

一种基于混沌振子的电力系统谐波检测新方法

丛超¹, 胡全义², 王慧武¹

(1. 哈尔滨电工仪表研究所, 黑龙江 哈尔滨 150028;

2. 国网内蒙古东部电力有限公司电力科学研究院, 内蒙古 呼和浩特 010000)

摘要: 为了解决现有电力系统谐波检测方法普遍存在的对频率相近的谐波、间谐波分辨力不足和抗噪声干扰能力弱的问题, 首次引入适应步长型间歇混沌振子解决以上两个问题, 并介绍了应用间歇混沌振子进行频率估计的方法。此外, 还提出了一种基于相态跃变型混沌振子的正弦信号幅值和相位简化估计方法, 用以估计电力谐波和间谐波的幅值、相位参数。最后用一组仿真信号的检测结果, 验证了适应步长型间歇混沌振子检测电力系统谐波和间谐波的有效性以及本文提出的信号参数估计方法的准确性。

关键词: 谐波检测; 混沌振子; 频率分辨力; 抗噪声干扰; 参数估计; 低信噪比

A new detecting method for harmonics in power system using chaotic oscillator

CONG Chao¹, HU Quanyi², WANG Huiwu¹

(1. Harbin Research Institute of Electrical Instruments, Harbin 150028, China;

2. State Grid Eastern Inner Mongolia Electric Power Research Institute, Hohhot 010000, China)

Abstract: This paper introduces the adaptive step intermittent chaotic oscillator for the first time to solve the problems of low resolution of close frequency and interharmonics and weak anti-noise ability, and describes two means for estimating frequency. The method of using intermittent chaotic oscillator for frequency estimation is proposed. Besides a simplified method of sine signal amplitude and phase is put forward which is based on phase jump chaotic oscillator for estimating the amplitude and phase of harmonic and interharmonics. Finally, a simulation result of a analog signal is used for verifying the availability and accuracy of the detection and estimation method proposed.

Key words: harmonic detection; chaotic oscillator; frequency resolution; anti-noise interference; parameter estimating; low SNR

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)15-0007-10

0 引言

近年来, 随着各种非平稳、非线性电气装置的投入使用和分布式电源的接入, 电网中的谐波、间谐波种类和含量急剧增长, 进而导致电能质量受到了严重影响。由于谐波和间谐波产生的热效应、绝缘效应、干扰和放大作用等对电力系统本身和电力用户形成了巨大危害, 所以研究并抑制电力谐波和间谐波具有非常重要的意义。准确地检测出电力系统中的谐波和间谐波的成分并进行高精度的参数估计, 是有效治理电力谐波间谐波的根本依据, 因此电力谐波、间谐波检测是谐波治理工作的重中之重^[1-2]。

目前可用于电力系统谐波和间谐波检测的方法主要包括: FFT、小波变换、现代谱估计和人工神经网络等方法, 这些方法虽然各有优势, 并可有效

解决某些特定的电力系统谐波检测问题, 但因各自方法的局限, 不能兼顾各阶次电力谐波和间谐波的有效检测。现有的电力谐波和间谐波检测方法都在不同程度上存在着频率分辨率不足、抗噪声干扰能力差的问题, 这导致了现有方法难以实现对电力谐波和间谐波的同步有效检测^[3-8], 对于存在较强噪声干扰的情况, 更无法做到低信噪比下的准确检测。所以对于电力谐波和间谐波检测问题, 急需找到一种频率分辨率高且抗噪声干扰能力强的新方法。

基于 Duffing 系统的弱信号检测方法是近年来得到快速发展的一种能在超低信噪比下有效检测弱信号的新方法, 因其所采用的渐软斥力型 Duffing 方程同时具备了对微弱周期信号敏感和抗噪声干扰能力强的特性, 所以此方法得到了各领域学者的广泛关注和深入研究^[9-10]。针对电力谐波和间谐波检

