

一种减小 Duffing 系统可检测断续 正弦信号频率范围的方法

韩建群

(渤海大学工学院, 辽宁锦州 121013)

摘要: 本文针对 Duffing 混沌系统利用状态变化检测已知断续正弦信号时, 正弦信号频率范围较宽的问题, 根据 Melnikov 方法中的系统参数与待测信号幅度、频率之间的关系, 分析证明了增加 Duffing 系统的阻尼参数提高系统正弦信号检测能力的方法, 最后给出了在有、无噪声情况下, 调整阻尼参数后 Duffing 系统对断续正弦信号的检测仿真结果. 结果表明本文所提出的方法是有效的.

关键词: Duffing 系统; 阻尼; 频率范围; 信号检测

中图分类号: TN911. T **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 04-0733-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.04.018

A Method of Narrowing Frequency Range of Intermittent Sine Signal Detected by Duffing System

HAN Jian-qun

(Institute of Technology, Bohai University, Jinzhou, Liaoning 121013, China)

Abstract: The frequency ranges of intermittent sine signals are relatively wide when Duffing chaotic system detects those given signals by utilizing the state changes. According to this problem, a method is analyzed and proved in this paper, which is based on the relation of system's parameters and measured signals' amplitudes and frequencies by the method of Melnikov, that Duffing system's damping parameters can be increased to improve the ability of detecting sine signals. In addition, simulation results of Duffing system's detecting intermittent sine signals are shown by adjusting damping parameters under noise and noise free condition separately. Simulation results show that the presented method is effective.

Key words: Duffing system; damping; frequency range; signal detection

1 引言

强噪声背景下的微弱信号提取是近代信息理论研究的一个重要内容, 其中关于微弱正弦信号检测方法的研究不仅有着重要的理论探索意义, 还可以广泛应用在雷达、声纳、振动测量、故障诊断、通信、生物医学等工程领域. 在众多的微弱信号检测方法中, 能量检测方法^[1]是基于信号与噪声能量的和大于噪声能量进行信号提取的, 但是该方法只有在平稳白噪声背景下才能具有较好的检测性能. 针对能量检测的缺陷, 出现了率线检测法^[2,3]、载波检测法^[4~6], 它们能适应背景噪声的变化进行信号检测. 此外, 还有自相关检测法^[7]、相关累积法^[8]、周期谱相关检测法^[9]等, 它们都是运用噪声抑制

技术, 在时域或频域上通过特定算法提取信号特征的.

随着混沌理论研究的深入, 利用混沌振子进行微弱信号检测的方法得到了不断地改进和发展. 王冠宇等人提出利用间歇混沌现象进行微弱正弦信号检测的方法, 并将 Duffing 混沌振子用于检测微弱信号的幅度和相位^[10,11]. Duffing 混沌振子弱信号检测是利用 Duffing 混沌系统输出状态的改变对系统参数极其敏感而对噪声免疫的特性^[12], 本文利用该特性, 根据 Melnikov 方法中的系统参数与待测信号幅度、频率之间的关系, 分析 Duffing 混沌振子阻尼参数对断续正弦信号检测的影响, 并通过增加阻尼参数值的方法来缩小可检测的断续正弦信号频率范围, 从而提高系统的检测精度.

2 Duffing 混沌系统参数的确定

Duffing 系统是在外部周期驱动力作用下产生混沌的,其动力方程式如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - x_1^3 - kx_2 + F\cos\omega t \end{cases} \quad (1)$$

