

## 带残余频偏的 LSC-DS-CDMA 信号伪码估计\*

潘微宇<sup>1</sup>, 赵知劲<sup>1,2</sup>

(1. 杭州电子科技大学 通信工程学院, 浙江 杭州 310018;

2. 中国电子科技集团第 36 研究所 通信系统信息控制技术国家级重点实验室, 浙江 嘉兴 314001)

**摘要:** 针对带残余频偏的长短码直扩码分多址信号伪码估计问题, 首先利用短码和长码的周期性分段接收信号构建信号矩阵; 其次采用特征值分解法得到带残余载波的用户特征向量空间, 并采用全数字锁相跟踪、消除残余频偏; 然后利用 Givens 矩阵对特征向量组成的荷载矩阵进行旋转, 提出结合随机差分法和模拟退火思想的鲸鱼优化算法, 寻求方差最小化的最佳旋转角, 从而估计各用户的复合码片段并依次拼接; 最后利用梅西算法和相关运算估计各用户的长码和短码。仿真结果验证了该算法对带残余频偏的 LSC-DS-CDMA 信号伪码估计的有效性。

**关键词:** 长短码直扩码分多址; 数字锁相环; Givens 旋转; 鲸鱼优化算法; 梅西算法

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.212094

中文引用格式: 潘微宇, 赵知劲. 带残余频偏的 LSC-DS-CDMA 信号伪码估计[J]. 电子技术应用, 2022, 48(6): 58-63.

英文引用格式: Pan Weiyu, Zhao Zhijin. Pseudo code estimation of LSC-DS-CDMA signal with residual frequency offset[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(6): 58-63.

## Pseudo code estimation of LSC-DS-CDMA signal with residual frequency offset

Pan Weiyu<sup>1</sup>, Zhao Zhijin<sup>1,2</sup>

(1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;

2. State Key Lab of Information Control Technology in Communication System of No.36 Research Institute, China Electronic Technology Corporation, Jiaxing 314001, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of estimation of long and short code direct spread code division multiple access signal with residual frequency offset, firstly, the signal matrix is constructed by using the periodic piecewise received signals of short code and long code. Secondly, the eigenvalue decomposition method is used to obtain the user eigenvector sub-space with residual carrier, and the digital phase-locked loop is used to track and eliminate the residual frequency offset. Then, the Givens matrix is used to rotate the load matrix composed of eigenvectors, and a whale optimization algorithm combined with random difference and simulated annealing is proposed to find the best rotation angle to minimize variance, so as to estimate the composite code segments of each user and splice them in turn. Finally, Berlekamp-Messay algorithm and correlation operation are used to estimate the long code and short code of each user. Simulation results verify the effectiveness of the proposed algorithm for pseudo code estimation of LSC-DS-CDMA signals with residual frequency offset.

**Key words:** long and short code direct spread code division multiple access; digital phase locked loop; Givens rotation; whale optimization algorithm; Berlekamp-Massey algorithm

## 0 引言

直接扩频序列码分多址(Direct Sequence Code Division Multiple Access, DS-CDMA)采用高速率的伪码对信息码进行扩频调制, 具有较强的隐蔽性和抗干扰能力<sup>[1]</sup>。DS-CDMA 信号可根据扩频方式分为短码(Short Code, SC)DS-CDMA 和长码(Long Code, LC)DS-CDMA 两种信号, 为了进一步提高保密性, 利用长码对短码扩频信号做加扰处理, 得到长短码(Long and Short Code,

LSC)DS-CDMA 信号。SC-DS-CDMA 信号用一周期扩频码调制一个信息码, 文献[2]-[3]分别采用多重信号分类法<sup>[2]</sup>和平行因子法<sup>[3]</sup>实现了各用户伪码盲估计; 文献[4]利用特征值分解法和 Givens 矩阵旋转法来估计 SC-DS-CDMA 信号各用户的伪码, 但在寻找 Givens 矩阵旋转角度时采用极值法, 难以得到最佳旋转角度, 估计性能不佳; LC-DS-CDMA 信号用一周期扩频码调制多个信息码, 文献[5-6]通过构建张量模型, 分别利用 TUCKER 分解<sup>[5]</sup>和 CP 分解<sup>[6]</sup>估计 LC-DS-CDMA 信号的伪码; 文献[7]采用迭代最小二乘投

\* 基金项目: 国家自然科学基金(61571172)

影算法和库搜索估计异步 LC-DS-CDMA 信号各用户的伪码;文献[8]采用矩阵填充理论、奇异值分解和 FastICA 算法估计 LSC-DS-CDMA 信号各用户复合码,并利用  $m$  序列三阶相关特性估计出各用户长短码;文献[9]利用 FastICA 算法分离 LSC-DS-CDMA 信号各用户复合码,并基于分圆陪集理论和三阶相关特性估计长短码。上述研究都只针对理想信号,实际接收信号总会带有小的残余频偏<sup>[10]</sup>,使得上述方法无法直接使用。文献[11]-[12]分别利用线性调频 Z 变换法和无迹卡尔曼滤波法估计残余频偏,但无法完全消除频偏;文献[13]利用特征值分解法得到带残余频偏的伪码,并通过全数字锁相环(Digital Phase Locked Loop, DPLL)对频偏进行跟踪消除,实现了长码直扩信号的伪码估计,但并未对 LSC-DS-CDMA 信号进行研究。

