

LSC-DSSS 信号长短伪码盲估计

赵知劲^{1,2} 李 淼¹ 詹 毅²

(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三十六研究所, 浙江嘉兴 314033)

摘 要: 短码扩频长码加扰的直扩信号可视为特殊的长码直扩信号, 将其短扩频码和长扰码作为复合码。首先通过特征值分解和酉矩阵去位置模糊实现复合码的盲估计; 然后利用 m 序列的三阶相关函数特性识别短扩频码的类型; 最后根据识别结果采用三阶相关法或延迟三阶相关法实现长短伪码的盲估计。仿真表明, 复合码估计在信噪比 -7.5 dB 以上可达到 1% 以下的误码率; 当信噪比高于 -6 dB 时, 三阶相关法估计长短伪码本原多项式的正确率可以达到 90% 以上; 当信噪比高于 -4 dB 时, 延迟三阶相关法估计长短伪码序列的误码率低于 1%。

关键词: 长短码直扩信号; 复合码; 特征值分解; 模糊酉矩阵; 三阶相关; 延迟三阶相关

中图分类号: TN91 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.03.003

Blind Estimation of Long and Short PN Code in LSC-DSSS Signals

ZHAO Zhi-jin^{1,2} LI Miao¹ ZHAN Yi²

(1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China;
2. The 36th Research Institute of China Electronic Technology Group Corporation, Jiaxing, Zhejiang 314033, China)

Abstract: The LSC-DSSS signal can be regarded as special long code DSSS signal, taking the short spreading code and the long scrambling code together as the composite code. Firstly, the composite code can be estimated blindly by using the eigenvector decomposition and the unitary matrix method of eliminating fuzzy relations. And then the type of short code can be identified by using properties of the triple correlation function (TCF) of m sequence. Finally, according to the results of identification, the long and short PN codes are blindly estimated by using TCF method or delayed TCF method. Simulations show that the bit error rate of composite code sequence is below 1% when the signal-to-noise ratio (SNR) is greater than -7.5 dB. The correct rate of the primitive polynomial of long and short code can reach to 90% when the TCF method is used and the SNR is above -6 dB. The bit error rate of long and short code sequence can be reduced to 1% when the delayed TCF method is used and the SNR is above -4 dB.

Key words: long and short codes direct sequence spread spectrum; composite code; eigenvector decomposition; unitary matrix; triple correlation function; delayed triple correlation function

1 引言

直接序列扩频^[1] (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) 是利用高速率的伪随机 (Pseudo-Random, PN) 码调制信息符号, DSSS 可以分为短码 (Short Code) 和长码 (Long Code) 扩频两种方式。

SC-DSSS 信号的扩频码周期等于信息符号周期, 信号结构简单, 对其扩频码的估计研究已经相当深入, 主要方法有: 特征值分解法^[2]、三阶相关法^[3]、神经网络法^[4] 和循环相关法^[5] 等。LC-DSSS 信号的扩频码周期大于信息符号周期, 信息符号速率可以灵活选择, 文献[6]通过计算分段相关矩阵矢量,

利用改进二阶统计盲辨识(SOBI)算法实现了扩频码的估计;文献[7]将周期LC-DSSS信号构建为虚拟多用户模型,利用奇异值分解完成了扩频码的估计;文献[8]在虚拟多用户的基础上,提出了一种基于Fast-ICA的盲同步和扩频码估计方法。

为了提高传输数据的定时恢复能力和保密性,数字扩频通信系统中,对SC-DSSS信号利用长伪码在比特层对其进行同步加扰^[9],记为LSC-DSSS(Long and Short Codes Direct Sequence Spread Spectrum)信号,长码加扰是对数据的随机化处理。非合作通信条件下,长短伪码的估计是完成此类信号解扰和解扩的关键。但是,经过扩频和加扰调制形成的LSC-DSSS信号结构复杂,近似白噪声,此类信号的长短伪码的盲估计难度很大。文献[10]在具备长扰码备选集的基础上利用三阶相关法实现了长扰码识别;文献[11]对信号巧妙分段估计出长扰码初始相位,从而完成了信号的盲解扩,但是上述方法仅限于短扩频码和长扰码都是m序列的情况。

将短扩频码和长扰码作为复合码,LSC-DSSS信号可视为特殊的周期LC-DSSS信号,可用虚拟多用户短码直扩系统^[6]的思想来研究。首先利用接收信号的二阶统计特性估计长码周期,然后以长扰码的周期长度对信号进行分段截取,形成相关矩阵集,对累加平均后的相关矩阵进行特征值分解得到信号子空间,利用二阶统计量(Second Order Statistics,SOS)信道盲估计^[12]求解模糊酉矩阵,通过模糊酉矩阵^[13-14]去其模糊性,从而估计出LSC-DSSS信号的复合码。在此基础上,利用m序列三阶相关函数(Triple Correlation Function,TCF)特性识别短扩频码类型。根据识别结果,对于m序列扩频的LSC-DSSS信号采用三阶相关法估计其长短伪码的本原多项式;对于非m序列扩频的LSC-DSSS信号采用延迟三阶相关法依次估计其长短伪码序列。

