

doi: 10.7690/bgzd.2019.10.015

短码元长度长波 PSK 信号的一种混沌检测方法

吴前龙, 芮国胜, 刘林芳

(海军航空大学信号与信息处理山东省重点实验室, 烟台 264001)

摘要: 为解决对潜通信中部分带宽相移键控信号 (phase shift keying, PSK) 无法被检测的问题, 从混沌振子检测 PSK 信号的原理出发, 提出一种短码元长度 PSK 信号的混沌检测方法。利用 PSK 信号载波间相关系数的特点提取先验相位信息, 结合固有载波信息生成待测序列, 构造新的判别依据进行相位判别, 并以 8PSK 信号为例进行仿真实验。仿真实验表明: 该方法能够检测该类信号且保持较传统的相干检测、非相干检测更优良的检测性能, 并降低了传统的混沌检测方法的运算量。

关键词: 短码元长度; 先验相位; 相关系数; 混沌阵列

中图分类号: TP391 **文献标志码:** A

Chaos Detection Method for Long Wave PSK Signal with Short Code Length

Wu Qianlong, Rui Guosheng, Liu Linfang

(Signal & Information Processing Provincial Key Laboratory in Shandong, Navy Aviation University, Yantai 264001, China)

Abstract: In order to solve the problem that some phase shift keying signals in some bandwidth cannot be detected in communication to submarine, a chaotic detection method of the short code length PSK signal is proposed based on the principle of detecting the PSK signal by the chaotic oscillator. The a priori phase information is extracted by using the correlation coefficient between the PSK signals, and the inherent carrier information is used to generate the sequence to be tested. A new discriminant basis is constructed to perform phase discrimination. Taking 8PSK signals for example to simulate, the results show that this method can realize detection and keep better detection ability than traditional coherent detection and incoherent detection, and the amount of traditional chaotic detection computation has been cut down.

Keywords: short code length; prior phase; correlation coefficient; chaotic array

0 引言

相移键控信号 (PSK) 以其高传输效率的调制方式, 比振幅键控信号 (amplitude shift keying, ASK) 和频率键控信号 (frequency shift keying, FSK) 更强的抗噪能力, 且不易受信道特性变化影响的特点, 被广泛应用于高、中速数据传输中^[1]。近年来对于 PSK 信号的检测在国内外都取得了大量的成果: 文献[2]提出了一种基于最小均方误差的自适应 8PSK 均衡解调算法, 简单实用, 便于硬件实现。文献[3]应用了自适应均衡的方法, 降低了检测误比特率。文献[4]基于 8PSK 的特点, 提出了一种新的滤波成形方法, 提高了调制速度, 节省了储存空间。上述文献对于强噪声背景下 PSK 信号的检测性能并不尽人意。文献[5]利用混沌振子独特的检测方式, 大幅度提高了传统检测方法的性能。正是由于混沌振子在强噪声条件下的优良检测性能, 使其被应用于复杂通信环境下的对潜通信领域^[6]。混沌振子实现检测需要单个码元对应的载波拥有足够的时频军

积^[7], 而事实上, 时频积的限制对于频率固定的 PSK 信号就相当于码元长度存在下限。对于混沌振子广泛应用的长波通信而言, 由于天线驻波比曲线的特点, 在保证无码间串扰的条件下, 可能会存在某个码元长度无法达到下限要求, 进而无法被检测。基于此, 笔者从混沌振子检测 PSK 信号的原理出发, 提出了一种短码元长度 PSK 信号的混沌检测方法。

1 PSK 信号的混沌检测原理

Duffing 振子是一个典型的非线性混沌振子。大量的研究验证了它能够产生混沌现象^[8]。笔者通过该振子对 PSK 信号进行检测。Duffing 振子的动力学方程为

$$x(t) + kx - \alpha x(t) + \beta x^3(t) = \gamma \cos(\omega t + \theta)。 \quad (1)$$

其中: k 为阻尼比; $-\alpha x(t) + \beta x^3(t)$ 为非线性恢复力; $\gamma \cos(\omega t)$ 为内置周期策动力; 当 $k=0.5$, $\alpha=1$, $\beta=1$, $(x(0), \dot{x}(0))=(0,0)$, $\omega=1$ 时, 振子的混沌临界状态和大周期状态如图 1 所示。将周期策动力调

收稿日期: 2019-05-10; 修回日期: 2019-06-23

基金项目: 国家自然科学基金(41606117; 41476089; 61671016)

