

基于 Fast-ICA 的 CDMA 信号扩频序列优化盲估计

任啸天,徐 晖,黄知涛,王丰华,陆风波

(国防科学技术大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘 要: 针对当前基于分段估计非周期长码 DS-SS 信号扩频序列的方法,本文在分析长码扩频 CDMA 信号的特点上,提出基于 Fast-ICA 的盲估计 CDMA 信号扩频序列的优化分段取值方法,并给出区别于当前分段长度尽量小、以降低信息跳变概率的分段准则.该方法不仅能够适用于同步单、多用户短码 DS-SS 信号,也适用于单、多用户非周期长码 DS-SS 信号.同时,文章提出一种接近于实际应用的分段选择,理论分析和仿真结果验证了本文方法的有效性.

关键词: 扩频序列盲估计;盲源分离;非周期长码;多用户

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 08-1532-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.08.006

Fast-ICA Based Optimize Blind Estimation of Spreading Sequence of CDMA Signals

REN Xiao-tian, XU Hui, HUANG Zhi-tao, WANG Feng-hua, LU Feng-bo

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Aiming at the segmentation-based method to estimate the spreading sequences of non-periodic long code(LPC) direct sequence spread spectrum(DS-SS) signal, this paper presents a Fast-ICA based method to estimate the spreading sequence of CDMA signals with optimize segmentation blindly, which on the base of the mathematical analysis of long-code CDMA signal. And then, the segmentation criterion different from current method, which as small as possible to cost the jumping probability, is given. The method is not only applicable for synchronous short-code single- or multi-user DSSS signals, but also adoptive to non-periodic long-code single- or multi-user DSSS signals. At the same time, an effective segmentation method is given in this paper, mathematic analysis and simulation results demonstrate the validity of these methods.

Key words: blind estimation of spreading sequence; blind source separation; non-periodic long code; multi-user

1 引言

DS-CDMA 可分为短码 (Short-Code) 和长码 (Long-Code) 扩频两种扩频方式,对于 SC-DS-CDMA 信号,扩频序列周期等于信息符号周期,对于 LC-DS-CDMA 信号,扩频序列周期大于信息符号周期,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.长码调制不仅可以带来较好的保密性能,还能抑制部分符号间的相互干扰,在军事通信和卫星系统中有着广泛的应用,因此长码直扩信号的盲检测和参数盲估计有待深入研究.

在非合作通信领域内,当前,DS-SS 信号扩频序列盲估计算法主要有:基于特征分解的方法^[1,2]、基于盲源分离的估计方法^[3~5]、期望最大盲估计方法^[6]以及基于子空间的盲估计算法^[7~10]等等.文献[3,4]利用 ICA

算法实现了短码 CDMA 信号扩频序列盲估计,但不能直接应用到长码 CDMA 信号中,文献[5]利用 Fast-ICA 方法实现了同步短码和非周期长码 CDMA 信号扩频序列盲估计,但该方法仅仅给出分段思想,没有给出分段准则,不能实现扩频序列最优盲估计,达不到最优性能;文献[7]方法仅能适用于短码直扩信号;在基于文献[7]的基础上,文献[8]提出适用于单用户长码扩频序列盲估计算法;结合 MUSIC 原理,文献[9]又提出可盲估计多用户扩频序列的方法,但是该方法是基于缩短分窗长度的,对于多用户的盲分离,其适应信噪比能力弱,且计算量是难以容忍的;文献[10]提出基于特征分解的、适用于长码单用户的方法,不能用于多用户.

针对当前基于分段估计非周期长码 DS-SS 信号扩频序列的方法^[5,8-10],本文在分析长码扩频 CDMA 信号

的特点上,给出区别于当前分段长度尽量小、以降低信息跳变概率的分段准则.同时,提出基于 Fast-ICA 的盲估计 CDMA 信号扩频序列的优化分段取值方法,该方法不仅能够适用于同步单、多用户短码 DS-SS 信号,也适用于单、多用户非周期长码 DS-SS 信号,实现了扩频序列最优盲估计.

2 信号模型

假设在采用 BPSK 调制的 DS-CDMA 系统中,第 m 个用户的基带信号为:

$$s_m(t) = A_m \sum_{j=-\infty}^{\infty} h_m(t-jT) \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{m,i} q(t-iT_s) \quad (1)$$

$$h_m(t) = \sum_{k=0}^{P-1} c_{m,k} p_c(t-kT_c) \quad (2)$$

其中, $A_m, \{a_{m,i} = \pm 1\}$ 和 $\{c_{m,k} = \pm 1, k=0, \dots, P-1\}$ 分别表示第 m 个用户信号的幅度、符号序列和扩频序列; $P = T_s/T_c$ 为扩频增益, $L = T/T_c$ 为扩频序列比特数, T_s 为信息符号周期, $h_m(t)$ 表示第 m 个用户信号扩频波形与传输链冲激响应 $p_c(t)$ 的卷积.另外,为简化推导,这里假设 $p_c(t)$ 为 $[0, T_c)$ 内的矩形函数(即 $\int_0^{T_c} p_c(t)^2 dt = 1$).