2 LSC-DSSS信号模型

假设LSC-DSSS信号已经过载波恢复、符号同步和根升余弦滤波处理,扩频码与扰码码片速率相等,信息符号周期与扩频码周期相等。将接收到的基带信号以码片速率采样,则接收端基带LSC-DSSS信号采样值可表示为^[11]:

$$y(l) = \omega d(l)b(l)c(l) + \nu(l), l = 1, 2, \dots, L(1)$$

式中, ω 为信号幅度; L 为截取的信号长度;考虑到实际需求^[1],短扩频码和长扰码采用具有良好自相关性的PN码,周期分别为 N 和 K ,本文假设 $K = MN$,且 $N > M$; $d(l)$ 、 $b(l)$ 、 $c(l)$ 分别表示信息符号、扩频码和长扰码在 l 时刻的值; $\nu(l)$ 为零均值高斯白噪声。

将短扩频码和长扰码构成的复合长码看做与长扰码等周期的特殊长码,则LSC-DSSS信号可以视为特殊的周期LC-DSSS信号,因此式(1)可等价表示为:

$$y(l) = \omega d(l)s(l) + \nu(l) \quad (2)$$

其中, $s(l) = b(l)c(l)$ 是复合码序列。一个周期复合码可表示为:

$$\mathbf{s} = [s(1) \quad s(2) \quad \dots \quad s(k) \quad \dots \quad s(K)] \quad (3)$$

$$s(k) = b(k) \cdot c(k), k = 1, 2, \dots, K \quad (4)$$

其中,

$$b(k) = \begin{cases} b(k) & 1 \leq k \leq N \\ b(k \bmod N) & N + 1 \leq k \leq K \end{cases} \quad (5)$$

$c(k)$ 和 $s(k)$ 分别表示一个周期中扰码和复合码的第 k 个码片。一个周期的复合码调制 M 个信息符号。

3 复合码盲估计

假设通过序列捕获^[15]获得扩频码与扰码的同步起始点,将接收信号按长扰码周期 K 分为不重叠的数据段,第 j 个数据段内的基带接收信号向量可以表示为:

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{x}_j + \boldsymbol{\nu}_j \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (6)$$

其中 \mathbf{x}_j 表示截取的第 j 个数据段中的有用信号; $\boldsymbol{\nu}_j$ 表示均值为零,方差为 σ_ν^2 的高斯白噪声向量; $L = JK$,且 $J \geq M$ 。

因为长扰码周期 K 是短扩频码周期 N 的 $M(M > 1)$ 倍,所以一个周期复合码 \mathbf{s} 由 M 个短扩频码序列和一个长扰码序列构成,因此将接收信号分段后的第 j 个数据段的有用信号向量 \mathbf{x}_j 可以表示为:

$$\mathbf{x}_j = [d_{(j-1)M+1} \cdot \mathbf{s}_1^T \quad d_{(j-1)M+2} \cdot \mathbf{s}_2^T \quad \dots \quad d_{jM} \cdot \mathbf{s}_M^T]^T \quad (7)$$

其中, $d_{(j-1)M+m}$ 表示第 j 个数据段内的第 $m(m = 1, 2, \dots, M)$ 个信息符号; \mathbf{s}_m 表示 $d_{(j-1)M+m}$ 对应的长度为 N 的复合码片段, $\mathbf{s}_m = [s_{(m-1)N+1}, s_{(m-1)N+2}, \dots, s_{mN}]^T$,其包含了一个周期的短码。完整的复合码向量可表示为:

$$\mathbf{s} = [\mathbf{s}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{s}_m^T \quad \cdots \quad \mathbf{s}_M^T]^T \quad (8)$$

$$\text{令 } \mathbf{d}_j = [d_{(j-1)M+1}, d_{(j-1)M+2}, \dots, d_{jM}]^T, \mathbf{D} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_J]$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_m = [\mathbf{0}_{1 \times (m-1)N} \quad \mathbf{s}_m^T \quad \mathbf{0}_{1 \times (M-m)N}]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{S} = [\tilde{\mathbf{s}}_1, \tilde{\mathbf{s}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_M] \quad (10)$$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_J], \quad \mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_J]$$

则 L 点接收信号以矩阵向量形式可表示为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} + \mathbf{V} = \omega \mathbf{S} \mathbf{D} + \mathbf{V} \quad (11)$$

