

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1905497

随钻弱 SNR 信号的 Duffing 振子混沌检测与恢复*

杨一¹,程为彬²,汪跃龙¹,陈佳¹

- (1. 西安石油大学 陕西省油气井测控技术重点实验室 西安 710065;
2. 长江大学 油气资源与勘探技术教育部重点实验室 武汉 430100)

摘要: 钻井过程中,底部钻具的强烈振动和快速旋转导致姿态测量信号中含有多频、高幅值的干扰信号,原始信号微弱及信噪比极低问题一直是随钻测量领域的技术难点。针对这一问题,提出一套适用于随钻测量信号的 Duffing 振子混沌检测方法。首先,利用尺度变换实现测量信号的频率重构,使其满足混沌检测对频率的限制条件;然后,引入不同周期策动力解决信号初相位对检测精度的影响,得到全相位覆盖的 Duffing 混沌振子检测模型;最后,通过调整驱动信号的幅值确定相态变化的临界值,进而对测量信号的幅值和相位参数进行同步估计。实验结果表明:经混沌检测的井斜角均方根误差为 0.69° ,实钻相对误差在 $[10.7\%, 20.8\%]$,均高于原始测量数据和标准卡尔曼滤波的解算结果,证明了所提方法的可行性和有效性。

关键词: 随钻测量;Duffing 混沌振子;弱信号检测;尺度变换;参数估计

中图分类号: TH89 TE242 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 440.45

Chaos detection and parameters recovery of Duffing oscillator for weak SNR signal while drilling

Yang Yi¹, Cheng Weibin², Wang Yuelong¹, Chen Jia¹

(1. Shaanxi Key Laboratory of Measurement and Control Technology for Oil and Gas Wells, Xi'an Shiyou University, Xi'an 710065, China; 2. Key Laboratory of Exploration Technology for Oil and Gas Resources in Ministry of Education, Yangtze University, Wuhan 430100, China)

Abstract: During the process of drilling, the strong vibration and rapid rotation of bottom drilling tools make the attitude measurement signal contain multi-frequency and high-amplitude interference. The weak original signal amplitude and low signal-to-noise ratio are difficult to be extracted in the field of measurement while drilling. To solve this problem, a Duffing chaotic oscillation detection method for weak signal recognition is proposed in this paper. Firstly, the frequency reconstruction of the measurement signal is realized by scale transformation. In this way, the measured signal can satisfy the restriction of frequency parameters. Then, to solve the influence of the initial phase of the measured signal on the accuracy of the detection model, Duffing oscillator detection model with full phase coverage is achieved by changing the initial phase of the driving signal. Finally, the threshold of Duffing oscillator entering the chaotic state is determined by adjusting the amplitude of the driving signal. The amplitude and phase parameters of the signal are estimated. The test results show that the root mean square error of inclination detected by chaos is 0.69% , and the relative error of the field-drilling is within $[10.7\%, 20.8\%]$, which are higher than the results of original measurement data and standard Kalman filter. The feasibility and effectiveness of the proposed method has been proved.

Keywords: measurement while drilling; Duffing chaos oscillator; weak signal detection; scale transformation; parameters estimation

0 引言

钻井过程中,由于钻头切削岩层、钻柱与井壁的碰撞

等导致底部钻具产生强烈振动,使得随钻测量信号中含有多频、高幅值的噪声干扰信号,造成井下姿态测量信号的信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)极低^[1-3]。研究表明,近钻头振动信号的幅值一般在 $10g$ 左右,最大可达到

30g,而有用信号的幅值一般不超过1g。因此,传感器输出信号的SNR通常会低至-20 dB,甚至更低^[4-5]。微弱的重力加速度信号湮灭在强振动背景噪声中,对工具姿态测量产生严重干扰,甚至造成随钻测量无效^[6-8]。原始信号幅度微弱及SNR极低问题一直是旋转导向钻井随钻测量领域的技术难点。

传统的弱信号检测方法要求尽最大可能抑制噪声,基于噪声抑制的滤波方法实现的前提是信号的频谱与噪声的频谱不重叠,滤波过程中能够保留有用信号而滤除不相关的噪声分量。然而,实际采集到的姿态测量信号中,由于干扰源种类众多,噪声信号的频率分布非常复杂,势必存在与测量信号频率接近的部分。因此在抑制噪声的同时,测量信号也会不可避免地受到抑制或损害^[9-11];甚至因为复杂多变的强噪声导致与噪声频谱重合或混叠的弱SNR信号很难被检测出来,从而导致姿态测量信号无效。因此,为了解决井下复杂环境下钻具姿态的精确测量,亟需找到一种频率识别度高且抗噪声干扰能力强的新方法。

将混沌理论应用于信号检测是从20世纪90年代兴起的一个崭新的研究领域。Duffing振子是一种典型的混沌模型,由于模型中非线性项的存在,该振子具有非常复杂的非线性动力学特性,尤其是在参数合适的条件下,系统能够实现状态的转化^[12-14]。当Duffing系统处于从混沌状态向大尺度周期状态转变的临界态时,具有对微弱周期信号敏感和对噪声信号免疫的突出特点;且噪声强度越大,混沌态越稳固,通过系统相变实现弱信号检测的准确性也越高^[15-17]。这种“反常效应”和优势使得Duffing振子在弱信号检测的实际应用中具有重要意义。为此,国内外许多学者相继投入到该领域的研究之中,并不断取得新的进展^[18-21]。

基于Duffing振子混沌系统在弱信号检测中的优势和特性,有望实现随钻弱SNR信号的有效识别。此外,Duffing振子输出状态的临界值和待测信号的幅值、相位参数具有关联性,可用于待测信号幅值和相位参数的恢复。综上所述,本文首次尝试利用Duffing振子混沌系统对随钻弱SNR信号进行检测和恢复。

1 基于变尺度Duffing振子的随钻弱信号检测

1.1 Duffing振子混沌检测的基本原理

混沌系统特有的性质之一是系统对初始条件的敏感性,即系统初始条件的微小改变会导致系统状态显著变化^[12]。对于如下Holmes型Duffing振子方程:

$$x'' + kx' - x + x^3 = A\cos(\omega t) \quad (1)$$

式中: k 为阻尼比,通常取0.5; $(-x + x^3)$ 是非线性恢复力; $A\cos(\omega t)$ 为周期策动力(驱动信号),其中 A 为

驱动信号的幅值,角频率 $\omega = 1 \text{ rad/s}$ 。由于方程中非线性项的存在,式(1)具有丰富的非线性动力学特性。因此,这种敏感性表现为系统状态随幅值 A 的变化出现规律的变化,依次经历同宿轨道、混沌和大尺度周期态。

