

基于二阶矩的直扩信号伪码周期估计算法

刘孟孟 张立民 钟兆根
(海军航空工程学院电子信息工程系,烟台 264001)

摘要 直接序列扩频信号(DSSS)具有抗干扰抗截获等特性,对其参数的有效估计具有重要意义。针对直扩信号的伪码周期估计的问题,在现有的自相关估计方法基础上引入二阶矩概念,提出了一种基于二阶矩的伪码周期估计算法,并对其进行了理论分析和实验仿真。仿真结果表明,该算法能适用于低信噪比情况,并且与自相关估计方法相比,估计性能更好。

关键词 直接序列扩频信号 自相关 二阶矩 伪码周期

中图分类号 TN911.23; **文献标志码** A

直接序列扩频信号(DSSS)采用伪随机序列将其频谱扩展到很宽的范围,其传送带宽远远大于发送信息所需带宽,从而使其功率谱密度降低,信号能够淹没在噪声中传播,具有很好的抗干扰性以及抗截获性。正是因为这种性质,直扩信号在现代通信中得到了广泛的应用,特别是军事通信领域。因此,如何截获和检测到直扩信号,从而得到敌方所传送信息成为电子对抗中很重要的一门课题。作为解扩出原始信号的前提和条件,需要我们不仅能够检测到信号,还必须能够实现对信号载频、码元速率、初相等参数的盲估计,由于载频、码元速率、初相等参数的盲估计作者在其他文献已有论述,这里只研究对伪码周期的估计。应用于直扩信号特征参数检测与估计的方法很多,主要有相关累积、周期平稳谱相关、小波、倒谱、二次谱等^[1-4],这些仅是最基本的方法,在低信噪比情况下估计性能有限,这里在自相关方法的基础上引入二阶矩概念,通过计算自相关函数的二阶矩来估计伪码周期。

1 直扩信号的自相关函数及二阶矩

为简化计算以BPSK信号为例进行推导^[6-9],设接收到的BPSK信号为:

$$x(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t)\cos(2\pi f_0t + \varphi) + n(t) \tag{1}$$

式(1)中 $c(t)$ 为信息码序列, $d(t)$ 为伪随机码序列, f_0 为载频, φ 为初相, $n(t)$ 为高斯白噪声,方差为 σ^2 ,假设信号与噪声不相关。对其下变频,即将该信号乘以 $\cos(2\pi f_0t + \hat{\varphi})$,并滤除二倍频分量,可得

$$y(t) = \frac{\sqrt{2P}}{2}c(t)d(t)\cos(\Delta\varphi) + n'(t) \tag{2}$$

式(2)中载频 f_0 可通过循环谱相关,小波变换等方法估计得到,这里设为已知, $\hat{\varphi}$ 为初相的估计,并且 $\Delta\varphi = |\varphi - \varphi_0|$, $n'(t) = n(t)\cos(2\pi f_0t + \hat{\varphi})$,仍为零均值高斯白噪声。

这里,利用窗函数以 T 为时间间隔将接收到的信号分为 M 份,得到 M 个数据窗,其中 T 应足够大以包含完整的伪码周期,最小为二倍伪码周期,对每个数据窗分别估计其自相关可得

$$\hat{R}_y^n(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+T} y(t)y^*(t-\tau)dt; n = 1,2,\dots,M \tag{3}$$

由文献[1]可知,当自相关函数的时延 τ 为伪码周期的整数倍时将会有峰值出现,而噪声在 $\tau \neq 0$ 时其自相关函数约为零,据此,我们就可以根据峰值的间距估计出伪码周期,但其估计精度较低,在此基础上对其加以改进,引入二阶矩^[5],可得到上述 M 个自相关函数的二阶矩为

2012年8月17日收到,10月10日修改 国家自然科学基金
(61032001,60972159,61002006)资助
第一作者简介:刘孟孟(1987—),男,汉族,河北石家庄,硕士研究生,研究方向:盲信号处理。E-mail:ysu_lmeng@163.com。

$$\rho(\tau) = E\{|\hat{R}_y^n|^2\} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |\hat{R}_y^n|^2 \quad (4)$$

并且在本节开头已经假设信号与噪声并不相关,可得

$$\hat{R}_y(\tau) \approx \hat{R}_s(\tau) + \hat{R}_n(\tau) \quad (5)$$

将信号表达式带入式(3),对 M 个数据窗分别计算其自相关函数,从而第 n 个数据窗的自相关函数为

$$\begin{aligned} \hat{R}_y^n(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+T} y(t) y^*(t-\tau) dt = \\ &= \frac{P \cos^2(\Delta\varphi)}{2T} \int_{t_n}^{t_n+T} c(t) c(t-\tau) d(t) d(t-\tau) dt + \\ &+ \frac{\sqrt{2P} \cos(\Delta\varphi)}{2T} \int_{t_n}^{t_n+T} c(t) d(t) n'(t-\tau) dt + \\ &+ \frac{\sqrt{2P} \cos(\Delta\varphi)}{2T} \int_{t_n}^{t_n+T} n'(t) c(t-\tau) d(t-\tau) dt + \\ &+ \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+T} n'(t) n'(t-\tau) dt \end{aligned} \quad (6)$$