当扩频增益 $P < L$, 且 $\gamma = L/P$ 为整数时,为周期长码(LPC-DS-CDMA)信号;不为整数时为非周期长码(NLPC-DS-CDMA)信号.当 $P = L$ 时,为 SC-DS-CDMA 信号.对于 SC-DS-CDMA 信号,式(1)可以简化为

$$s_m(t) = A_m \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{m,i} h_m(t-iT_s) \quad (3)$$

假设用户数 M 已知,则接收机输出端的 DS-CDMA 信号可表示为:

$$y(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t-\tau_m) + n(t) \quad (4)$$

式(4)中, $n(t)$ 表示方差为 σ_n^2 的零均值加性高斯白噪声, τ_m 表示第 m 个用户信号相对于信号接收零时刻的时延.第 m 个用户的信噪比 SNR_m 为:

$$SNR_m = 10 \lg(A_m^2/\sigma_n^2) \quad (5)$$

对于同步短码 DS-CDMA 信号满足 $\tau_i = \tau_j (i, j = 1, 2, \dots, M)$, 由于本文要阐述的算法不对其符号进行同步操作,因而对于任意起始时刻的接收信号,算法所恢复出的扩频序列将很可能是原扩频序列的循环移位,但是,这并不会影响估计的有效性.因此,如果假设各用户满足码片级的同步,则可以忽略各用户信号的时延.基于上述分析,本章下面将不再考虑各用户信号时延对扩频序列估计的影响,即假设 $\tau_m = 0$.

另外,其他的假设条件如下:

(1)为了简化推导,将采样周期设置为码片周期.

对于 SC-DS-CDMA 信号,假设 T, T_s 和 T_c 已根据文献[11]求得,对于 NLPC-DS-CDMA 信号,根据文献[12]求得;

(2)各用户符号序列的均值均为零,且各用户符号序列之间互不相关,即: $E\{a_i(k)a_j(k)\} = 0 (i \neq j)$;

(3)各用户扩频序列之间互不相关: $E\{c_i(k)c_j(k)\} = 0 (i \neq j)$;

(4)对于长码信号而言,假设其扩频序列长度与扩频比之比 γ 不为整数的情况.

3 基于 Fast-ICA 的 DS-CDMA 信号扩频序列盲估计

3.1 基于 Fast-ICA 的 DS-CDMA 信号模型

不失一般性,我们假设 NLPC-DS-CDMA 信号第 m 个用户的失步时间为 0,以 $\lceil \gamma \rceil$ 倍信息符号长度、间隔 L 对信号进行重组(如图 1 所示),则矩阵每行包含一个整周期的 PN 序列以及 $(\lceil \gamma \rceil \times P) - L$ 部分重叠(其中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整运算).

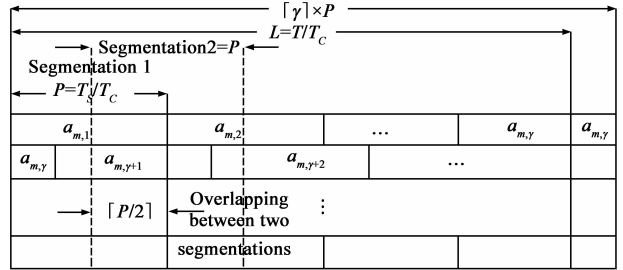


图1 信号分割示意图

对于同步 SC-DS-CDMA 信号: $\lceil \gamma \rceil = 1$ 且 $P = L$.

假设对应于 N 个周期的同步短码 SC-DS-CDMA 信号表达式表示为:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{A} \mathbf{C}(k) + \mathbf{n}(k) \quad 0 \leq k < P \quad (6)$$

其中: $\mathbf{y}(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_N(k)]^T$,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_1 a_1(0) & A_2 a_2(0) & \cdots & A_M a_M(0) \\ A_1 a_1(1) & A_2 a_2(1) & \cdots & A_M a_M(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_1 a_1(N-1) & A_2 a_2(N-1) & \cdots & A_M a_M(N-1) \end{bmatrix} \in R^{P \times M}$$

$$\mathbf{C}(k) = [c_1(k), c_2(k), \dots, c_M(k)]^T,$$

$$\mathbf{c}_i = [c_i(1), c_i(2), \dots, c_i(P)], 1 \leq i \leq M,$$

$$\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T.$$

对于非周期长码信号,不失一般性,假设第 1 个信号符号与时间截取起点对齐,则对应第 m 个用户的无噪声的 N 个周期的接收信号表达式为:

$$\mathbf{Y}_m(k) = \mathbf{A}_m \mathbf{C}_m(k) \quad 0 \leq k < \lceil \lambda \rceil \times P \quad (7)$$

