

直接序列扩频信号PN序列盲估计方法

罗军辉, 姬红兵, 江 莉

(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

【摘要】在非协作信息侦测情况下,提出了一种实用的直接序列扩频(DS-SS)通信信号PN码序列的快速盲估计方法。该方法根据DS-SS基带信号的特点,首先采用二阶循环统计量估计PN码周期,然后利用分段互相关平均估计PN码同步始点;并在准确预估计这2个参数的基础上,将接收信号以PN码周期分成多个时段,利用多重互相关方法估计PN码序列。理论分析与仿真表明,该方法在截获信号信噪比很低的情况下有很好的估计性能,且无需任何先验知识,对PN码码型也没有任何限制,是一种有效的快速盲估计方法。

关键词 循环自相关; 直接序列扩频信号; 伪随机序列; 码周期估计
中图分类号 TN911.7 **文献标识码** A

Blind Estimation of PN Sequence of a Direct Sequence Spread Spectrum Signal

LUO Jun-hui, JI Hong-bing, and JIANG Li

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

Abstract An efficient method that can blindly estimate and synchronize to PN sequence of direct sequence spread spectrum (DS-SS) signal quickly is presented in a non-cooperative context. The method is based on the character of the DS-SS signal, firstly the period of PN sequence is estimated with a second-order cyclic-cumulant, and then the method of segmented cross-correlation is used to identify the synchronous start bit of the PN codes. The intercepted signal is divided into windows, from which the cross-correlation average is computed, and then the multiple correlations are utilized to estimate the PN sequence. Both theoretical analysis and simulations show that this method can get a good estimation without prior knowledge even if the intercepted signal is far below the noise, and it also has no hypothesis on the nature of the PN code sequence.

Key words cycli-autocorrelation; DS-SS signal; PN code sequence; sequence period estimation

直接序列扩频(DS-SS)通信具有低截获和抗干扰特性,在现代军事通信和CDMA系统中得到了广泛应用^[1]。在非协作方式下,这些特性使直扩信号的检测和“盲”估计变得更加困难,成为现代通信侦察中的一个研究难点。

扩频通信利用伪随机PN序列进行相关解扩接收信息,因此,估计PN序列又是非协作信息截获的关键。对于无发射机先验知识的PN序列估计,主要有 m 序列的三阶相关函数法^[2]、矩阵特征值分解与子空间分解法^[3-4]、神经网络方法^[5-6]和最大似然估计法^[7]等。三阶相关函数法基于高阶统计量,先估计出 m 序列的生成多项式,得到本地 m 序列,并用于信息解扩。但该方法只能估计两抽头反馈 m 序列的生成多项式,且只适用于短样本数据情况。矩阵

特征值分解法首先将接收信号分段,计算每段数据的协方差矩阵,利用协方差矩阵的前两个特征向量重构PN码序列。该方法具有较好的鲁棒性,但估计出的PN码序列存在部分反码现象。神经网络方法利用Hebbian规则,学习更新自适应FIR滤波器,盲估计PN码序列。最大似然估计则利用Tabu搜索算法计算ML值,对多元非线性最值问题有较好的效果,但这两种方法相对比较复杂。

本文提出了一种基于二阶循环谱估计和分段重相关技术的DS-SS基带信号PN序列快速盲估计方法。首先采用二阶循环统计量和分段互相关法对PN码周期和PN码同步起始点进行准确预估计,再对截获解调基带信号进行周期分段,采用多重互相关平均,得到PN码序列的估计。该方法不需要发射机的

收稿日期: 2006-11-20; 修回日期: 2007-03-19

基金项目: 国家863计划

作者简介: 罗军辉(1976-),男,在职博士生,讲师,主要从事信号检测与信息处理等方面的研究。

任何先验知识,适用于 m 列、Gold序列等PN序列的估计。本文提出的方法不需要发射机的任何先验知识,适用于线性移位反馈序列和非线性移位反馈等多种PN序列码型的估计。