针对带残余频偏的 LSC-DS-CDMA 信号,本文按长码周期和短码周期进行二次分段构成信号矩阵,利用特征值分解、全数字锁相环和 Givens 旋转消除残余频偏和估计得到各用户复合码,提出了结合随机差分 and 模拟退火思想的鲸鱼优化算法来求解总方差最小值的 Givens 矩阵的最佳旋转角,最后根据梅西算法和相关运算估计各用户的长码和短码。

## 1 信号模型

假设 LSC-DS-CDMA 信号中各用户扩频短码和长扰码的码片速率相等,且已完成盲同步<sup>[8]</sup>,以扩频短码片速率对接收到的信号进行采样,则包含  $R$  个用户的带残余载波的 LSC-DS-CDMA 信号模型为:

$$y(n) = \sum_{r=1}^R A_r d_r(n) s_r(n) e^{j(2\pi f_{\Delta} n + \phi)} + w(n), n=1, 2, \dots, N_b \quad (1)$$

其中,  $f_{\Delta}$  为残余频偏;  $\phi \in (0, 2\pi)$  表示均匀分布的随机相位;  $A_r$ 、 $d_r(n)$ 、 $s_r(n)$  分别表示第  $r$  个用户的信号幅度、信息码和复合码,  $s_r(n) = b_r(n) c_r(n)$ ,  $b_r(n)$  表示周期为  $N_b$  的扩频短码,选用 Walsh 码,  $c_r(n)$  表示周期为  $N_c$  的长扰码,选用  $m$  序列;各个用户的信息码、短码和长扰码均相互独立;  $N_b = PN_c$  为接收信号长度,  $P$  表示信号周期个数,  $M = \lceil N_c / N_b \rceil$  表示一周周期复合码所调制的信息码个数,“ $\lceil \cdot \rceil$ ”为向上取整;  $w(n)$  表示均值为零、方差为  $\sigma^2$  的复高斯白噪声。

先以长扰码周期  $N_c$  对接收信号进行分段,  $y_p = [y((p-1)N_c + 1) y((p-1)N_c + 2) \dots y(pN_c)]^H$ ,  $p=1, 2, \dots, P$ 。由于一周期的长扰码包含  $M$  个扩频短码,因此可利用短码周期  $N_b$  对  $y_p$  再进行分段,  $y_{pm} = [y((p-1)N_c + (m-1)N_b + 1) y((p-1)N_c + (m-1)N_b + 2) \dots y((p-1)N_c + mN_b)]^H$ , 将不同接收信号周期  $p$  中的第  $m$  段信号依次进行排列,可得共  $M$  个信号矩阵,表示为:

$$Y_m = [y_{1m}, y_{2m}, \dots, y_{Pm}], \quad m=1, 2, \dots, M \quad (2)$$

由式(2)可知,每个信号矩阵中均包含了各用户的复

合码片段信息和载波频偏,因此首先需要消除载波频偏影响,依次估计出各用户完整的复合码,最后可由复合码估计得到各用户的长短码。

## 2 基于 DPLL 和 Givens 旋转的复合码估计

令  $z(n) = e^{j(2\pi f_{\Delta} n + \phi)}$ , 矩阵  $y_{pm}$  的向量形式可表示为:

$$y_{pm} = \sum_{r=1}^R A_r Z_{pm} s_{rm} d_{r[(p-1)M+m]} + w_{pm} \quad (3)$$

其中,  $w_{pm}$  表示第周期  $p$  中的第  $m$  段信号的噪声,  $s_{rm} = [s_r((m-1)N_b + 1) \dots s_r(mN_b)]^H$ ,  $d_{r[(p-1)M+m]}$  表示  $s_{rm}$  对应的信息码。  $Z_{pm} = \text{diag}\{z[(p-1)N_c + (m-1)N_b + 1], z[(p-1)N_c + (m-1)N_b + 2], \dots, z[(p-1)N_c + mN_b]\}$ , 还可表示为:

$$Z_{pm} = e^{j2\pi f_{\Delta}((p-1)N_c + (m-1)N_b) + j\phi} Z_{11}, n_b=1, 2, \dots, N_b \quad (4)$$

其中,  $Z_{11} = \text{diag}\{e^{j(2\pi f_{\Delta} n_b)}\}$ , 由于各用户间扩频短码和长扰码相互独立,且不同用户的信息码与噪声统计独立<sup>[14]</sup>, 结合式(4), 可得  $y_{pm}$  的自相关矩阵为:

$$R_m = E\{y_{pm} y_{pm}^H\} = Z_{11} \left( \sum_{r=1}^R A_r^2 \sigma_{rm}^2 s_{rm} s_{rm}^H \right) Z_{11}^H + \sigma_w^2 I_{N_b} \quad (5)$$

