

基于扩展型Duffing 振子的局部放电信号检测方法研究

曾喆昭 周勇 胡凯

Study on partial discharge signals detection by extended Duffing oscillator

Zeng Zhe-Zhao Zhou Yong Hu Kai

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 070505 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.070505

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.070505>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I7>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

异质神经元的排列对环形耦合神经网络频率同步的影响

[Effects of arrangement of heterogeneous neurons on frequency synchronization of a ring-coupled neuronal network](#)

物理学报.2014, 63(18): 180507 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.180507>

最优的 Newman-Watts 网络与遍历网络的同步

[Optimal Newman-Watts networks and synchronization of Ergodic network](#)

物理学报.2013, 62(24): 240510 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.240510>

一类高聚类系数的加权无标度网络及其同步能力分析

[A weighted scale-free network model with high clustering and its synchronizability](#)

物理学报.2013, 62(22): 220506 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.220506>

部分线性的分数阶混沌系统修正函数投影同步

[Modified function projective synchronization for a class of partially linear fractional order chaotic systems](#)

物理学报.2013, 62(18): 180505 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.180505>

基于反演自适应动态滑模的 FitzHugh-Nagumo 神经元混沌同步控制

[Chaos synchronization of FitzHugh-Nagumo neurons via backstepping and adaptive dynamical sliding mode control](#)

物理学报.2013, 62(17): 170511 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.170511>

基于扩展型Duffing振子的局部放电信号检测方法研究*

曾喆昭[†] 周勇 胡凯

(长沙理工大学电气与信息工程学院, 长沙 410076)

(2014年8月5日收到; 2014年10月31日收到修改稿)

目前, 小波阈值去噪法、数字滤波法、傅里叶频域变换法等常用的微弱信号检测方法所能达到的最低检测信噪比为 -10 dB, 而双向环形耦合 Duffing 振子能达到的最低检测信噪比为 -20 dB. 但是, 现场检测时常常会出现更低信噪比的放电脉冲信号, 因此现有检测方法就很难满足信号检测的实际需求. 为了有效解决该难题, 研究了一种扩展型 Duffing 振子的微弱脉冲信号检测的新方法. 该方法的主要思想是使用广义时间尺度变换, 将 Duffing 振子模型变换为扩展型 Duffing 振子模型, 有效扩展了微弱信号的频率检测范围. 仿真结果表明, 扩展型 Duffing 振子不仅具有良好的噪声免疫特性, 而且能有效检测到信噪比低至 -40 dB 的局部放电微弱脉冲信号, 进一步扩展了现有 Duffing 振子微弱信号检测方法的检测范围和应用领域.

关键词: 扩展型 Duffing 振子, 微弱信号检测, 局部放电脉冲信号, 强噪声背景

PACS: 05.45.Xt

DOI: 10.7498/aps.64.070505

1 引言

微弱信号检测技术在生物医学、振动测量、通信以及电力系统故障诊断等领域具有广泛的应用背景, 一直是国内外学者研究的热点和难点问题^[1-3], 并取得了大量研究成果^[4-7], 这些成果主要体现在 Duffing 振子对不同类型的微弱周期信号的检测性能以及对不同类型的噪声的抑制性能等方面. 目前, 基于 Duffing 振子微弱信号检测方法普遍使用单 Duffing 振子, 其检测原理是使用特定频率的周期扰动使单 Duffing 振子产生共振来实现检测, 因此只适合于微弱周期或准周期信号的检测, 而实际应用中涉及到大量非周期信号的检测, 特别是强噪声背景中的非周期信号检测, 如激光脉冲信号、超声脉冲回波信号、局部放电脉冲信号等非周期信号的检测, 因而制约了 Duffing 振子检测方法的进一步发展, 迫切需要研究 Duffing 振子对非周

期信号检测的机理和方法.