1 PN码周期估计

估计PN码周期是PN序列估计的必要条件,对于PN码周期估计,主要有二次谱法^[8]和周期谱法^[9]。二次谱首先估计信号的功率谱,然后对其进行傅里叶变换,谱线的间隔即为PN码周期。本文采用了基于二阶循环统计量的方法估计PN码周期。

解调后的DS-SS基带信号其离散形式为:

$$s(n) = d(n)p(n) \quad (1)$$

式中 $d(n)$ 为信息码; $p(n)$ 为PN序列。

$$d(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k q(n - kF_s T_0) \quad (2)$$

$$p(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_k q(n - kF_s T_0) \quad (3)$$

式中 $d_k, p_k \in \{+1, -1\}$; $q(\cdot)$ 为幅度是1的离散矩形脉冲; F_s 为采样率; T_0 为PN码周期。

文献[10]针对中频调制DS-SS信号,提出了基于二阶循环统计量的参数估计方法,可得到信号载频和chip速率两个参数的估计。对于DS-SS基带信号,由于PN序列具有周期性,其在时域仍具有循环平稳性,且以PN码周期为周期^[8]。

若信号 $s(n)$ 的自相关是周期的,即存在 $T_0 \neq 0$, 使式(4)成立,则信号 $s(n)$ 是循环平稳的。

$$R_s(n, m) = R_s(n + T_0, m) \quad (4)$$

对 $R_s(n, m)$ 进行傅里叶级数展开,可得:

$$R_s(n, m) = \sum_{\alpha} R_s(\alpha, m) e^{j2\pi\alpha n} \quad (5)$$

循环自相关函数为:

$$R_s(\alpha, m) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{n=-T/2}^{n=T/2} s(n) s^*(n+m) e^{-j2\pi\alpha m} \quad (6)$$

式中 α 为循环频率。

循环自相关函数的一致估计为:

$$\hat{R}_s(\alpha, m) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{T-1} s(n) s^*(n+m) e^{-j2\pi\alpha m} \quad (7)$$

式中 T 为数据长度。因此,循环自相关函数即是信号瞬时自相关函数 $R_s(n, m)$ 的傅里叶变换。

$$R_s(n, m) = s(n) s^*(n+m) = d(n) d^*(n+m) \times p(n) p^*(n+m) = R_d(n, m) R_p(n, m) \quad (8)$$

$$\hat{R}_s(\alpha, m) = \hat{R}_d(\alpha, m) \hat{R}_p(\alpha, m) \quad (9)$$

式中 $\hat{R}_d(\alpha, m)$ 为 $d(n)$ 的循环自相关函数; $\hat{R}_p(\alpha, m)$ 为 $p(n)$ 的循环自相关函数; $m = kF_s$ 为时延量, $m < F_s T_0 / 2$ 。由于 $p(n)$ 以 $F_s T_0$ 为周期,故 $R_p(n, m)$ 也以 $F_s T_0$ 为周期。

因为 $\alpha \in [-F_s/2, F_s/2]$, 则 $\hat{R}_p(\alpha, m)$ 在循环频率轴 α 上具有以 $1/T_0$ 为间隔的离散频率。当 $F_s = 1$, 则 $\hat{R}_p(\alpha, m)$ 的循环频率是等幅度的; 当 $F_s > 1$, 则 $\hat{R}_p(\alpha, m)$ 的循环频率幅度服从sin函数分布,且 F_s 的增大不影响其幅度分布形状。而 $R_d(n, m)$ 在时间轴上是以 m 为宽度的一系列负矩形脉冲,相邻脉冲间的最小间隔为 $T_0 - m$ 。 $\hat{R}_d(\alpha, m)$ 随 m 变化,当 m 接近 F_s 时,循环频率在零频处有一冲击,而其他频点的值很小; 当 m 接近 $F_s T_0 / 2$ 时,循环频率在零频处出现最大值,而在 k/T_0 处也出现较小的冲激。