其中,  $\sigma_w^2$  和  $\sigma_{rm}^2$  分别表示噪声方差和  $y_{pm}$  中第  $r$  个用户的信息码方差,  $I_{N_b}$  为  $N_b \times N_b$  维单位矩阵。对  $R_m$  进行特征分解, 得  $R_m = Z_{11} U_m \Lambda_m U_m^H Z_{11}^H$ , 由于  $s_{pm}$  中各元素取值为  $\{+1, -1\}$ , 故  $\|s_{1m}\|^2 = \dots = \|s_{Rm}\|^2 = N_b$ ,  $R_m$  的特征值矩阵<sup>[15]</sup>  $\Lambda_m = \text{diag}\{\sigma_{1m}^2 A_1^2 N_b + \sigma_w^2, \sigma_{2m}^2 A_2^2 N_b + \sigma_w^2, \dots, \sigma_{Rm}^2 A_R^2 N_b + \sigma_w^2, \sigma_w^2, \dots, \sigma_w^2\}$ 。  $U_m$  可分为  $N_b \times R$  的信号子空间  $H_m$  和  $N_b \times (N_b - R)$  的噪声子空间  $W_m$ ,  $H_m$  中的  $R$  个特征向量对应了  $R$  个用户的伪码片段, 但由于残余载波  $Z_{11}$  的存在, 无法直接估计伪码, 因此利用 DPLL 先消除残余载波。

### 2.1 残余频偏消除

记  $G_m = Z_{11} H_m = Z_{11} [h_{1m}, h_{2m}, \dots, h_{Rm}]$ ,  $h_m = [h_m(1), h_m(2), \dots, h_m(N_b)]^H$  表示  $H_m$  中第  $r$  个特征向量。由于  $Z_{11} = \text{diag}\{e^{j(2\pi f_{\Delta} n_b)}\}$ , 则  $G_m = Z_{11} h_m$  可以展开为:

$$g_m(n_b) = h_m(n_b) e^{j(2\pi f_{\Delta} n_b)}, \quad n_b=1, 2, \dots, N_b \quad (6)$$

利用 DPLL 消除残余载波<sup>[13]</sup>, 得到第  $r$  个特征向量的估计值  $\hat{h}_{rm}$ 。将  $G_m$  中  $R$  个特征向量依次送入 DPLL 进行残余载波的跟踪消除, 得到  $H_m$  的估计值  $\hat{H}_m = [\hat{h}_{1m}, \hat{h}_{2m}, \dots, \hat{h}_{Rm}]$ 。

### 2.2 复合码估计

信号子空间  $H_m$  中的  $R$  个特征向量无法保证与  $R$  个用户的复合码一致, 从空间几何的角度看,  $H_m$  和真正的复合码序列子空间  $S_m = [s_{1m}, s_{2m}, \dots, s_{Rm}]$  存在一定的夹角<sup>[4]</sup>, 利用 Givens 旋转可实现信号子空间对应的角度旋转, 以得到真正的复合码序列子空间估计。Givens 旋转矩阵表示为:

$$T_{r_1, r_2} = \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cos\theta_{r_1, r_2} & \cdots & -\sin\theta_{r_1, r_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \sin\theta_{r_1, r_2} & \cdots & \cos\theta_{r_1, r_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix}_{R \times R} \quad (7)$$

其中,  $\theta_{r_1, r_2} \in (0, 2\pi)$ ,  $0 < r_1, r_2 \leq R$ 。将  $\hat{H}_m$  视为荷载矩阵, 利用  $(R-1)$  个 Givens 旋转矩阵  $T_{1,2}, T_{2,3}, \dots, T_{R-1,R}$  对其进行旋转, 即:

$$\hat{S}_m = \hat{H}_m T_{1,2} T_{2,3} \cdots T_{R-1,R} \quad (8)$$

其中,  $\hat{S}_m = [\hat{s}_{1m}, \hat{s}_{2m}, \dots, \hat{s}_{Rm}]$ 。令  $\hat{s}_m = [\hat{s}_m(1), \hat{s}_m(2), \dots, \hat{s}_m(N_b)]^T$ 。计算  $\hat{S}_m$  中各列向量元素平方的方差和, 表示为<sup>[16]</sup>:

$$V(\hat{S}_m) = \sum_{r=1}^R \sum_{n_b=1}^{N_b} (l_{rm}^2(n_b) - l_m(n_b))^2 \quad (9)$$

其中,  $l_{rm}^2(n_b) = \frac{\hat{s}_{rm}^2(n_b)}{\sum_{i=1}^{N_b} \hat{s}_{rm}^2(i)}$ ,  $l_m(n_b) = \frac{1}{2} \sum_{r=1}^R l_{rm}^2(n_b)$ 。

$\hat{S}_m$  中各个元素的值分布越均匀, 总方差值  $V(\hat{S}_m)$  就越小, 复合码序列受噪声影响而反相的概率也越小。因此, 估计出的复合码序列也越接近真实用户的复合码序列, 当总方差  $V(\hat{S}_m)$  达到最小值时, 所得的复合码即为原各用户的复合码序列。