文献^[8]研究了 Duffing 振子对混沌序列的非线性响应, 发现序列混沌程度越高 Duffing 振子的相图越混沌, 并利用该规律来检测 EEG 信号, 从而首次实现了非周期信号的 Duffing 振子检测方法; 文献^[9]在研究单向环行耦合 Duffing 振子动力学行为特征时发现脉冲信号能激励耦合振子运动轨迹间出现短暂瞬态同步突变现象, 利用该现象可以快速检测出强噪声背景中的微弱脉冲信号; 文献^[10]在单向环行耦合 Duffing 振子的基础上发现双向环形耦合 Duffing 振子在一定参数条件下, 脉冲信号同样能激发其中一个振子与其他振子运动轨迹间出现瞬态同步突变现象, 而且双向环形耦合 Duffing 振子抗噪声性能更强、检测更稳定. 但是, 从研究结果来看, 双向环形耦合 Duffing 振子与单向环行耦合 Duffing 振子相比, 检测性能提高不是很明显, 研究结果表明信噪比在 -20 dB 以上时具

* 国家自然科学基金(批准号: 61040049)、湖南省自然科学基金(批准号: 11JJ6064)、智能电网运行与控制湖南省重点实验室项目和电子科学与技术湖南省重点学科资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: 508984293@qq.com

有较好的检测效果. 由于高压电气设备的局部放电是反映高压电气设备绝缘性能的重要参数之一, 对局部放电进行早期监测, 能及时杜绝绝缘故障的遗患, 保障电力系统的安全运行. 但是早期局部放电是非常微弱的, 而且高压电气设备运行现场存在大量噪声干扰, 因此, 局部放电检测的关键技术是如何从强噪声背景中准确获取微弱放电脉冲信号. 由文献 [10] 可知, 目前小波阈值去噪法、数字滤波法、傅里叶频域变换法等常用的微弱信号检测方法所能达到的最低检测信噪比为 -10 dB; 而双向环形耦合 Duffing 振子所能达到的最低检测信噪比为 -20 dB. 但是现场检测时常常会出现更低信噪比的放电脉冲信号, 现有检测方法就很难满足信号检测的实际需求了. 为了有效解决了该难题, 本文提出了扩展型 Duffing 振子检测方法, 该方法仍然仅利用一组确定的参数条件即可实现微弱脉冲信号的检测, 而且检测精度高、噪声免疫功能强、计算量小.

2 传统 Duffing 系统的混沌检测特性

众所周知, Holmes 型 Duffing 系统方程为 [3,5]

$$\ddot{x} + k\dot{x} - x + x^3 = A \cos \omega t, \quad (1)$$

其中 k 是阻尼系数, $-x + x^3$ 是非线性恢复力, $A \cos \omega t$ 为周期驱动力, 且 A 为激励幅值, ω 为激励频率. 由于方程中非线性项的存在, Duffing 方程 (1) 具有丰富的非线性动力学特性, 是研究混沌的常用模型之一.

2.1 Duffing 系统的敏感特性

混沌系统的特性之一是系统对初始状态的敏感性, 即初始状态的微小变化会导致系统状态的显著变化, 对于 Duffing 系统来说, 这一初始状态的敏感性等价于对系统参数 A 的敏感性 [3]. 在方程 (1) 中取参数 $k = 0.5$, 初始状态 $x(0) = \dot{x}(0) = 0$, 使用四阶 Runge-Kutta 方法进行求解, 计算步长为 0.1 s, 计算点数为 $N = 100000$, 并由后 50000 个点绘出系统的相轨迹. 当系统受到幅度 $A = 0.8249$ 的周期力驱动时, 系统处于混沌状态, 如图 1(a) 所示; 当系统受到幅度 $A = 0.8250$ 的周期力驱动时, 系统则处于大尺度周期状态, 如图 1(b) 所示. 可以看出, 系统参数 A 的微小变化就能够引起系统状态

的显著变化. 因此系统驱动力幅度 $A = 0.8249$ 可以认为是略小于系统由混沌状态向大尺度周期状态转化的临界幅值 A_d .

