ 是一个以 a 为周期的周期序列.(证明略)

3.2 信息码盲同步过程

假设起始点的信息码同步时延为 n_x ,对数据序列 $y(n)$ 以扩频码长度 L 进行分段,并将第 i 个扩频周期内的信号用向量 y_i 表示

$$\mathbf{y}_i = \left[c_{L-n_x+1}s((i-1)L-n_x), \dots, c_{L-1}s((i-1)L-1), \right. \\ \left. c_{L-1}s((i-1)L), \dots, c_{L-n_x}s(iL-n_x-1) \right]^T + \mathbf{v}_i \quad (6)$$

其中, \mathbf{v}_i 表示噪声序列. 根据性质 1, 当同步时延为零时, 我们可以直接得到每个扩频码周期内的信息序列与扩频码之间的时延序列 $\{n_i\}_{i=1}^{+\infty}$, 而当同步时延为 τ_x 时, 在每一个 L 长度的分段数据中, 其同步时延可另写为 n'_i , 并且有

$$n'_i = \text{mod}(n_i + n_x, G), \quad 1 \leq i \leq a \quad (7)$$

由于 $n_x \in \{0, 1, \dots, G-1\}$, 所以当 $n_x \neq 0$ 时, $n'_i \neq n_i$. 根据性质 1, $\{n_i\}_{i=1}^{+\infty}$ 是一个以 a 为周期的周期序列, $\{n'_i\}_{i=1}^{+\infty}$ 也是一个以 a 为周期的周期序列. 同时, 在每个扩频周期中传输的信息符号数为 $p_i \in \{\mu, \mu+1\}$. 因此可以构造信息码库 $\Omega(1)$ 和 $\Omega(2)$ 如下

$$\Omega(1) = \begin{bmatrix} +\mathbf{I}_{G \times 1} & +\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & +\mathbf{I}_{G \times 1} \\ +\mathbf{I}_{G \times 1} & +\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & -\mathbf{I}_{G \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ +\mathbf{I}_{G \times 1} & -\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & -\mathbf{I}_{G \times 1} \end{bmatrix}_{\mu G \times 2^{p-1}} \quad (8)$$

$$\Omega(2) = \begin{bmatrix} +\mathbf{I}_{G \times 1} & +\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & +\mathbf{I}_{G \times 1} \\ +\mathbf{I}_{G \times 1} & +\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & -\mathbf{I}_{G \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ +\mathbf{I}_{G \times 1} & -\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & -\mathbf{I}_{G \times 1} \end{bmatrix}_{(\mu+1)G \times 2^p} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{I}_{G \times 1} = [1, 1, \dots, 1]_{1 \times G}^T$. $\Omega(1)$ 和 $\Omega(2)$ 分别表示当一个扩频码周期调制了 μ 或者 $\mu+1$ 个信息符号时, 调制后的数据格式的所有的可能性.

若 $n_x = 0$, $\{n_i\}_{i=1}^{+\infty}$ 可通过式(9)求得, p_i 可通过式(5)求得. 令

$$\Omega = \begin{cases} \Omega(1), p_i = \mu \\ \Omega(2), p_i = \mu + 1 \end{cases} \quad (10)$$

截取 Ω 的 $n_i \sim (n_i + L - 1)$ 行得到 Ω^i , 即

$$\Omega^i = \begin{bmatrix} +\mathbf{I}_{n_i \times 1} & +\mathbf{I}_{n_i \times 1} & \cdots & +\mathbf{I}_{n_i \times 1} \\ +\mathbf{I}_{G \times 1} & +\mathbf{I}_{G \times 1} & \cdots & -\mathbf{I}_{G \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ +\mathbf{I}_{(G-n_{i+1}) \times 1} & -\mathbf{I}_{(G-n_{i+1}) \times 1} & \cdots & -\mathbf{I}_{(G-n_{i+1}) \times 1} \end{bmatrix}_{L \times 2^{p-1}} \quad (11)$$

因为 Ω^i 中调制的第一个信息符号假定为“+1”(Ω^i 中的前 n_i 行均为“+1”), 若 $n_x = 0$, Ω^i 中必然有一列与第 i 个扩频码周期内调制的信息序列相同或符号完全相反, 并且只有一种情况.