作者简介: 吴前龙(1994—), 男, 湖北人, 硕士, 从事混沌振子检测微弱信号研究。E-mail: wql1994106@qq.com。

至混沌临界状态，并将待测码元对应的载波输入到方程右侧，通过其相轨迹图是否跳变来判别是否存在信号。

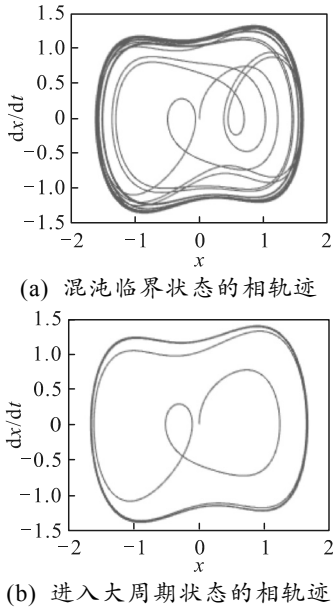


图 1 混沌振子的相轨迹

具体的判别依据以下推导：设混沌临界状态下周期策动力的幅值为 γ_d ，大周期状态下周期策动力为 γ_s ，待测信号为 $a \cos(\omega t + \varphi)$ ，其中 φ 为 PSK 相位信息， a 为待测信号幅值，角频率 ω 与周期策动力相同。

对于 Duffing 振子右侧有：

$$\begin{aligned} & \gamma_d \cos(\omega t + \theta) + a \cos(\omega t + \varphi) = \\ & \gamma_d (\cos \omega t \cos \theta - \sin \omega t \sin \theta) + \\ & a (\cos \omega t \cos \varphi - \sin \omega t \sin \varphi) = \\ & (\gamma_d \cos \theta + a \cos \varphi) \cos \omega t - (\gamma_d \sin \theta + a \sin \varphi) \sin \omega t. \end{aligned} \quad (2)$$

设式 (2) 得到余弦信号的幅值为 A ，则

$$A = \sqrt{\gamma_d^2 + a^2 + 2\gamma_d a \cos(\theta - \varphi)}.$$

当满足 $A > \gamma_s$ 时，有

$$|\theta - \varphi| < \arccos \frac{a}{2\gamma_d}. \quad (3)$$

使 $\omega = 1 \text{ rad/s}$ ， $a = 0.001$ 时，由实验可得

$\gamma_d = 0.826$ ， $\gamma_s = 0.827$ ，此时由于 $\frac{a}{2\gamma_d} \approx 0$ ，因此有

$$|\theta - \varphi| < \frac{\pi}{2}. \quad (4)$$

由上式可知：只需控制 Duffing 振子的周期策动力相位 θ ，使得在不同码元的载波输入时有不同的现象。以 BPSK 信号为例，对于信号：

$$B_{\text{BPSK}} = a \cos(\omega t + \varphi), \varphi = \begin{cases} 0, & \text{"0"} \\ \pi, & \text{"1"} \end{cases}. \quad (5)$$

只需设置一个 Duffing 振子控制 $\theta = 0$ ，当码元为 0 时，振子跳变，码元为 1 时，振子不跳变，此时的相轨迹为图 2 所示。

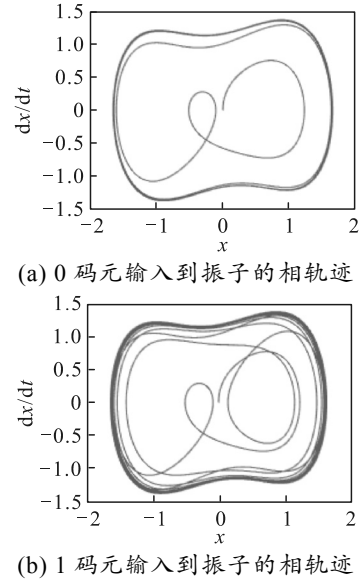


图 2 BPSK 输入到振子的相轨迹

当单个码元时频积不够时，振子的相轨迹如图 3 所示。

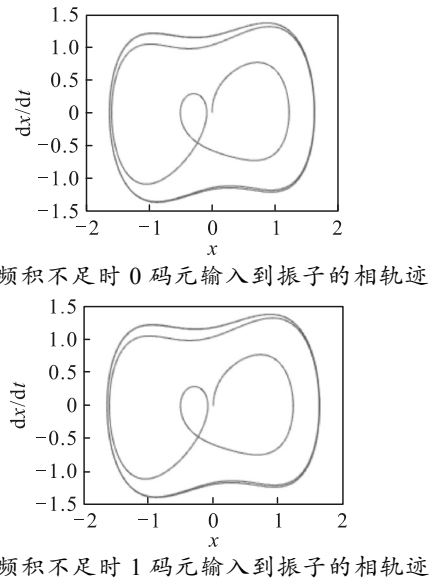


图 3 单个码元时频积不够时振子的相轨迹

从图 3 中无法判断 2 个码元，这是因为混沌振子的相变过程是一个递推的过程^[9]，时频积不足，直接导致递推过程不足，从而未到达相变状态。在此背景下，笔者提出一种基于先验信息提取，再生成足够时频积待测序列的方法。该方法解决了单个码元载波时频积不足码元无法被判别的问题，保留了