其中, $\mathbf{y}(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_N(k)]^T$,

$$\mathbf{C}_m = \text{diag}\left\{ \underbrace{[c_m(1), c_m(2), \dots, c_m(P), c_m(P+1), \dots, c_m(L)]}_{\lceil \gamma \rceil \times P}, \underbrace{[c_m(1), \dots, c_m(\lceil \gamma \rceil \times P - L)]}_{\lceil \gamma \rceil \times P - L} \right\}, \quad 1 \leq i \leq M$$

对于 M 个用户的 NPLC-DS-CDMA 信号表达式:

$$\mathbf{Y}(k) = \sum_{m=1}^M \underbrace{\mathbf{A}_m}_{N \times (\lceil \gamma \rceil \times P)} \underbrace{\mathbf{C}_m(k)}_{N \times (\lceil \gamma \rceil \times P) \times (\lceil \gamma \rceil \times P)} + \mathbf{n}(k) = \mathbf{A}\mathbf{C}(k) + \mathbf{n}(k), 0 \leq k < \lceil \lambda \rceil \times P \quad (8)$$

其中 $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_M]$, $\mathbf{C}(k) = [\mathbf{C}_1(k), \mathbf{C}_2(k), \dots, \mathbf{C}_M(k)]^T$,

对于分段的接收信号:

$$\mathbf{Y}^P(k) = \sum_{m=1}^M \underbrace{\mathbf{A}_m^P}_{N \times P} \underbrace{\mathbf{C}_m^P(k)}_{P \times P} + \mathbf{n}^P(k) = \mathbf{A}^P \mathbf{C}^P(k) + \mathbf{n}^P(k) \quad (9)$$

$(i-1) \times P + 1 \leq k < i \times P, 1 \leq i \leq \lceil \gamma \rceil$

对于非周期长码单用户第 1 个分段,其接收信号

为:

$$\mathbf{A}_m^P = \begin{bmatrix} \underbrace{a_m(0) \cdots a_m(0)}_{\text{mod}(\lceil \gamma \rceil \times P - L, P)} & \underbrace{a_m(x_1) \cdots a_m(x_1) a_m(x_1 + 1) \cdots a_m(x_1 + 1)}_{P - \text{mod}(\lceil \gamma \rceil \times P - L, P)} \\ \vdots \\ \underbrace{a_m(x_n) \cdots a_m(x_n)}_{\text{mod}((n-1) \times (\lceil \gamma \rceil \times P - L), P)} & \underbrace{a_m(x_n + 1) \cdots a_m(x_n + 1)}_{P - \text{mod}((n-1) \times (\lceil \gamma \rceil \times P - L), P)} \\ \vdots \\ \underbrace{a_m(x_N) \cdots a_m(x_N)}_{\text{mod}((N-1) \times (\lceil \gamma \rceil \times P - L), P)} & \underbrace{a_m(x_N + 1) \cdots a_m(x_N + 1)}_{P - \text{mod}((N-1) \times (\lceil \gamma \rceil \times P - L), P)} \end{bmatrix}_{N \times P}$$

其中, $\text{mod}(\cdot)$ 表示取模运算.

3.2 基于 Fast-ICA 的 DS-CDMA 信号扩频序列盲估计

假设用户数已知,或者已利用 MDL 或 AIC 求得,同时,根据假设 4 可知,矩阵 \mathbf{A} 为满秩矩阵,则式(6)为典型的盲源分离表达式,则基于 Fast-ICA 的盲解扩步骤如下^[3~5]:

步骤 1 白化接收信号

对于同步短码信号,根据主分量分析方法,并结合式(6),求得相关矩阵为:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{Y}(\mathbf{Y})^H] = \mathbf{A}E[\mathbf{C}(k)(\mathbf{C}(k))^T](\mathbf{A})^T + \delta^2 \mathbf{I}_{N \times N} \quad (10)$$

其中, $E[\mathbf{C}(k)(\mathbf{C}(k))^T] = \text{diag}\{E[|c_1|^2], \dots, E[|c_M|^2]\} \in \mathbf{R}_{M \times M}$, 特征分解可得:

$$\mathbf{R} = [\mathbf{U}_S \quad \mathbf{U}_N] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_S & \\ & \mathbf{A}_N \end{bmatrix} [\mathbf{U}_S \quad \mathbf{U}_N]^H$$

$$= \mathbf{U}_S \mathbf{A}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \mathbf{A}_N \mathbf{U}_N^H \quad (11)$$

其中, $\mathbf{U}_S, \mathbf{U}_N$ 分别为信号和噪声子空间,那么,白化信号为:

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}_S^{-1/2} \mathbf{U}_S^H \mathbf{y} \quad (12)$$

步骤 2 基于 Fast-ICA 盲分离方法

Fast-ICA 盲分离详细步骤见文献[13,14],最终得到 $\hat{\mathbf{C}}(k)$ 的估计:

$$\hat{\mathbf{C}}(k) = \underbrace{\mathbf{Q}}_{M \times N} \underbrace{\mathbf{C}^H(k)}_{M \times M} \underbrace{\mathbf{C}(k)}_{M \times N} \quad (13)$$

其中 \mathbf{Q} 仅为相位和位置模糊,不影响盲估计的误码率.

