

基于平均内积和相关判决函数的 DSSS信号伪码序列盲估计

金 艳, 孙玖玲[†], 姬红兵

(西安电子科技大学 电子工程学院, 西安 710071)

摘 要: 针对已有扩频码估计方法计算复杂度高的问题, 提出一种基于平均内积和相关判决函数的扩频码估计方法. 首先采用窗长为伪码周期的滑动窗函数将信号划分为不重叠数据段, 以各分段数据为行向量依次排列构造数据矩阵, 并根据不同起始点条件下分段后所对应矩阵平均内积的最大值确定伪码同步起始点; 然后在实现伪码同步的基础上, 利用相关判决函数估计出伪码序列各码元与第1个码元之间的符号关系, 从而实现伪码序列的盲估计; 最后通过理论推导说明所提方法的有效性, 并在相同的实验条件下分别给出该方法与基于特征分解、三阶相关的常见方法在扩频码估计的性能和计算量上的仿真对比. 实验数据表明, 在 $\text{SNR} \geq 3$ 时, 所提出的相关判决函数法可以得到准确的估计, 且计算量相比特征分解、三阶相关法也大大降低了.

关键词: 直扩信号; 扩频序列; 起始码元位置; 平均内积; 相关判决

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

Blind estimation of DSSS pseudo-random sequence based on average inner product and correlative decision function

JIN Yan, SUN Jiu-ling[†], JI Hong-bing

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A new method based on average correlation and correlation decision function(CDF) is proposed to solve the problem of large computational complexity, for estimating the spreading sequence of direct sequence spread spectrum(DSSS) in this paper. Firstly, the signal is divided into non-overlapping data segments by using the sliding window function with the window length equal to the pseudo noise(PN) code period. The data matrix is arranged in the order of each segment data as one row vector. Then, the maximum value of the average inner product of the corresponding matrices, which is obtained according to the different starting point conditions, can be used to determine the PN code synchronization starting point. On the basis of the realization of PN code synchronization, the symbolic relation between each symbol of the PN sequence and the first symbol is estimated by using the correlative decision function, so as to realize the blind estimation of the pseudo sequence. The effectiveness of the proposed method is showed by theoretical derivations. The performance and the computational complexity are compared between the proposed method and the common methods based on the eigenvalue decomposition(EVD) and triple correlation function(TCF) through simulation comparison experiments. It turns out that, when $\text{SNR} \geq 3$, using the CDF method proposed in this paper can get an accurate estimate, and the computational complexity is greatly reduced compared with methods based on the EVD and TCF.

Keywords: DSSS; spreading sequence; position of the starting symbol; average correlation; correlative decision function

0 引 言

直接序列扩频(Direct sequence spread spectrum, DSSS)通信是一种重要的扩频通信方式, 具有抗干扰性强、隐蔽性好等优点, 已广泛应用于军事通信、卫

星通信和卫星导航等系统中^[1-2]. 在合作通信中, 接收方用伪码序列等先验信息即可完成信号的解扩等处理, 以恢复信息码序列; 而在非合作通信中, 接收方没有来波信号参数信息, 若需恢复信息序列必须对伪

收稿日期: 2017-06-07; 修回日期: 2017-01-03.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61201286); 陕西省自然科学基金项目(2014JM8304).

作者简介: 金艳(1978—), 女, 副教授, 博士, 从事现代信号处理、统计信号处理等研究; 孙玖玲(1992—), 女, 硕士生, 从事直扩信号的检测与参数估计的研究.

[†]通讯作者. E-mail: sunating@163.com

码进行估计. 因此, 针对 DSSS 信号的伪码序列盲估计方法研究在信息对抗领域有着重要意义.

对于伪码序列的盲估计, 目前主要有基于矩阵分解^[3-5](Eigenvalue decomposition, EVD)、三阶相关^[6-7](Triple correlation function, TCF)、神经网络^[8](Neural network, NN)等几类方法. EVD算法通过对信号以伪码周期^[3,9]或两倍伪码周期^[5,10]分段, 构成接收信号矩阵, 并进行特征分解, 最大特征值对应的特征向量即为伪码序列. TCF算法利用 m 序列三阶相关函数的峰值坐标与产生 m 序列的本原多项式之间的对应关系来完成估计^[11-12], 此算法只适用于估计 m 序列, 对伪码局限性较大. NN法实际是矩阵分解的快速算法, 采用自适应迭代机制, 以牺牲信噪比容限降低部分计算量. EVD算法、TCF算法和NN算法都有较高的计算复杂度.