由前面可知,信号与噪声互不相关,故上式第二项和第三项为零,同时,由于伪随机序列和噪声序列的自相关特性,为消除或降低噪声对估计值的影响,这里只考虑 $\tau \neq 0$ 的情形,这种情况下,噪声的自相关值近似为零,故

$$\hat{R}_y^n(\tau) \approx \frac{P \cos^2(\Delta\varphi)}{2T} \times \int_{t_n}^{t_n+T} c(t) c(t-\tau) d(t) d(t-\tau) dt \quad (7)$$

可得其二阶矩为

$$\begin{aligned} \rho(\tau) &= \frac{P^2 \cos^4(\Delta\varphi)}{4MT^2} \times \\ &\times \sum_{n=1}^M \left[\int_{t_n}^{t_n+T} c(t) c(t-\tau) d(t) d(t-\tau) dt \right]^2 \end{aligned} \quad (8)$$

2 伪码周期的估计

当信号确定时, $\Delta\varphi$ 为固定值,二阶矩大小只与积分值有关,即其大小取决于信息码和伪码积分值的大小,上式中 $c(t)$ 和 $d(t)$ 为不相关的二元随机序列,由文献[10]可知其自相关函数分别为

$$\hat{R}_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{NT_c}, & |\tau| \leq NT_c \\ 0, & \tau > T_c \end{cases} \quad (9)$$

$$\hat{R}_d(\tau) = \begin{cases} 1 - \left(1 + \frac{1}{KN}\right) \left[\frac{|\tau - KNT_c|}{T_c} \right], & |\tau - KNT_c| \leq T_c \\ -1/KN, & |\tau - KNT_c| > T_c; \\ K = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中, T_c 为伪码码片宽度, N 为伪码序列码元个数。可知,当 $\tau = KNT_c$ 时函数的二阶矩能取到最大值,此时 τ 为伪码周期的整数倍,故由相邻最大值之间的间隔即可求出伪码周期。

3 估计性能分析

这里引入一个新的信噪比定义,即接收器输出信号的信噪比为有用信号取最大值时二阶矩的均值与噪声产生的二阶矩的标准差之比^[5]

$$SNR_{out} = 20 \lg \left(\frac{m_p^{(s)}}{\sigma_p^{(n)}} \right) \quad (11)$$

假设接收机带宽为 B , 并且其频率响应

$$G(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{B}}, & -B/2 \leq f \leq B/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

可以计算得到

$$\frac{m_p^{(s)}}{\sigma_p^{(n)}} = BT_s \cos^4(\Delta\varphi) \sqrt{\frac{M}{2}} \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \right)^2 \quad (13)$$

式(13)中, T_s 为伪码周期,易知接收器的输出信噪比与输入信噪比之间有如下关系

$$SNR_{out} = 4SNR_{in} + 20 \lg(BT_s) + 10 \lg M - 10 \lg 2 + 40 \lg[\cos^2(\Delta\varphi)] \quad (14)$$

从式(14)可知,当 BT_s 与 M 足够大时,采用二阶矩方法可以有效地增大信噪比从而提高估计精度,但其值并不能无限增大,例如 M 过大时会使计算量过大,而接收机带宽 B 又会影响输入信噪比的大小,因此, B 与 M 的大小需要根据具体情况来取值。

另外,估计性能的好坏与相位的估计也息息相关,在 $[0, 1]$ 范围内, $\cos^4(\Delta\varphi)$ 的值越小,输出信噪

比越小,甚至趋于零。还可以从另一方面考虑, $\cos^4(\Delta\varphi)$ 为二阶矩计算时与相位估计相关的公式,可知,当 $\Delta\varphi$ 取值为 0 度,二阶矩的峰值比较明显,估计性能最好,而 $\Delta\varphi$ 取值为 90 度时,二阶矩值明显为 0,估计性能最差。因此,如何较好地估计出初相也是我们需要考虑的问题。

4 仿真实验及分析

这里以 BPSK 信号为例,本节通过蒙特卡罗数字仿真实验对该算法进行计算,实验重复次数为 500 次,采用码长为 1 023 的 m 序列扩频,可得到采用二阶矩算法与直接使用自相关方法估计的估计误差曲线,如图 1 所示。图 1 中分别画出了在 $\Delta\varphi$ 为 0 度与 15 度时两种方法的估计误差。