而对于非周期长码,利用上述方法,最终得到相互之间重叠 $\lceil P/2 \rceil$ 个比特的 $2 \times \lceil \gamma \rceil - 1$ 个分段估计:

$$\{\hat{c}^p | 1 \leq p \leq 2 \times \lceil \gamma \rceil - 1\} \quad (14)$$

其中:

$$\hat{c}^p = [(\hat{c}_1^p)^T, (\hat{c}_2^p)^T, \dots, (\hat{c}_M^p)^T]^T \in \mathbf{R}^{M \times P}$$

因 Fast-ICA 固有的位置和相位模糊特性,为利用上述的分段估计组成长码各用户的扩频序列,必须利用分段间的重叠部分进行去位置和相位模糊,具体方法为:

对于第 $i, (1 \leq i \leq M)$ 个用户,如果第 $P+1$ 个分段内的第 j 个矢量,满足:

$$\max \left\{ \text{abs} \left[\begin{pmatrix} \hat{c}_p(\text{pos}, \lceil (P/2) \rceil + 1 - a : \text{end} - a) \\ \hat{c}_{p+1}(:, 1 : \lfloor (P/2) \rfloor) \end{pmatrix} \right] \right\} \\ a = \begin{cases} 0, & \text{if } \lceil (P/2) \rceil = \lfloor (P/2) \rfloor \\ \text{mod}(P+1, 2), & \text{else} \end{cases}, \text{pos} = \begin{cases} i, & P=1 \\ j, & P \neq 1 \end{cases} \quad (15)$$

则表示其与前一个分段的第 i 个分量是同一个扩频序列的不同分段的,且当 $[\hat{c}_p^T(i, \lceil (P/2) \rceil + 1 - a : \text{end} - a) \hat{c}_{p+1}^T(j, 1 : \lfloor (P/2) \rfloor)] > 0$,则表示后一个分段的矢量与前一个分段的矢量同相,反之,则反相,需将后一个分段矢量乘 -1 ,以保障与前一个分段的对应矢量同相.最后,利用 $2 \times \lceil \gamma \rceil - 1$ 个分段估计中的奇数位置矢量组成 $1 \times (\lceil \gamma \rceil \times P)$ 矢量,同时,从中截取 L 个连续的比特组成扩频序列或者其循环移位序列.

4 非周期长码信号分段和重叠依据

4.1 单用户分段判断依据

对于单用户,利用矩阵的扰动理论,分析扩频波形的估计误差.对于矩阵扰动下的特征值和特征向量分布具有以下结论:

$$\begin{aligned}
E(\hat{\lambda}_k) &= \lambda_k \left(1 + \frac{1}{N} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^P \frac{\lambda_i}{\lambda_k - \lambda_i} \right), \\
\text{cov}(\hat{\lambda}_k) &= \frac{\lambda_k^2}{M}, E(\hat{u}_k) = u_k, \\
\text{cov}(\hat{\mathbf{u}}_k) &= \frac{\lambda_k}{M} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N \frac{\lambda_i}{(\lambda_k - \lambda_i)^2} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H
\end{aligned} \quad (16)$$

其中, u_i 为对应特征值 λ_i 的正交归一化特征向量, 其他对应参数见文献[7].

因为每个扩频周期内的采样点数为 P , 则有: $\|\vec{\mathbf{h}}\|^2 = P\sigma_s^2$

其中 σ_s^2 为信号方差, 则最大特征值可表示为:

$$\lambda_1 = P\sigma_s^2 + \sigma_n^2 \quad (17)$$

$$\lambda_i = \sigma_n^2, \quad 1 < i \leq P$$

将上式代入式(16), 且 N 较大时有

$$\begin{aligned}
\text{cov}(\hat{u}_{1,1}) &= \text{cov}(\hat{\mathbf{u}}_k) = \frac{\lambda_1}{N} \sum_{i=2}^P \frac{\lambda_i}{(\lambda_1 - \lambda_i)^2} u_{i,1}^2 \\
&\approx \frac{P\sigma_s^2 + \sigma_n^2}{N} \sum_{i=2}^P \frac{\sigma_n^2}{P^2 \sigma_s^4} u_{i,1}^2 \\
&= \frac{\sigma_n^2 (P\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{N \cdot P^2 \sigma_s^4} \sum_{i=2}^P u_{i,1}^2 \quad (18)
\end{aligned}$$

因为 u_1 为一确定信号, 所以估计误差 $\Delta \hat{u}_1 = \hat{u}_1 - u_1$ 的能量可以表示为:

$$\begin{aligned}
\mathbf{C}(\Delta \hat{\mathbf{u}}_1) &= \sum_{j=1}^P \text{cov}(\hat{u}_{1,j}) = \frac{\sigma_n^2 (P\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{N \cdot P^2 \sigma_s^4} \sum_{j=1}^P \sum_{i=2}^P u_{i,j}^2 \\
&= \frac{\sigma_n^2 (P\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{N \cdot P^2 \sigma_s^4} (P-1) \approx \frac{\sigma_n^2 (P\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{N \cdot P\sigma_s^4} \quad (19)
\end{aligned}$$

其中 $u_{i,j}$ 表示向量 \mathbf{u}_i 的第 j 个分量.