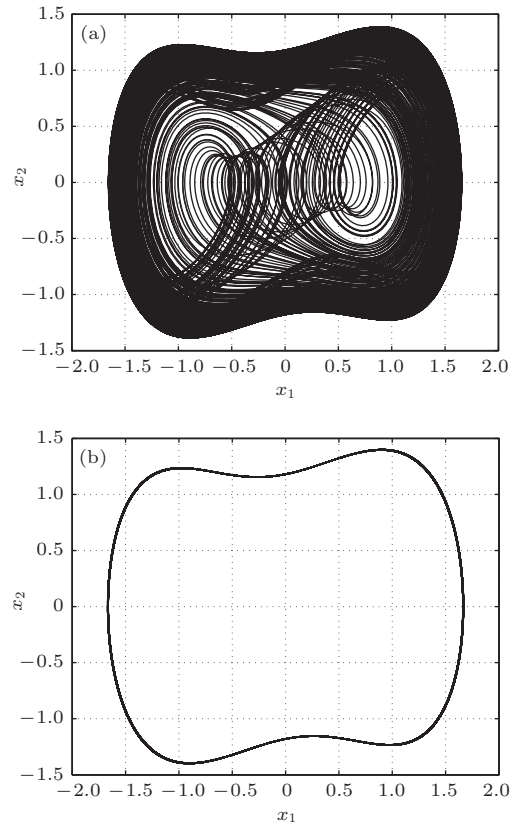


图1 混沌状态向大尺度周期状态的转化 (a) $k = 0.5$, $A = 0.8249$, 混沌状态; (b) $k = 0.5$, $A = 0.8250$, 大尺度周期状态

2.2 传统 Duffing 振子在微弱信号检测中的局限性

尽管基于传统 Duffing 振子的检测方法可以检测含有噪声的微弱周期或准周期信号, 但是还存在以下四个方面的局限性:

2.2.1 临界幅值 A_d 的多变性

系统的临界幅值 A_d 的取值依赖于 Duffing 系统的各参数条件, 即完全由系统参数 k 、初始状态 $x(0)$, $\dot{x}(0)$ 、周期驱动力角频率以及 Runge-Kutta 法的计算步长等因素共同决定, 上述任何一个因素发生改变都会引起临界幅值 A_d 多变性.

2.2.2 临界幅值 A_d 的不确定性

在保持其他参数不变的情况下, 如果系统的周期驱动频率不同, 系统的临界幅值 A_d 也不同. 如果待测信号的频率未知, 或者是一个广谱信号, 就难

以确定系统的周期驱动频率,从而难以确定系统的临界幅值 A_d .

2.2.3 不良的动态响应品质与检测效果

Duffing 系统 (1) 只有在小频率参数条件下具有良好的动态特性和检测效果,然而实际工程中很难满足小频率成分的条件,通常情况下,实际信号的频率可能是从直流到超高频的广谱信号,在这种宽频带条件下,系统的动态响应特性恶化,给信号检测造成很大的困难和误差.

2.2.4 噪声免疫功能失效

在保持其他参数不变的情况下,如果 Runge-Kutta 法的计算步长(即待测信号采样步长)发生改变,也会引起系统临界幅值 A_d 发生改变,甚至会使噪声免疫特性会明显变坏,文献 [3] 对该观点进行了仿真验证.

上述四个局限性表明,由于脉冲信号的广谱特性,使用 Duffing 振子难以实现局部放电脉冲信号的有效检测.

3 扩展型 Duffing 振子的微弱信号检测原理

3.1 扩展型 Duffing 振子模型

设方程 (1) 中的 $\omega = 1 \text{ rad/s}$, 并进行广义时间尺度变换, 设 $t = \omega_0 \tau$, 则有

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = \frac{1}{\omega_0} \frac{dx}{d\tau},$$

同理有

$$\ddot{x} = \frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2x}{d\tau^2},$$

将广义时间变量 τ 换为 t , 代入方程 (1) 并整理, 得

$$\ddot{x} + \omega_0 k \dot{x} + \omega_0^2 (-x + x^3) = \omega_0^2 A \cos \omega_0 t. \quad (2)$$

由此可见, (1) 式经广义时间尺度变换后得 (2) 式, 变换后方方程的性质和 (1) 式是完全一致的, 但是激励频率已由原来的角频率 1 rad/s 换成了角频率 ω_0 , 表明经过广义时间尺度变换后, 由原来激励角频率 $\omega = 1 \text{ rad/s}$ 的 Duffing 振子模型 (1) 变成了任意激励角频率为 ω_0 的扩展型 Duffing 振子模型 (2), 因而获得了具有频率尺度变换的扩展型 Duffing 振子. 由于变换不改变方程原有性质, 所以, 在所有参数条件包括采样频率都相同的情况下, 变换后的

激励角频率为 ω_0 的系统混沌阈值和原系统激励角频率为 1 的阈值应该完全相同.