本文针对现有算法计算复杂度高的问题, 提出一种基于平均内积(Average inner product, AIP)和相关判决函数(Correlative decision function, CDF)的扩频码估计新方法. 该方法分为两个部分: 第1部分是伪码起始码元位置的盲估计, 在已知伪码周期的前提下, 以伪码周期为分段时长对接收信号进行不重叠分段, 以各段序列为行向量, 依此排列构造接收信号矩阵, 滑动起始码点, 通过不同起始点对应矩阵平均内积的最大值来估计伪码同步起始位置; 第2部分是扩频码序列的估计, 由第1部分估计出的同步起始码元对信号重新分段, 利用相关判决函数确定矩阵各列与第一列间的关系(正相关或负相关), 即可判断出第 $k(k = 2, 3, \dots, N)$ 个伪码码元与第1个码元的符号关系, 最后通过符号函数 $\text{sig}(\cdot)$ 恢复出所估计的伪码序列.

1 信号模型

DSSS 系统基本结构如图1所示. 经解调并以码片速率为采样频率, 得到的接收离散信号可以表示为

$$s(nT_c) = \sqrt{A}d(nT_c - (k-1)T_c)c(nT_c - (k-1)T_c) + v(nT_c). \quad (1)$$

其中: A 代表信号功率; T_c 代表码片宽度; $\{c(nT_c)\}$ 代表取值为 ± 1 、周期为 LT_c 的扩频码序列, 工程实践中, 扩频码序列一般采用伪码序列; $\{d(nT_c)\}$ 代表宽度为 $T_0 = LT_c$ 的信息码序列; $\tau = (k-1)T_c$ 代表信息码同步时延, $0 \leq \tau \leq T_0$; $\{v(nT_c)\}$ 代表均值为零、方差为 σ_v^2 的加性高斯白噪声序列. 扩频序列记为 $\{c_0, c_1, \dots, c_L\}$, 第 i 个信息码表示为 d_i .

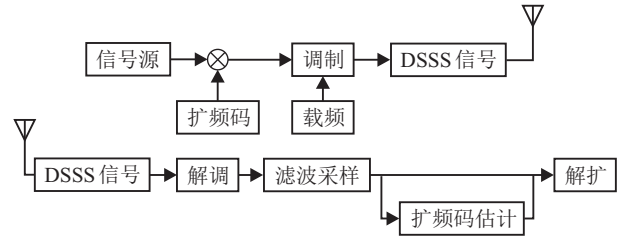


图1 DSSS通信系统基本结构

2 基于AIP和CDF的扩频码估计

2.1 同步起始码元盲估计

将采样序列表示为 $\{\sqrt{A}d_k c_l + v_{k,l}, \sqrt{A}d_k c_{l+1} + v_{k,l+1}, \dots, \sqrt{A}d_k c_L + v_{k,L}, \sqrt{A}d_{k+1} c_1 + v_{k+1,1}, \sqrt{A}d_{k+1} c_2 + v_{k+1,2}, \dots, \sqrt{A}d_{k+1} c_L + v_{k+1,L}, \dots, \sqrt{A}d_N c_1 + v_{N,1}, \sqrt{A}d_N c_2 + v_{N,2}, \dots, \sqrt{A}d_N c_L + v_{N,L}\}$, $1 \leq l \leq L$. 假设信号序列长度为 N , 扩频码周期为 L , 则将 LN 个采样码以周期长度 L 分成 N 段, 构成一个 $L \times N$ 的矩阵 R_1 . 不失一般性, 将 k 取值为 $k = 1$, 则有

$$R_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{A}d_1 c_1 + v_{1,1} & \dots & \sqrt{A}d_1 c_L + v_{1,L} \\ \sqrt{A}d_2 c_1 + v_{2,1} & \dots & \sqrt{A}d_2 c_L + v_{2,L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{A}d_N c_1 + v_{N,1} & \dots & \sqrt{A}d_N c_L + v_{N,L} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \sqrt{A}d_1 c_1 + v_{1,1} & \dots & \sqrt{A}d_1 c_L + v_{1,L} \\ \sqrt{A}d_2 c_1 + v_{2,1} & \dots & \sqrt{A}d_2 c_L + v_{2,L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{A}d_N c_1 + v_{N,1} & \dots & \sqrt{A}d_N c_L + v_{N,L} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