在连续 a 个扩频周期内的任意两个扩频周期期间的相似度定义为

$$J_{i,j}(n_x) = \max_{\Omega_{d_1}^i, \Omega_{d_2}^j} \left| \frac{(\mathbf{y}_i \odot \Omega_{d_1}^i) \cdot (\mathbf{y}_j \odot \Omega_{d_2}^j)}{\|\mathbf{y}_i \odot \Omega_{d_1}^i\| \cdot \|\mathbf{y}_j \odot \Omega_{d_2}^j\|} \right| \quad (12)$$

其中, \odot 表示 hadamard 乘积; $|i-j| < a, 1 \leq d_1 < 2^{p-1}, \Omega_{d_1}^i$ 和 $\Omega_{d_2}^j$ 分别表示 Ω^i, Ω^j 的第 d_1 和 d_2 列, $\Omega_{d_1}^i$ 和 $\Omega_{d_2}^j$ 分别表示当 $J_{i,j}(n_x)$ 取得最大值时对应的信息序列.

当 $n_x = 0$ 时, \mathbf{y}_i 和 \mathbf{y}_j 中的信息码延时 $n'_i = n_i, n'_j = n_j$; 并且根据性质 1, 有

$$n_i \neq n_j \quad (13)$$

此时 \mathbf{y}_i 和 \mathbf{y}_j 中调制的信息序列结构是不同的, 因此当且仅当 $\Omega_{d_1}^i$ 和 $\Omega_{d_2}^j$ 正好分别是 \mathbf{y}_i 和 \mathbf{y}_j 中所调制的信息序列或其反码时, $J_{i,j}(n_x)$ 取最大值.

当 $n_x \neq 0$ 时, \mathbf{y}_i 和 \mathbf{y}_j 中的信息码延时, $n'_i \neq n_i, n'_j \neq n_j$. 此时, 在 Ω^i 中无法找到与 \mathbf{y}_i 中调制的信息序列的匹配列, 即

$$J_{i,j}(n_x \neq 0) \leq J_{i,j}(n_x = 0) \quad (14)$$

利用上述特点, 我们可以通过滑动改变接收数据的起始位置, 利用平均相似度最大的特点估计同步时延 n_x . 考虑到低信噪比条件下的扩频码估计, 我们对每个 h 数据段内的平均相似度进行累加再平均. 即

$$\bar{J}(n_x) = \begin{cases} \frac{1}{C_M} \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^M [J_{i,j}(n_x)], & 1 < M \leq a \\ \frac{1}{C_M} \left[\sum_{f=1}^F \sum_{i=1}^{a-1} \sum_{j=i+1}^a J_{af+i, af+j}(n_x) + \right. \\ \left. \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=i+1}^{\bar{M}} J_{af+i, af+j}(n_x) \right], & M > a \end{cases} \quad (15)$$

其中, M 表示接收数据中包含的扩频码周期数; $F = \lfloor M/a \rfloor$ 表示以 h 对接收信号分段的段数; $\bar{M} = M - aF$.

$$C_M = \begin{cases} \frac{M(M-1)}{2}, & 1 < M \leq a \\ \frac{a(a-1)F + \bar{M}(\bar{M}-1)}{2}, & M > a \end{cases} \quad (16)$$

其中, C_M 表示相似度平均次数. 随着 M 的增大, 时延 n_x 的估计越准确. 当滑动接收信号起始点位置时, 在 $n_x = 0$ 时, 平均相似度函数取得最大值.

3.3 基于相似度的扩频码估计

定义

$$\Omega_{d_1}^i(i, j), \quad 0 < |i-j| < a \quad (17)$$

表示当 $n_x = 0$ 时, 第 i 个扩频周期与第 j 个扩频周期做相似度分析取最大值时所匹配的 Ω^i 中的对应列向量. 那么, $\Omega_{d_1}^i(i, j)$ 即为第 i 个扩频周期中扩频码所调制的信息码或其反码的估计值

$$\Omega_{d_i}^i(i, j) = g_i \hat{b}_i \quad (18)$$

其中 \hat{b}_i 为第 i 个扩频码周期所调制的信息码的估计值, $g_i \in \{\pm 1\}$ 表示符号, 当 $\Omega_{d_i}^i(i, j)$ 与真实的信息序列同向时取正, 反向时取负. $\Omega_{d_i}^i(i, j)$ 中包含了每一个扩频周期多调制的信息码的特性, 因此可以借助这些特性可以对接收信号中扩频码的周期性进行恢复.