根据式(2)和式(11)可知: $K \times J$ 维矩阵 \mathbf{Y} 的每一列是一个数据窗,即

$$\mathbf{Y}_{k,j} = y((j-1)K + k) \quad (12)$$

其中, $j=1, 2, \dots, J; k=1, 2, \dots, K; L=JK$ 。

假设信号幅度 $\omega=1$, 信息符号均值为零、方差为 σ_d^2 , 满足独立同分布, 则信号自相关矩阵 \mathbf{R}_y 的估计为:

$$\hat{\mathbf{R}}_y = \frac{1}{J} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^T = \sigma_d^2 \cdot \mathbf{S} \mathbf{S}^T + \sigma_v^2 \cdot \mathbf{I} \quad (13)$$

对自相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_y$ 特征分解可表示为:

$$\hat{\mathbf{R}}_y = \mathbf{U} \mathbf{A} \mathbf{U}^T \quad (14)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\|\tilde{\mathbf{s}}_1\|^2 + \sigma_v^2, \|\tilde{\mathbf{s}}_2\|^2 + \sigma_v^2, \dots, \|\tilde{\mathbf{s}}_M\|^2 + \sigma_v^2, \sigma_v^2, \sigma_v^2, \dots, \sigma_v^2) \quad (15)$$

其中, 特征向量矩阵 \mathbf{U} 为酉矩阵, \mathbf{A} 表示矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_y$ 的 M 个主特征值与 $K-M$ 个次特征值构成的对角矩阵。由式(9)和式(10)可知: $\text{rank}(\mathbf{S}) = M$, 则矩阵 \mathbf{U} 可以分为 $K \times M$ 维的信号子空间 \mathbf{U}^s 和 $K \times (K-M)$ 维的噪声子空间 \mathbf{U}^v , 即:

$$\mathbf{U} = [\mathbf{U}^s \quad \mathbf{U}^v] \quad (16)$$

信号子空间 \mathbf{U}^s 包含了复合码的各个部分, 当 $\hat{\mathbf{R}}_y$ 的主特征值不同时, 则 \mathbf{S} 等于信号子空间 \mathbf{U}^s , 所以对复合码的估计可以通过估计 \mathbf{S} 来实现。由于 $\tilde{\mathbf{s}}_m$ 各元素的取值为 $\{1, -1\}$, 则:

$$\|\tilde{\mathbf{s}}_1\| = \|\tilde{\mathbf{s}}_2\| = \dots = \|\tilde{\mathbf{s}}_M\| \quad (17)$$

由式(15)可知, 理论上 $\hat{\mathbf{R}}_y$ 的 M 个主特征值相等, 则信号子空间 \mathbf{U}^s 与 \mathbf{S} 存在位置模糊关系, 即 M 个主特征向量构成的信号子空间 \mathbf{U}^s 与 \mathbf{S} 存在如下关系:

$$\mathbf{U}^s = \mathbf{S} \cdot \mathbf{Q}^T \quad (18)$$

其中 \mathbf{Q} 为 $M \times M$ 维的模糊酉矩阵^[13-14]。事实上, 正是由于模糊矩阵的存在, 在缺少其他先验信息的条件下, 不能直接利用自相关矩阵 \mathbf{R}_y 估计 \mathbf{S} 。由于矩阵 \mathbf{S} 结构的特殊性, 利用 SOS 信道盲估计中模糊矩

阵的求解算法^[12]得到矩阵 \mathbf{Q} , 从而可得解除位置模糊的矩阵 \mathbf{S} :

$$\mathbf{S} = \mathbf{U}^s \cdot \mathbf{Q} \quad (19)$$

4 长短伪码盲估计

DSSS 信号的扩频和加扰通常都采用二进制伪随机序列。LSC-DSSS 信号一般采用长周期 m 序列作为扰码, 而扩频码可以选择 m 序列、Gold 序列或者 Walsh 码等。可以利用二阶和三阶统计量识别、估计 m 序列。上节估计得到的复合码特性取决于短扩频码和长扰码性质。

由于 $b(k)$ 和 $c(k)$ 相互独立, 由式(4)可得 $s(k)$ 的 TCF 为:

$$C_s(p, q) = E[s(k)s(k+p)s(k+q)] = C_b(p, q) \cdot C_c(p, q) \quad (20)$$

其中 $C_b(p, q)$ 、 $C_c(p, q)$ 分别表示短码和长码的三阶相关函数。

$$C_b(p, q) = E[b(k)b(k+p)b(k+q)] \quad (21)$$

$$C_c(p, q) = E[c(k)c(k+p)c(k+q)] \quad (22)$$

4.1 三阶相关法

当扩频和加扰都采用 m 序列时, $C_b(p, q)$ 、 $C_c(p, q)$ 存在共同峰^[16]。当 $K \gg N$ 时, 在长码周期范围 $K \times K$ 内, $C_b(p, q)$ 与 $C_c(p, q)$ 存在有限个共同峰, 峰值为 1。即:

$$C_s(p, q) = \begin{cases} 1 & b(n+p)b(n+q) = b(n) \text{ 且 } c(n+p)c(n+q) = c(n) \\ -1/N & b(n+p)b(n+q) = b(n) \text{ 且 } c(n+p)c(n+q) \neq c(n) \\ -1/K & b(n+p)b(n+q) \neq b(n) \text{ 且 } c(n+p)c(n+q) = c(n) \\ 1/NK & b(n+p)b(n+q) \neq b(n) \text{ 且 } c(n+p)c(n+q) \neq c(n) \end{cases} \quad (23)$$