同时, 归一化的信号能量为: $\mathbf{C}(\mathbf{u}_1) = \sum_{j=1}^P u_{1,j}^2 = \mathbf{u}_1^H \mathbf{u}_1 = 1$.

所以, 估计扩频波形的输出信噪比 ρ_{out} 为

$$\rho_{out} = \frac{\mathbf{C}(\mathbf{u}_1)}{\mathbf{C}(\Delta \hat{\mathbf{u}}_1)} = \frac{N \cdot P\sigma_s^4}{\sigma_n^2 (P\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} = \frac{N \cdot P \cdot \rho^2}{(P \cdot \rho + 1)} \quad (20)$$

其中: $\rho = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$ 为输入信噪比.

以 dB 为单位表示为

$$\rho_{out} = 10 \lg(N \cdot P) + 2\rho - 10 \lg(P \cdot 10^{\rho/10} + 1) \quad (21)$$

由式(21)可以看出, 对于单用户, 估计扩频波形的信噪比除了与输入信号信噪比有关还与积累扩频周期个数和每个扩频周期内的采样点数有关. 对于短码直扩信号, 当 N 确定时, $P(P \leq L)$ 的取值越大越好, 当且仅当 $P = L$ 时达到最大; 而对于非周期长码直扩信号, 在小于等于一个符号周期内, 输入信噪比取决于信号、噪声的功率以及分段内信息跳变的概率.

4.2 多用户分段判断依据

根据文献[15]可知, 长度为 N 的长码分段 $\{x\}$ 和 $\{y\}$ 之间的互相关为: $C_{x,y} = N - 2HD(x,y)$, $1 \leq N \leq P$. 其中, $HD(x,y)$ 为分段间的汉明距, 而任意分段间汉明距接近为 $N/2$ 的概率为:

$$\begin{aligned}
\text{Prob} \left\{ \frac{N-2k+a}{2} \leq HD(x,y) \leq \frac{N+2k-a}{2} \right\} \\
= \frac{\sum_{i=(N-2k+a)/2}^{(N+2k-a)/2} \binom{N}{i}}{2^N} \quad (22)
\end{aligned}$$

其中, N 为偶数时 $a=0$, N 为奇数时 $a=1$, $k=a, a+1, \dots, (N+a)/2$.

4.3 长码分段内信息跳变概率

定义:

$$\Delta P = \begin{cases} \lceil \gamma \rceil \times P - L, & \lceil \gamma \rceil \neq \gamma \\ P, & \lceil \gamma \rceil = \gamma \end{cases} \quad (23)$$

则对于分段长度为 P 的 N 个观测窗内, 有 $N \times \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P}$ 个窗仅含有一个信息符号 (即不含有信息跳变), 其中, $\text{gcd}(\cdot)$ 表示最大公约数运算, $\left(1 - \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P}\right) \times N$ 个窗含有 2 个信息符号, 因为信息序列服从 iid 分布, 所以其中又有 $\frac{1}{2} \times \left(1 - \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P}\right) \times N$ 个窗内的信息不发生跳变, 等价于该窗内仅包含一个信息符号, 剩余的包含 2 个信息符号且发生跳变的为 $\frac{1}{2} \times \left(1 - \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P}\right) \times N$, 将会恶化输出信噪比. 同时, 对于长度为 P 的分段内, 有 $\frac{P}{\text{gcd}(\Delta P, P)}$ 个存在跳变可能的位置, 且点与点之间的间隔为 $\text{gcd}(\Delta P, P)$. 那么, 对于观测窗长度为 P' ($P' \leq P$), 假设存在信息跳变的观测窗为干扰, 则最终的等价输入信噪比为:

$$\begin{aligned}
\rho &= \frac{\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P'}\right) \times N \times \sigma_s^2}{N \times \sigma_n^2 + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \times \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P'}\right) \times N \times \sigma_s^2} \\
&= \frac{\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P'}\right) \times \rho_{in}}{1 + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \times \frac{\text{gcd}(\Delta P, P)}{P'}\right) \times \rho_{in}} \quad (24)
\end{aligned}$$

因此, 对于非周期长码直扩信号, 分段在满足式(22)的前提下进行适当的减小以降低信息跳变概率, 而不是为降低信息跳变概率盲目缩短分段长度.

4.4 更加实际的长码分段

在实际应用中, 对于非周期长码直扩信号, 在低信噪比下很难得到准确的 P , 即难以得到准确的 γ , 但是较容易的得到 L 和 $\lceil \gamma \rceil$, 所以较为实际的应用采用

$P' = \left\lceil \frac{L}{|\gamma|} \right\rceil$, (如图 2 所示)其他步骤如 3.1~3.2 节.