定义1 已知 α, β 为两个维数相同的行向量, 且 $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m], \beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m]$, α 和 β 的内积为 $\text{corr}_{\alpha\beta} = \alpha\beta^T = \alpha_1\beta_1 + \alpha_2\beta_2 + \dots + \alpha_m\beta_m$. 则对一矩阵 $A_{n \times m}$ 而言, 定义其平均内积为

$$\text{corr}(A) = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n |\text{corr}_{ij}|. \quad (3)$$

式(3)表示矩阵不同行向量之间内积的绝对平均值, 则任意第 l 个码元为起始位置构成的矩阵 R_l 平均相关度为

$$\text{corr}(R_l) = \text{Re} \left(\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n |\text{corr}_{ij}| \right), \quad (4)$$

其中 $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部. 实际上, 1 和 $\{v_k\}$ 都是互不相关的零均值序列, 因此

$$\text{corr}(R_l) = \text{corr}(S_l) + \text{corr}(V_l), \quad (5)$$

其中 $\text{corr}(S_l)$ 和 $\text{corr}(V_l)$ 分别为 DSSS 信号和噪声部分的平均内积.

若 $N \gg 1$, 则信号部分的平均内积为

$$\text{corr}(S_l) =$$

$$\begin{aligned} & \text{Re}\left(\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N |r_{i,j} r_{i+1,j}^*|\right) = \\ & \text{Re}\left\{\frac{1}{N(N-1)} \left\{ [A|(L-l+1)(d_1 d_2^* c_l^2 + \right. \right. \\ & d_1 d_3^* c_{l+1}^2 + \cdots + d_1 d_N^* c_L^2) + A(l-1)(d_2 d_3^* c_1^2 + \\ & d_2 d_4^* c_2^2 + \cdots + d_2 d_{N+1}^* c_{l-1}^2)] + [A(L-l+ \\ & 1)(d_2 d_3^* c_l^2 + d_2 d_4^* c_{l+1}^2 + \cdots + d_2 d_N^* c_L^2) + A(l- \\ & 1)(d_3 d_4^* c_1^2 + d_3 d_5^* c_2^2 + \cdots + d_3 d_{N+1}^* c_{l-1}^2)] + \cdots + \\ & \left. [A(L-l+1)d_{N-1} d_N^* + A(l-1)d_N d_{N+1}^*] \right\} \right\}, \quad (6) \end{aligned}$$

其中 $r_{i,j}$ 表示 R_l 矩阵的各元素. 又 $d_k, c_k \in \{1, -1\}$, 可知 $c_k^2 = 1$, 则上式可简化为

$$\begin{aligned} & \text{corr}(S_l) = \\ & \text{Re}\left[\frac{1}{N(N-1)} \left\{ AL \left[\sum_{i=3}^{N+1} d_2 d_i^* + \sum_{i=4}^{N+1} d_3 d_i^* + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. \cdots + d_N d_{N+1}^* \right] + A(l-1) \sum_{j=2}^N |d_j d_{N+1}^*| + \right. \right. \\ & \left. \left. A(L-l+1) \sum_{i=2}^{N+1} |d_1 d_i^*| \right\} \right] = \\ & \text{Re}\left\{ \frac{1}{N(N-1)} \left[AL \sum_{i=2}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N |d_i d_j^*| + A(l- \right. \right. \\ & \left. \left. 1) \sum_{i=2}^N |d_i d_{N+1}^*| + A(L-l+1) \sum_{j=2}^N |d_1 d_j^*| \right] \right\}. \quad (7) \end{aligned}$$

若伪码起始码元已知, 则此时接收序列经分段后得到矩阵

$$R_0 = \begin{bmatrix} \sqrt{A}d_1c_l + v_{1,l} & \sqrt{A}d_1c_2 + v_{1,2} \\ \sqrt{A}d_2c_l + v_{2,l} & \sqrt{A}d_2c_2 + v_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{A}d_Nc_l + v_{N,l} & \sqrt{A}d_Nc_2 + v_{N,2} \\ \cdots & \sqrt{A}d_1c_L + v_{1,L} \\ \cdots & \sqrt{A}d_2c_L + v_{2,L} \\ \ddots & \vdots \\ \cdots & \sqrt{A}d_Nc_L + v_{N,L} \end{bmatrix} \rightarrow \leftarrow \quad (8)$$