鉴于系统参数 A 的微小改变能够引起系统状态的显著变化,因此将 A 调整为由混沌态向大尺度周期态转变的临界值 A_d ,并在式(1)中加入同频待测信号及噪声信号,得到检测模型如式(2)所示。

$$x'' + 0.5x' - x + x^3 = A_d\cos(t) + s(t) + n(t) \quad (2)$$

式中: $A_d = 0.825$; $s(t)$ 为待测信号,令 $s(t) = 0.002\cos t$,即与驱动信号同频的微弱周期信号; $n(t)$ 为干扰信号,令其噪声强度 $D = 8 \times 10^{-4}$,则 $n(t) = (2 \times 0.0008)^{1/2}g(t)$,其中 $g(t)$ 是均值为0,方差为1的高斯白噪声信号。

定义信噪比 $SNR = 10\log(p_s/p_n)$,其中 p_s 表示待测信号 $s(t)$ 的均方值, p_n 表示干扰信号 $n(t)$ 的强度。由此可得式(2)中待测信号与噪声干扰信号的SNR约为-26 dB。此时,很难通过频谱分析直接从噪声 $n(t)$ 中提取待测信号。然而,将Duffing系统置于混沌态向大尺度周期态转化的临界状态,并将 $s(t) + n(t)$ 信号作为该状态下Duffing系统的输入,即可通过式(2)解得的相轨迹中识别出待测信号 $s(t)$ 的频率值。Duffing系统的输出状态如图1所示,图1中纵坐标表示 x' 。

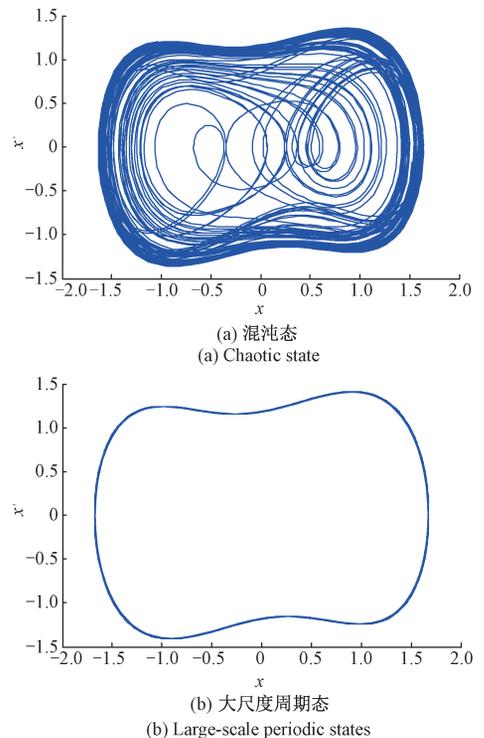


图1 Duffing系统输出状态的跃变

Fig.1 Transition of Duffing system output state

从图 1(a)到 1(b)的变化可知,一方面,由于待测信号的角频率与系统驱动信号的角频率相同,因此待测信号的输入可使驱动信号幅值增大并大于临界值 A_d ,使系统从混沌状态转化为大尺度周期态;另一方面,虽然待测信号中含有一定强度的高斯白噪声,但并不影响待测信号对系统状态的改变,即 Duffing 系统对噪声具有免疫特性。这就是利用 Duffing 振子混沌系统对微弱信号进行检测的基本原理。

虽然 Duffing 振子混沌系统可以成功识别出含有噪声干扰的微弱信号,但将其应用于井下随钻弱 SNR 信号的检测仍存在以下问题:

1)从前文分析可知,Duffing 振子混沌检测的前提是驱动信号与待测信号的频率一致,这就要求待测信号的角频率是已知量。然而,受钻具振动、切削等联合作用以及钻柱运动状态的影响,随钻测量信号的角频率并不是恒定值,而是以钻柱转速为基准不断波动变化,这就对 Duffing 振子的应用造成困难。此外,在保持其他参数不变的情况下,驱动信号频率的变化会影响系统相变的临界幅值 A_d 的大小。这就意味着,当随钻测量信号的频率波动变化时,需要经过大量仿真重新计算求取该频率参数条件下系统的临界幅值,这显然无法满足随钻测量对实时性的要求。

2)式(2)中驱动信号的角频率 ω 取 1 rad/s。一方面是为了简化计算;另一方面,如果 ω 设置过大,混沌系统的动态响应特性会变差,不易出现混沌和大尺度周期状态^[13]。因此,只有在小频率参数条件下,Duffing 振子才有较好的动态特性和检测效果。然而,在随钻测量过程中,有用信号的角频率主要由钻柱的转速决定,正常钻进时在 $2\pi \sim 6\pi$ 之间变化,超出了 Duffing 振子混沌检测对频率参数的限制条件。此时,系统动态响应特性恶化,会给混沌检测造成很大的困难和误差。

1.2 基于变尺度 Duffing 振子的随钻弱信号检测

1) 变尺度检测方法

针对上述问题,本文利用变尺度理论对式(2)所示标准 Duffing 方程进行改进,这一问题的关键在于如何对随钻测量信号(待测信号)的频率值进行重构变换。

假设测量信号 $s(t) = \lambda \cos(\omega t)$,其中 λ 是幅值。保持 Duffing 振子其余参数条件不变,拟引入一个变尺度系数 R ,使 $s(t)$ 在时间轴上放大 R 倍,即 $t' = Rt$ 。此时,在数值上使角频率 $\omega = R \neq 1$ rad/s,则测量信号变为:

$$s(t') = \lambda \cos(\omega t) = \lambda \cos(R \cdot t'/R) = \lambda \cos(t') \quad (3)$$

从式(3)可以看出,随钻测量信号的角频率在频率轴上从 ω 被压缩为 1 rad/s,在 Duffing 振子的作用下可以检测信号 $s(t')$ 是否存在,再根据 $R = \omega$ 的关系确定被测信号的角频率值。然而,在处理实际测量信号时,由于无法通过式(3)的线性变换直接对传感器采集到的信号

进行重构。因此,考虑对数值计算的步长进行尺度变换实现频率参数重构,具体步骤如下:

(1)假设采样频率为 f_s ,则数值计算的步长应为:

$$dt = 1/f_s \quad (4)$$

(2)引入变尺度系数 R ,数值计算步长变为:

$$dt' = Rdt = R/f_s \quad (5)$$

此时将信号的时间间隔增大了 R 倍,相应的信号角频率被压缩了 R 倍。也就是说,一个采样频率为 f_s ,角频率为 ω 的随钻测量信号,通过尺度变换变为采样频率为 f_s/R ,角频率为 ω/R 的信号。

(3)将该信号输入 Duffing 振子,并令计算步长满足式(5),完成对随钻测量信号的参数重构,进而通过 Duffing 振子混沌系统识别出微弱信号的角频率值。