由上述分析可知, 通过计算复合码的三阶相关函数, 提取长短码的 TCF 共同峰, 利用矩阵斜消变换得到长短码 m 序列本原多项式的乘积, 唯一因式分解可得长短码 m 序列的本原多项式, 实现 LSC-DSSS 信号的长短伪码估计。三阶相关法是基于序列生成机制的估计算法, 可以同时估计出长短伪码的本原多项式。

4.2 延迟三阶相关法

当加扰采用 m 序列, 扩频采用非 m 序列时, 只有 $C_c(p, q)$ 存在峰值点, 而 $C_b(p, q)$ 不具有 m 序列特有的峰值特性, 同时会影响长扰码的 TCF 峰值估

计,因此要消除短扩频码的影响。将估计得到的复合码循环左移 N 次与原复合码相乘:

$$\begin{aligned} a(k) &= s(k)s(k+N) = \\ b(k \bmod N)c(k) \cdot b((k+N) \bmod N)c(k+N) &= \\ c(k)c(k+N) \end{aligned} \quad (24)$$

由 m 序列的移位相加特性^[1]可知:

$$c(k)c(k+N) = c(k+\Gamma) \quad (25)$$

则长扰码序列 $\{c(k)\}$ 为 $\{a(k)\}$ 循环右移 Γ 次得到:

$$c(k) = a(k-\Gamma) \quad k=1,2,\dots,K \quad (26)$$

因此,实现长码序列 $\{c(k)\}$ 的估计必须先估计出 Γ 。

m 序列的 TCF 峰值特性实质上就是其移位相加性,若 $\{c(k)\}$ 满足式(27),则 $C_c(p,q)$ 在 (N,Γ) 上存在峰值。周期为 K 的长码 m 序列 $\{a(k)\}$ 和 $\{c(k)\}$ 均基于伽罗华域 $GF(2)$ 上的同一本原多项式 $f_c(x)$,区别仅在于其初始相位不同,因此它们具有相同的 TCF 峰值图案,即 $C_a(p,q)$ 在 (N,Γ) 上也存在峰值。

理论上 $C_a(p,q)$ 在 $(K-1) \times (K-1)$ 范围内的每行每列上均存在峰值点,且在峰值点处的取值为 1,所以 Γ 的取值满足下式,且是唯一的:

$$\Gamma = \{q \mid C_a(p,q) = 1, p = N\} \quad (27)$$

考虑到实际中存在的误差干扰, Γ 的估计式修改如下:

$$\Gamma = \arg \max_{p=N} \{C_a(p,q)\} \quad (28)$$

根据式(26)和式(28)可以得到正确初始相位的长扰码序列 $\{c(k)\}$ 。

短扩频码序列的估计为:

$$b(n) = s(n)c(n) \quad n=1,2,\dots,N \quad (29)$$

由上述分析可知,将估计出的复合码 $\{s(k)\}$ 循环左移 N 次后与原复合码相乘,消除短扩频码影响;然后利用长码 m 序列的 TCF 特性,估计出正确初始相位的长扰码序列 $\{c(k)\}$;最后通过相关运算估计短扩频码序列 $\{b(n)\}$ 。延迟三阶相关法是基于序列本身的估计算法。

综上所述,LSC-DSSS 信号的长短伪码盲估计步骤如下:

(1)接收信号分段。利用复合码的自相关函数峰值间隔估计长码周期 K 。以长度 K 对接收信号分

段,得到 J 个等长的接收信号数据段 y_j ;

(2)信号自相关矩阵估计及特征值分解。由式(13)估计接收信号的自相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_y$,并进行特征值分解,得到 M 个主特征值所对应的信号子空间 \mathbf{U}^s ;

(3)复合码估计。由式(19)利用酉矩阵 \mathbf{Q} 消除信号子空间 \mathbf{U}^s 与矩阵 \mathbf{S} 之间的位置模糊,得到矩阵 \mathbf{S} 的估计 $\hat{\mathbf{S}}$ 。由式(8)~(10)得到复合码序列的估计为 \hat{s} 。

(4)短伪码类型识别。计算复合码序列 $\hat{s} = \{\hat{s}(k)\}_{k=1}^K$ 的三阶相关函数 $C_s(p,q)$,设置合适的门限值 δ_1 ,找出满足 $C_s(p,q) > \delta_1$ 的 (p,q) 集合记为 φ_1 。若 φ_1 中的峰值点坐标分布满足 m 序列 TCF 共同峰的规律^[10],则短扩频码为 m 序列,否则短扩频码为非 m 序列。