其中, F 和 ω 是外部周期驱动力的幅度、角频率, k 为阻尼比, $x_1 - x_1^3$ 为非线性恢复力。

对于动力系统式(1),当系统产生混沌状态时,必然是系统状态的稳定流形与不稳定流形横截相交。这里通过 Hamilton 方程式(2)证明式(1)存在横截相交的同宿点。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - x_1^3 \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中 Hamilton 函数 $H(x_1, x_2) = \frac{x_2^2}{2} - \frac{x_1^2}{2} + \frac{x_1^4}{4}$, 系统有三个平衡点 $O(0,0)$ 、 $A(-1,0)$ 、 $B(1,0)$, 由文献[13, 14]知道原点 O 是鞍点, A 、 B 是中心。原点的稳定流形与不稳定流形不是横截相交的,因而不会产生混沌。为得到横截相交的同宿点,考虑对 Hamilton 系统周期扰动。其系统方程如式(3)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1 + \mu g_1(x_1, x_2, t) \\ \dot{x}_2 = f_2 + \mu g_2(x_1, x_2, t) \end{cases} \quad (3)$$

其中 μ 是小参数,且 $g_1(x_1, x_2, t)$, $g_2(x_1, x_2, t)$ 是关于 t 的周期函数,周期为 T 。

$$\text{令 } D = c\mu \int_{-\infty}^{\infty} (f_1 g_2 - f_2 g_1) \Big|_{\substack{x_1 = x_1(t-t_0) \\ x_2 = x_2(t-t_0)}} dt + o(\mu),$$

其中 $c \neq 0$ 且为常数, $o(\mu)$ 是关于 μ 高阶多项式。

$$\text{令 } M(t_0) = c\mu \int_{-\infty}^{\infty} (f_1 g_2 - f_2 g_1) \Big|_{\substack{x_1 = x_1(t-t_0) \\ x_2 = x_2(t-t_0)}} dt, \text{ 如果}$$

存在 t_0 使得 $M(t_0) = 0$ 且 $M'(t_0) \neq 0$, 则存在 μ 使得稳定流形与不稳定流形横截相交,且系统状态是混沌的。这里 $x_1(t-t_0)$ 、 $x_2(t-t_0)$ 是式(2)Hamilton 方程的同宿轨方程的参数方程形式:

$$\begin{cases} x_1(t-t_0) = \pm\sqrt{2}\operatorname{sech}(t-t_0) \\ x_2(t-t_0) = \mp\sqrt{2}\operatorname{sech}(t-t_0) \cdot th(t-t_0) \end{cases} \quad (4)$$

比较式(1)(3)有 $f_1(x_1, x_2) = x_2$, $f_2(x_1, x_2) = x_1 - x_1^3$, $g_1(x_1, x_2, t) = 0$, $g_2(x_1, x_2, t) = -kx_2 + F\cos(\omega t)$,

$$\begin{aligned} M(t_0) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_2 \cdot [-kx_2 + F\cos(\omega t)] \Big|_{\substack{x_1 = x_1(t-t_0) \\ x_2 = x_2(t-t_0)}} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x_2(t-t_0) \cdot [-kx_2(t-t_0) + F\cos(\omega t)] dt \end{aligned}$$

则求得 $M(t_0) = -[\pm\sqrt{2}\pi F\omega \operatorname{sech}(\frac{\pi\omega}{2}) \sin\omega t_0 + \frac{4k}{3}]$, 由

于当 $|\sqrt{2}\pi F\omega \operatorname{sech}(\frac{\pi\omega}{2})| > \frac{4k}{3}$ 时, $M(t_0)$ 可以为零, 则

存在同宿点。又因为

$M'(t_0) = \frac{dM(t_0)}{dt_0} = \mp\sqrt{2}\pi F\omega^2 \operatorname{sech}(\frac{\pi\omega}{2}) \cos\omega t_0$, 当 $\cos\omega t_0 \neq 0$ 时, $M'(t_0) \neq 0$, 而同时满足 $M(t_0) = 0$ 且 $M'(t_0) \neq 0$ 的 t_0 是存在的, 所以系统状态可以是混沌的, 且 $|k|$ 越小, 即阻尼越小, $|F|$ 越大, 即驱动越强, 系统越容易产生混沌。

令 $M(t_0) = 0$, 则 $\frac{F}{k} = \mp \frac{4}{3\sqrt{2}\pi\omega \operatorname{sech}(\frac{\pi\omega}{2})}$, 系统出现