通过以上分析可以看出,尺度变换并不改变测量信号的数值大小,只是改变信号的频率/时间尺度,将其在时间轴上进行压缩/放大,对数值进行重新排序,不会影响最后的计算结果。

由以上变尺度 Duffing 振子检测原理可以看出,无论待测信号的角频率参数为多少,都是将其归算至 1 rad/s,与驱动信号的角频率相同,因此检测过程始终采用一组固定的系统参数。此时系统临界幅值 A_d 的确定就与待测信号的角频率信息无关,从而解决了 1.1 节中提出的第 1 个问题;通过变尺度系数 R 将随钻测量信号的角频率进行压缩,使其符合 Duffing 振子的检测条件,因此解决了 1.1 节中提出的第 2 个问题。

2) 随钻测量信号初相对检测的影响

在前面的分析中,总是假定待测信号 $s(t)$ 和驱动信号的初相位都为 0;然而,对于实际的随钻测量信号,初相位并不总是等于 0。因此需要研究测量信号 $s(t)$ 的初相位对 Duffing 混沌检测的影响。

在式(2)中,设驱动信号的初相位为 α ,测量信号的初相位为 φ ,并且 $\alpha, \varphi \in [-\pi, \pi]$;驱动信号的幅值仍取 0.825。由于待测信号的角频率最终将通过尺度变换调节为 1 rad/s,因此为简化分析,不失一般性,直接令测量信号的角频率为 1 rad/s。这样,式(2)可表示为:

$$x'' + 0.5x' - x + x^3 = 0.825\cos(t + \alpha) + \gamma\cos(t + \varphi) + n(t) \quad (6)$$

式中: γ 为待测信号的幅值。

为了便于分析 φ 对检测效果的影响,令 $\alpha = 0$,并对式(6)等号右端前两项进行化简,可得^[13]:

$$0.825 \cos(t) + \gamma\cos(t + \varphi) = \sqrt{0.825^2 + 1.65\gamma\cos\varphi + \gamma^2} \cdot \cos(t + \theta) \quad (7)$$

其中 $\theta = \arctan[\gamma\sin\varphi/(0.825 + \gamma\cos\varphi)]$ 。

可以看出,测量信号与驱动信号合并为一个三角函数项。通过 θ 在式(7)中所处的位置可知, θ 的取值几乎不影响 Duffing 系统的幅值参数,仅仅改变轨迹解的初始

位置。真正影响检测结果的是三角函数的幅值项,为此,建立关于幅值项的表达式如下。

$$\sqrt{0.825^2 + 1.65\gamma\cos\varphi + \gamma^2} \geq 0.827 \quad (8)$$

式(8)右端为能够引起系统状态变化的最小幅值。因此,当满足式(8)时,Duffing混沌系统的幅值参数将越过临界值,系统输出轨迹也将从混沌向大尺度周期态转变,从而识别出测量信号。

若已知待测信号的幅值 γ ,就可以由式(8)解出测量信号初相位 φ 的范围。根据实验室测斜仪装置中加速度的输出范围,取测量信号的幅值 $\gamma=0.01$ 。此时,可以求得 $\varphi \in (-78.8^\circ, 78.8^\circ)$ 。为了提高检测的准确性,缩小初相位的取值范围,令 $\varphi \in [-60^\circ, 60^\circ]$ 。因此,对于幅值 $\gamma=0.01$ 的测量信号,当 φ 与 α 的差在此范围内时,可识别出测量信号。另由式(8)可知,当测量信号的幅值 $\gamma>0.01$ 时, φ 的取值范围也相应增大。因此, $-60^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$ 的取值范围同样满足所有 $\gamma>0.01$ 的待测信号。

由于 φ 可取值的范围是 $[-\pi, \pi]$ 。因此,依据以上计算结果,当 $\varphi \in [-\pi, -\pi/3] \cup (\pi/3, \pi]$ 时,无法识别出被测信号。对于满足这一幅值条件的测量信号,可检测概率只有33.3%,准确性较差。为了解决这一问题,考虑引入驱动信号的初相位 α 进行补偿。在式(6)中分别取 $\alpha = \pm 2\pi/3$,代入关系式 $-60^\circ \leq \varphi - \alpha \leq 60^\circ$,可得 φ 的取值范围分别为: $\varphi \in [-\pi, -\pi/3]$ 、 $\varphi \in [\pi/3, \pi]$ 。由此可知,对于幅值 $\gamma \geq 0.01$ 的待测信号,首先令 $\alpha = 0, \pm 2\pi/3$,并分别带入式(6),得到策动力不同的3个Holmes型Duffing方程;然后,分对其进行变尺度计算,由于这3个方程可检测信号的初相位覆盖了 $[-\pi, \pi]$ 整个区间,因此只要其中1个方程的输出状态能够发生变化,就可以认为测量信号中含有频率为变尺度系数 R 的弱信号成分。

2 随钻测量信号的参数估计

通过第一部分的分析可知,利用变尺度Duffing振子可以识别出噪声干扰下随钻弱SNR信号,并确定该信号的频率信息。然而,为了解算出钻具的实时姿态信息,则需要知道测量信号的幅值和相位参数,进而恢复出完整的原始信号波形。传统的Duffing混沌检测方法不能同时估计信号的多个参数;且现有的相位估计方法计算效率较低,在实际应用时难以满足随钻测量对精度和实时性的要求。为了解决这一问题,提出一种测量信号幅值和相位参数的同步估计方法。

由1.2节的分析可知,将式(6)等号右端的前两项进行化简,可得:

$$H(t) = A\cos(t + \alpha) + \gamma\cos(t + \varphi) = \sqrt{A^2 + 2A\gamma\cos(\alpha - \varphi) + \gamma^2} \cdot \cos(t + \theta) \quad (9)$$

其中, $\theta = \arctan[(A\sin\alpha + \gamma\sin\varphi)/(A\cos\alpha + \gamma\cos\varphi)]$ 。

Duffing振子从混沌态进入大尺度周期态的条件为 $H(t)$ 的幅值满足下式。

$$H(t) = \sqrt{A^2 + 2A\gamma\cos(\alpha - \varphi) + \gamma^2} \geq 0.827 \quad (10)$$

如果用 A_a 表示Duffing振子刚好从混沌态转变为大尺度周期态的驱动信号幅值,则有:

$$\sqrt{A_a^2 + 2A_a\gamma\cos(\alpha - \varphi) + \gamma^2} = 0.827 \quad (11)$$

式中: A_a 可以通过观察Duffing振子相态变化得到。

由式(11)可以看出,当 A_a 确定以后,式(11)是以测量信号幅值 γ 和相位 φ 为变量的二元方程。因此,考虑用类似的方法再建立一个关于 γ 和 φ 的二元方程,进而通过求解二元函数方程组估计待测信号的幅值和相位参数。