结合式(9),循环自相关函数为:

$$\hat{R}_s(\alpha, m) = \sum_{k=-T/2}^{T/2} F_k \delta(\alpha - kf) \quad (10)$$

式中 F_k 为谱线幅度; $f = 1/T_0$ 为基波频率,即循环频率。当采样率 $F_s > 1$, 根据文献[8]可得, F_k 是一个sin函数,循环自相关函数为:

$$\hat{R}_s(\alpha, m) = \sum_{k=-T/2}^{T/2} \frac{\sin(\pi\alpha(T_0 - |m|))}{\pi\alpha T_0} \delta\left(\alpha - \frac{k}{T_0}\right) \quad (11)$$

式(10)和式(11)表明,基带信号的循环自相关函数由多个冲激函数组成,这些冲击函数位于信号的各个谐波频率处 k/T_0 ($k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$), 相邻谱线的间隔即是PN码周期。因此,通过估计相邻循环频率间的差值可以得到PN码周期的估计。其算法实现的步骤如下:

(1) 对输入基带信号,根据式(7)估计其循环自相关函数。

(2) 根据对称性,在正频率部分设置门限 h , 计算大于 h 的相邻循环频率值间的最小差值 d_{\min} 。设置门限是为减少噪声影响,提高估计精度。

(3) 估计PN周期 $T_0 = 1/d_{\min}$ 。

2 PN码起始点与码序列估计

为了正确估计PN码,以致进一步解扩数据信息,还需要估计信息码与PN码的同步起始点。本文采用分段互相关法来估计信息码的起始点 T_x 。

设采样起始点与数据调制起始点相距为 T_x , 则截获的含噪基带信号为:

$$s = \{d(1)p(T_0 - T_x) + n(T_0 - T_x)\} \oplus \dots \oplus \{d(N)p(T_0) + n(T_0)\} \quad (12)$$

式中 $d(1), d(2), \dots, d(N)$ 为信息码, 相互独立; N 为信息码长度; $p(T_0 - T_x)$ 为1个持续期 $T_0 - T_x$ 的PN码波形后半段; $p(T_0)$ 为1个周期 T_0 的PN码波形; $n(T_0)$ 为1个持续期 T_0 的零均值Gauss白噪声; \oplus 为连续。

在已知PN码周期 T_0 的条件下, 将接收到的信号按照 T_0 分段, 当分段的起点与数据调制起点重合时, 则每一个分段对应的向量, 都应包含一个完整的PN码序列, 此时得到的各个向量组之间有最大的相关性。为此, 本文采用计算段之间互相关最大值的方法, 实现调制起始点的估计。

算法的步骤如下:

(1) 以PN码周期 T_0 分段截获解调带直扩信号。

设数据总周期 $T = T_x + (N - 1)T_0$, 其中, $F_s = 1$, 则数据段数为 $m = N - 1$, 起始位置为第一个信息码调制对应的PN码内的第 k 个采样点, 用矩阵表示为:

$$\mathbf{D} = (\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_m)^T = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1T_0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ d_{m1} & d_{m2} & \dots & d_{mT_0} \end{pmatrix} \quad (13)$$

式中 每1行元素表示1个分段内的 T_0 个向量, 共有 m 行。

(2) 计算分段数据向量两两间的相关函数, 得到相关矩阵为:

$$\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_m\}_k = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{m1} & r_{m2} & \dots & r_{mm} \end{pmatrix}_k \quad (14)$$