### 3 鲸鱼优化算法的改进及伪码估计

为了找到最佳的旋转角  $\hat{\theta}$ , 文献[4]采用依次改变  $\theta$  值来获取  $V(\hat{S}_m)$  的极小值, 但这样极易得到局部最优解, 使得旋转结果存在明显误差。为了获取  $V(\hat{S}_m)$  在旋转角  $\theta \in (0, 2\pi)$  情况下的全局最优解, 本文提出结合模拟退火思想的鲸鱼优化算法(SA-IWOA), 以得到精确的复合码估计, 从而得到较好的长短码估计。

#### 3.1 鲸鱼优化算法(WOA)

WOA 算法具体分为包围猎物、螺旋泡沫网狩猎和搜索猎物三部分。利用适应度函数  $f(X(t+1))$  来衡量鲸鱼, 令包围猎物和螺旋泡沫网狩猎两种方式的概率  $p$  相同<sup>[17]</sup>, 当  $p < 0.5$  时采取包围猎物方式,  $p \geq 0.5$  时采取螺旋泡沫网狩猎方式, 更新公式为:

$$X(t+1) = \begin{cases} X^*(t) - I_1 I_2 X^*(t) - X(t), & p < 0.5 \\ |X^*(t) - X(t)| e^{b\varepsilon} \cos(2\pi\varepsilon) + X^*(t), & p \geq 0.5 \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $t$  为当前迭代次数;  $X(t)$  为当前鲸鱼个体位置,  $X^*(t)$  为当前最优个体位置;  $b$  为常数,  $\varepsilon$  为  $[-1, 1]$  间的随机数,  $p$  为  $[0, 1]$  间的随机数;  $I_1$  和  $I_2$  为系数变量, 分别表示为:

$$I_1 = 2(\alpha - 1)i_1 \quad (11)$$

$$I_2 = 2i_2 \quad (12)$$

$$\alpha = 2 - \frac{2t}{t_{\max}} \quad (13)$$

式中,  $i_1$  和  $i_2$  为  $[0, 1]$  间的随机向量,  $t_{\max}$  为最大迭代次数,  $\alpha$  为由 2 线性递减至 0 的收敛因子。

鲸鱼除了围捕猎物外, 还可以随机寻找新的猎物, 当  $|I_1| < 1$  时利用式(10)进行位置更新, 当  $|I_1| \geq 1$  时随机选择一个鲸鱼个体作为当前最优个体, 其他个体向其靠拢, 表达式为:

$$X(t+1) = X_r(t) - I_1 |I_2 X^*(t) - X(t)| \quad (14)$$

其中,  $X_r(t)$  为随机选择的鲸鱼个体位置。

#### 3.2 结合模拟退火思想的随机差分变异鲸鱼优化算法(SA-IWOA)

为了提升鲸鱼算法的全局搜索能力, 首先对收敛因子  $\alpha$  改进如下:

$$\alpha = 2\cos\left(\frac{t}{2t_{\max}}\pi\right) \quad (15)$$

改进后的  $\alpha$  在算法初期数值较大且缓慢减小, 可以扩大搜索范围, 加强全局搜索能力; 在后期  $\alpha$  减小快, 加强局部搜索能力。

然后利用随机差分变异策略对位置更新后的鲸鱼种群进行如式(16)所示的扰动更新:

$$X_p(t+1) = (X^*(t) - X(t)) - I_3 \cdot (X_r(t) - X(t)) \quad (16)$$

其中, “ $\cdot$ ” 为点乘运算,  $I_3$  为  $[0, 1]$  间的随机向量,  $X_p(\cdot)$  表示扰动位置,  $X_r(t)$  为随机选择的鲸鱼个体位置。增强种群个体的多样性, 防止算法早熟而陷入局部最优。

最后利用模拟退火的思想, 在每次扰动更新后, 如果新个体的适应度函数  $f(X_p(t+1))$  比更新前的  $f(X(t))$  小, 则接受更新; 否则通过接受概率判断是否更新, 这样使种群个体往最优解靠近的同时, 使算法具有跳出局部最优的能力。接受概率  $\gamma$  为:

$$\gamma = e^{-\frac{f(X_p(t+1)) - f(X(t))}{\beta}} \quad (17)$$

其中,  $\beta$  表示温度。

#### 3.3 基于 SA-IWOA 的最优角度求解

令  $X = [\theta_{1,2}, \theta_{2,3}, \dots, \theta_{R-1,R}]$  为鲸鱼个体, 将矩阵  $\hat{S}_m$  的总方差值  $V(\hat{S}_m)$  视作适应度函数, 即  $f(X) = V(\hat{S}_m)$ , 根据式(7)~式(9), 可由  $X$  计算得到  $V(\hat{S}_m)$ 。利用 SA-IWOA 求解的具体步骤如下:

(1) 初始化算法参数: 种群数目  $J$ 、最大迭代次数  $t_{\max}$ 、初始温度  $\beta$ 、 $i_1$  和  $i_2$ ;