同理, 有

$$\begin{aligned} & \text{corr}(S_0) = \\ & \text{Re}\left[\frac{1}{N(N-1)} \left\{ A[|(d_1 d_2^* c_1^2 + d_1 d_2^* c_2^2 + \cdots + \right. \right. \\ & d_1 d_N^* c_L^2)| + |(d_1 d_3^* c_1^2 + d_1 d_3^* c_2^2 + \cdots + d_1 d_3^* c_L^2)| + \\ & |(d_1 d_N^* c_1^2 + d_1 d_N^* c_2^2 + \cdots + d_1 d_N^* c_L^2)|] + \cdots + \\ & A[|(d_2 d_3^* c_1^2 + d_2 d_3^* c_2^2 + \cdots + d_2 d_3^* c_L^2)| + \cdots + \\ & |(d_2 d_N^* c_1^2 + d_2 d_N^* c_2^2 + \cdots + d_2 d_N^* c_L^2)|] + A[(d_{N-1} d_N^* c_1^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & d_{N-1} d_N^* c_2^2 + \cdots + d_{N-1} d_N^* c_L^2)|] \Big\} \Big] = \\ & \text{Re}\left\{ \frac{1}{N(N-1)} \left[AL \left(\sum_{i=2}^{N+1} |d_1 d_i^*| + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \sum_{i=3}^{N+1} |d_i d_i^*| + \cdots + |d_N d_{N+1}^*| \right) \right] \Big\} = \\ & \text{Re}\left(\frac{AL}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N \sum_{j=i+1}^{N+1} |d_i d_j^*| \right). \quad (9) \end{aligned}$$

对比式 (7) 和 (9), 又 $1 \leq l \leq L$, 则有 $\text{corr}(S_0) \geq \text{corr}(S_l)$. 当且仅当 $l = 1$, 即 $\tau = 0$ 时, $\text{corr}(S_0) = \text{corr}(S_l)$, 即在码元同步条件满足时, 以扩频周期分段所构成矩阵的平均内积最大. 因此, 由不同起始点分段情况下矩阵平均内积的峰值即可估计出伪码同步起始码元. 图 2 给出了 $\text{corr}(S_l)$ 取值与 τ 的关系曲线, 由图 2 可知, 在伪码同步点 $\tau = 0$ 处, $\text{corr}(S_l)$ 取得最大值.

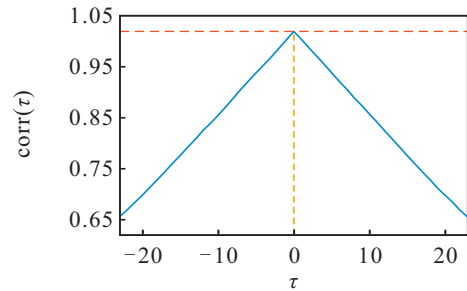


图 2 不同 τ 值对应的平均相关度值

在工程实际中, 截获到的信号往往都包含有噪声 $\{v_k\}$, 由式 (5) 可知

$$\begin{aligned} & \text{corr}(R_l) = \\ & \text{Re}\left(\frac{1}{N(N-1)} \left(AL \sum_{i=2}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N |d_i d_j^*| + \right. \right. \\ & \left. \left. A(l-1) \sum_{i=2}^N |d_i d_{N+1}^*| + A(L-l+1) \sum_{j=2}^N |d_1 d_j^*| \right) \right), \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \text{corr}(R_0) = \\ & \text{Re}\left(\frac{AL}{N(N-1)} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N |d_i d_j^*| \right) + \\ & \text{Re}\left(\frac{1}{NL(N-1)} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^L \sum_{k=i+1}^N |v_{i,j} v_{k,j}| \right). \quad (11) \end{aligned}$$

对比式 (9) 和 (11) 可知, 在信噪比较低的情况下, $\text{corr}(V_l)$ 的值较大, $\text{corr}(R_l)$ 中信号部分与噪声部分平均内积的比值 $\text{corr}(S_l)/\text{corr}(V_l)$ 较小, 会降低同步起始码元的估计性能, 而计算过程中的平均累加处理能抵消部分噪声, 对估计性能会有所改善.

2.2 基于相关判决函数的扩频码估计

确定信息码同步起始码元后,从起始点对 $s(n)$ 以扩频周期长度 L 重新分段,构成式(8)所定义的矩阵 R_l .为估计出扩频码序列 $\{c_1, c_2, \dots, c_L\}$,先假设 $c_1 = 1$ (也可假设 $c_1 = -1$,两种假设估计出的扩频码符号相反,但不影响最后的信号解扩).