测问题的特点和要求, 基于 Duffing 系统的间歇混沌振子因其同时具备了对待测的正弦信号频率分辨力高、对微弱的待测谐波敏感和抗噪声干扰能力强的特性, 所以有望实现对各阶电力谐波和间谐波的有效检测和频率估计。此外, 基于 Duffing 系统的相态跃变型混沌振子因其系统状态的表征量和待测信号的幅值和相位具有数值关联, 所以可用于估算待测信号的幅值和相位参数。综上分析, 本文首次尝试应用基于 Duffing 系统的弱信号检测方法对电力谐波和间谐波进行检测和参数估计。

1 基于适应步长型间歇混沌振子的信号检测与频率估计

1.1 基于适应步长型间歇混沌振子的信号检测

适应步长型间歇混沌振子采用的非线性方程为 Holmes-Duffing 方程:

$$\dot{x} + \mu x' - x + x^3 = A \cos(\omega t) \quad (1)$$

该方程可描述非线性弹簧系统的运动, 方程中 μ 为阻尼比, $A \cos \omega t$ 为系统的周期策动力。由于方程中非线性项的存在, Duffing 方程具有丰富的非线性动力学特性。表现为系统状态随 A 的变化而出现规律的变化: 依次经历同宿轨道、混沌、间歇混沌态和大尺度周期态。 A 具有两个阈值 r_c 、 r_d , 当 r 超过 r_d 时系统进入大尺度周期态。在式(1)中加入待测信号 $a \cos((\omega + \Delta\omega)t + \varphi)$, 并将 A 值调整为内置策动力临界值 γ (略小于 γ_d), 得到检测模型

$$\begin{aligned} \dot{x} + \mu x' - x + x^3 = \\ \gamma \cos(\omega t) + a \cos((\omega + \Delta\omega)t + \varphi) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: $\Delta\omega$ 和 φ 分别为其与内置策动力之间的绝对频差与初相位; a 为待测信号幅度值, 且 $a \ll \gamma_d$ 。此时系统中的策动力合力为

$$\begin{aligned} \Gamma(t) = \gamma \cos \omega t + a \cos((\omega + \Delta\omega)t + \varphi) = \\ \gamma \cos \omega t + a \cos \omega t \cos(\Delta\omega t + \varphi) - \\ a \sin \omega t \sin(\Delta\omega t + \varphi) = \\ \cos \omega t (\gamma + a \cos(\Delta\omega t + \varphi)) - \\ a \sin \omega t \sin(\Delta\omega t + \varphi) = \\ \sqrt{\gamma^2 + 2\gamma a \cos(\Delta\omega t + \varphi) + a^2} \cdot \\ \cos(\omega t + \theta(t)) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)为加入待测信号后的策动力合力表达式, 其中策动力的幅值和相位分别为

$$\gamma(t) = \sqrt{\gamma^2 + 2\gamma a \cos(\Delta\omega t + \varphi) + a^2} \quad (4)$$

$$\theta(t) = \arctan \frac{a \sin(\Delta\omega t + \varphi)}{\gamma + a \cos(\Delta\omega t + \varphi)} \quad (5)$$