(2) 初始化鲸鱼种群  $X_1 = [\theta_{1,2}^1, \theta_{2,3}^1, \dots, \theta_{R-1,R}^1]$ ,  $X_2 = [\theta_{1,2}^2, \theta_{2,3}^2, \dots, \theta_{R-1,R}^2]$ ,  $X_J = [\theta_{1,2}^J, \theta_{2,3}^J, \dots, \theta_{R-1,R}^J]$ , 每个鲸鱼个体代表不同的角度;

(3) 根据式(10)和式(14)更新鲸鱼位置, 利用式(7)计

算 Givens 旋转矩阵  $\hat{T}_{1,2}, \hat{T}_{2,3}, \dots, \hat{T}_{R-1,R}$ , 利用式(8)计算  $\hat{S}_m$ , 计算各鲸鱼个体的  $f(X(t))$ ;

(4) 根据式(16)对位置更新后的鲸鱼个体进行扰动更新, 利用式(7)计算 Givens 旋转矩阵  $\hat{T}_{1,2}, \hat{T}_{2,3}, \dots, \hat{T}_{R-1,R}$ , 利用式(8)计算  $\hat{S}_m$ , 计算每个鲸鱼个体的  $f(X_p(t+1))$ ;

(5) 若  $f(X_p(t+1)) < f(X(t))$ , 则  $X(t+1) = X_p(t+1)$ ; 否则, 产生一个随机数  $I_4 \in [0, 1]$ , 利用式(17)计算  $\gamma$ , 当  $I_4$  落在区间  $[\gamma, 1]$  内时,  $X(t+1) = X_p(t+1)$ , 反之  $X(t+1) = X(t+1)$ , 然后进行退温操作:  $\beta' = 0.95\beta$ ;

(6) 记录此时总方差值最小的鲸鱼个体即最优个体  $X_g$ , 判断迭代次数是否为最大值, 若是, 则输出最优个体, 否则分别根据式(11)、式(12)和式(15)更新参数  $I_1, I_2$  和  $\alpha$ ; 返回步骤(3)继续执行。

根据上述步骤求得最优鲸鱼个体即为最优旋转角度向量  $X_g = [\hat{\theta}_{1,2}, \hat{\theta}_{2,3}, \dots, \hat{\theta}_{R-1,R}]$ , 利用这  $(R-1)$  个角度构成的  $(R-1)$  个 Givens 旋转矩阵对  $\tilde{H}_m$  进行旋转, 即由式(8)得到最终各用户的复合码片段  $\hat{S}_m$ 。

### 3.4 长扰码和扩频短码的估计

由式(2)可知, 依次估计出  $M$  个信号矩阵  $Y_m$  中的各用户复合码片段, 然后按顺序进行拼接, 即可得到共  $R^M$  个长度为  $N_c$  的模糊序列  $\epsilon_\lambda = [\hat{s}_{r_1}, \hat{s}_{r_2}, \hat{s}_{r_m}, \dots, \hat{s}_{r_m M}]$ , 其中  $1 \leq \lambda \leq R^M, 1 \leq r_1, r_2, \dots, r_m \leq R, \hat{s}_{r_m} = [\hat{s}_{r_m}(1), \hat{s}_{r_m}(2), \dots, \hat{s}_{r_m}(N_b)]^H$ 。  $R$  个用户的复合码就包含在这  $R^M$  个模糊序列中, 将其记为  $\epsilon_{\lambda_i}^* (1 \leq \lambda_i \leq R)$ 。但由于每段复合码都可以独立取正负号, 导致存在幅度模糊的问题, 且还存在短码的影响, 无法估计各用户的长扰码, 通过两次延迟相乘的方式消除幅度模糊和短码影响:

$$\begin{cases} \zeta_{\lambda_i}^*(n) = \epsilon_{\lambda_i}^*(n) \epsilon_{\lambda_i}^*((n+1) \bmod N_c) \\ \eta_{\lambda_i}^*(n) = \zeta_{\lambda_i}^*(n) \zeta_{\lambda_i}^*((n+N_b) \bmod N_c) \end{cases} \quad (18)$$

其中,  $1 \leq n \leq N_c, \eta_{\lambda_i}^*(n)$  即为待估计的长扰码序列, 利用梅西算法<sup>[18]</sup>估计得到各用户长码  $\hat{c}_{\lambda_i}(n)$ , 具体流程可参考文献<sup>[19]</sup>。

利用估计得到的复合码序列  $\eta_{\lambda_i}^*(n)$  和长码序列  $\hat{c}_{\lambda_i}(n)$ , 根据相关运算估计短码:

$$\hat{b}_{\lambda_i}(n) = \eta_{\lambda_i}^*(n) \hat{c}_{\lambda_i}(n) \quad (19)$$

其中,  $1 \leq n \leq N_b, 1 \leq \lambda_i \leq R$ 。

所以可得本文提出的带残余载波的 LSC-DS-CDMA 信号伪码估计算法(简记为 LSC-SA-IWOA)主要步骤如下:

(1) 利用长码和短码周期对接收信号进行 2 次分段, 构成带残余载波的接收信号矩阵  $Y_m$ ;