由于 Ω^i 中只列出了每个扩频周期中一半的可能性, 因此对于每个扩频周期来说, 在 Ω^i 中只能找到其信息序列的原码或反码的一种. 即当固定 i 时, 式(18)中 j 在其取值范围内取不同值时, 得到的 $\Omega_{d_i}^i(i, j)$ 是相同的. 为了提高信息序列估计的抗噪性能, 本文采用平均累加的方法对 $\Omega_{d_i}^i(i, j)$ 进一步校正

$$\bar{\omega}_i = \text{sgn} \left[\sum_{j=af+1}^{i-1} \Omega_{d_i}^i(i, j) \Omega_{d_i}^i(i, j) + \sum_{j=i+1}^{a(f+1)} \Omega_{d_i}^i(i, j) \right] = g_i \bar{b}_i \quad (19)$$

其中, $\text{sgn}[\cdot]$ 表示符号函数, $f = \begin{cases} \lfloor i/a \rfloor, & \text{mod}(i, a) \neq 0 \\ \lfloor i/a \rfloor - 1, & \text{mod}(i, a) = 0 \end{cases}$, \bar{b}_i 表示经过校正后的第 i 个扩频周期所调制的信息码的估计值, 表示为

$$\bar{b}_i = [\bar{b}(iL), \bar{b}(iL+1), \dots, \bar{b}(iL+L-1)]^T \quad (20)$$

根据 3.2 节估计得到的 n_x , 在图 2 中, 以 n_x+1 为信号起点的接收信号可写为

$$y'(n) = b(n)c(n) + v(n) \quad (21)$$

对其以 L 为周期进行分段, 第 i 个扩频周期内的序列用向量 y'_i 表示

$$y'_i = [b(iL)c_1, b(iL+1)c_2, \dots, b(iL+L-1)c_L]^T + v_i \quad (22)$$

其中 v_i 表示加性零均值的高斯白噪声. 若将每个扩频周期内估计得到的 $\bar{\omega}_i$ 对应的与 y'_i 相乘, 则有

$$\bar{y}'_i = y'_i \odot \bar{\omega}_i \approx g_i c + \bar{v}_i \quad (23)$$

其中 $\bar{v}_i = \bar{b}_i \odot v_i$; 由于 $\bar{b}_i \in \{\pm 1\}$, 并且是一个均匀分布的与噪声相互独立的序列, 因此 \bar{v}_i 仍然是一个方差为 σ_v^2 的高斯白噪声.

此时, 由 \bar{y}'_i 所组成的序列是一个与 SC-DSSS 信号特性相同的信号, 将所有 \bar{y}'_i 写成矩阵形式

$$\bar{Y} = [\bar{y}'_1, \bar{y}'_2, \dots, \bar{y}'_M] \quad (24)$$

其中 M 表示接收信号包含的扩频周期数.

对 \bar{Y} 进行特征分解, 其特征分解矩阵表达式为

$$R = E[\bar{Y}\bar{Y}^T] = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E[\bar{y}'_i (\bar{y}'_i)^T], M \rightarrow +\infty \quad (25)$$

其中 $E(\cdot)$ 表示取期望, 因为信号和噪声是相互独立

的, 噪声的均值为零, 方差为 σ_v^2 . 将式(23)代入式(25), 对上式进行化简有

$$R = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E[(g_i c + \bar{v}_i)(g_i c + \bar{v}_i)^T] = \sigma_g^2 c c^T + \sigma_v^2 I, M \rightarrow +\infty \quad (26)$$

其中 I 表示 $L \times L$ 的单位矩阵, σ_g^2 表示信号方差.

矩阵 R 可写为

$$R = R_b + R_v = Q_b A_b Q_b^T + Q_v A_v Q_v^T \quad (27)$$

其中矩阵 Q_b 和 Q_v 中的列向量分别由矩阵 R 的特征值所对应的特征向量构成, 此时特征值对角矩阵为 $A_b = \text{diag}(\lambda_1)$ 和噪声方差对角矩阵为 $A_v = \text{diag}(0, \lambda_2, \dots, \lambda_L)$, 则 R 的特征值排列分别为

$$\begin{cases} \lambda_1 = \sigma_g^2 + \sigma_v^2, & i = 1 \\ \lambda_i = \sigma_v^2, & 2 \leq i \leq L \end{cases} \quad (28)$$

由上式可知, 只有一个较大的特征值 λ_1 ; 对其对应的特征向量取符号即为扩频码 c 的估计值 \hat{c} .