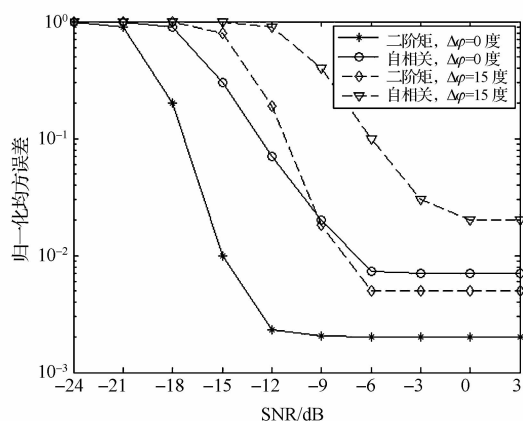


图 1 伪码周期估计误差

从图中可以看出,二阶矩算法估计误差明显优于直接自相关算法,但其受 $\Delta\varphi$ 影响相对于直接自相关较大,当 $\Delta\varphi$ 为 15 度时,二阶矩法的估计性能甚至与 $\Delta\varphi$ 为 0 度时的直接自相关算法相差不大,可见,如要更好地利用二阶矩算法,一个精确地初相估计必不可少。

5 结语

本文的理论分析和仿真实验表明,基于自相关的二阶矩算法可以有效地增大接受器的输出信噪比从而提高估计精度,对低信噪比条件下的伪码周期估计也有较高的检测效率,与直接自相关方法相比性能有了较大提高,但其受初相估计误差的影响较大,另外,二阶矩算法只从时间域分析,计算量大为减少,比较适用于实时性要求较高的场合,因此在初相估计误差较小的情况下,是一种应用前景较好的算法。

参 考 文 献

- 1 马丽华,杨慧中. 一种长伪码 DSSS 信号的检测方法. 计算机工程与应用,2010;46(17):153—155
- 2 张 炜,杨 虎,张尔扬. 多进制相移键控信号的谱相关特性分析. 电子与信息学报,2008;30(2):392—396
- 3 郑 鹏,张 鑫,刘 锋,等. 基于循环谱的 MPSK 信号盲检测. 计算机仿真,2012;(4):130—137
- 4 贺广龙. DS/CDMA 信号盲检测技术研究. 成都:电子科技大学,2005
- 5 Burel G, Boudier C, Berder O. Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge. IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM.01, 2001;1: 236—239
- 6 詹亚锋,曹志刚,马正新. 直接扩频序列信号的参数估计. 系统工程与电子技术,2004;26(9):1176—1178,1197
- 7 张天骐,周正中. 直扩信号伪码周期的谱检测. 电波科学学报,2001;16(4):518—521
- 8 孙家旺,沈青峰,袁 亮. 分段相关累加算法提取直扩信号伪码周期. 现代防御技术,2006;34(1):73—75
- 9 张天骐,张传武,林孝康,等. 直扩信号伪码周期及序列的估计算法. 系统工程与电子技术,2005;27(8):1365—1368
- 10 张天骐,周正中,邝育军,等. 低信噪比长伪码直扩信号伪码周期的估计方法. 系统工程与电子技术,2007;29(1):12—16

Estimation of Period of Pseudo-noise Sequence for Direct Sequence Spread Spectrum Signals Using Second Order Moment

LIU Meng-meng, ZHANG Li-min, ZHONG Zhao-gen

(Dept. of Electronic Information Engineering of NAEI, Yantai 264001, P. R. China)

[Abstract] It is important to estimate the parameter of DSSS, which is jamproof and low probability of intercept. Aiming at the problem of paratemter estimation for the period of PN sequence, the second order moment based on autocorrelation methods are synthesized, and a new method which can estimate period of PN sequence is proposed. The results of computer simulation show that these methods can work well on the lower S/N ratio input signals, and works better than autocorrelation method.

[Key words] DSSS autocorrelation second order moment period of PN sequence

(上接第 1306 页)

仿真验证。仿真结果表明,本接收器可在温度 -40°C — 125°C ,电源电压 2.3 V — 5 V 的环境下可靠工作,且在该工作范围内做到了超低功率运行。综上所述,该可控增益放大器可以满足设计要求。

参 考 文 献

1 Annema A J. Low-power Bandgap References Featuring DTMOST's.

IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1999; 34(7): 949—957

2 Cheng Y, Hu C. MOSFET Modeling & BSIM3 user's guide. Kluwer Academic Publishers, 1999

3 邹志革, 邹雪城, 黄 峰. 低压低功耗模拟集成电路设计技术及展望. 微电子学, 2006; 36(1): 60—65, 69

4 Johns D A, Martin K. Analog CMOS integrated circuit design. New York: Johns Wiley & Sons, 1997

Research and Design of A New Ultra-low Power Auto Gain Control Amplifier

CHEN Xin-wei, DAI Qing-yuan, ZHANG Xu-chen

(Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, P. R. China)

[Abstract] A new ultra-low power auto gain control amplifier is designed, and analysed the structure and working principle of it. Different from common auto gain control amplifier, this system need to remain stable work in harsh environments and work with ultra-low power consumption. Thus, wake-up module and decay resistance network with high linearity are used; moreover, most MOSFETs in all analog circuits are designed to work in sub-threshold region. And the design is practicable by setting up simulation platform. The simulation result shows that, the presented receiver can operate in the environment of -40°C — 125°C temperature range and 2.3 V — 5 V supply voltage range with ultra-low power consumption, and its operation is stable and reliable.

[Key words] ultra-low power sub-threshold auto gain control amplifier