(5)长短伪码估计。根据步骤(4)中的识别结果:

①若长短码都为 m 序列,利用三阶相关法,通过矩阵斜消变换对集合 φ_1 中的峰值坐标两两求最大公因式,得到多项式集合,出现次数最多的多项式即为长短码 m 序列本原多项式的乘积 $f_{bc}(x)$,因式分解 $f_{bc}(x)$ 可得长短码 m 序列各自的本原多项式 $f_b(x)$ 与 $f_c(x)$,且因式分解的结果是唯一的^[16]。

②若长码为 m 序列,短码为非 m 序列,利用延迟三阶相关法,根据式(24)消除短码影响得到 $\{a(k)\}_{k=1}^K$,计算其三阶相关函数 $C_a(p,q)$,首先由式(28)估计出 Γ ,再由式(26)得到长码估计 $\{\hat{c}(k)\}_{k=1}^K$;根据式(29)可得扩频短码 $\{\hat{b}(n)\}_{n=1}^N$ 。

4.3 算法复杂度分析

由于特征分解算法的运算量与矩阵维数三次方成正比,步骤(2)对分段信号做特征分解,所以其复杂度为 $O((J-1)K^3)$;步骤(3)中求解模糊酉矩阵的复杂度为 $O((M-1)K^3)$;步骤(4)估计信号 TCF 的复杂度为 $O(K^3)$;步骤(5)的三阶相关法中,矩阵斜消变换法的复杂度为 $O(K)$,因式分解的复杂度为 $O(r2^r)$,其中 r 为最大公因式的阶数;步骤(5)的延迟三阶相关法中,估计长码序列和短码序列的复杂度分别为 $O(K+K^3)$ 和 $O(N)$;且由于 $K \gg N$ 和 $K \gg r$;所以本文算法复杂度为 $O(K^3)$ 。

5 算法仿真与性能分析

仿真实验中,LSC-DSSS 信号的信息符号是随机产生的 $\{\pm 1\}$,信号幅值 $\omega = 1$;信噪比定义为 $\text{SNR} =$

$10 \lg \left(\frac{\omega^2}{\sigma_v^2} \right)$ 。在不影响方法性能分析基础上,为了便

于仿真实现,长扰码采用长周期 m 序列,短扩频码 $\{b_n\}_{n=1}^N$ 采用周期 $N=63$ 的 m 序列或者周期 $N=64$ 的 Walsh 码。

仿真1 复合码估计的平均误码率

扩频码选用 64 位的 Walsh 码,不考虑符号翻转,估计误码率是 M 个复合码片段的误码个数之和除以复合码长度,平均误码率是 100 次 Monte-Carlo 仿真得到的误码率。

(1) 平均误码率与接收信号数据段个数 J 之间的关系。长扰码周期固定为 $K=1024$,即单周期复合码调制 $M=16$ 个信息符号,当数据段个数 J 分别为 20、30 和 40 时,不同信噪比条件下复合码的平均误码率随信噪比的变化曲线如图 1 所示。由图可知:在同一信噪比下,复合码估计的平均误码率随着数据段个数 J 的增加而减小,这是因为 J 越大, R_y 的估计越准确,为随后特征值分解提供了良好的基础;信噪比越高,平均误码率越小,曲线收敛越快。

(2) 平均误码率与 M 之间的关系。接收信号数据段个数固定为 $J=20$, M 分别取 8、16 和 32,不同信噪比条件下复合码的平均误码率随信噪比的变化曲线如图 2 所示。由图可知: M 越小,随着信噪比的提高,复合码误码率下降速度越快;在同一信噪比下,复合码估计的误码率随 M 的增大而增大。这是因为 M 越大,所需估计的复合码段数越多,尽管采用了去位置模糊,但仍存在误差,因此导致复合码估计的误码率越高。