定义2 已知两等维列向量 $\gamma = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_m]^T$ 和 $\eta = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_m]^T$,定义 η 与 γ 的相关判决函数为

$$\text{CDF}_{\gamma, \eta} = \sum_{i=1}^m \gamma_i \eta_i,$$

则对于矩阵 R_l ,其第 $j(j \neq 1)$ 列向量与第1列向量的CDF为

$$\begin{aligned} \text{CDF}_{r_1, r_j} &= \sum_{i=1}^N r_{i,1} r_{i,j} = \\ &= A \sum_{i=1}^N (d_i c_1 + n_{i,1})(d_i c_j + n_{i,j}). \end{aligned} \quad (12)$$

由于信号和噪声不相关,式(10)可简化为

$$\begin{aligned} \text{CDF}_{r_1, r_j} &= A \sum_{i=1}^N (d_i^2 c_1 c_j + n_{i,1} n_{i,j}) = \\ &= A \sum_{i=1}^N (c_1 c_j + n_{i,1} n_{i,j}). \end{aligned} \quad (13)$$

当不存在噪声时

$$\text{CDF}_{r_1, r_j} = A \sum_{i=1}^N c_1 c_j^* d_i^2 = A \sum_{i=1}^N c_1 c_j^*. \quad (14)$$

CDF_{r_1, r_j} 的取值由 $c_1 c_j^*$ 的值决定.当 c_j 与 c_1 同号时, $\text{CDF}_{r_1, r_j} > 0$;当 c_j 与 c_1 反号时, $\text{CDF}_{r_1, r_j} < 0$.又 $c_j \in \{-1, 1\}$,对 $\{c_j\}_{j=1}^L$ 依次取符号函数

$$\hat{c}_j = \text{sgn}(\text{CDF}_{r_1, r_j}), \text{sgn}(n) = \begin{cases} -1, & n < 0; \\ 1, & n > 0. \end{cases} \quad (15)$$

完成序列 $\{c_j\}_{j=1}^L$ 的估计,即可由下式完成DSSS信号的解扩:

$$(d_i c_j + v_{i,j}) c_j = d_i + v_{i,j} \hat{c}_j = d_i + v_{i,j}. \quad (16)$$

对比式(13)和(14)可知,噪声的存在对 CDF_{r_1, r_j} 影响较大.若仅由 c_1 估计 c_j ,则产生的误差较大.为减小噪声对算法估计性能产生的影响,本文利用已经估计出的前 $m(1 < m \leq j)$ 个码元来估计 c_j ,方便起见,将 m 称为判决依据码元个数.此时相关判决函数可写作

$$\text{CDF}(c_j) = \sum_{i=1}^N (r_{i,1} r_{i,j} + r_{i,2} r_{i,j} + \dots + r_{i,m} r_{i,j}). \quad (17)$$

与式(13)比较,式(17)增加了累加次数,且累加过程是降噪的过程,所以利用前 m 个判决码元的判决函数估计 c_j 有较好的性能. $r_{i,j1} r_{i,j2}$ 符号非正即负,若 m 取偶数,则偶数项求和将增大估计错误的概率.例如, $m = 2$, $\text{CDF}(c_3) = \sum_{i=1}^N (r_{i,1} r_{i,3} + r_{i,2} r_{i,3})$,假设 $c_1 = 1$,若由式(13)和(15)估计出 $c_2 = -1$,则有 $r_{i,1} r_{i,j} > 0$ 和 $r_{i,2} r_{i,j} < 0$,且由于噪声的影响,有 $|r_{i,1} r_{i,j}| < |r_{i,2} r_{i,j}|$.此时,若 $c_3 = 1$,且 $r_{1,3} > 0$,则 $\text{CDF}(c_3) < 0$,经取符号函数转换后,得估计值 $\hat{c}_3 = -1$.而 $c_3 \neq \hat{c}_3$,可见 m 取偶数时容易受噪声影响,导致错误的估计结果.因此,为提高估计性能,判决依据码元个数 m 应取奇数.