3.2 扩展型 Duffing 振子混沌特性分析

取参数 $k = 0.5$, 初始状态 $x(0) = \dot{x}(0) = 0$, 使用四阶 Runge-Kutta 方法进行求解, 设计算步长为 T_s , 计算点数为 $N = 100000$, 并由后 50000 个点绘出系统的相轨迹. 仿真分析中, 取采样频率为 $f_s = 10^5 \text{ Hz}$, 当系统激励角频率为 10000 rad/s 时, 经过仿真计算可确定扩展型 Duffing 系统的临界混沌幅值 $A_d = 0.825010$ 、临界大尺度周期状态幅值 $A_p = 0.825011$. 临界混沌状态和大周期状态的相轨迹如图 2 所示.

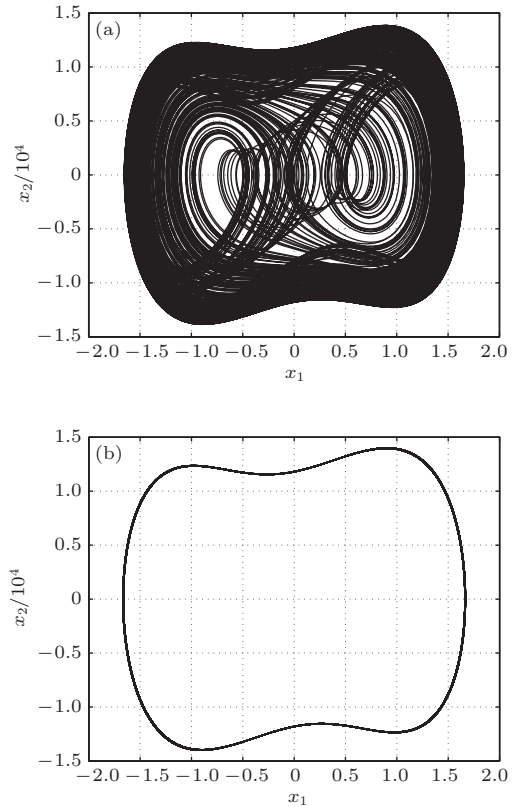


图 2 激励频率为 10000 rad/s 时的临界混沌状态和大周期状态相轨迹 (a) $A = 0.825010$, 混沌状态; (b) $A = 0.825011$, 大尺度周期状态

由图 2 可知, 扩展型 Duffing 振子具有良好的动态品质, 有效避免了传统 Duffing 振子在大激励角频率情况下引起动态品质变坏的问题, 也有效避免了高频微弱信号检测误差大甚至无法检测的难题. 从图 2 还可以知道, 扩展型 Duffing 振子周期驱动力幅值发生 10^{-6} 的微小变化, 就会引起系统状态的巨大变化, 即从临界混沌状态到大尺度周期状

态的变化. 正是该显著特性为微弱信号的检测奠定了可靠的理论基础.

3.3 扩展型Duffing振子的微弱信号检测原理

设 $x_1 = x$, $x_2 = \dot{x} = \dot{x}_1$, 代入方程(2), 并整理得

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -\omega_0 k x_2 + \omega_0^2(x_1 - x_1^3 + A \cos \omega_0 t). \end{aligned} \quad (3)$$

保持其他参数条件不变, 在方程(3)中取周期驱动力临界幅值 $A = A_d$, 将待测脉冲信号 $s(t)$ 与含有噪声强度为 D 的 Gauss 白噪声信号 $n(t)$ 的合成信号 $s(t) + n(t)$ 作为周期驱动力的摄动输入到系统(3)中, 则方程(3)变为方程(4)所示的基于扩展型Duffing振子的待测微弱脉冲信号检测系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -\omega_0 k x_2 + \omega_0^2(x_1 - x_1^3 + A_d \cos \omega_0 t \\ &\quad + s(t) + n(t)). \end{aligned} \quad (4)$$

信噪比定义如下:

$$\text{SNR} = 10 \lg \left(\frac{a^2}{4D} \right), \quad (5)$$

这里, a 为待测脉冲信号的幅值, D 是噪声强度.