3.4 计算复杂度分析

本文算法主要包括信息码库的构建与匹配, 平均相似度的计算以及信号矩阵的特征值分解. 其中, 信息码库的构建与选择的计算量约为 $O(2^{2u})$. 在选择信息码库的基础上, 平均相似度算法的复杂度约为 $o(2^{2u} M L^2)^{[6]}$; 采用三角分解对矩阵进行特征值分解的算法复杂度约为 $o(M L^2)^{[7]}$; 因此, 本文算法的整体复杂度约为 $o(2^{2u} M L^2 + M L^2)$.

4 仿真实验及性能分析

在本文仿真实验中选用 BPSK 调制 NPLC-DSSS 信号, 接收信号长度用扩频周期数 M 表示. 扩频码用随机生成的方式产生, 其长度 $L=127$; 信息码元宽度 $G=30$. 信道噪声为加性高斯白噪声. 本文采用信噪比 (SNR) 和比特误码率作为扩频码估计的性能指标:

4.1 信息码同步时延检测性能

信息码同步位置的正确检测概率随着信噪比变化的性能曲线如图 3 所示. 由图可见, 随着接收信号长度 M 的增加, 该算法检测同步位置的抗噪声性能不断提高.

4.2 扩频码估计性能

图 4 给出了接收信号长度 $M=1000$, SNR=-11 dB 时, 采用本文算法估计得到的伪码序列与真实伪码序列的对比. 图中, 伪码序列的估计值是伪码序列真实值的反序列, 该现象叫相位模糊现象, 其符合前面的理论分析.