混沌振子在强噪声环境下的检测性能^[9],并改进了混沌判决依据,简化了检测阵列,进而减少了计算量。

2 文中的检测方法

文中方法的主要思想是先从接收到的 PSK 信号中获取一部分的先验相位信息,设定混沌系统的参数。同时,构造出待检测序列,将序列输入到混沌检测系统,通过混沌系统相轨迹图的正确性进行判别。

2.1 PSK 信号先验相位信息的提取

考虑接收端信号 $x(t) = s(t) + n(t)$, 其中, $s(t) = \cos(\omega t + \phi)$ 是 PSK 信号, $n(t)$ 是噪声。已知噪声与 PSK 信号本身不相关,考虑利用接收端产生的余弦信号相关阵列 $y_i(t) = \cos(\omega t + \phi_i)$ 求相关系数,即能在一定噪声程度上提取相位信息。

$$\rho = \frac{\text{cov}(x(t), y_i(t))}{\sqrt{D(x(t))}\sqrt{D(y_i(t))}};$$

$$\rho = \frac{\text{cov}(s(t), y_i(t)) + \text{cov}(n(t), y_i(t))}{\sqrt{D(x(t))}\sqrt{D(y_i(t))}}。$$

考虑到噪声与余弦信号在一定长度上不相关,即 $\text{cov}(n(t), y_i(t)) \approx 0$, 因此有

$$\rho = \frac{\text{cov}(s(t), y_i(t))}{\sqrt{D(x(t))}\sqrt{D(y_i(t))}}。 \quad (6)$$

其中:

$$\text{cov}(s(t), y_i(t)) = E(\cos(\omega t + \phi)\cos(\omega t + \phi_i)) - E(\cos(\omega t + \phi))E(\cos(\omega t + \phi_i));$$

$$\text{cov}(s(t), y_i(t)) = \frac{1}{2}E(\cos(2\omega t + \phi + \phi_i)) + \frac{1}{2}E(\cos(\phi - \phi_i)) - E(\cos(\omega t + \phi))E(\cos(\omega t + \phi_i))。$$

控制计算相关系数的时间长度为整数倍的周期数,上式可简化为

$$\text{cov}(s(t), y_i(t)) = \frac{1}{2}\cos(\phi - \phi_i)。 \quad (7)$$

而对于 ρ , $D(x(t))$ 、 $D(y_i(t))$ 均为常数,因此 ρ 的大小取决于阵列振子的相位与接收信号的相位差。但考虑到当 PSK 信号的相位信息较多时,相位差就会很小,噪声与阵列的协方差函数 $\text{cov}(n(t), y_i(t))$ 的影响就会增大,此时通过增加判据的方法减少这一影响。

假设存在一个相位 P , 满足以下 3 个条件:

1) 相关系数 ρ 最大时对应的 ϕ_i , 有 $|P - \phi_i|$ 最小。

2) 相关系数 ρ 最小时对应的 ϕ_i , 有 $|P - \phi_i|$ 最接近 π 。

3) 相关系数 ρ 绝对值最小时对应的 ϕ_i , 有 $|P - \phi_i|$ 最接近 $\pi/2$ 。

此时认为相位 P 为相位 ϕ 的先验相位信息,但相位 P 是否就是相位 ϕ , 需要利用混沌检测系统进一步进行判别。

2.2 混沌系统的检测

对于现有的混沌振子检测 PSK 信号,大多采用混沌阵列的方式^[10],通过式(5)设置阵列中振子的不同相位,使得不同相位时有不同振子相变的现象,但对于相位信息较多的 PSK 信号,过多振子的个数将会影响整个检测过程的复杂程度,以 8PSK 为例,理论上至少需要 4 个振子,其相位分别为 0 、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$, 判决依据如表 1。

表 1 8PSK 信号对应的阵列振子跳变现象

相位	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
跳变振子	0	0	$\pi/2$	π	π	π	$3\pi/2$	0
		$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	π	$3\pi/2$	$3\pi/2$	$3\pi/2$