由傅里叶变换可知, 宽度为 τ 的单位脉冲信号, 其频谱为 $F(j\omega) = \tau Sa(\omega\tau/2)$. 其中抽样函数 $Sa(x) = \sin x/x$, 主瓣带宽 $\Delta\omega = 2\pi/\tau$, 在主瓣范围内相位为0. 由于脉冲信号是一个广谱信号, 其频谱是从直流到超高频的连续谱, 如何实现微弱脉冲信号的检测是一个具有挑战性的课题. 考虑到局部放电信号是脉宽约为 $300 \mu\text{s}$ 的单极性脉冲信号^[10], 为了保证有效采集到该脉冲信号, 取采样频率为 $f_s = 10^5 \text{ Hz}$, 即采样间隔为 $T_s = 10 \mu\text{s}$, 在一个局部放电脉冲宽度内可以采集到约30个样本数据, 其频谱的主瓣带宽 $\Delta\omega \approx 20933 \text{ rad/s}$. 由于脉冲信号的能量主要集中在主瓣范围内, 而且频谱幅度随频率的增加而减小. 为了保证微弱信号检测的有效性, 理论上待检测信号的频谱幅度应该大于 10^{-6} . 如果在扩展型Duffing振子系统中, 系统周期驱动力使用激励频率为 10000 rad/s 来驱动, 则在该频率点, 单位脉冲信号的频谱幅度为 $F(\omega) = 3 \times 10^{-4} Sa(10^4 \times 3 \times 10^{-4}/2) \approx 1.995 \times 10^{-4}$. 很显然, 如果幅值为 a 的脉冲信号, 在 $\omega = 10^4 \text{ rad/s}$

的频率点, 其频谱幅度为 $F(\omega) \approx 1.995a \times 10^{-4}$. 从理论上而言, 可检测到的局部放电脉冲信号的最小幅值应该为 $a = 10^{-6}/1.995 \times 10^{-4} \approx 0.005 \text{ V} = 5 \text{ mV}$. 考虑到噪声的影响, 实际检测到的局部放电脉冲信号的最小幅值应该大于 5 mV , 论文的仿真结果也验证了该结论. 由于系统的激励角频率 $\omega_0 = 10000 \text{ rad/s}$ 包含在待测微弱脉冲信号的主瓣频带内, 因此待测微弱脉冲信号的频率分量与系统周期激励信号同相叠加, 从而引起系统周期驱动力幅值增加, 当且仅当驱动力幅值达到或超过相应频率点的大尺度周期运动状态的临界幅值 A_p 时, 系统(4)就会从临界混沌状态转化为大尺度周期状态, 从而知晓待测微弱脉冲信号 $s(t)$ 的存在, 这就是方程(4)所示的扩展型Duffing振子待测微弱脉冲信号 $s(t)$ 的检测原理.

3.4 扩展型Duffing振子噪声免疫特性测试

方程(4)中, 在不输入待测脉冲信号和噪声时, 系统处于混沌状态. 如果此时只输入强度为 D 的 Gauss 白噪声信号 $n(t)$, 且 $s(t) = 0$ 时, 此时噪声免疫特性测试系统变为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -\omega_0 k x_2 + \omega_0^2(x_1 - x_1^3 \\ &\quad + A_d \cos \omega_0 t + n(t)). \end{aligned} \quad (6)$$

取 $\omega_0 = 10000 \text{ rad/s}$ 作为系统激励频率, 在保证其他参数不变的情况下, 为了避免噪声的诱导作用, 设置扩展型Duffing振子远离由混沌向大尺度周期转变的敏感临界状态, 即将扩展型 Duffing 振