观察策动力的合力幅值(4)可知, 由于 $\Delta\omega$ 的存在合力幅值会以 $2\pi/\Delta\omega$ 为周期在 $(\gamma - a, \gamma + a)$ 间变化, 因为 γ 为策动力临界值, 所以有 $\gamma - a < \gamma_d$, $\gamma + a > \gamma_d$, 相应的系统输出状态将在混沌态和周期态之间变化, 即出现间歇混沌现象。根据文献[8]的研究结果, 式(2)出现间歇混沌的条件为 $|\Delta\omega| \leq 0.03$ 时。图 1 是 Duffing 系统在混沌态、间歇混沌态和周期态时的输出信号, 通过对比可知不同状态下的系统输出具有明显差异。据此文献[8]提出了一种检测未知频率正弦信号的间歇混沌振子列方法, 这种方法虽然可以检测频率未知的正弦信号, 但是存在着系统复杂度高和检测可靠性低的问题。为了解决上述两个问题, 文献[11]通过引入变尺度方法对常规间歇混沌振子列方法进行了改进。设系统内置信号频率为 ω_0 , 对于角频率为 ω_1 , 采样频率为 f_s 的待测信号, 当系统求解步长为 ω_1/ω_0 时, 相当于对待测信号在时间轴上进行了 ω_1/ω_0 倍的变换, 进而使其与内置信号的相对角频率变为了 1:1, 此条件下待测信号对系统输出相态的影响等效于与内置策动力同频的信号。据此文献提出了一种适应步长型间歇混沌振子, 这种新型间歇混沌振子可以在不改变 Duffing 系统的参数的条件下, 通过变换系统计算步长实现对未知频率待测信号的搜索检测, 从而大大降低了系统复杂度并进一步增强了系统的弱信号检测性能。此方法的具体步骤为

1) 以 1.03 为公比设定一组能够覆盖待测信号所在频段的系统求解步长序列 a_n 。

2) 通过 Matlab 软件对 Duffing 系统进行编程仿真实现, 将待测数据加入到 Duffing 系统内置策动力项中, 并采用四阶龙格库塔数值解法对 Duffing 方程输出信号进行求解, 根据步骤 1) 所设定的系统求解步长序列依次调整计算步长。

3) 观察不同计算步长时的系统时域输出信号, 若有某连续两次的时域输出为标准的间歇混沌状态, 则表明在此两个步长对应的频段间存在待测信号。

根据以上对适应步长型间歇混沌振子的说明和分析可知, 针对现有电力谐波方法在解决电力谐波和间谐波检测问题时所存在的不足, 此方法可从以下两方面予以解决:

1) 在电力系统谐波间谐波检测问题中, 当阶次相近的谐波、与谐波频率相近的间谐波共同存在时, 现有方法存在的频率分辨率不足的问题导致很难对各阶谐波和间谐波都进行准确检测。针对这一问题, 适应步长型间歇混沌振子因其可以准确地分辨出相

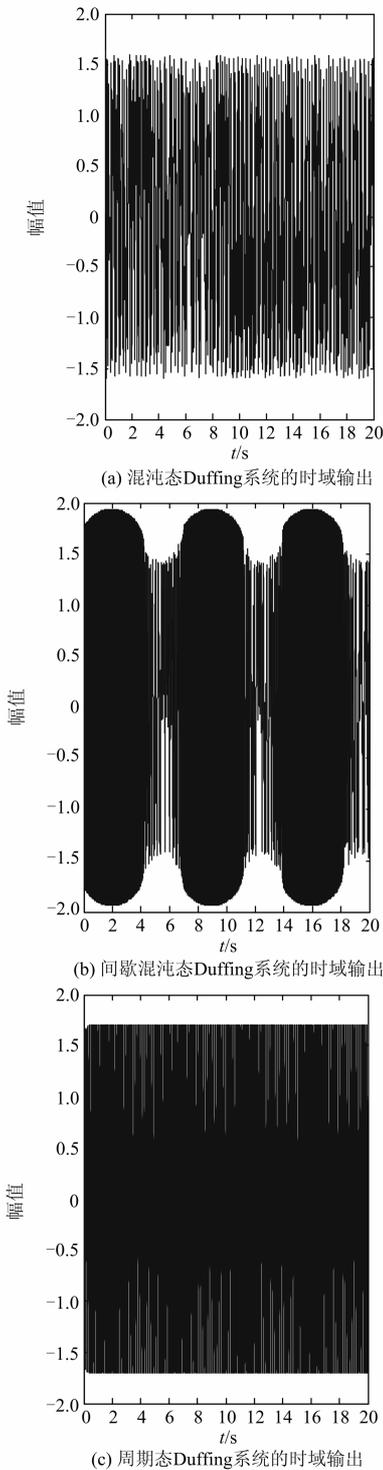


图1 Duffing 系统的时域输出

Fig. 1 Output signal of chaotic Duffing system

对频差不低于 0.03 的待测信号, 而且此方法的系统设计简单、对待测信号频率的覆盖范围广(用 1 个参数固定的 Duffing 振子通过变换求解步长即可覆盖各阶次待测谐波和间谐波), 所以理论上此方法可以