针对要解决的参数估计问题。首先,将驱动信号的初相位 α 置为0和 π ,并将测量信号分别输入初相位不同的两个Duffing方程;然后,逐步调整两个方程的驱动信号幅值,同时观察系统相图的变化并记下系统发生相变时的幅值大小。如果用 A_{a1} 和 A_{a2} 分别表示初相位为0和 π 时,Duffing系统相态刚好发生变化的驱动信号幅值,则关于待测信号幅值 γ 和相位 φ 的二元二次方程组可表示为:

$$\begin{cases} \sqrt{A_{a1}^2 + 2A_{a1}\gamma\cos\varphi + \gamma^2} = 0.827 \\ \sqrt{A_{a2}^2 - 2A_{a2}\gamma\cos\varphi + \gamma^2} = 0.827 \end{cases} \quad (12)$$

通过求解上式可得:

$$\begin{cases} \gamma = \sqrt{0.827^2 - A_{a1}A_{a2}} \\ \varphi = \arccos\left(\frac{A_{a2} - A_{a1}}{2\sqrt{0.827^2 - A_{a1}A_{a2}}}\right) \end{cases} \quad (13)$$

式(13)就是测量信号幅值 γ 和相位 φ 的估算式。可以看出,本节与上节的处理方法都是基于式(9),然而区别在于:在1.2节中,为了分析测量信号初相位对频率检测的影响,在式(8)中固定驱动信号和测量信号幅值参数,进而确定初相位的取值范围;本节则是通过系统相变先获得两个Duffing方程驱动信号的幅值,然后由式(12)联立求解得到测量信号幅值 γ 和相位 φ 的估计值。

基于以上分析,在处理实际随钻测量信号时,其频率检测与波形恢复的步骤为:

1) 确定Duffing方程的参数,如在式(2)和(6)中,取阻尼比 $k=0.5$,驱动信号角频率 $\omega=1$ rad/s,初始值 $(x(0), x'(0))=(0,0)$,驱动信号幅值 $A=0.825$;

2) 将测量信号输入式(6),并依次取 $\alpha=0$ 和 $\pm 2\pi/3$ (幅值 $\gamma \geq 0.01$ 时),得到3个Duffing检测方程;

3) 引入变尺度系数 R ,将采样频率为 f_s ,角频率为 ω 的待测信号,变为采样频率为 f_s/R ,角频率为 ω/R 的信

号,取计算步长 $dt'=R/f_s$ 求解 3 个 Duffing 检测方程,相应的得到 3 幅系统相轨迹图;

4) 调整变尺度系数 R 的大小,观察 3 张系统相轨迹图,只要其中 1 张从混沌态跃变至大尺度周期态,此时的 R 值即为测量信号的频率值;

5) 令系统变为大尺度周期态的临界值为 0.827,将 Duffing 方程驱动信号的初相位分别设置为 0 和 π ,并相应记作检测系统 1 和 2。使测量信号分别输入两个检测系统,观察系统输出相图的变化;

6) 若加入测量信号后检测系统 1 的输出是混沌态,则以一定的幅度逐渐增大驱动信号的幅值直至系统输出跃变至周期态;若系统输出为周期态,则逐渐减小驱动信号的幅值直至系统由周期态跃变到混沌态。将系统跃变为大尺度周期态时的幅值记为 A_{a1} ;

7) 用同样的方式得到检测系统 2 跃变为大尺度周期态时的幅值,记为 A_{a2} 。最后将 A_{a1} 和 A_{a2} 代入式(13),得到随钻测量信号幅值和相位参数的估计值。

3 随钻弱 SNR 信号检测及恢复应用实验

3.1 实验室振动平台仿真实验

在实验室条件下,利用六度空间振动实验台模拟井下强振动环境,产生具有高斯白噪声特性的振动干扰信号;将测斜仪调校装置的旋转角速度设定在 $2\pi \sim 6\pi$ rad/s 之间,与实际钻具在钻进过程中的转动状态相符;通过数据采集系统将两部分信号进行叠加,并以此为检测样本验证所提方法的综合性能。部分试验设备如图 2 所示。

1) 含噪信号的识别与频率检测



(a) 测斜仪调校装置 (a) Inclinomenter adjusting device (b) 六度空间振动实验台 (b) Vibration test bench

图 2 部分实验设备

Fig.2 Experimental equipment

为了验证变尺度 Duffing 振子混沌系统对随钻弱 SNR 信号的检测性能,利用测斜仪调校装置得到三轴加速度计的输出信号,并以 x 轴加计信号为例进行仿真分析。具体为: $s_1(t) = 0.05\cos(2\pi t + \pi/3)$ 。再由数据采集系统进行采样,采样频率为 2.5 kHz。

由六度空间振动试验台产生振动强度为 10% 的干扰信号,对应方差为 0.1 的零均值高斯白噪声,即 $n_1(t) = (2 \times 0.1)^{1/2}g(t)$;设置振动频率为 0~20 Hz(包含与测量信号频率混叠的部分)。得到输入信号 $I_1(t) = s_1(t) + n_1(t)$ 。此时,输入信号 $I_1(t)$ 的 SNR 约为 -19 dB,与随钻测量低 SNR 条件相符。绘制测量信号 $s_1(t)$ 、噪声信号 $n_1(t)$ 以及输入信号 $I_1(t)$ 的波形分布如图 3 所示。

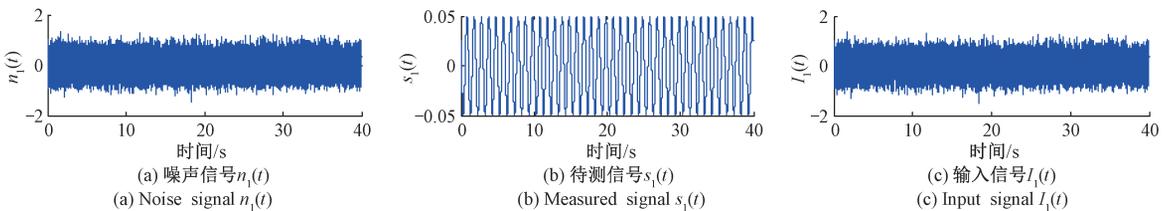


图 3 含噪输入信号 $I_1(t)$

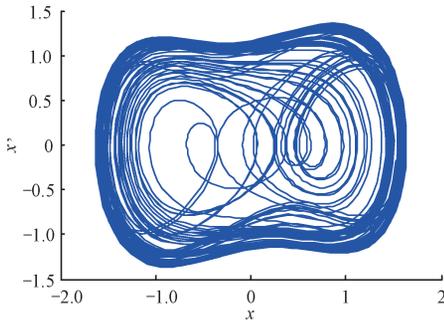
Fig.3 Input signal $I_1(t)$ with noisy for Duffing system