混沌状态的取值范围为

$$\begin{aligned} (1) \text{ 当 } \frac{F}{k} > 0 \text{ 时, 域值为 } \frac{F}{k} &> \frac{4}{3\sqrt{2}\pi\omega \operatorname{sech}(\frac{\pi\omega}{2})}. \\ (2) \text{ 当 } \frac{F}{k} < 0 \text{ 时, 域值为 } \frac{F}{k} &< -\frac{4}{3\sqrt{2}\pi\omega \operatorname{sech}(\frac{\pi\omega}{2})}. \end{aligned}$$

上面根据 Mélnikov 方法推导出 $\frac{F}{k}$ 与 ω 的解析式。可以知道, 在 F 与 k 参数给定, 存在一个区域, 当 ω 在该区域取值时, 系统是混沌的。这里选取方程式(1)进行仿真, 驱动信号角频率取 1rad/s, 幅值取 0.72, 阻尼比取 0.5, 检测信号角频率取 1.2rad/s, 幅值取 0.05, 每隔 10s 加一次检测信号, 仿真结果如图 1~3 所示。其中图 1 是没有加检测信号时, 系统混沌状态相图; 图 2 是加入与驱动信号同频同相检测信号时, 系统大尺度周期相图; 图 3 是加入断续正弦周期检测信号时, 系统大尺度周期相图。可见, Duffing 系统对一定频带范围内的断续正弦信号检测时, 具有一定的模糊度。

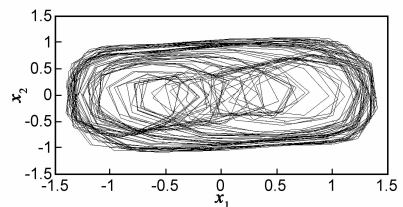


图1 Duffing系统混沌相图

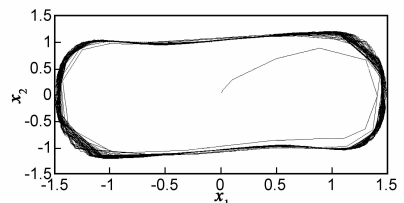
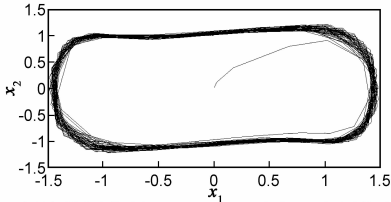


图2 检测信号 $\omega=1\text{rad/s}$ 时大尺度周期相图

3 阻尼参数 k 与被检测正弦信号角频率 ω 的关系

由混沌理论^[15]知: 一类混沌系统在一定条件下对微弱信号具有敏感性同时对噪声具有免疫力, 因此这

图3 断续检测信号 $\omega=1.2\text{rad/s}$ 时大尺度周期相图

种系统在信号检测中非常具有潜力. Duffing 系统正是具备了这样的特性, 利用 Duffing 振子检测微弱正弦信号就是将待测信号作为系统周期驱动力, 当只有强噪声干扰并无特定周期信号时, 系统相图不发生改变; 当输入信号带有特定周期信号时, 尽管幅值较小, 也会使系统相图发生改变. 因此, 可以根据相轨迹是混沌状态还是稳定的周期运动状态来判定待测信号中是否存在特定周期信号. 有关文献[10]对微弱信号的检测没有考虑被测信号中存在断续正弦谐波信号干扰的情况, 如果谐波信号与被检测信号频率较近, 那么当被测信号不存在而谐波信号存在时, Duffing 也可以产生状态变化, 从而造成错误检测, 因此要设法缩小 Duffing 系统所能检测的正弦信号频率范围, 本文拟通过研究 Duffing 系统的参数来缩小被检测信号频率范围. 证明如下:

考虑到 $\left| \sqrt{2\pi F \omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)} \right| > \left| \frac{4k}{3} \right|$ 时, 系统可以出现混沌状态, 并且当 $F \geq F_d$ 时系统状态是大尺度周期状态, 这里取 $F = F_d, F > 0, k > 0$ 则

$$\sqrt{2\pi F_d \omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)} > \frac{4k}{3} \quad (5)$$