(2) 对信号矩阵进行特征值分解, 得到带残余载波的

信号子空间  $G_m$ ;

(3) 利用 DPLL 跟踪消除残余载波, 得到  $\hat{H}_m$ ;

(4) 利用 SA-IWOA 算法求解最优旋转角, 并利用 Givens 旋转矩阵对信号子空间进行旋转, 得到各用户的复合码估计  $\hat{S}_m$ ;

(5) 通过两次延迟相乘的方式消除幅度模糊和短码影响, 并根据梅西算法和相关运算分别获得长码和短码估计。

## 4 算法仿真与性能分析

在仿真实验中, 各用户的信号幅度相同, 即  $A_i = A$ ; 信息码是随机生成的序列  $\{+1, -1\}$ ; 定义信噪比(Signal Noise Ratio, SNR)为  $SNR = 10 \lg(\sigma_x^2 / \sigma_n^2)$ ,  $\sigma_x^2$  表示接收信号方差; 长扰码使用 8 阶 m 序列, 扩频短码使用周期长度为  $N_b = 64$  的 OVFSF 码; 种群数目  $J = 50$ , 最大迭代次数  $t_{\max} = 400$ , 初始温度  $\beta = 1$ 。长码和短码的误码率的平均值称为长短码误码率, 用其衡量算法的伪码估计性能。以下仿真结果均为 400 次蒙特卡洛实验的平均。

### 4.1 实验 1: 不同频偏对长短码估计性能的影响

接收信号周期数  $P = 100$ , 用户数  $R = 2$ , 当频偏分别为  $f_\Delta = 0, f_\Delta = \pm 0.02, f_\Delta = \pm 0.03, f_\Delta = \pm 0.04$  时, 本文算法对长短码估计的长短码误码率曲线如图 1 所示。

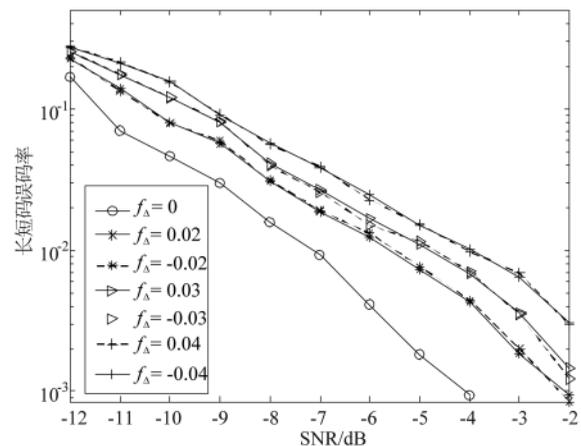


图 1 不同频偏对长短码估计性能的影响

由图 1 可知, 当  $|f_\Delta|$  相同时, 误码率基本相同; 当  $|f_\Delta|$  逐渐增大时, 误码率也逐渐升高, 当频偏分别为  $f_\Delta = 0, f_\Delta = 0.02, f_\Delta = 0.03$  和  $f_\Delta = 0.04$  时, 误码率低于 1% 时本文算法所需的信噪比分别为  $-7.1$  dB、 $-5.5$  dB、 $-4.8$  dB、 $-3.9$  dB, 说明 DPLL 能有效去除残余频偏。

### 4.2 实验 2: 不同周期数对长短码估计性能的影响

残余频偏  $f_\Delta = 0.02$ , 用户数  $R = 2$ , 当接收信号周期数  $P$  分别为 50、100 和 150 时, 本文算法的长短码误码率曲线如图 2 所示。

由图 2 可知, 接收信号周期数越多, 误码率越低。当接收信号周期数  $P$  分别为 50、100 和 150, 误码率低于

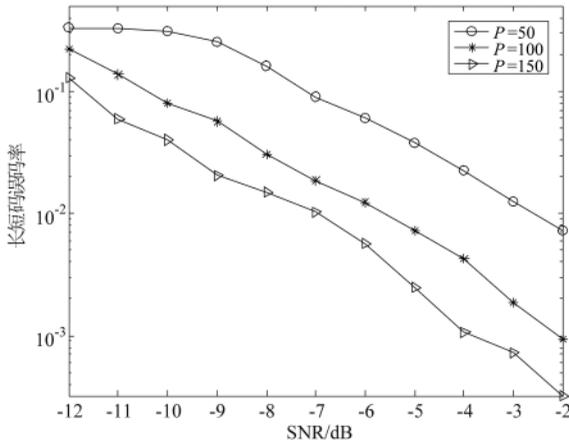


图2 不同周期数对长短码估计性能的影响

1%时本文算法所需的信噪比分别为-2.5 dB、-5.5 dB、-6.9 dB。因为接收信号周期数越多,其包含的有用信息更多,特征值分解法的结果越准确,利用 Givens 矩阵旋转和 SA-IWOA 算法估计的复合码也就越准确,最终利用梅西算法和相关运算估计长短码的误码率就越低。

4.3 实验 3:不同用户数对长短码估计性能的影响

接收信号周期数  $P=100$ , 残余频偏  $f_{\Delta}=0.02$ , 当用户数  $R$  分别为 2、3 和 4 时,本文算法的长短码误码率曲线如图 3 所示。