可以看出,由于输入信号的 SNR 极低,测量信号被完全湮灭在噪声信号中。此时,直接做频谱分析很难识别出有用信号 $s(t)$,因此利用 1.2 节的变尺度 Duffing 振子混沌系统对微弱信号 $s(t)$ 进行检测。

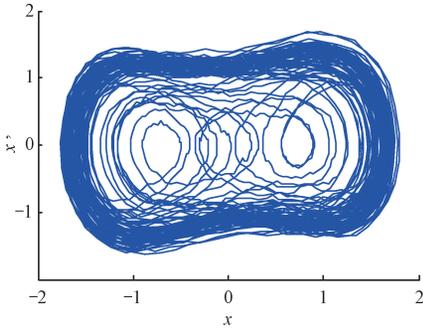
采用 MATLAB/Simulink 构建 Duffing 振子混沌检测模型,令阻尼比 $k=0.5$,初始值 $x(0) = x'(0) = 0$,驱动信号幅值 $A = 0.825$;采用解算方法 ode4,即 4 阶 Runge-Kutta 算法进行迭代计算,计算步长 0.01 s,仿真时间 1 000 s;并将信号 $I_1(t)$ 分别输入 Duffing 振子检测模型,

具体检测步骤如第 2 节步骤 1)~4) 所述。对 $I_1(t)$ 的识别结果如图 4 所示。

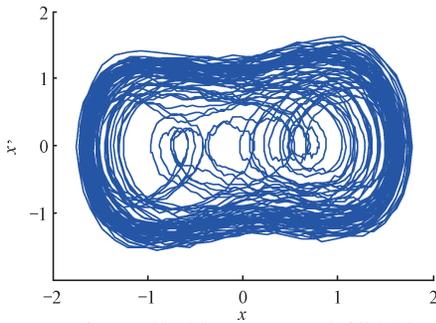
从输入信号 $I_1(t)$ 的检测结果可以看出,当信号 $I_1(t)$ 进入检测模型之前,Duffing 振子的输出相图呈现混沌态,如图 4(a) 所示;加入信号 $I_1(t)$ 之后,当变尺度系数 $R=2\pi$ 、驱动信号初相位 $\alpha=0$ 时,Duffing 振子的输出相图越变为大尺度周期态,如图 4(d) 所示;当 R 和 α 取其他值时,系统输出仍然保持混沌态不变,如图 4(b) 和 (c) 所示。



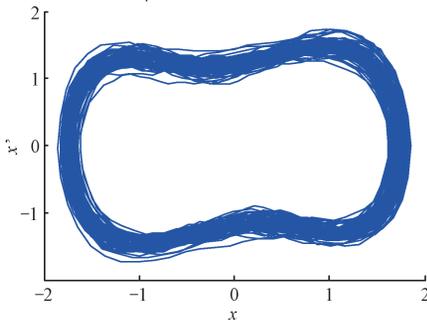
(a) 未加输入信号 $I_1(t)$ 时系统相图
(a) Phase diagram of Duffing system without input signal $I_1(t)$



(b) 加 $I_1(t)$, 并设置 $R=\pi, \alpha=0$ 时系统相图
(b) Phase diagram of Duffing system with $I_1(t), R=\pi$ and $\alpha=0$



(c) 加 $I_1(t)$, 并设置 $R=2\pi, \alpha=-2\pi/3$ 时系统相图
(c) Phase diagram of Duffing system with $I_1(t), R=2\pi$ and $\alpha=-2\pi/3$



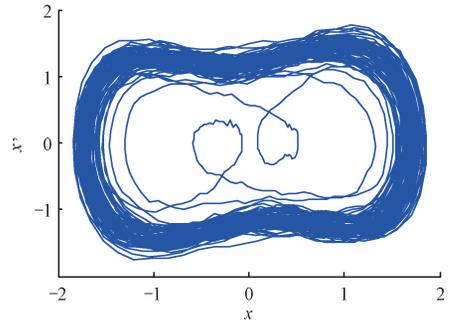
(d) 加 $I_1(t)$, 并设置 $R=2\pi, \alpha=0$ 时系统相图
(d) Phase diagram of Duffing system with $I_1(t), R=2\pi$ and $\alpha=0$

图4 输入信号 $I_1(t)$ 的检测结果

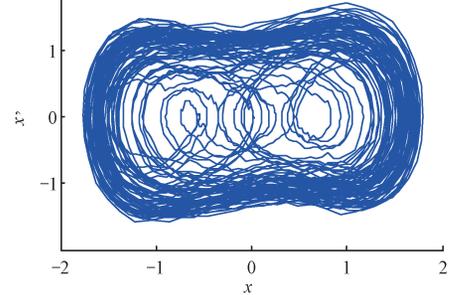
号的角频率与驱动信号不同时,利用尺度变换方法将其归算至 1 rad/s ,可以有效解决随钻测量信号的大频率参数问题,且变尺度系数的大小即为测量信号的角频率值; 2) 将驱动信号的初相位 α 分别置于 0 和 $\pm 2\pi/3$,对于幅值大于 0.01 的测量信号必会有 1 个 Duffing 方程的输出相态发生变化。具体来说,输入信号 $I_1(t)$ 发生系统相变的初相位 $\alpha=0$; 3) 高强度噪声并不会改变系统输出相态的类型,只是使系统的相轨迹更加粗糙而已。

2) 含噪信号的参数估计

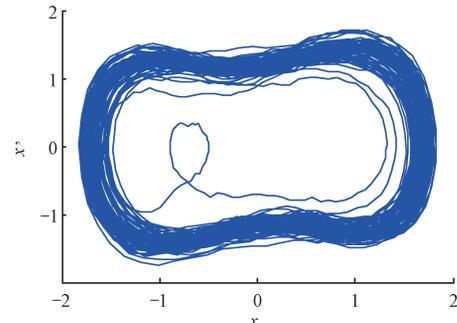
当待测信号 $s_1(t)$ 的频率值确定之后,仍然以 $I_1(t)$ 为系统的输入信号,对 $s_1(t)$ 的幅值和初相位参数进行估计,具体计算步骤如第 2 节步骤 5)~7) 所述。仿真结果如图 5 所示。



(a) $\alpha=0, A_0=0.801$ 时系统输出相图
(a) Phase diagram of Duffing system while $\alpha=0, A_0=0.801$