基于AIP和CDF的伪码序列估计算法的结构框图如图3所示.利用信息码、伪码和噪声之间的不相关以及伪码序列自身良好的相关性特点,首先对接收DSSS信号序列以伪码周期长度分段,以各段为行向量依次排列,构造成信号矩阵,由AIP算法计算出不同分段起始点下矩阵平均内积的最大值即可估计出伪码同步起始位置;在达到伪码同步的前提下,按同样的方式对信号序列分段、排列,构造成信号矩阵,然后利用CDF算法对各伪码码元符号进行判定,经过符号函数的转换即可恢复出完整的伪码序列.

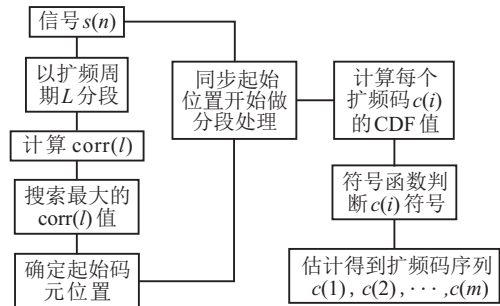


图3 基于AIP和CDF的扩频码估计结构

3 仿真结果与分析

本文仿真所使用的计算机CPU为Intel(R) Pentium(R) G2020,主频2.90 GHz,内存为4 GB,操作系统为Microsoft Windows 7旗舰版(64位),仿真软件为Matlab R2015.实验仿真中采用BPSK调制直扩信号,信息码元数 $N = 2000$,扩频伪码序列由本原多项式 $x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$ 产生,伪码周期 $L = 63$,信道噪声为加性高斯白噪声.

3.1 扩频同步起始点估计

本文基于AIP算法估计扩频码同步起始码元,在上述仿真条件和不同信噪比下分别进行300次蒙特卡洛实验.

将300次实验估计出错误结果的次数比率记为

估计的错误率(errorate),则仿真实验结果的错误率与噪声之间的关系如表1所示. 由表1可知,当信噪比小于 -10 dB时,AIP算法估计性能下降较快,但在信噪比不小于 -8 dB时,都可以准确估计出扩频码元起始位置.

表1 AIP算法同步起始点估计性能

errorate	0	0	0	0	0	0.0817	0.225
SNR	0	-2	-4	-6	-8	-10	-12

3.2 判决依据码元个数 m 值的选取

3.2.1 判决依据码元个数 m 值的选取

为确定CDF算法中判决依据码元个数的取值,在信噪比 $\text{SNR} = -5$ dB的条件下,对 m 取不同值进行实验. 以错误码元个数 n 与周期长度 L 的比值作为误码率,误码率rate随 m 取值变化的情况如表2所示. 由表2可知,CDF算法在 $m = 3$ 时误码率最低,即用前3个已估计出的码元结合起来估计后续码元位置性能相对最优.

表2 m 取值与误码率的关系

m	1	3	5	7
rate	0.238	0.0476	0.317	0.428

3.2.2 扩频码序列估计性能及计算复杂度

图4为3.1节实验条件下, $m = 3$, $\text{SNR} = -2$ dB时,CDF算法估计出的扩频码序列. 经过符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$ 恢复的序列如图5所示. 图6为本文DSSS信号所用扩频码序列. 对比图5和图6可知,估计的扩频码与实际扩频码序列符号对应相反,即相位相反,并不影响信号的解扩^[13]. 图7为本文所提算法与基于EVD和TCF算法的扩频码估计性能对比图.