文中的方法只需 2 个振子,设置振子的相位分别为 $P \pm \frac{\pi}{2}$, 判决方法为:

1) 若 2 个振子均不跳变,则 $\phi = P$ 。

2) 若相位为 $P + \frac{\pi}{2}$ 的振子跳变,则 $\phi = P + \frac{2\pi}{M}$,

其中 M 为 PSK 相位个数。

3) 若相位为 $P - \frac{\pi}{2}$ 的振子跳变,则 $\phi = P - \frac{2\pi}{M}$,

其中 M 为 PSK 相位个数。

笔者采用 4 阶龙格库塔算法对 Duffing 振子进行计算,以 8PSK 为例,设采样点数为 n ,对于传统的混沌振子检测方案需要 $108n$ 次乘法, $140n$ 次加法,而文中的方法则需要 $70n + 64$ 次乘法, $61n + 32$ 次加法,显然文中方法的计算量更少。

3 仿真实验

以 8PSK 信号为例,选取其 8 个载波相位分别为 0 、 $\pi/4$ 、 $\pi/2$ 、 $3\pi/4$ 、 π 、 $5\pi/4$ 、 $3\pi/2$ 、 $7\pi/4$,设定角频率为 1 rad/s ,单个码元长度为 8 s 。将此 8PSK 载波信号通过高斯白噪声信道,控制其信噪比在 -20 dB ,采样率为 0.01 ,以检测第 2 个码元载波相位为 $\pi/4$ 时为例,按先验相位信息提取方法可得阵列的

相关系数如表 2。

表 2 接收端提取先验相位信息阵列相关系数

相位	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
相关系数	0.01	0.10	0.07	-0.01	-0.07	-0.10	-0.06	0.01

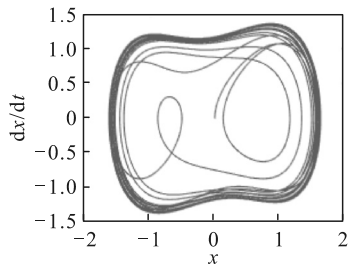
由表可知：相关系数最大时， $\varphi=\pi/4$ ；相关系数最小时， $\varphi=5\pi/4$ ；相关系数绝对值最小时， $\varphi=3\pi/4$ 或 $7\pi/4$ 。根据上述判据，得到先验相位信息 P 为 $\pi/4$ 。采用 1 000 次蒙特卡罗算法，得出每种相位的判决概率为表 3。

表 3 各相位的判决概率

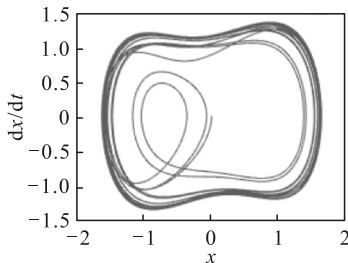
相位	0	$\pi/4$	$\pi/2$	π	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
相关系数	0.121	0.728	0.099	0	0	0.001	0.001