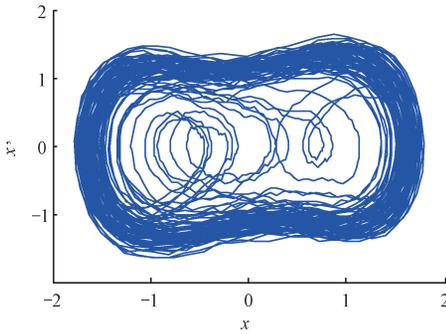
(b) $\alpha=0, A_0=0.800$ 时系统输出相图
(b) Phase diagram of Duffing system while $\alpha=0, A_0=0.800$



(c) $\alpha=\pi, A_0=0.851$ 时系统输出相图
(c) Phase diagram of Duffing system while $\alpha=\pi, A_0=0.851$

Fig.4 Detection results of input signal $I_1(t)$ by Duffing system

由输入信号 $I_1(t)$ 的检测结果可知: 1) 当 x 轴测量信



(d) $\alpha=\pi, A_0=0.850$ 时系统输出相图
(d) Phase diagram of Duffing system while $\alpha=\pi, A_0=0.850$

图 5 $\alpha=0$ 和 π 时不同幅值下的系统输出相图
Fig.5 Phase diagrams of Duffing system with different amplitude at $\alpha=0$ and π

图 5(a) 和 (b) 是将 $I_1(t)$ 输入到 $\alpha=0$ 的 Duffing 系统时,驱动信号幅值分别取 0.801、0.800 时的系统输出相图,观察可知系统相态跃变为大尺度周期态的幅值为 0.801,即 $A_{a1}=0.801$;图 5(c) 和 (d) 是将 $I_1(t)$ 输入到 $\alpha=\pi$ 的 Duffing 系统时,驱动信号幅值分别取 0.851、0.850 时的系统输出相图,观察可知系统相态跃变为大尺度周期态的幅值为 0.851,即 $A_{a2}=0.851$ 。将 A_{a1} 和 A_{a2} 代入式 (13) 可得 $s_1(t)$ 的幅值和相位参数分别为 0.048 和 58.4° 。

进一步分析可得 $s_1(t)$ 的参数估计误差统计结果如

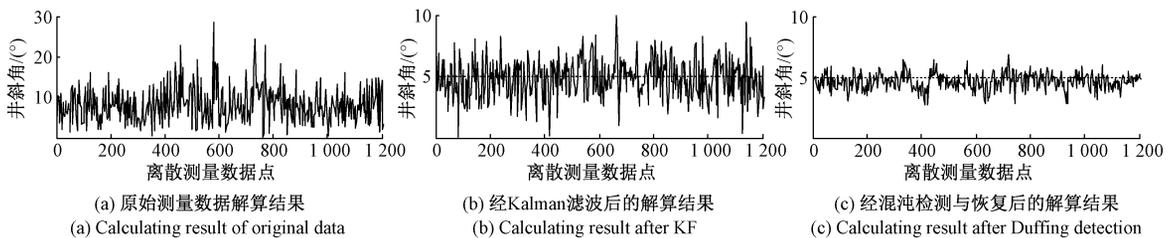


图 6 井斜角解算结果
Fig.6 Calculating results of inclination

由仿真结果可知,直接对含噪测量信号进行姿态解算,得到的井斜角与参考值误差很大,无法满足随钻动态测量的精度要求。相比之下,对原始信号先进行 KF 滤波处理,再进行姿态解算,可以有效提高井斜角的解算精度,然而,由于噪声强度较大,待测信号的 SNR 仅为 -19 dB,因此辨识度仍然较低,无法准确判断钻具姿态。

另一方面,对混沌检测后恢复出的测量信号进行姿态解算,得到的钻具井斜角辨识度较高,与实际的参考值更接近;并且在 SNR 极低的情况下,姿态解算结果也比较平稳,没有明显的误差波动。由此可知,在强振动噪声干扰

表 1 所示。

表 1 测量信号幅值和相位估计结果
Table 1 Estimation results of the amplitude and phase

待测信号	A_{a1}	A_{a2}	幅值		相位	
			估计结果	相对误差/%	估计结果	相对误差/%
$s_1(t)$	0.801	0.851	0.048	4	58.4°	2.7

由表 1 的统计结果可知,利用同步估计方法得到的幅值和相位参数准确性较高。待测信号 $s_1(t)$ 幅值的相对误差约为 4%,初相位的误差在 3% 以下。

3) 姿态解算结果对比

本节对混沌检测后的测量信号进行姿态解算,并与标准卡尔曼滤波 (Kalman filter, KF) 方法和原始测量信号的解算结果进行对比。

首先,仍以含噪输入信号 $I_1(t)$ 为研究对象,利用 Duffing 振子混沌检测方法对其同时段的 y 轴加速度计信号进行频率检测及参数恢复 (检测及恢复步骤与前文相同),然后作为对比,采用 KF 方法对 x、y 轴加速度计信号进行滤波处理,最后,对两种方法处理后的测量信号及原始测量信号进行姿态解算,得到 1 200 个采样点下的钻具井斜角参数。仿真结果如图 6 所示,井斜角参考值取 4.5° 。

下,提出的方法可以获得精度更高、稳定性更强的姿态解算参数。进一步统计得到详细的误差结果如表 2 所示。

表 2 滤波后姿态解算误差统计
Table 2 Error statistics of attitude solution after filtering ($^\circ$)

数据预处理方法	钻具姿态参数	滤波误差指标统计	
		Max (绝对值)	RMSE
混沌检测	井斜角	2.32	0.69
标准 KF	井斜角	5.06	1.74
不经任何处理	井斜角	24.02	5.71

从表2可以看出,经本文所提方法检测恢复后,井斜角的最大误差和均方根误差分别为 2.32° 和 0.69° 。远小于KF滤波后的姿态解算误差,可以满足随钻动态测量对精度的工程要求。

3.2 钻井实钻数据验证

为了进一步验证所提方法的可行性和有效性,采用实钻井数据进行试验及分析。实验数据来源于2014年11月20~24日四川西部某井实钻过程,其中井斜角数据

记录如图7所示。钻采环境为:井深740~807 m,钻压10 MPa,井下温度 40°C ,泵压6.6 MPa,钻井液密度 1.15 g/cm^3 ,悬重79 kN,下井作业时长75 h,转盘转速120 r/min,井斜角设定值 2.5° ,钻进时导向工具处于稳直状态。磁通门传感器选用Honeywell公司的型号为HMC5983的高精度传感器,加速度计传感器选用中星测控研发的CS-3LAS,该加速度计工艺独特,适应于井下钻井的特殊要求。