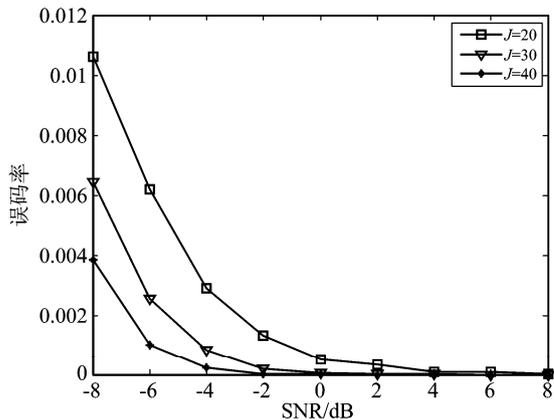


图1 平均误码率与数据窗个数的关系

Fig. 1 Average bits error rate & the number of data segments

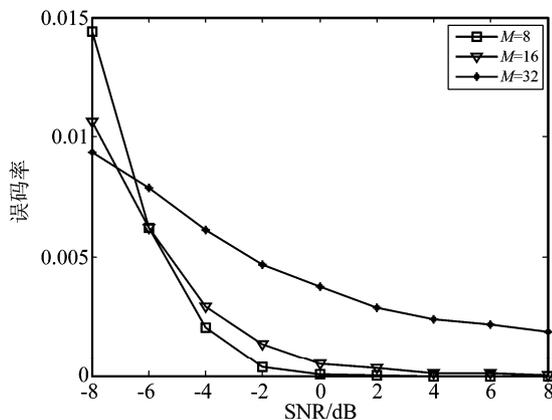


图2 平均误码率与长码长度的关系

Fig. 2 Average bits error rate & the length of long code

仿真2 不同类型扩频码的复合码估计性能

信号 1 用 m 序列扩频和加扰, $N=63$ 、 $M=16$ 、 $J=20$; 信号 2 用 Walsh 码扩频、 m 序列加扰, $N=64$ 、 $M=16$ 、 $J=20$ 。利用本文提出的复合码估计算法分别估计两个信号的复合码。不同信噪比条件下信号 1 和信号 2 的复合码的平均误码率随信噪比的变化曲线如图 3 所示。由图可知:两个复合码估计的误码率随信噪比变化趋势基本一致,因此复合码估计算法不受扩频加扰码序列类型的限制,具有广泛的适用性。

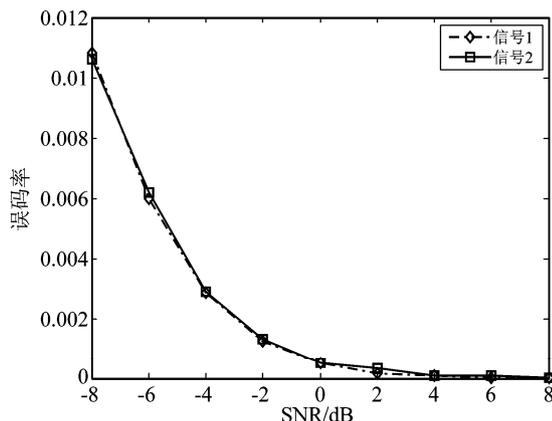


图3 不同类型扩频码的复合码估计性能

Fig. 3 Different type of short codes's estimation performance

仿真3 短扩频码类型识别

在信噪比为 -5 dB 条件下,利用复合码估计算法分别估计仿真 2 中信号 1 和信号 2 的复合码。两者复合码的三阶相关函数如图 4 和图 5 所示,由图可知:在 m 序列加扰的条件下,只有当扩频码也是

m 序列时,复合码的 TCF 才会出现较为明显的峰值,据此可识别短扩频码是否为 m 序列。

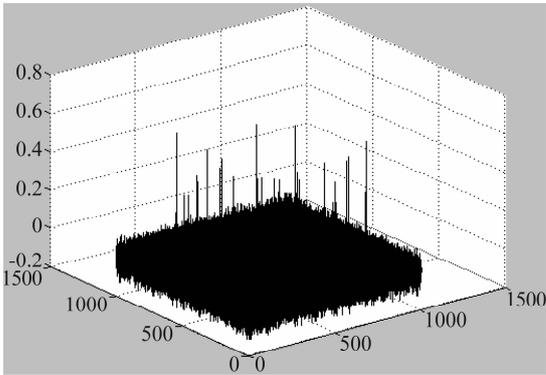


图 4 信号 1 的三阶相关函数

Fig. 4 The TCF of signal 1

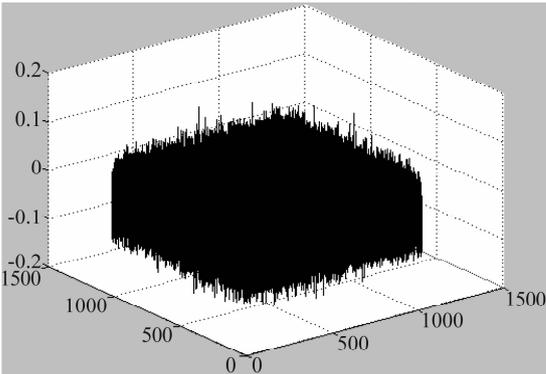


图 5 信号 2 的三阶相关函数

Fig. 5 The TCF of signal 2

仿真 4 长短伪码估计性能

信号 1 和信号 2 的复合码都可以通过本文第 3 节的算法估计得到,且估计性能一致。对于两者复合码中长短伪码的估计,三阶相关法只能估计信号 1 的长短伪码本原多项式,而延迟三阶相关法可以估计信号 1 和信号 2 的长短伪码序列。