由表可以得出，99.1%的相位判决集中在待测相位 ϕ 和与之临近的相位，利用判决方法会出现以下 3 种情况：

1) 当 $P=\frac{\pi}{4}$ 时，2 种振子的相轨迹如图 4 所示。



(a) 相位为先验相位信息减去 $\pi/2$ 的振子的相轨迹



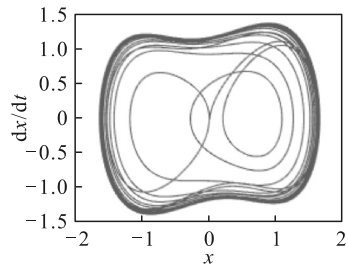
(b) 相位为先验相位信息加上 $\pi/2$ 的振子的相轨迹

图 4 检测阵列的相轨迹

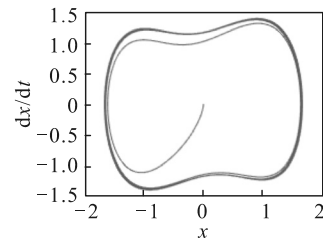
2 个振子均未跳变，根据判据，判定待测相位

$$\phi = P = \frac{\pi}{4}。$$

2) 当 $P=0$ 时，2 种振子的相轨迹如图 5 所示。



(a) 相位为先验相位信息减去 $\pi/2$ 的振子的相轨迹



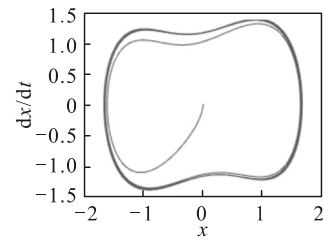
(b) 相位为先验相位信息加上 $\pi/2$ 的振子的相轨迹

图 5 检测阵列的相轨迹

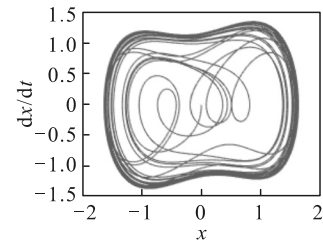
振子相位为 $P+\frac{\pi}{2}$ 时发生跳变，振子相位为

$P-\frac{\pi}{2}$ 时不发生跳变，根据判据判定 $\phi = \frac{\pi}{4}$ 。

3) 当相位 $P=\frac{\pi}{2}$ 时，2 种振子的相轨迹如图 6 所示。



(a) 相位为先验相位信息减去 $\pi/2$ 的振子的相轨迹



(b) 相位为先验相位信息加上 $\pi/2$ 的振子的相轨迹

图 6 检测阵列的相轨迹

振子相位为 $P-\frac{\pi}{2}$ 时，发生跳变；振子相位为

$P+\frac{\pi}{2}$ 时，不发生跳变，根据判据判定 $\phi = \frac{\pi}{4}$ 。

将文中方法与传统的相干、非相干检测方法^[11]进行对比，结果如图 7 所示。

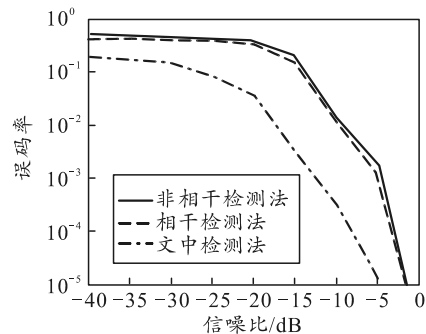


图 7 不同信噪比下 3 种方法的性能对比

由图可知：文中方法的总体性能要优于传统的相干、非相干检测，且由上述仿真过程可知，影响文中方法最终相位判定的关键不在于式(7)推导过程中 $\text{cov}(n(t), y_i(t))$ 对相关系数的影响，而在于混沌振子本身检测的性能，从而消除了信号长度对待测信号的影响。

此外，对文中方法与传统混沌振子检测方法进行仿真时间对比，对于 8PSK 信号，在两者产生相同待测序列的条件下，文中方法检测一个码元用时 9.262 s，传统混沌振子检测一个码元用时 13.372 s。

4 结束语

笔者提出一种短码元长度 PSK 信号的检测方法。该方法基于相关系数对于相位信息的特点，利用混沌振子检测相位时的特点，在不增加码元间隔时间错的基础上，实现了混沌振子对 PSK 信号的检测。仿真实验结果表明：该方法保留了混沌振子较传统的相干、非相干检测对于 PSK 信号在强噪声环境下优良的检测性能，减少了传统混沌振子的计算量。

参考文献：

- [1] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2014: 6-8.
- [2] 王永学. 基于最小均方误差的 8PSK 解调算法[J]. 电讯技术, 2011, 51(7): 157-160.
- [3] 廖鹰梅, 那晓燕, 金洪颖. 自适应均衡在 8PSK 解调中的应用仿真分析[J]. 科技信息, 2010(7): 461-462.
- [4] 冯天雨, 杨家玮. 8PSK 调制解调技术实现的研究[J]. 重庆邮电学院学报(自然科学版), 2005, 17(4): 440-443.
- [5] 孙文军, 芮国胜, 张嵩, 等. 基于 Duffing 振子的 BPSK 信号解调算法[J]. 通信技术, 2011, 44(9): 4-6.
- [6] 张嵩, 芮国胜, 段鲁生, 等. 二进制调制信号 Duffing 振子检测方法及其抗噪声机理分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(10): 15-19.
- [7] 芮国胜, 刘林芳, 张嵩, 等. 杜芬振子检测弱信号的时频积数值分析[J]. 兵器装备工程学报, 2016, 37(2): 123-126.
- [8] JIMENEZ T, CHEN G R. Chaos Control in Duffing System Using Impulsive Parametric Perturbations[J]. IEEE Circuits and Systems, 2010, 57(4): 305-309.
- [9] 芮国胜, 张洋, 苗俊, 等. 联合增益递推的 Duffing 系统弱信号检测算法[J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1269-1273.
- [10] 张嵩, 芮国胜, 孙文军, 等. EBPSK 信号混沌振子检测原理与性能分析[J]. 中国电子科学研究院学报, 2011, 6(5): 485-489.
- [11] 马腾跃. 多节点检测系统微弱信号检测算法研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2015: 23-35.