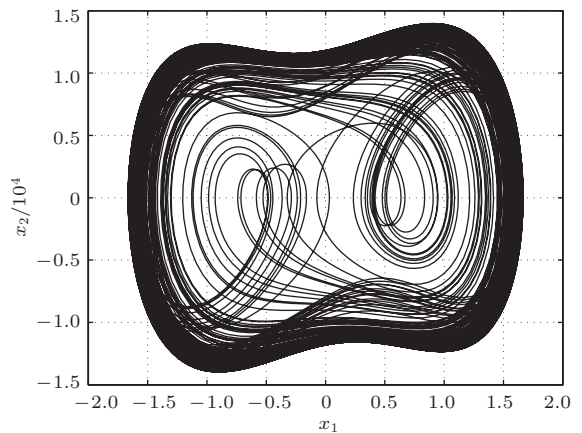


图3 扩展型Duffing振子噪声免疫特性

子周期驱动信号的幅值 A 设置为小于临界幅值 A_d 多一些, 比如将方程 (6) 的驱动信号幅值由 $A_d = 0.825010$ 改为 $A_d = 0.825001$, 此时系统对噪声的诱导影响具有一定的裕度. 当输入噪声强度为 $D = 0.1$ 的高强度 Gauss 白噪声时, 扩展型 Duffing 系统仍然保持在混沌状态, 而且具有良好的动态品质, 如图 3 所示. 这表明扩展型 Duffing 振子具有很强的噪声免疫特性.

4 仿真实验研究

下列仿真实验中, 取阻尼参数 $k = 0.5$, 初始状态 $x(0) = \dot{x}(0) = 0$, Gauss 白噪声强度 $D = 0.1$. 待测微弱脉冲信号 $s(t)$ 是脉宽约为 $300 \mu\text{s}$ 的单极性脉冲信号^[10], 如图 4 所示. 由图 4 (b) 可知, 单个局部放电脉冲信号完全淹没在强噪声背景中. 根据采样频率 $f_s = 10^5 \text{ Hz}$ 确定计算步长 $T_s = 10^{-5} \text{ s}$, 使用四阶 Runge-Kutta 方法进行求解, 计算点数为 $N = 100000$, 并由后 50000 个点绘出系统的相轨迹.

仿真 1 局部放电微弱脉冲信号检测试验

给定某激励频率为 $\omega_0 = 10^4 \text{ rad/s}$, 设采样频率 $f_s = 10^5 \text{ Hz}$; 噪声强度 $D = 0.1$. 考虑到噪声的诱导作用, 并保证系统对噪声的诱导影响具有一定的裕度, 在微弱信号检测系统 (4) 中设置临界混沌幅值 $A_d = 0.825001$, 当没有输入待测微弱放电脉冲信号时, 扩展型 Duffing 振子处于临界混沌状态, 如图 2 (a) 所示. 表 2 分别给出了待测局部放电脉冲信号的幅值 a 和放电脉宽时间内的信噪比, 当分别输入表 2 所示不同幅值的待测微弱放电脉冲信号到系统 (4) 时, 扩展型 Duffing 振子的运动状态如表 2 所示. 由表 2 可知, 信噪比低至 -40.02 dB 时, 扩展型 Duffing 振子也能有效检测到微弱的局部放电脉冲信号. 图 5 是局部放电脉冲信号的部分检测结果.

仿真实验结果表明, 扩展型 Duffing 振子不仅显著提高了噪声的免疫性能, 而且显著提高了微弱信号的检测精度, 在信噪比低至 -40.02 dB 时, 仍然具有良好的局部放电微弱脉冲检测效果.