(1)对于信号 1,在本文方法中首先估计得到复合码,然后用三阶相关法估计得到长短伪码的本原多项式。本文算法和文献[10]算法 100 次 Monte-Carlo 仿真得到的长短伪码本原多项式估计的正确率曲线如图 6 所示。由图可知:本文算法和对比算法的正确率达到 100% 所需信噪比分别为 -5.5 dB 和 2 dB,这是因为本文首先估计复合码,再利用三阶相关法,可以充分减少信息码和噪声的影响,提高伪码本原多项式估计的正确率。

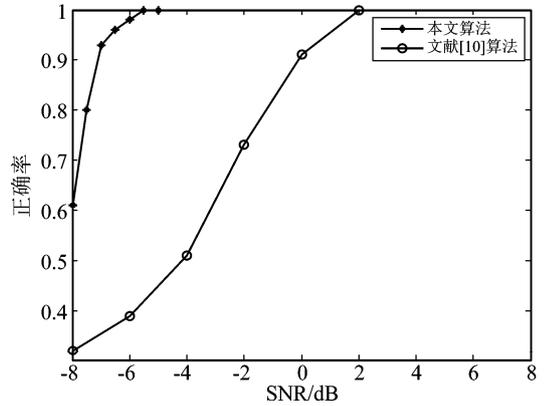


图 6 信号 1 伪码本原多项式估计正确率

Fig. 6 Correct rate of signal 1's code primitive polynomial

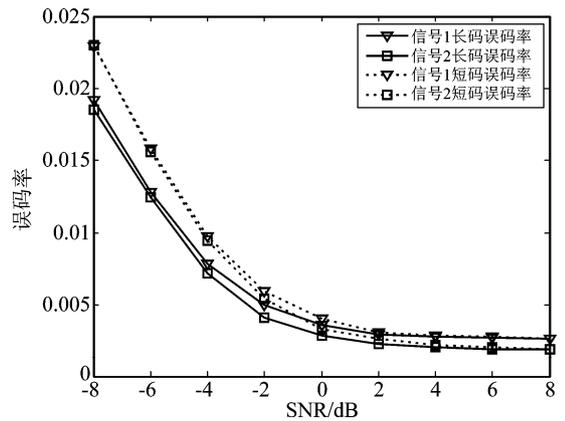


图 7 信号 1、2 长短伪码误码率

Fig. 7 Bits error rate of signal 1&2's long and short code

(2)对于信号 1 和信号 2,本文方法中用延迟三阶相关法,分别进行 100 次 Monte-Carlo 仿真得到两个信号的长短伪码估计的误码率曲线如图 7 所示。由图可知:信号 1 和信号 2 的长码误码率和短码误码率基本一致,且长短伪码误码率低于 1% 所需要的信噪比分别为 -5 dB 和 -4 dB。

综合图 6 和 7 可知:在 m 序列加扰条件下,三阶相关法要求扩频码也为 m 序列,在较低信噪比条件下可以同时估计长短伪码的本原多项式。这是一种基于序列生成机制的估计算法,要想完成信号的解扰和解扩,需要进一步估计其初始相位;延迟三阶相关法对于扩频码没有特殊限制,在一定信噪比条件下可以依次估计出较低误码率的长短伪码序列,这是一种基于序列本身的估计算法,可以直接得到正确初始相位的长短伪码序列。

6 结论

本文将 LSC-DSSS 信号视为特殊的 LC-DSSS 信号,将短扩频码和长扰码作为复合码,利用特征值分解和酉矩阵去位置模糊实现了复合码的盲估计,进一步利用 m 序列的 TCF 特性识别短扩频码的类型,根据识别结果采用不同方法实现长短伪码的盲估计。仿真表明,复合码估计在信噪比 -7.5 dB 以上可达到 1% 以下的误码率;当信噪比为 -6 dB 时,三阶相关法估计长短伪码本原多项式的正确率可以达到 90% 以上;当信噪比为 -4 dB 时,延迟三阶相关法估计长短伪码序列的误码率可以降低到 1% 以下。