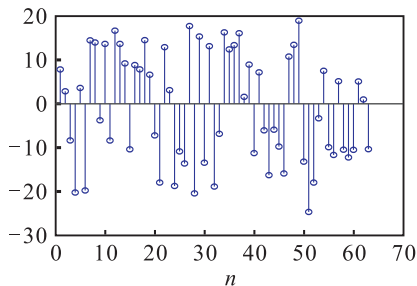


图4 CDF算法估计的扩频码序列

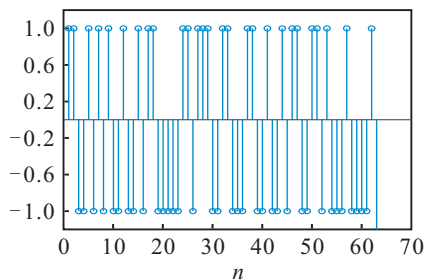


图5 经符号函数恢复的扩频码序列

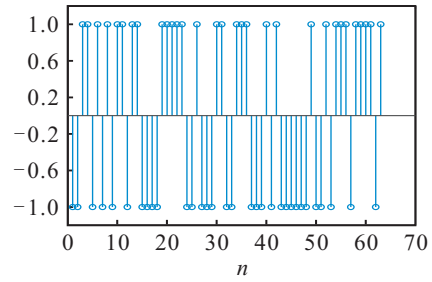


图6 实际扩频码序列

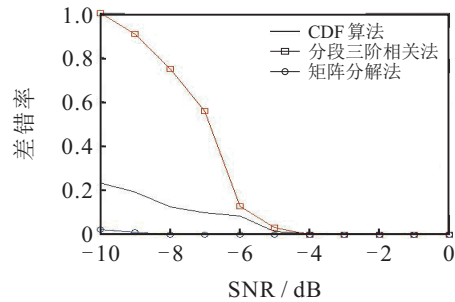


图7 算法CDF与EVD、TCF估计性能对比

仿真实验结果表明,EVD算法能够达到最低的信噪比容限,但与TCF算法相比,本文所提出的CDF算法信噪比容限低1 dB. 特别地,在信噪比低于 -6 dB条件下,信号淹没于噪声中,经过3次乘法运算,导致TCF算法估计性能急剧下降,而此时CDF算法性能明显优于TCF算法.

在计算复杂度方面,本文算法主要包括AIP和CDF的计算,仅包含加法运算和乘法运算. 记DSSS信号的扩频周期为 L ,信息码元个数为 N . 在已知同步起始码元位置的前提下,都以一倍伪码周期分段,若用前 m 个已估计出的伪码码元 $\{c_1, c_2, \dots, c_m\}$ 依次估计后续码元 $\{c_{m+1}, c_{m+2}, \dots, c_L\}$,则由2.2节可知CDF算法的复杂度为

$$\text{TN}(\text{CDF})_{\text{ADD}} = (N-1)(m-1) + N(m-1)(L-m), \quad (18)$$

$$\text{TN}(\text{CDF})_{\text{MUL}} = N(m-1) + mN(L-m). \quad (19)$$

其中: $\text{TN}(\cdot)_{\text{ADD}}$ 为加法次数, $\text{TN}(\cdot)_{\text{MUL}}$ 为乘法次数. EVD算法所需要乘法运算和次加法运算次数^[14]为

$$\text{TN}(\text{EVD})_{\text{ADD}} = NL^2 - L^2, \quad (20)$$

$$\text{TN}(\text{EVD})_{\text{MUL}} = NL^2. \quad (21)$$

同样,TCF算法计算复杂度如下:

$$\text{TN}(\text{TCF})_{\text{ADD}} = 2(L-1) + N, \quad (22)$$

$$\text{TN}(\text{TCF})_{\text{MUL}} = NL[(L-1)^2 + 1]. \quad (23)$$

表3给出了 $L = 63$, $N = 100$ 时各算法所需乘法次数的比较情况,以及进行一次仿真实验所需时间. 可见,在达到扩频码元同步的情况下,CDF算法乘法运算的次数是EVD算法的3%,约为TCF算

法的0.05%;单次实验所需时间是EVD算法耗时的0.2%,EVD算法的20%。综上,本文所提CDF算法计算复杂度比基于EVD和TCF的两种算法的计算复杂度大大降低。

表3 CDF与EVD、TCF单次实验的运算复杂度比较

算法	乘法次数	单次实验乘法次数	时间/s
EVD	NL^2	3.97×10^9	0.913
TCF	$NL((L-1)^2+1)$	2.38×10^7	93.477
CDF	$N(m-1)+mN(L-m)$	1.28×10^4	0.191

综合仿真实验结果可以看出:在伪码序列估计问题上,与EVD算法相比,本文所提出的CDF算法的性能有所降低,但很大程度上减小了计算复杂度;而与TCF算法相比,CDF算法不仅在估计性能上提高了,而且大大降低了计算复杂度。

4 结 论

本文针对非协作条件下DSSS信号扩频码估计问题,提出了一种基于AIP算法和CDF算法的扩频码估计方法。理论分析和蒙特卡洛仿真实验均表明,相比于常用的EVD算法和TCF算法,本文算法大大减小了伪码估计的计算复杂度。特别地,当信噪比 $\text{SNR} \leq -5\text{ dB}$ 时,CDF算法性能远优于TCF算法。CDF算法 -6 dB 的信噪比容限能够满足多数实际的工程需求,且易于实现,适用于对扩频码序列估计实时性要求较高的情况。

参考文献(References)