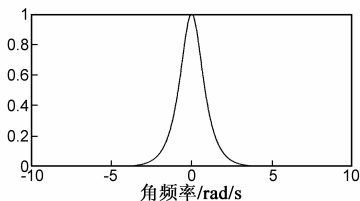
考察式(5)可以知道, ω 在一个频带范围内 $[\omega_{\text{下}}, \omega_{\text{上}}]$ 是可以使式(5)成立的, 因此系统对特定频率正弦信号的检测是模糊的, 容易产生误判. 修改式(5)为

$$\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right) > \frac{4k}{3\sqrt{2\pi}F} \quad (6)$$

式(6)中 $\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 为

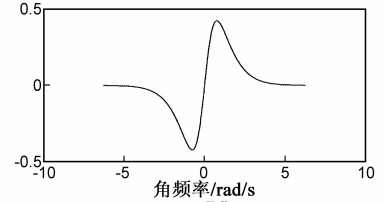
$$\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right) = \frac{2}{e^{\frac{\pi}{2}\omega} + e^{-\frac{\pi}{2}\omega}} \quad (7)$$

$\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 与 $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 随 ω 变化如图 4、5 所示.

图4 $\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 变化曲线

从图 4 的 $\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 变化曲线可以看出当自变量 ω

> 0 时, $\operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 函数是随角频率 ω 增加而减小的函数, 这样 $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 就存在一个峰值点, 如图 5 所示. 该峰值点出现在 $\omega \approx 0.77$, 峰值约为 0.4219. 当 $\omega < 0.77$ 时, $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 函数值随 ω 增加而增加; 当 $\omega > 0.77$ 时, $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 函数值随 ω 增加而减小. 在 $F = F_{d-}$ 条件下, 即系统处于混沌向大尺度周期转换临界状态, 极大点位置处, 式(6)可以表示为

图5 $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 变化曲线

$$0.4219 > \frac{4k}{3\sqrt{2\pi}F_{d-}} \quad (8)$$

将式(8)可以转化为

$$0.4219 * 3\sqrt{2\pi}F_{d-} > 4k \quad (9)$$

从式(9)可以得到, 当 $F = F_{d-}$ 时, 即系统处于转换临界状态下, 如果增加式(9)中的参数 k , 就需要增加式(6)的 $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$, 即增加 ω , 但是增加 ω 所能增加 $\omega \operatorname{sech}\left(\frac{\pi\omega}{2}\right)$ 的最大值约为 0.4219, 观察式(6)和(8)中参数 ω, k 变化情况, 并结合 Melnikov 方法混沌判别式, 这里假设 $F > 0, k > 0$, 可以知道 k 越大, ω 越大, 但是不能超过 0.77, 所以 k 越大, Duffing 系统所能检测到的正弦信号频率范围越窄, 从而检测精度越高.

4 阻尼参数 k 对改进的 Duffing 系统检测能力的影响

方程式(1)适应驱动角频率为 1rad/s 情况, 为了使方程式(1)能够适应驱动信号为其它角频率, 并且保持系统混沌特性不变情况, 对式(1)作如下修改:

假设方程式(1)驱动信号角频率 $\omega = 1$, 与式(1)对应的系统动力学方程为

$$\ddot{x}(t) + k\dot{x}(t) - x(t) + x^3(t) = F \cos(t) \quad (10)$$

令 $t = \omega\xi$. 则

$$x(t) = x(\omega\xi) = y(\xi) \quad (11)$$

$$\dot{x}(t) = \frac{dx(t)}{dt} = \frac{1}{\omega} \frac{dy(\xi)}{d\xi} = \frac{1}{\omega} \dot{y}(\xi) \quad (12)$$

$$\ddot{x}(t) = \frac{1}{\omega^2} \frac{d^2y(\xi)}{d\xi^2} = \frac{1}{\omega^2} \ddot{y}(\xi) \quad (13)$$