参考文献

- [1] 曾兴雯,刘乃安,孙献璞. 扩展频谱通信及其多址技术 [M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2004:36-62.
Zeng Xingwen, Liu Naian, Sun Xianpu. Spread Spectrum Communication and Multiple Access Technology [M]. Xi'an: Xi'an Electronic Science & Technology University Press, 2004: 36-62. (in Chinese)
- [2] Wu L P, Li Z, Li J D, et al. A Blind Algorithm for Estimating Pseudo-noise Sequence of DSSS Signal in Lower SNR Conditions [C] // 3rd International Congress on Image and Signal Processing, 2010: 4286-4289.
- [3] Gouda M, Ali Y. M-sequence Triple Correlation Function Co-set Summing and Code Image Print (CIP) [C] // 11th International Conference on Computer Modelling and Simulation. IEEE, 2009: 264-268.
- [4] 郭林. 直扩信号码序列恢复算法及系统性能仿真研究 [D]. 成都,电子科技大学,2009.
Guo Lin. Study on the Code Sequence Restoration Algorithm of Direct Sequence Spread Spectrum and System Performance Simulation [D]. Chengdu, University of Electronic Science and Technology of China, 2009. (in Chinese)
- [5] 董占奇,于宏毅,胡捍英. 直扩信号扩频伪随机序列盲估计分析 [J]. 无线电工程, 2005, 35(10): 1-2.
Dong Zhanqi, Yu Hongyi, Hu Hanying. Blind Estimation of Pseudo-random for Direct Sequence Spread Spectrum [J]. Radio Engineering, 2005, 35(10): 1-2. (in Chinese)
- [6] 任啸天,徐晖,王翔,等. 一种针对短码、周期长码直扩信号扩频序列盲估计方法 [J]. 宇航学报, 2011, 32(12): 2596-2600.
Ren Xiaotian, Xu Hui, Wang Xiang, et al. A Method for Blind Estimation of PN Sequence of Short-Code and Periodic Long-Code DSSS Signal [J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(12): 2596-2600. (in Chinese)
- [7] 白娟,张天骐,赵德芳,等. 基于虚拟多用户模型的长码直扩信号伪码估计 [J]. 电讯技术, 2011, 51(8): 29-35.
Bai Juan, Zhang Tianqi, Zhao Defang, et al. PN Sequence Estimation of Long-code DSSS Signals Based on Virtual Multiuser Model [J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(8): 29-35. (in Chinese)
- [8] 周德强,康一丁,陈卫东. 基于 Fast-ICA 的周期长码直扩信号盲扩频码估计 [J]. 无线电通信技术, 2013, 39(6): 55-59.
Zhou Deqiang, Kang Yiding, Chen Weidong. Blind Estimation for Spread Spectrum Codes of PLC DSSS Signals Based on Fast-ICA [J]. Radio Communications Technology, 2013, 39(6): 55-59. (in Chinese)
- [9] 廖红舒,袁叶,甘露. 自同步扰码的盲识别方法 [J]. 通信学报, 2013, 34(1): 136-143.
Liao Hongshu, Yuan ye, Gan Lu. Novel Blind Recognition Method for Self-synchronized Scrambler [J]. Journal on Communications, 2013, 34(1): 136-143. (in Chinese)
- [10] 赵知劲,顾晓炜,沈雷. 非周期长码直扩信号的长扰码识别 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(8): 1792-1797.
Zhao Zhijin, Gu Xiaowei, Shen Lei. An Identification Method of Long Pseudo-random Code Sequence in Non-periodic Direct Sequence Spread Spectral Signals [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(8): 1792-1797. (in Chinese)
- [11] 赵知劲,顾晓炜,沈雷,等. 非周期长码直扩信号的盲解扩 [J]. 信号处理, 2014, 30(5): 511-516.
Zhao Zhijin, Gu Xiaowei, Shen Lei, et al. Blind Despreading of Non-periodic Long Code Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals [J]. Journal of Signal Processing, 2014, 30(5): 511-516. (in Chinese)
- [12] Ma A A, Luo Q, Ding Z. Blind Channel Equalization Based on Second Order Statistics [C] // IEEE ICASSP, 2005.
- [13] Daneshmand S, Aghaeinia H, Tohidian M, et al. Blind estimation of signal in periodic long-code DSSS communication [C] // SARNOFF'09 Proceedings of the 32nd International Conference on Sarnoff Symposium. NJ, USA, 2009: 1-6.

- [14] 阳锐,张天骐,石穗,等. BOC信号的伪码周期和组合码盲估计[J]. 电讯技术,2014,54(6):759-764.
Yang Rui,Zhang Tianqi,Shi Sui, et al. Blind Estimation of Pseudo Code Period and Combination Code for BOC Signals[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(6):759-764. (in Chinese)
- [15] 王守亚. 直接序列扩频通信系统伪码同步技术的研究[D]. 合肥,合肥工业大学,2013.
Wang Shouya. Research on the Pseudo-random Code Synchronization Technology of Direct Sequence Spread Spectrum Communication System[D]. Hefei,Hefei University of Technology,2013. (in Chinese)
- [16] 赵知劲,顾骁炜,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):27-34.
Zhao Zhijin,Gu Xiaowei,Shen Lei, et al. Blind Estimation of Pseudo-random Codes in Non-periodic Long Code Direct-sequence Spread-spectrum Signals [J]. Journal on Communications,2015,36(5):27-34. (in Chinese)

作者简介



赵知劲 女,1959年生,浙江宁波人,西安电子科技大学博士,杭州电子科技大学教授,博士生导师,研究方向为自适应信号处理、通信与语音信号处理等。
E-mail:zhaozj03@hdu.edu.cn



李森 女,1990年生,河南南阳人,杭州电子科技大学硕士研究生,研究方向为通信与信息系统。
E-mail:limiao0825@163.com



詹毅 男,1964年生,北京人。博士,研究员,研究方向为通信信号处理、天线技术等。
E-mail:jec@jec.com.cn