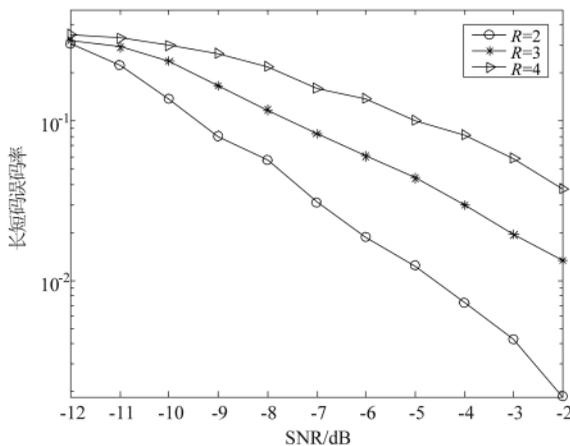


图3 不同用户数对长短码估计性能的影响

由图 3 可知,用户数越多,长短码估计性能越差。因为用户数越多,用户间信号干扰越大,导致特征值分解法的结果误差越大,使得 Givens 矩阵旋转的误差越大,导致最终的长短码估计性能越差。

4.4 实验 4:鲸鱼算法对比

接收信号周期数  $P=100$ , 残余频偏  $f_{\Delta}=0.02$ , 用户数  $R=2$ , 当信噪比为 -9 dB 时,应用本文所提出的 SA-IWOA 算法、混沌鲸鱼算法(COWA)<sup>[17]</sup>和随机差分鲸鱼算法(IWOA)<sup>[20]</sup>得到的适应度函数即总方差值随迭代次数的变化如图 4 所示。

由图 4 可知,本文所提的 SA-IWOA 算法收敛速度最

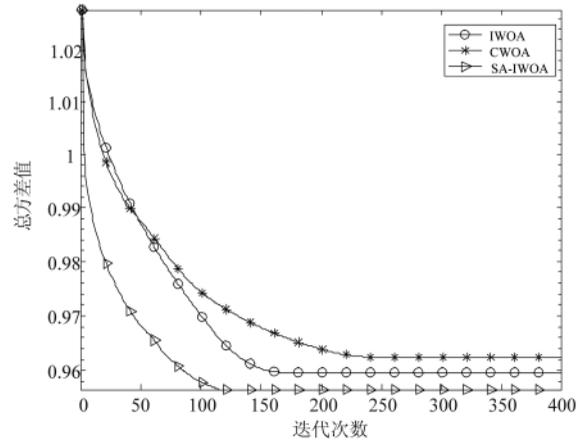


图4 总方差值随迭代次数的变化图

快,求得的总方差值最小,即估计的旋转角度优于IWOA 和 COWA 算法的。

4.5 实验 5:伪码估计算法对比

实验条件同实验 4,将 CWOA 和 IWOA 用于本文算法中分别简记为 LSC-CWOA 和 LSC-IWOA,本文算法 LSC-SA-IWOA 和 LSC-CWOA、LSC-IWOA、文献[4]算法的长短码误码率如图 5 所示。

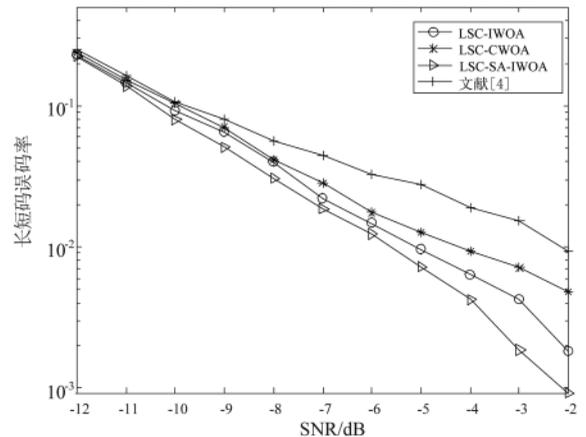


图5 长短码误码率对比

由图 5 可知,本文算法的误码率最低,其次是 LSC-IWOA 算法,然后是 LSC-CWOA 算法,最后是文献[4]的极值法。极值法在估计总方差的最小值时,极易得到局部最优解,缺乏全局搜索的能力;CWOA 利用混沌序列增加了全局搜索的能力,但局部搜索的能力不强;IWOA 利用随机差分变异的方式增加全局搜索的能力,但变异的结果随机,差的变异结果在一定程度上影响了最优角度的求解。

5 结论

针对带残余载波的 LSC-DS-CDMA 信号的伪码估计,先根据长码周期和短码周期对接收信号进行分段并构建矩阵;接着利用特征值分解和 DPLL 得到消除残余频偏的用户特征向量空间;再根据 Givens 矩阵旋转,利用结合 SA-IWOA 算法求出最佳旋转角,估计出各用

户的复合码序列并依次拼接;最后利用梅西算法和相关运算估计各用户的长码和短码。仿真实验表明,本文算法能有效估计带残余频偏的 LSC-DS-CDMA 信号伪码,估计性能优于文献[4]的极值法,所提出的 SA-IWOA 算法的寻优性能优于 IWOA 和 CWOA。