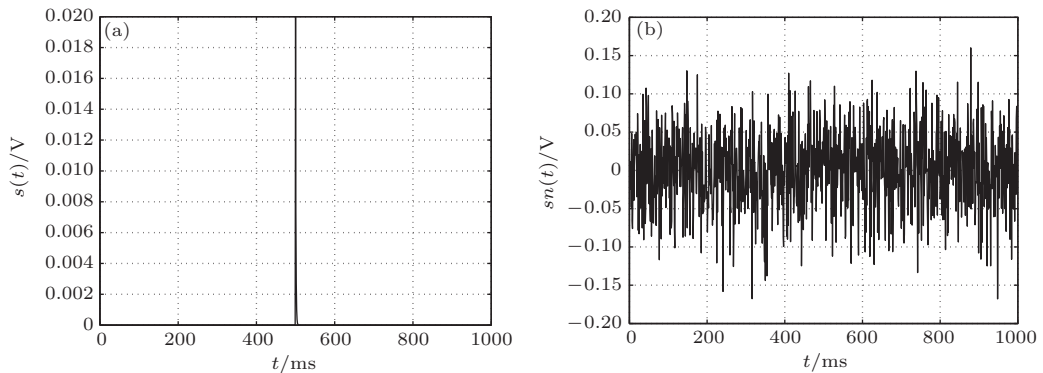


图 4 放电脉冲信号 (a) 单个局部放电脉冲信号; (b) 加入噪声的放电脉冲信号

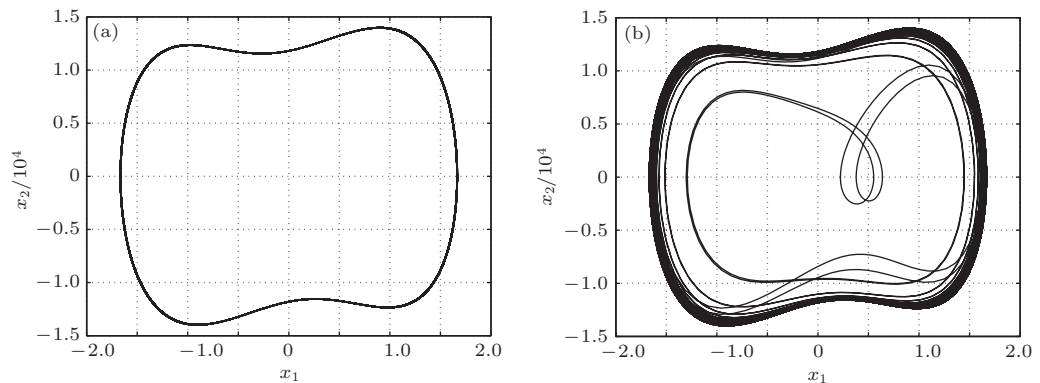


图 5 局部放电微弱脉冲信号的部分检测结果 (a) $a = 6.31 \text{ mV}$ 时, 大尺度周期状态; (b) $a = 6.30 \text{ mV}$ 时, 混沌状态

表2 局部放电微弱脉冲信号检测结果

局部放电微弱脉冲信号 $s(t)$ 幅值 a/mV						
100.00	50.00	25.00	12.50	10.00	6.31	6.30
信噪比: SNR/dB						
-16.02	-22.04	-28.06	-34.08	-36.02	-40.02	-40.03
测试结果: 振子状态						
周期状态	周期状态	周期状态	周期状态	周期状态	周期状态	混沌状态

5 结 论

在Holmes型Duffing系统基础上,通过广义时间尺度变换构造了扩展型Duffing振子模型,通过仿真实验分析了该振子系统在高频激励频率时的混沌特性和免疫特性,验证了在高频激励频率的周期驱动力下,该振子不仅具有良好的动态特性,而且具有很强的噪声免疫性能;确定了激励频率为10000 rad/s时的临界混沌幅值 $A_d = 0.825010$.考虑到实际噪声的诱导影响,为了保证检测系统对噪声的诱导作用具有一定的裕度,在微弱信号检测系统中设置临界混沌幅值 $A_d = 0.825001$.由文献[10]可知,小波阈值去噪法、数字滤波法、傅里叶频域变换法等常用的微弱信号检测方法所能达到的最低检测信噪比为-10 dB;尽管双向环形耦合Duffing振子有效提高了噪声免疫性能,在信噪比低至-20 dB以上时,仍具有较好的检测效果,但是现场检测时常常会出现更低信噪比的放电脉冲信号,现有检测方法就很难满足信号检测的实际需求了.本文方法有效解决了该难题,仿真结果表明,该方法在信噪比低至-40.02 dB时仍然具有良好的检测结果.本文方法进一步扩展了现有Duffing振子微弱信号检测方法的检测范围和应用领域.