式中 r_{ij} 为第 i 个分段和第 j 个分段的相关; \mathbf{R}_k 为1个对称矩阵。

(3) 求矩阵 \mathbf{R}_k 中所有元素的绝对值之和 n_k 。

(4) k 从1~ T_0 取值, 求 n_k , 最大的 n_k 所对应的 k 值即为信息码与PN码波形同步起始点。

预先估计出PN码周期与同步起始点后, 就可以估计PN码序列。对于PN码序列的估计, 与估计PN码同步起始点相似, 仍采用基于多重互相关平均的方法。

对于截获的解调直扩数据, 从PN码序列同步起始点开始, 以PN码周期 T_0 分段。依次取其中一段数据与其他段数据作相关运算, 并将相关值为所对应的所有数据段取平均值作为新的数据段。每取一段, 重复以上步骤, 这样就产生了一组新的数据段, 为了进一步降低噪声的影响, 可将该组数据作为原始数据, 可多次重复以上步骤, 最后取其中任意一段

作为估计得到的PN码序列。仿真实验表明, 在二重相关时, 该方法取得了很好的估计效果, 且具有较好的噪声抑制能力。

3 仿真分析

本文对PN序列估计方法进行了仿真分析, 首先分析了基于循环统计量的PN码周期估计方法的性能。基带信号信息码位数 $N = 100$, PN码为 m 序列, 周期 $T_0 = 63$ 。当采样频率 $F_s = 10$, SNR=0 dB时, 得到的归一化循环频率估计在零频附近的局部放大结果如图1所示。由一系列单根谱线构成, 相邻谱线的间距即代表着PN周期信息。

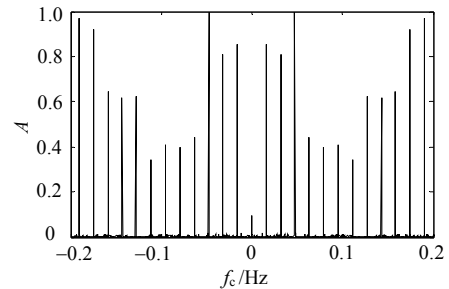


图1 循环频率($F_s=10$)

在不同信噪比下, 分别在两种采样频率下对PN码周期的估计性能进行了仿真分析, 经过100次 Monte-Carlo 仿真实验, PN码周期正确估计概率与输入信噪比的关系曲线如图2所示。

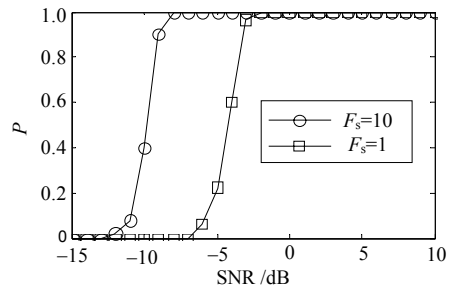


图2 PN码周期正确估计概率与信噪比关系

由图2可知, 在低信噪比情况下, 数据采样率越高估计性能较优, 这是因为增加数据采样也增加了信息量。即使对数据不进行采样, 即 $F_s = 1$ 位/chip 时, 当信噪比 SNR > -3 dB 时, 由图可知仍可以达到 100% 的正确估计概率, 可见算法对噪声有较好的抑制能力。此外, 设置一个门限 h 可进一步降低噪声的影响, 可根据循环频率的均值和方差来自适应选取, 本文选取 $h = 0.5$ 。

本文仿真了PN码同步起始点的估计性能。信息码位数 $N = 200$, PN码为 m 序列, 周期 T_0 分别为31和63。为了避免采样对算法性能的改善, 实验中不

对数据进行采样,取 $F_s=1$ 位/chip,不同信噪比下,进行50次Monte-Carlo仿真实验,得到的PN码同步起始点估计概率曲线如图3所示。由图可知,当信噪比 $\text{SNR}>-9$ dB时,算法对信息码起始点可以达到100%的正确估计概率。由此可见,本文的算法具有很好的抗噪声性能。