将式(11)、(12)和(13)代入式(10)有

$$\frac{1}{\omega^2} \ddot{y}(\xi) + \frac{k}{\omega} \dot{y}(\xi) - y(\xi) + y^3(\xi) = F \cos(\omega\xi) \quad (14)$$

令 $y(\xi) = x_1, x_2 = \frac{1}{\omega} \dot{x}_1$, 式(14)写成状态方程的形式如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \omega x_2 \\ \dot{x}_2 = \omega(x_1 - x_1^3 - kx_2 + F \cos \omega\xi) \end{cases} \quad (15)$$

结合方程式(3), 将式(15)改写成周期扰动系统形式(16)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \omega x_2 \\ \dot{x}_2 = \omega(x_1 - x_1^3) - k\omega x_2 + F\omega \cos \omega\xi \end{cases} \quad (16)$$

参照本文第二部分的推导可以知道, 系统(16)中的参数 ω 对 Hamilton 方程及 Mélnikov 判断方法没有影响, 将变量 t 替换成 $\omega\xi$ 就可以由方程式(4)得到系统(16)的同宿轨方程式(17)

$$\begin{cases} x_1(\omega\xi) = \pm \sqrt{2} \operatorname{sech}(\omega\xi) \\ x_2(\omega\xi) = \mp \sqrt{2} \operatorname{sech}(\omega\xi) \cdot \operatorname{th}(\omega\xi) \end{cases} \quad (17)$$

根据本文第二部分 Mélnikov 方法的推导, 可以得到

$$M(\omega\xi_0) = \int_{-\infty}^{\infty} x_2(\omega(\xi - \xi_0)) \cdot [-k\omega x_2(\omega(\xi - \xi_0)) + F\omega \cos(\omega\xi)] \omega d\xi \quad (18)$$

$$M(\xi_0) = - \left[\pm \sqrt{2} \pi F \operatorname{sech}\left(\frac{\pi}{2}\right) \sin \omega\xi_0 + \frac{4k}{3} \right] \quad (19)$$

由式(6)可以知道当 $\operatorname{sech}\left(\frac{\pi}{2}\right) > \frac{4k}{3\sqrt{2}\pi F}$ 系统能产生混沌. 当系统方程(15)的其它参数不变, 只是改变驱动正弦信号的频率, 即用 $F \cos \hat{\omega}\xi$ 替换 $F \cos \omega\xi$, 这样式(19)需要修改为

$$M(\xi_0) = - \left[\pm \sqrt{2} \pi F \frac{\hat{\omega}}{\omega} \operatorname{sech}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\hat{\omega}}{\omega}\right) \sin \hat{\omega}\xi_0 + \frac{4k}{3} \right] \quad (20)$$

对于式(20), 当 $\frac{\hat{\omega}}{\omega} \operatorname{sech}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\hat{\omega}}{\omega}\right) > \frac{4k}{3\sqrt{2}\pi F}$ 时, 系统可能出现混沌状态. 如果 $F = F_d$, 增加 k , 要求 $\frac{\hat{\omega}}{\omega} \operatorname{sech}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\hat{\omega}}{\omega}\right)$ 增加, 根据本文第二部分的分析, 可以知道对于给定的 Duffing 系统, 参数 ω 是确定的, $\frac{\hat{\omega}}{\omega}$ 的比值变化范围变小, 则 $\hat{\omega}$ 变化范围变小, 从而 Duffing 系统所检测的正弦信号频率精度将得到提高. 这里 F 取 0.72, ω 取 1884rad/s, 计算得到的可能产生混沌的驱动信号频率范围和仿真得到的频率范围列于表 1. 其中 $\frac{\hat{\omega}}{\omega}$ 和 $\hat{\omega}$ 是仿真计算得到的驱动信号频率范围, 驱动频率 ω 是实际加到仿真系统并进行仿真产生混沌状态的频率范围. 从仿真的结果可以看到增加阻尼 k , 有利于缩小 Duffing 系统可检测的正弦信号频率范围.