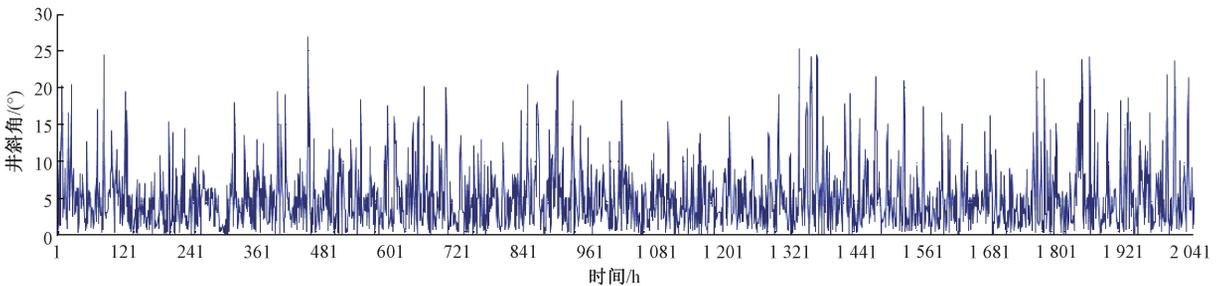
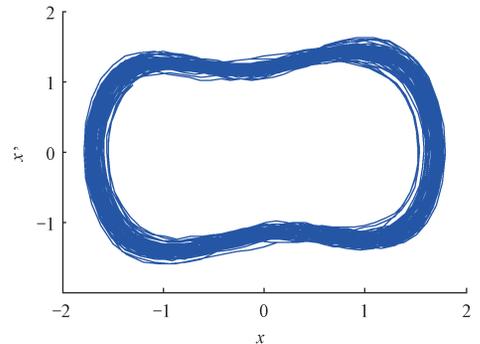


图7 川西某井实测井斜角

Fig.7 Real drilling data of inclination in in Western Sichuan

从图7可以看出,由于近钻头受强振动干扰的作用,传感器信号中引入大量多频、高幅值噪声,因此实测井斜角与设定值偏离较远,且波动幅度极大。本节选取井深775~780 m之间加速度计输出信号作为实验数据,并进行等比例等时间离散处理。

与振动平台仿真试验相似,首先,按照1.2节步骤1)~4)对离散后的实测信号进行频率识别,识别结果如图8所示;然后,根据步骤5)~7)对信号的幅值和相位参数进行估计,误差统计结果如表3所示;最后,将Duffing混沌检测与恢复后的测量信号用于井斜角和方位角解算,并与停钻静态测量结果进行比较,结果如表4所示。停钻姿态测量时没有振动加速度的干扰,可以保证方位角及井斜角的解算精度,因此将其作为参考值验证滤波算法的解算精度。



(b) 设置 $R=11.9$ 时系统相图

(b) Phase diagram of system with R

图8 实钻井信号频率检测结果

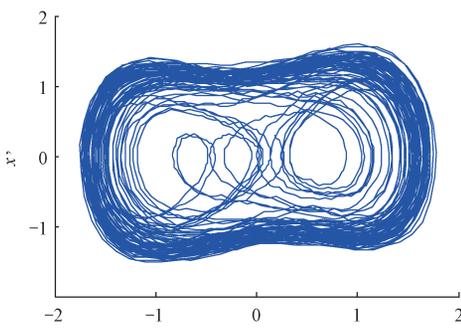
Fig.8 Detection results of real drilling signal by Duffing system

表3 测量信号幅值和相位估计结果

Table 3 Estimation results of amplitude and phase

待测信号	A_{a1}	A_{a2}	幅值估计结果	相对误差/%	相位估计结果	相对误差/%
实钻信号	0.836 8	0.816 8	0.021	5	118.8°	1.1

由图8可知,待测信号的频率检测结果为 $R=11.9$,与实际值 4π 之间有一定误差,相对误差约为5.3%。这主要是因为实钻过程中,待测信号受到诸多因素干扰,除强振动之外,还有高温高压、钻柱旋转等;另外,实钻过程中,振动干扰并不是理想的高斯白噪声信号。这些都对Duffing混沌检测结果产生了影响。



(a) 设置 $R=4\pi$ 时系统相图

(a) Phase diagram of system with $R=4\pi$

表4 姿态解算结果对比

Table 4 Comparison of attitude calculation

数据预处理方法	钻具姿态参数	井深/m				
		775.5	776.5	777.5	778.5	779.5
静态测量	井斜角/(°)	2.39	2.52	2.50	2.42	2.47
	相对误差/%	9.2	24.6	38.4	28.5	30.4
标准 KF	井斜角/(°)	2.17	1.90	3.46	3.11	3.22
	相对误差/%	9.2	24.6	38.4	28.5	30.4
混沌检测	井斜角/(°)	2.78	2.90	3.02	2.16	2.94
	相对误差/%	16.3	15.1	20.8	10.7	19

由表3所示统计结果可知,待测信号幅值的相对误差约为5%,初相位的误差约为1.1%,估计精度较高。需要指出的是,测量信号的幅值越小,该方法要求驱动信号幅值的变化幅度越精确。对于表3中的实钻信号,如果仍以仿真试验中0.001的变化幅度改变驱动信号幅值,无法得到准确的参数估计值。为此,实钻试验中以0.0001的变化幅度对驱动信号幅值进行增减,最终得到较为准确的参数估计值;但这样做势必会增加算法的计算时间,影响随钻测量的实时性。

因此,在实际应用中,当待测信号幅值很低时,需要在参数估计精度和计算时间两者中做出平衡,依据井下实际测量的具体要求,选取恰当的变化幅度间隔,满足随钻测量对精度和实时性的要求。由表4的对比结果可知,对混沌检测后恢复出的测量信号进行姿态解算,得到的井斜角与静态测量值更接近,相比标准KF处理后的姿态解算结果,相对误差更低、精度明显提高。

4 结 论

钻井过程中,受底部强烈振动和快速旋转等因素的影响,随钻姿态测量信号中含有多频、高幅值的干扰信号。针对这一问题,本文提出一种基于变尺度Duffing振子混沌系统的随钻弱SNR信号检测及恢复方法。通过实验室振动平台仿真实验和钻井实钻数据实验验证,所得结论如下:

1) 提出的变尺度Duffing振子随钻弱信号检测方法,可以在不改变离散数值的情况下,完成测量信号角频率值的参数重构,满足Duffing振子混沌检测的参数要求。试验结果证明了该方法的有效性和准确性。

2) 利用提出的检测方法对幅度为0.05的仿真信号的实钻信号进行识别,仿真结果表明该方法可检测的SNR低至-19dB。为随钻测量原始信号幅度微弱及SNR极低的问题提供解决方案。

3) 将驱动信号初相位不同的两个Duffing振子进行联合,对输入信号的参数进行同步估计,进而恢复出完整

的信号波形。通过井斜角解算结果可知,本文所提混沌检测及参数恢复方法可以有效提高钻具姿态角的解算精度。

此外,新的检测方法与传统随钻弱信号处理方法的检测机理不同,相互之间并不冲突。因此,可以通过与频谱估计、滤波解算、阵列信号处理等方法结合,取长补短产生新的检测方法,为随钻弱SNR信号检测与恢复提供新思路。