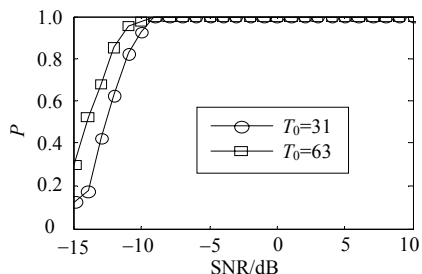


图3 信息码起始点正确估计概率与信噪比关系

本文还对基于分段多重互相关平均法的PN码序列估计方法进行了仿真。信息码位数 $N=400$,PN码是 m 序列,码周期 T_0 分别取31和63,采用二重相关估计PN码序列。进行50次Monte-Carlo仿真实验,得到的PN码序列正确估计概率曲线如图4所示。由图可知,当信噪比 $\text{SNR}>-8.5$ dB时,算法对PN码序列的正确估计达到100%;在 $\text{SNR}=-10$ dB时,仍可以达到80%的正确估计概率;且PN码长度越长,效果越好。

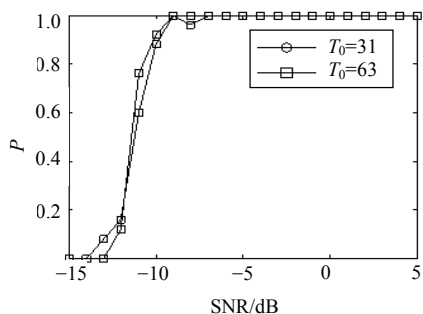


图4 PN序列正确估计概率与信噪比关系

4 结束语

对发射信号无任何先验知识下的DS-SS信号参数估计,特别是PN码序列的估计,一直是扩频信号信息截获的难点。本文根据DS-SS信号的特点,分别采用循环统计量和分段互相关的方法对PN码周

期和PN码同步起始点进行了准确的预估计,对截获解调基带信号进行了周期分段,采用多重互相关平均实现了PN码序列的准确估计。

参考文献

- [1] SIMON M, OMURA J, SCHOLTZ R, et al. Spread spectrum communications[M]. New York, USA: McGraw-Hill Inc, 1994.
- [2] ADAMS E R, HILL P C J. Detection of DS-SS signals using the HOS processing[C]//Int Conf on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'97). U K: [s.n.], 1997.
- [3] BUREL G, BOUDER C. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spectrum signal[J]. IEEE-MIL Comm, 2000: 967-970.
- [4] 吕明,张红波,唐斌.基于E-PASTd的盲扩频码序列估计算法[J].电子科技大学学报,2007,36(5): 886-888.
LÜ Ming, ZHANG Hong-bo, TANG Bin. Blind estimation of PN spreading sequence based on E-PASTd[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2007, 36(5): 886-888.
- [5] DOMINIQUE F, REED J H. Simple PN code sequence estimation and synchronization technique using the constrained Hebbian rule[J]. Electronics Letters, 1997, 33: 37-38.
- [6] CHIENG Hao, GUO Wei, Yu Jing-dong. DS-SS signal parameter detection and PN sequence estimation based on SOFM neural network[C]//6th International Conference on ITS Telecommunications(ITST2006), [S. l.]: IEEE, 2006.
- [7] CHEN Yong-qian, XIAO Xian-ci. PN code sequence estimation using tabu search[C]//Proceedings of ISCIT 2005, IDEA-group. Beijing: [s.n.], 2006.
- [8] ZHANG Tian-qi, ZHOU Zheng-zhong. Algorithms for period and sequence estimation of the PN code in DS-SS signals[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(8): 1365-1368.
- [9] DOUGLAS A, BODIE H J B. Carrier detection of PSK signals[J]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49(3): 487-496.
- [10] 金艳,姬红兵,罗军辉.一种基于循环统计量的直扩信号检测与参数估计方法[J].电子学报,2006,34(4): 634-637.
JIN Yan, JI Hong-bing, LUO Jun-hui. A cyclic-cumulant based method for DS-SS signal detection and parameter estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(4): 634-637.

编辑 黄莘