表 1 Duffing 系统产生混沌时驱动信号频率范围表

k	0.4246	0.5307	0.69	0.7962	0.9023	1.0085
$\frac{4k}{3\sqrt{2}\pi F}$	0.177	0.2213	0.28773	0.332	0.3762	0.4205
$\hat{\omega}/\omega$	0.1868 - 1.9668	0.2368 - 1.7568	0.3268 - 1.5368	0.3768 - 1.2968	0.4968 - 1.1568	0.7168 - 0.8168
$\hat{\omega}$	352 - 3705	446 - 3310	616 - 2895	710 - 2443	936 - 2179	1350 - 1539
驱动频率 ω	1900 - 2350	1700 - 2100	1350 - 1750	2150 - 2300	1650 - 1750	1450 - 1550

5 仿真结果

本文根据方程式(16)对上述论述结果进行仿真检验, 其中参数 $\omega = 1884\text{rad/s}$, 待检测的间断正弦信号幅值为 0.005, 周期为 0.4s, 占空比 0.1. 考虑到噪声对系统检测结果的影响, 在待检测正弦信号中分别加入白噪声和色噪声, 根据文献[12]白噪声可以选择频带较宽的随机信号, 色噪声选择带宽相对窄的随机信号, 可以利用高斯白噪声通过四阶带通滤波器产生, 其传递函数式为

$$H(z) = \frac{0.0201(1 - 2z^2 + z^4)}{1 - 1.637z^{-1} + 2.237z^{-2} - 1.307z^{-3} + 0.641z^{-4}}$$

该滤波器归一化的上限截止频率为 0.2, 下限截止频率为 0.15.

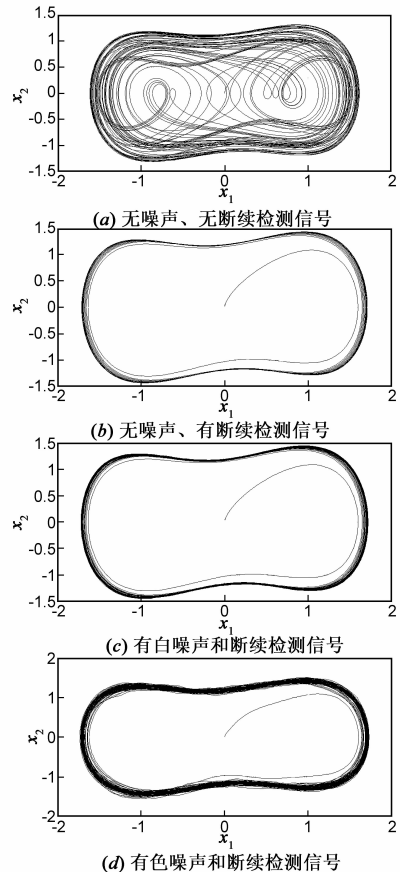
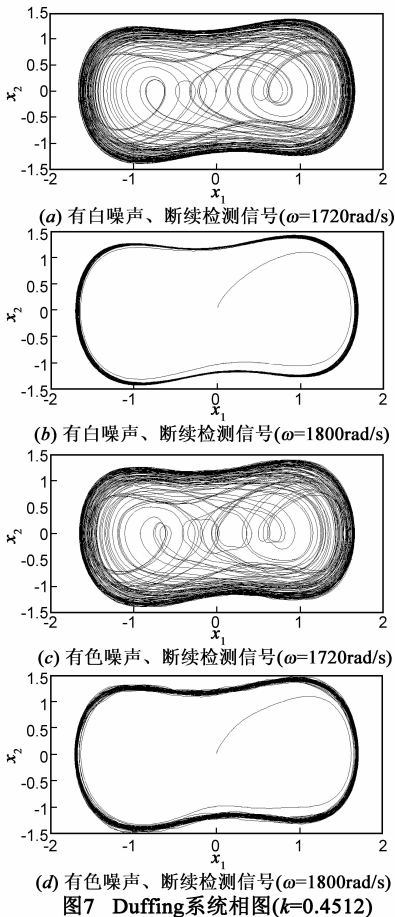