参考文献

- [1] 程为彬,甘源滢,程贤箬,等.垂直导向钻井工具安装误差的单象限校正[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(6): 41-47.
CHENG W B, GAN Y Y, CHENG X R, et al. Single quadrant correction of installation error for vertical steering drilling tool [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(6): 41-47.
- [2] JIN T, ZHANG H. Statistical approach to weak signal detection and estimation using Duffing chaotic oscillators[J]. Science China, 2011, 54(11): 2324-2337.
- [3] 赵鹤达,林春生,张宏欣,等.多个三轴传感器非对准误差校正方法[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(12): 144-151.
ZHAO H D, LIN CH SH, ZHANG H X, et al. Misalignment calibration method on multiple three-axis sensors [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(12): 144-151.
- [4] 祝效华,胡志强.基于钻头破岩钻进的下部钻具横向振动特性研究[J]. 振动与冲击, 2014, 33(17): 90-93.
ZHU X H, HU ZH Q. Lateral vibration characteristics analysis of a bottom hole assembly based on interaction between bit and rock [J]. Journal of Vibration and Shock, 2014, 33(17): 90-93.
- [5] XUE Q, WANG R, SUN F, et al. Continuous measurement while drilling utilizing strap-down multi model surveying system. [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2014, 63(3): 650-657.
- [6] WANG C, DUAN N, WU Z, et al. Method for detecting multi-modal vibration characteristics of landmines [J]. Instrumentation, 2018, 5(4): 39-45.
- [7] 贾梦之,耿艳峰,闫宏亮,等.高速泥浆脉冲数据传输技术综述[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(12): 160-170.
JIA M ZH, GENG Y F, YAN H L, et al. Review of high-speed mud pulse telemetry technology [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(12): 160-170.
- [8] XUE Q L, LEUNG H, WANG R, et al. Continuous real-time measurement of drilling trajectory with new state-space models of Kalman filter [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(1):

- 144-154.
- [9] AERON S, BOSE S, VALERO H P. Robust detection and estimation for logging while drilling monopole acoustic data[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(12): 3062-3075.
- [10] LI G Z, ZHANG B. A novel weak signal detection method via chaotic synchronization using chua' s circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 2255-2265.
- [11] 白旭,胡辉.基于快速傅里叶变换和互相关的多频微弱信号重构法[J].电子测量与仪器学报,2019,33(3): 168-175.
- BAI X, HU H. Waveform reconstruction algorithm for multi-frequency weak signal based on FFT and correlation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019,33(3):168-175.
- [12] 王慧武,丛超.一种基于 Duffing 系统的信号检测与参数估计新方法 [J]. 电子学报, 2016, 44 (6): 1450-1457.
- WANG H W, CONG CH. A new signal detection and estimation method by using Duffing system [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(6): 1450-1457.
- [13] 赖志慧,冷永刚,孙建桥,等.基于 Duffing 振子的变尺度微弱特征信号检测方法研究 [J]. 物理学报,2012, 61(5):60-68.
- LAI ZH H, LENG Y G, SUN J Q, et al. Weak characteristic signal detection based on scale transformation of Duffing oscillator [J]. Acta Physica Sinica, 2012, 61(5): 60-68.
- [14] 李国正,张波.基于 Duffing 振子检测频率未知微弱信号的新方法 [J]. 仪器仪表学报,2017,38(1):181-189.
- LI G ZH, ZHANG B. Novel method for detecting weak signal with unknown frequency based on Duffing oscillator[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017,38(1):181-189.
- [15] HOU J, YAN X P, LI P, et al. Weak wide-band signal detection method based on small-scale periodic state of Duffing oscillator[J]. Chinese Physics B, 2018,27(3): 209-219.
- [16] LUO W M, ZHANG Y R. Non-periodic pulse signal detection based on variable scale coupled Duffing oscillators [J]. Electronics Letters, 2018, 54 (5): 280-281.
- [17] LAI Z H, LENG Y G. Weak-signal detection based on the stochastic resonance of bistable Duffing oscillator and its application in incipient fault diagnosis[J]. Mechanical Systems & Signal Processing, 2016,81(1):60-74.
- [18] 姚海洋,王海燕,张之琛,等.一种基于广义 Duffing 振子的水中弱目标检测方法 [J]. 物理学报,2017, 66(12):227-238.
- YAO H Y, WANG H Y, ZHANG ZH CH, et al. A method of detecting underwater weak target based on generalized Duffing oscillator [J]. Acta Physica Sinica, 2017, 66(12): 227-238.
- [19] 柏林,唐滔,刘小峰,等.基于 Duffing-Holmes 系统的材料非线性的量化检测方法 [J]. 振动与冲击,2018, 37(24):61-65.
- BO L, TANG T, LIU X F, et al. A quantitative detection method for material nonlinearity based on the Duffing-Holmes system [J]. Journal of Vibration and Shock, 2018, 37(24): 61-65.
- [20] CHANG Y, HAN Y, LI C. Phase dependent and independent frequency identification of weak signals based on Duffing oscillator via particle swarm optimization[J]. Circuits Systems & Signal Processing, 2014,33(1):223-239.
- [21] RASHTCHI V, NOURAZAR M. FPGA implementation of a real-time weak signal detector using a Duffing oscillator[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2015, 34(10): 3101-3119.

作者简介



杨一(通信作者),2007年于西安石油大学获得学士学位,2011年于昆明理工大学获得硕士学位,2016年于西北工业大学获得博士学位,现为西安石油大学电子工程学院讲师,主要研究方向为导向钻井姿态测量、弱信号检测以及智能控制。

E-mail: yiyang@xsyu.edu.cn

Yang Yi (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Xi'an Shiyou University in 2007, received his M. Sc. degree from Kunming University of Science and Technology in 2011, and received his Ph. D. degree from Northwestern Polytechnical University in 2016. He is currently a lecturer at Xi'an Shiyou University. His main research interests include steering drilling attitude measurement, weak signal detection and intelligent control.



程为彬,1991年于长江大学获得学士学位,1994年于中国石油大学(北京)获得硕士学位,2007年于西安理工大学获得博士学位,现为长江大学教授,主要研究方向为石油仪器及其智能化。

E-mail: wbcheng@yangtzeu.edu.cn

Cheng Weibin received his B. Sc. degree from Yangtze University in 1991, received his M. Sc. degree from China University of Petroleum in 1994, and received his Ph. D. degree from Xi'an University of Technology in 2007. He is currently a professor at Yangtze University. His main research interests include petroleum instrument and intelligence.