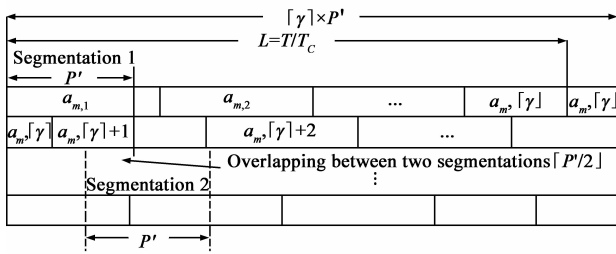


图2 改进算法信号截取示意图

5 性能分析与仿真试验

为了验证本文算法,设置了 2 个仿真试验.第一个实验通过仿真验证短码扩频序列盲估计性能,并与传统的方法进行比较;第二个试验非周期长码扩频序列盲估计性能,并与传统的方法进行比较,验证本文算法的优越性.

首先定义“误极率”为:

“误极率”= 极性错误码数量/码片总数(同相)

“误极率”= 极性相同码数量/码片总数(反相)

5.1 短码直扩信号仿真

仿真 1 单用户

采用 127 位的 Gold-序列对信号进行扩频,信号为 BPSK 调制的基带同步信号,信噪比为 -15dB,仿真信号长度为 200 个扩频周期(时间窗).不失一般性,假设采样频率等于码片速率,即每个扩频周期采样点数为 127 比特.接收端滤波器忽略不计,仿真结果如图 3 所示,图 3(a)为不同分段长度(分别为 77、87、97、117、127Bits)的结果;图 3(b)为蒙特卡罗仿真 200 次的结果.由图 3 知,该方法可在较低信噪比下,可较好的得到 PN 序列盲估计,对于短码扩频序列,取窗越小(小于扩频序

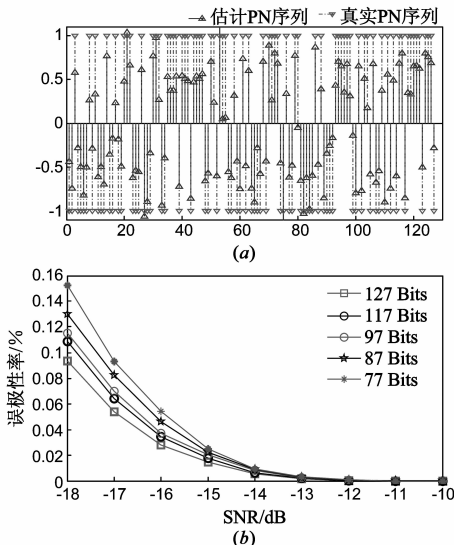


图3 短码单用户扩频序列盲估计示意图

列),其输出的误极率越高,取窗宽度等于扩频序列长度时,盲估计的性能最好.

仿真 2 多用户

用户数 M 分别为 1、2、3、4 时,每个用户的扩频序列为 127 位的 Gold-序列,调制样式为 BPSK,信号周期数目 N 为 200,信噪比 SNR 变化范围为 -14dB ~ 5dB, 100 次 Monte-Carlo 仿真.各用户功率相等时,正确估计所有用户扩频序列的次数仿真结果见图 4(a);功率不相等时能够正确估计所有用户扩频序列的次数仿真结果见图 4(b).由图可知,本文算法能够在低信噪比下估计各用户扩频序列,且性能等同于文献[3]算法,且计算量相当.