图6 Duffing 系统相图($k=0.4246, \omega=1720\text{rad/s}$)

本文通过仿真得到,在无噪声情况下,当 $k = 0.4246$ 和 $k = 0.4512$ 时, Duffing 混沌系统可检测的断续正弦信号范围分别是 $\omega = 1720 - 2000\text{rad/s}$ 和 $\omega = 1800 - 1960\text{rad/s}$,在上述频率范围之外, Duffing 系统状态是混沌的,不发生状态转变.图 6 是系统激励信号 $F = 0.713$ 、 $k = 0.4246$ 、断续检测信号 $\omega = 1720\text{rad/s}$ 、幅度为 0.005V 时, Duffing 系统相图.其中图 6(a)是无噪声和断续检测信号时,系统混沌状态图;图 6(b)是无噪声只存在断续检测信号时,系统大周期状态图;图 6(c)是存在白噪声和断续检测信号时,系统大周期状态图;图 6(d)是存在色噪声和断续检测信号时,系统大周期状态图.从图 6 的仿真结果看出,在一定频率范围内的正弦信号可以被 Duffing 混沌系统检测出来,检测精度有待提高.图 6 中存在白噪声时,系统输入信噪比 $\text{SNR} = -22.04\text{dB}$;存在色噪声时,系统输入信噪比 $\text{SNR} = -49.03\text{dB}$,可见 Duffing 混沌系统对色噪声抑制能力较强.

图 7 是系统激励信号 $F = 0.752$ 、 $K = 0.4512$ 、断续检测信号分别是 $\omega = 1720\text{rad/s}$ 和 $\omega = 1800\text{rad/s}$ 幅度为 0.005V 时, Duffing 系统相图.其中图 7(a)是存在白噪声和断续检测信号 $\omega = 1720\text{rad/s}$ 时,系统混沌状态图;图



7(b)是存在白噪声和断续检测信号 $\omega = 1800\text{rad/s}$ 时,系统大周期状态图;图 7(c)是存在色噪声和断续检测信号 $\omega = 1720\text{rad/s}$ 时,系统混沌状态图;图 7(d)是存在色噪声和断续检测信号 $\omega = 1800\text{rad/s}$ 时,系统大周期状态图.图 7 的仿真结果是作为图 6 仿真结果的对照来验证本文的论述结果的,从图 7(a)(c)的仿真结果看出,当阻尼比提高后,在图 6(c)(d)中可以检测到的断续正弦信号,在图 7 的系统中不能检测出来,而在频率范围缩小后,断续检测信号 $\omega = 1800\text{rad/s}$ 时,图 7 的 Duffing 混沌系统可以检测出来,如图 7(b)(d)所示.从图 7 的仿真结果可以得到,在白噪声影响下,系统输入信噪比 $\text{SNR} = -22.04\text{dB}$;色噪声影响下,系统输入信噪比 $\text{SNR} = -29.03\text{dB}$,因为色噪声功率在一定范围内可以造成系统误转换成大周期状态,因此图 7(d)仿真中色噪声方差取 0.1 ,输入信噪比有所上升.

6 结论

本文讨论了 Duffing 混沌系统的参数 k 驱动信号角频率 ω 、幅度 F 的关系,及其对混沌状态的影响.经过数学证明和仿真计算可以知道,增加参数 k 可以缩小产生混沌状态的驱动信号频率范围,这种影响对于 Duffing 系统弱信号检测的应用是有利的,因为调整参数 k 可以抑制谐波信号对系统状态改变的影响,从而提高系统的信号检测灵敏度.