参考文献

- [1] Li Y, Yang B J, Du L Z, Yuan Y 2003 *Chin. Phys.* **12** 0714
- [2] Xiang X Q, Shi B C 2010 *Chaos* **20** 013104
- [3] Lai Z H, Leng Y G, Sun J Q, Fan S B 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 050503 (in Chinese) [赖志慧, 冷永刚, 孙建桥, 范胜波 2012 物理学报 **61** 050503]
- [4] Birx D I 1992 *IEEE Int. Joint Conf. Neural Networks* **22** 881
- [5] Ji C P, Guo W P, Ji H H 2013 *Control of Noise and Vibration* **33** 040207 (in Chinese) [冀常鹏, 郭伟平, 姬红红 2013 噪声与振动控制 **33** 040207]
- [6] Zhao W L, Huang Z Q, Zhao J X 2011 *J. Circuits and Systems* **16** 06120 (in Chinese) [赵文礼, 黄振强, 赵景晓 2011 电路与系统学报 **16** 06120]
- [7] Zhao W L, Fan J, Wu M, Wang W Q 2014 *Control Theory & Application* **31** 020250 (in Chinese) [赵文礼, 范剑, 吴敏, 王万强 2014 控制理论与应用 **31** 020250]
- [8] Yuan Y, Li Y, Mandic D P, Yang B J 2009 *Chin. Phys. B* **18** 958
- [9] Wu Y F, Zhang S P, Sun J W, Rolfe P 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 020511 (in Chinese) [吴勇峰, 张世平, 孙金玮, Peter Rolfe 2011 物理学报 **60** 020511]
- [10] Wu Y F, Huang S P, Jin G B 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 130505 (in Chinese) [吴勇峰, 黄绍平, 金国彬 2013 物理学报 **62** 130505]

Study on partial discharge signals detection by extended Duffing oscillator*

Zeng Zhe-Zhao[†] Zhou Yong Hu Kai

(College of Electric and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410076, China)

(Received 5 August 2014; revised manuscript received 31 October 2014)

Abstract

At present, commonly used methods of weak signal detection such as the wavelet threshold denoising method, digital filtering method, the Fourier frequency domain transformation etc. can achieve the lowest detection of signal-to-noise ratio (SNR) of -10 dB, and the bidirectional ring coupled Duffing oscillator can reach the lowest detected SNR of -20 dB. But the discharge pulse signal with a lower SNR often appears in on-site testing, so the existing detection methods are difficult to meet the practical requirements of weak signal detection. In order to effectively solve the problem, a new method for weak pulse signal detection is proposed based on an extended-Duffing oscillator. The main idea of this method is to make the Duffing oscillator model transform to an extended-Duffing oscillator model by using the general time scale transformation. This approach can effectively expand the frequency detection range for weak signal detection. In addition, because the critical amplitude of the Duffing system depends on various parameters, such as system parameters, initial values, driving signal frequency, and calculation step of Runge - Kutta method etc.. However, the Melnikov method is an approximate analytical method, which does not take into account the factors such as initial values and calculation step, therefore, the Melnikov method is not suitable for numerical simulations, and lack of practicality. For this, the critical amplitude of chaos with high accuracy is determined only through the simulation experiment. Experimental results show that the critical amplitude is equal to 0.825010 when the incentive angular frequency of the extended-Duffing oscillator equals 10000 rad/s, and the extended-Duffing oscillator changes from the critical chaotic state to the large scale cycle state for small changes (10^{-6}) of the driving amplitude. The simulation results show that the extended-Duffing oscillator not only has a good noise immunity performance, but also can effectively detect weak partial discharge pulse signal so that the signal-to-noise ratio can be lower than -40 dB. This method further expands the detection range and application fields of weak signals.

Keywords: extended Duffing oscillator, weak signal detection, partial discharge pulse signal, strong background noise

PACS: 05.45.Xt

DOI: 10.7498/aps.64.070505

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61040049), the Natural Science Foundation of Hunan Province, China (Grant No. 11JJ6064), the Foundation of Hunan Province Key Laboratory of Smart Grids Operation and Control, and the key Discipline of Electronic Science and Technology in Hunan Province.

[†] Corresponding author. E-mail: 508984293@qq.com