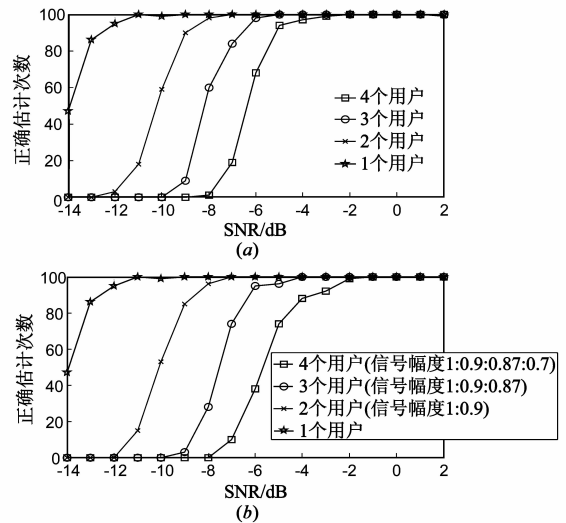


图4 短码多用户扩频序列盲估计示意图

5.2 非周期长码直扩信号仿真

仿真 1 单用户

信号采用 127 位的 Gold-序列进行扩频,为 BPSK 调

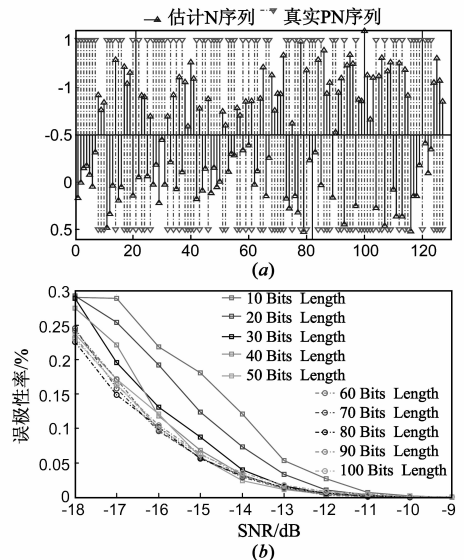
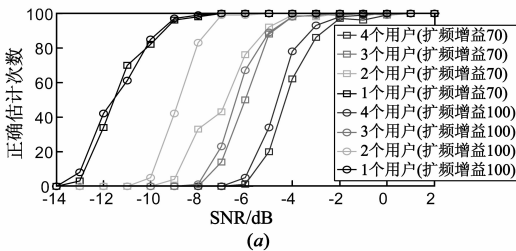


图5 长码单用户扩频序列盲估计示意图

制的基带同步信号,信噪比为 -10dB ,扩频增益为 100,利用 4.4 节的方法,仿真信号长度为 200 个扩频周期(时间窗).不重叠去模糊后的仿真结果如图 5(a)所示,不同分段长度(分别为 10~100Bits),第一个分段输出误极性的仿真结果见图 5(b).由图 5(a)可知,本文的方法能够在低信噪比下盲估计长码扩频序列,由图 5(b)可知,对于长码估计,取窗宽度并不是越小越好,尽管取窗宽度越小使得信息跳变概率变小,但是窗宽度变小使的输出信噪比降低,带来了误极性的提高.

仿真 2 多用户

1:用户数 M 分别为 1、2、3、4 时,每个用户的扩频序列为 127 位的 Gold-序列,调制样式为 BPSK,扩频增益 P 为 100 和 70 时(即 $\gamma = 1.27$ 和 $\gamma = 1.81$),信号周期数目 N 为 200,每个用户的功率相等,信噪比 SNR 变化范围为 -14dB 到 5dB . 100 次 Monte-Carlo 仿真.各用户功率相等时,能够正确估计所有用户扩频序列的仿真结果见图 6(a),功率不相等时,正确估计所有用户扩频序列的仿真结果见图 6(b).由图 6 可知,本文算法能够在低信噪比下正确的盲估计非周期长码扩频序列.



(a)

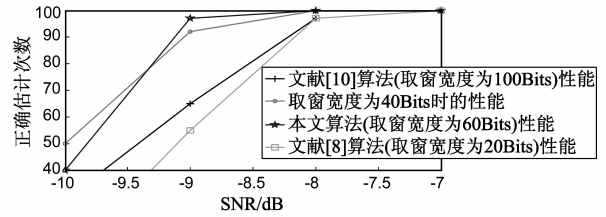


(b)

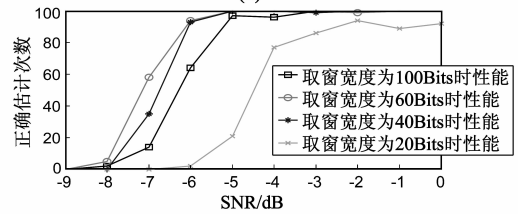
图 6 长码多用户扩频序列盲估计示意图

2: M 为 1,扩频序列为 127 位的 Gold-序列,调制样式为 BPSK,扩频增益 P 为 100,信号周期数目 N 为 200,信噪比 SNR 为 -10dB 到 -7dB ,100 次 Monte-Carlo 仿真,本文算法与文献[8,10]仿真结果见图 7(a); M 为 3,用户的功率相等,信噪比 SNR 为 -9dB ~ 0dB ,分段数不同时(分别为 100,60,40,20Bits),100 次 Monte-Carlo 仿真.各用户功率相等时,能够正确估计所有用户扩频序列的次数仿真结果见图 7(b),功率不相等时能够正确估计所有用户扩频序列的次数仿真结果见图 7(c).由图可知,单用户情况,本文提出的实际分段为优化分段,

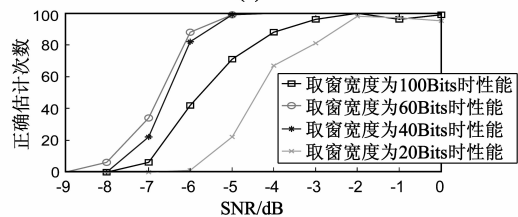
其性能优于文献[5,8~10]提出的算法,文献[5,8,9]为降低分段内信息跳变概率而尽量缩短分段长度,根据式(21)可知,其反而降低了输出信噪比,文献[10]以扩频增益长度为分窗,使得分窗内信息跳变的概率最大,同理,根据式(21)可知,其分窗长度不是最优,而本文算法综合考虑实际应用及分段长度与信息跳变概率的影响,得到优化分段长度.对于多余户,在满足式(22)的前提下,本文分段方法也为优化分段.