#### 参考文献

- [1] ANJUM I, SYED A A, RIZVI A A. Independent code division multiple access in DS-CDMA[J]. Wireless Personal Communications, 2021(8): 1-17.
- [2] QIU P Y, HUANG Z T, JIANG W L, et al. Blind multiuser spreading sequences estimation algorithm for the direct-sequence code division multiple access signals[J]. IET Signal Processing, 2010, 4(5): 465-478.
- [3] 周杨, 张天骐. 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.
- [4] 陈二阳, 袁姜红, 苗放, 等. 基于 Givens 旋转多用户多径 DS-CDMA 信号伪码盲估计[J]. 安徽大学学报(自然科学版), 2017, 41(1): 67-72.
- [5] 赵知劲, 尹辉, 强芳芳, 等. 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.
- [6] 张天骐, 喻盛琪, 张天, 等. 基于张量分解和多项式库搜索的多天线 NPLC-DS-CDMA 伪码序列估计[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(10): 2429-2436.
- [7] 张天骐, 李群, 梁先明, 等. 异步 LC-DS-CDMA 信号的盲解扩[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(7): 1639-1645.
- [8] 赵知劲, 李森, 尚俊娜. 基于矩阵填充和三阶相关的长短码 DS-CDMA 信号多伪码盲估计[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(7): 1788-1793.
- [9] ZHAO Z, GU X, QIANG F, et al. Blind estimation of PN codes in multi-user LSC-DSSS signals[J]. Journal of Communications, 2017, 12(1): 55-61.
- [10] Zhang Tianqi, Dai Shaosheng, Zhang Wei, et al. Blind esti-

mation of the PN sequence in lower SNR DS-SS signals with residual carrier[J]. Digital Signal Processing, 2012, 22(1): 106-113.

- [11] 沈斌, 王建新. 窄带干扰条件下含有未知载频的直扩信号的伪码序列估计[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(7): 1556-1561.
- [12] 马超, 张立民. 无迹卡尔曼滤波的长码直扩信号载波频偏盲估计[J]. 火力与指挥控制, 2019, 44(4): 44-47.
- [13] 喻盛琪, 张天骐, 范聪聪, 等. 带残余载波的周期长码直扩信号 PN 码盲估计[J]. 信号处理, 2019, 35(10): 1661-1670.
- [14] 常芳丽. 基于 FastICA 的 DS-CDMA 盲多用户检测[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
- [15] 马瑞琪. DS-CDMA 信号盲解扩关键技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
- [16] 李卫东. 应用多元统计分析[M]. 北京: 北京大学出版社, 2008.
- [17] 赵宇, 彭珍瑞. 混沌鲸鱼优化算法及其在有限元模型修正中的应用[J]. 兰州交通大学学报, 2021, 40(1): 39-45.
- [18] 喻盛琪, 张天骐, 赵健根, 等. 非周期长码直扩信号 PN 码盲估计[J]. 计算机工程与设计, 2020, 41(6): 1509-1515.
- [19] 潘微宇, 赵知劲, 岳克强. 基于 ICA 和梅西算法的 LSC-DS-CDMA 信号伪码估计[J]. 杭州电子科技大学学报(自然科学版), 2021, 41(3): 1-5.
- [20] 覃溪, 龙文. 基于随机差分变异的改进鲸鱼优化算法[J]. 中国科技论文, 2018, 13(8): 937-942.

(收稿日期: 2021-08-26)

#### 作者简介:

潘微宇(1997-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 直扩信号伪码盲估计。

赵知劲(1959-), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 认知无线电、频谱感知、自适应信号处理等。



扫码下载电子文档

(上接第 57 页)

- tion group services and system aspects; system architecture for the 5G system(5GS); stage 2(release 17): TS23.501 V17.1.1[S]. 2021.
- [5] 3GPP. 3rd generation partnership project; technical specification group radio access network; NG-RAN; architecture description(release 16): TS 38.401 V16.6.0[S]. 2021.
  - [6] 3GPP. 3rd generation partnership project; technical specification group services and system aspects; procedures for the 5G system(5GS); stage 2(release 17): TS 23.502 V17.1.0[S]. 2021.
  - [7] 3GPP. 3rd generation partnership project; technical specification group services and system aspects; policy and charging control framework for the 5G system(5GS); stage 2(release 17):

TS 23.503 V17.1.0[S]. 2021.

- [8] 3GPP. 3rd generation partnership project; technical specification group services and system aspects; quality of service (QoS) concept and architecture(release 16): TS 23.107 V16.0.0[S]. 2020.

(收稿日期: 2021-10-08)

#### 作者简介:

朱佳琳(1996-), 女, 硕士, 主要研究方向: 网络能力开放技术、5G 核心网关键技术等。

张敏(1984-), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 移动通信网络、移动核心网等。

李凯(1976-), 男, 博士, 高级工程师, 主要研究方向: 工业互联网、通信网络能力开放等。



扫码下载电子文档

## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所