- [1] Miguel Pereira, Octavian Postolache, Pedro Girao. Spread spectrum techniques in wireless communication[J]. IEEE Instrumentation & Measurement, 2009, 12(6): 21-24.
- [2] Miguel Pereira. Spread spectrum techniques in wireless communication Part2: Transmission issues in free space[J]. IEEE Instrumentation & Measurement, 2010, 13(1): 8-14.
- [3] Boudier C, Azou S, Burel G. Blind estimation of the pseudo random sequence of a direct sequence spread spectrum signal[C]. IEEE Military Communications Conf. Los Angeles: IEEE, 2000: 967-970.
- [4] Xia Wen Long, Zhou Yuan Ping, Guo Qin Gong, et al. Blind estimation of long-code DSSS signals based on information symbol transition pattern[C]. IEEE 13th Int Conf on Signal Processing. Chengdu: IEEE, 2016: 1161-1164.
- [5] 强幸子, 张天骐, 赵军桃, 等. 非合作直扩信号伪码及信息序列联合盲估计[J]. 重庆邮电大学学报: 自然科学版, 2016, 28(4): 468-472.
(Qiang X Z, Zhang T Q, Zhao J T, et al. Joint blind estimation of pseudo codes and information sequences noncoordinated DSSS[J]. J of Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2016, 28(4): 468-472.)
- [6] Warner E S, Muigrew B, Grant P M. Triple correlation analysis of M sequences[J]. Electronics Letters, 1993, 29(20): 1755-1756.
- [7] 赵知劲, 顾晓伟, 沈雷, 等. 非周期长码直扩信号的伪随机码盲估计[J]. 通信学报, 2015, 36(5): 1-8.
(Zhao Z J, Gu X W, Shen L, et al. Blind estimation of pseudo codes of aperiodic long code DSSS signals[J]. J on Communications, 2015, 36(5): 1-8.)
- [8] Zhang Xiao Lin, Chen Jian. Research on blind reconstruction method of PN sequence for period DSSS signals in low SNR conditions[C]. IEEE 13th Int Conf on Signal Processing. Chengdu: IEEE, 2016: 1254-1258.
- [9] 沈斌, 王建新. 基于奇异值分解的直扩信号伪码序列及信息序列盲估计方法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(9): 2098-2103.
(Shen B, Wang J X. Blind estimation of pseudo sequence and information sequence of direct sequence spread spectrum signals based on singular value decomposition method[J]. J of Electronics and Information Technology, 2014, 36(9): 2098-2103.)
- [10] 王满喜, 李宏, 马刘非, 等. 低信噪比下非周期性直扩信号的盲估计[J]. 电子科技大学学报, 2009, 38(2): 177-181.
(Wang M X, Li H, Ma Y F, et al. Blind estimation of lower SNR aperiodic DS signals[J]. J of University of Electronic Science and Technology of China, 2009, 38(2): 177-181.)
- [11] 赵知劲, 强芳芳, 顾晓伟, 等. 利用三阶相关特征信息的周期长码扩频信号伪码盲估计[J]. 信号处理, 2008, 32(6): 739-745.
(Zhao Z J, Qiang F F, Gu X W, et al. Blind estimation of pseudo code of periodic spread spectrum signals using triple correlation characteristics[J]. J of Signal Processing, 2008, 32(6): 739-745.)
- [12] 刘晓阳. 伪随机序列中本原多项式的研究[D]. 鞍山: 辽宁科技大学理学院, 2008.
(Liu X Y. Study on primitive polynomials in pseudo-random sequence[D]. Anshan: School of Science, University of Science and Technology Liaoning, 2008.)
- [13] 杨旭涛. 直接序列扩频信号的检测与参数估计[D]. 西安: 西安电子科技大学通信工程学院, 2006.
(Yang X T. Detection and parameter estimation of direct sequence spread spectrum signal[D]. Xi'an: School of Telecommunications Engineering, Xi Dian University, 2006.)
- [14] 吴利平, 李赞, 李建东, 等. 极低信噪比条件下基于平均互相关和特征分解的伪码估计算法[J]. 中国科学: 信息科学, 2011, 41(3): 338-348.
(Wu L P, Li Z, Li J D, et al. A PN sequence estimation algorithm based on average cross correlation and eigen decomposition under extremely low signal to noise ratio[J]. Scientia Sinica(Informationis), 2011, 41(3): 338-348.)

(责任编辑: 齐 霖)