参考文献

- [1] 杨志华,张钦宇,王野.非相干能量检测 UWB 接收机误码率性能优化[J].电子学报,2009,37(5):951-956.
YANG Zhi-hua, ZHANG Qin-yu, WANG Ye. Optimization of UWB non-coherent receive[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(5):951-956. (in Chinese)
- [2] Kuehls J F, Geraniotis E. Presence detection of binary phase shift keyed and direct sequence spread spectrum signals using a prefilter delay and multiply device[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1990, SCA-8(5):915-933.
- [3] Truong T, Wickert M A. Performance of spectral line detection using integrated trispectrum[A]. Proceedings of Military Communications Conference [C]. Boston, MA, USA: IEEE, 1998. 659-663.
- [4] Hill D A, Bodie J B. Carrier detection of PSK signals[J]. IEEE Trans on Comm, 2001, 49(3):487-496.
- [5] 石明军,徐振平,肖立民,等.基于延时相乘结构的直扩载波最优检测[J].清华大学学报(自然科学版),2009,49(7):968-972.
Shi Mingjun, Xu Zhenping, Xiao Limin, et al. Carrier detection of direct sequence spread signals based on a delay-and-multiply device[J]. Journal of Tsinghua University (Sci&Tech), 2009, 49

- (7):968 – 972. (in Chinese)
- [6] 向洋,胡修林.基于最大似然估计的高动态 GPS 载波跟踪环[J].电子学报,2010,38(7):1563 – 1567.
XIANG Yang, HU Xiu-lin. Maximum likelihood estimation based high dynamic GPS carrier tracking loop[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7):1563 – 1567. (in Chinese)
- [7] Hinedi S, Polydoros A. DS/LPI autocorrelation detection in noise plus randomtone interference [J]. IEEE Trans on Comm, 1990, 13(6):805 – 817.
- [8] 孟建,胡来招.直扩信号检测的相关累积技术[J].电子对抗技术,2001,16(2):1 – 5.
Meng Jian, Hu Laizhao. Detection of direct sequence spread spectrum signals based on coherent integration technology[J]. Electronic Warfare Technology, 2001, 16(2):1 – 5. (in Chinese)
- [9] Glannakis G B, Zhou G T. Parameter estimation of cyclostationary AM time series with application to missing observations [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(9):2408 – 2418.
- [10] Wang G Y, Chen D J, Lin J Y. The application of chaotic oscillators to weak signal detection[J]. IEEE Trans on Industrial and Electronics, 1999, 6(2):440 – 444.
- [11] Wang G Y, He S L. A quantitative study on detection and estimation of weak signals by using chaotic duffing oscillators [J]. IEEE Trans on CAS – I, 2003, 50(7):945 – 953.
- [12] 李月,杨宝俊.混沌振子检测引论[M].北京:电子工业出版社,2004.49 – 55.
Li Yue, Yang Baojun. The Detecting Theory of Chaotic Oscillators[M]. Beijing: The Electronics Industry Publishing House, 2004.49 – 55. (in Chinese)
- [13] 李月,石要武,马海涛,杨宝俊.湮没在色噪声背景下微弱方波信号的混沌检测方法[J].电子学报,2004,32(1):87 – 90.
LI Yue, SHI Yao-wu, MA Hai-tao, YANG Bao-jun. Chaotic detection method for weak squarewave signal submerged in colored noise[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(1):87 – 90. (in Chinese)
- [14] 陈士华,陆君安.混沌动力学初步[M].武汉:武汉水利电力大学出版社,1999.216 – 219.
Chen Shihua, Lu Junan. Introduction of the Chaotic Dynamics [M]. Wuhan: Wuhan Publishing House of Hydroelectric University, 1999.216 – 219. (in Chinese)
- [15] 王光瑞,等.混沌的控制、同步与利用[M].北京:国防工业出版社,2001.59 – 74.
Wang Guangrui, et al. Control, Synchronism and Utilization of Chaos[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2001.59 – 74. (in Chinese)

作者简介



韩建群 男,1968年出生于哈尔滨市,副教授、硕士生导师,主要研究方向为混沌控制与通信。

E-mail: hanjianqun@126.com