(a)



(b)



(c)

图 7 长码单、多用户不同分段扩频序列盲估计示意图

6 结束语

针对当前基于分段盲估计非周期长码 DSSS 信号扩频序列的方法,本文在分析 LC-DS-CDMA 信号的特点的基础上,提出有别于当前为避免分段出现信息跳变而尽量缩短分段长度的分段方法,并给出单多用户分段依据,文章最后提出一种实用的分段方法,并对每段信号分别用 Fast-ICA 方法估计出每个用户的扩频序列片段,然后利用重叠部分的相关性解决扩频序列的次序置换和幅度模糊问题,得到完整周期的多用户扩频序列,该方法既适用于 LC-DS-CDMA 信号,同时也能适用于同步 SC-DS-CDMA 信号.理论分析和仿真结果验证了本文方法的有效性.

参考文献

- [1] Nzéza C N, Gautier R, Burel G. Blind multiuser identification in multirate CDMA transmissions: A new approach [A]. Proc the Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and

- Computers[C]. Pacific Grove, CA, 2006. 2162 – 2166.
- [2] Koivisto T, Koivunen V. Blind despreading of short-code DS-CDMA signals in asynchronous multi-user systems [J]. Signal Processing, 2007, 11(87): 2560 – 2568.
- [3] 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 A. 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)
- [4] Shen L, Zhao Z J. Blind estimation of the pseudo-random sequences of direct sequence spread spectrum signals in multipath using fast ICA [A]. Pacific-Asia Conference on Circuits, Communications and System[C]. Chengdu, China, 2009. 531 – 535.
- [5] 陆凤波, 黄知涛, 姜文利. 基于 Fast-ICA 的 CDMA 信号扩频序列盲估计及性能分析[J]. 通信学报, 2011, 32(8): 136 – 142.
Lu F B, Huang Z T, Jiang W L. Blind estimation of spreading sequence of CDMA signals based on Fast-ICA and performance analysis [J]. Journal of Communications, 2011, 32(8): 136 – 142 (in Chinese)
- [6] Yingwei Y, Poor H V. Eavesdropping in the synchronous CDMA channel: An EM-based approach [J]. IEEE Trans. on Signal Processing. 2001, 49(8): 1748 – 1756.
- [7] C Boudier, S Azou, G Burel. Performance analysis of a spreading sequence estimator for spread spectrum transmissions [J]. J Franklin Inst, 2004, 341(7): 595 – 614.
- [8] P-Y Qiu, Z -T Huang, W -L Jiang, C Zhang. Improved blind spreading sequence estimation algorithm for the direct sequence spread spectrum signals [J]. IET Signal Processing, 2008, 2(2): 139 – 146.
- [9] P -Y Qiu, Z -T Huang, W -L Jiang, C Zhang. Blind multiuser spreading sequences estimation algorithm for the direct-sequence code division multiple access signals [J]. IET Signal Processing, 2010, 4(5): 465 – 478.
- [10] Huaguo Zhang, Ping Wei. Blind Despreading of the long-code Direct Sequence Spread Spectrum Signal [J]. Pacific-Asia Conference on Circuits, Communications and System, 2010: 425 – 427.
- [11] G Burel. Detection of spread spectrum transmissions using fluctuations of correlation estimators [A]. IEEE-ISPACS'2000 [C]. Hawaii, USA, 2000: B8.2.5.1 – B8.2.5.6.
- [12] F Tilde, I Luciano, N Antonio, T Marion. On the second-order cyclostationarity properties of long-code DSSS signals [J]. IEEE Transaction Communications, 2006, 54(10): 1741 – 1746.
- [13] Aapo Hyvärinen. Fast and robust fixed-point algorithms for independent component analysis [J]. IEEE Trans Neural Networks, 1999, 10(3): 626 – 634. 1319 – 1323.
- [14] Xiaoni Yang, Junliang Yao, Jiandong Li, and Zhao Li. Performance analysis of the FastICA algorithm in ICA-based co-channel communication system [A]. Pro The 5th international Conference on Wireless Communication, Network and Mobile Computing [C]. Beijing, China, 2009. 2055 – 2058.
- [15] K H A Kiirkkkinen, M J Laukkanen, H K Tarnanen. Performance of asynchronous DS-CDMA system with long and short spreading codes [J]. Electronics Letters, 1994, 30: 1035 – 1036.

作者简介



任啸天 男, 1980 年生于山东临沂, 国防科大电子科学与工程学院博士生. 研究方向为综合电子战信息战技术.

E-mail: renkiller_wudi@126.com



徐 晖 男, 1963 年生于湖南常德, 国防科大电子科学与工程学院教授、博士生导师. 主要研究方向: 空间信息处理、综合电子战信息战技术等.

黄知涛 男, 1976 年生于湖北荆州, 国防科大电子科学与工程学院教授、硕士生导师. 入选教育部新世纪优秀人才支持计划, 博士论文获全国优秀博士学位论文提名. 出版专著 2 部, 在 IEEE, IEE 等国内外期刊发表论文 80 余篇. 主要研究方向: 航天侦察信息处理、雷达/通信信号处理、综合电子战技术等.