接收信号在不同信噪比条件下, 本文算法通过 200 次蒙特卡洛仿真实验估计伪码序列的比特误码率曲线如图 5 所示. 由图可见, 当固定 M 时, 随着信噪比的增

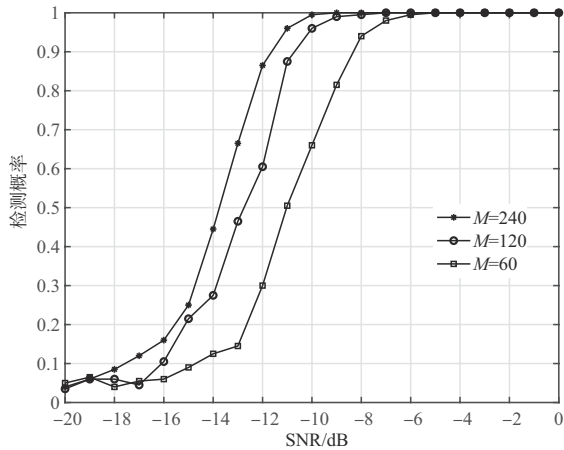


图3 信号同步位置检测概率

大,伪码序列估计值越准确;同时,在相同信噪比条件下,随着 M 的增加,伪码序列的估计值越准确。

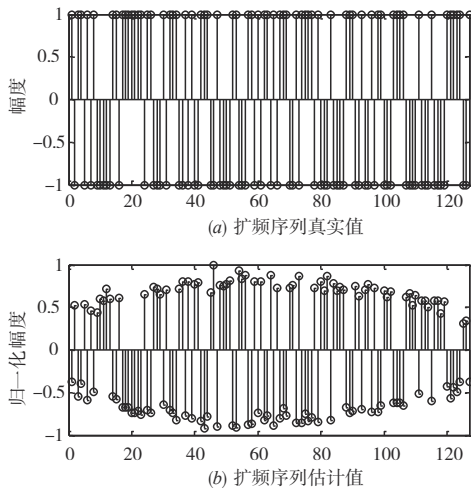


图4 扩频序列估计样本图

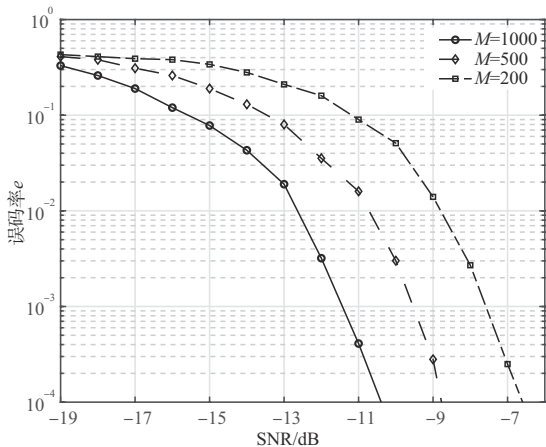


图5 所提算法伪码序列估计性能曲线

图6给出了在相同信源条件下 $M=1000, L=127, G=30$,本文算法与分段估计法在不同信噪比条件下的

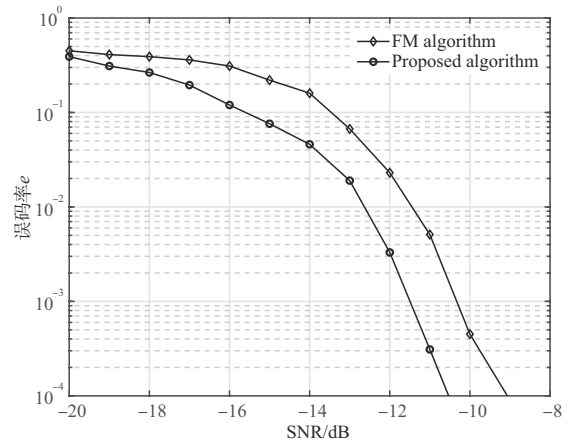


图6 所提算法与FM算法估计性能比较

性能对比曲线.由图可知,两种算法随着信噪比的增加,估计伪码序列的性能都不断提高;在相同信噪比条件下,本文算法估计伪码序列的性能优于分段估计法.当误码率为 10^{-3} 时,所提算法与FM算法的信噪比分别为 -11.385 dB和 -10.307 dB.因此,本文算法较FM算法抗噪性能提高了1 dB.

5 结论

本文对NPLC-DSSS信号的结构特性进行了分析,通过构造信息码库,利用平均相似度和特征分解对信息码同步位置和伪码序列进行联合盲估计.仿真实验表明,本文算法较现有算法计算量有所增加,但在信源条件相同的情况下,使得伪码序列估计的抗噪声性能提高了1 dB,而且在极低信噪比条件下能够对信息码同步位置进行准确估计.同时,该算法每次运算只限于两个伪码周期内的信号序列,内存开销不大,易于工程实现,具有一定的理论意义和应用价值.

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. Piscataway, NJ: IEEE, 2002: 238-241.
- [2] 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 W H, YANG X N, LIU N N. 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. (in Chinese)
- [3] 张天骐, 胡延平, 冯嘉欣, 张晓艳. 基于零空间矩阵匹配的极化码参数盲识别算法[J]. 电子与信息学报, 2020, 42

(12): 2953-2959.

ZHANG T Q, HU Y P, FENG J X, et al. Blind Identification Algorithm of Polarization Code Parameters[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2020, 42(12): 2953-2959. (in Chinese)

- [4] 赵知劲, 尹辉, 强芳芳, 尚俊娜. 利用张量分解的多天线长码直扩 CDMA 信号扩频码盲估计[J]. 通信学报, 2018, 39(10): 52-58.

ZHAO Z Z, YIN H, QIANG F F, et al. Blind estimation of spreading codes for multi-antenna LC-DS-CDMA signals based on tensor decomposition[J]. Journal on Communications, 2018, 39(10): 52-58. (in Chinese)

- [5] 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.

- [6] ANDERSON T W. Asymptotic theory for principal component analysis[J]. Annals of Mathematical Statistics, 1986, 34(1): 122-148.

- [7] 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 T, LI Z Q, LIANG X W. An estimation method for spread spectrum code of non-periodic modulated DSSS signal[J]. Journal of Astronautics, 2013, 34: 546-551. (in Chinese)



张天骐 男, 1971 年出生于四川眉山, 教授. 研究方向: 扩频信号的盲处理、神经网络实现以及信号的同步处理.

E-mail: zhangtq@cqupt.edu.cn

作者简介



强幸子 男, 1986 年出生于陕西乾县, 讲师. 主要研究方向: 卫星导航信号处理.

E-mail: qiangxingzi@163.com



金翔 男, 1984 年出生于湖北孝感, 高级工程师. 主要研究方向: 图像处理, 视频分析.

E-mail: 117628432@qq.com