有效检测出电网中所包含的各阶谐波和间谐波。

2) 电力谐波幅度随着谐波次数的增加而衰减很快, 并含有很大的随机噪声。近年来越来越多的非线性负载引入电力系统, 导致混杂在谐波中的噪声成分更复杂且强度也更高, 造成幅值微小的高次谐波被湮没在很强的噪声背景中。由于现有的谐波检测方法普遍存在抗噪声干扰能力差和低信噪比下弱信号检测能力有限的不足(大多数常规方法的最低有效检测信噪比只能达到-10 dB), 所以很难在噪声成分复杂、信噪比很低的情况下有效检测出幅值微小的高阶谐波。由于 Duffing 振子从混沌态到大尺度周期态的分岔行为具有对微弱正弦信号非常敏感的特性^[12-16], 并且对于零均值的白噪声和色噪声均有极强的抗干扰能力^[15-16], 所以 Duffing 系统可以在极低的信噪比下实现对淹没在复杂噪声中的正弦信号的有效检测。适应步长型间歇混沌振子可以看成是一种将内置策动力频率固定在对待测信号敏感度最高的频率处的特殊 Duffing 振子, 相较于常规 Duffing 振子其弱信号检测能力更强, 有效检测信噪比可以达到-37 dB^[11], 所以理论上适应步长型间歇混沌振子可以实现对各阶低强度的高阶谐波的有效检测。

综上分析可知, 适应步长型间歇混沌振子对于解决目前电力谐波和间谐波检测中存在的难题具有重要的研究意义和应用价值。

1.2 对待测信号的频率估计

根据间歇混沌振子的系统模型式(2)可知, 当把频率为 $\omega_0 = \omega + \Delta\omega$ 的待测信号加入到检测系统中, 并使系统输出间歇混沌信号时, 系统策动力合力的幅值表达式为

$$\gamma(t) = \sqrt{\gamma^2 + 2\gamma a \cos(\Delta\omega t + \varphi) + a^2} \quad (6)$$

观察上式可知, 由于频差 $\Delta\omega$ 的存在使得策动力幅值将以 $2\pi/\Delta\omega$ 的周期进行变化, 与之相应的系统输出的间歇混沌信号的周期时长 $T = 2\pi/\Delta\omega$ 。对于适应步长型间歇混沌振子, 设采样频率为 f_s 待测信号在步长为 a_0 时可使系统输出间歇混沌信号, 且 Duffing 系统输出的间歇混沌信号的一个周期长为 T (T 可通过观察系统时域输出确定), 则待测信号的频率估计值为

$$\omega = a_0 f_s (\omega_0 + 2\pi/T) \quad (7)$$

式中, $\omega_0 = 0.4 \text{ rad/s}$ 为系统内置信号角频率。

2 对待测信号幅值和相位的估计

由于间歇混沌信号的表征量与待测信号的幅值

和相位之间并没有直接关联,所以难以通过间歇混沌振子对待测信号的幅值和相位进行估算。为解决待测信号的幅值和相位的估计问题,本文提出了一种基于相态跃变型混沌振子的待测信号相位和幅值的同步估计方法。

相态跃变型混沌振子是一种基于 Duffing 系统的检测已知频率周期信号的信号检测方法。设待测信号为 $a \cos(\omega t + \varphi)$, 则基于 Holmes-Duffing 的混沌振子的信号检测模型为

$$\begin{aligned} \dot{x}' + \omega \mu x' - \omega^2 x + \omega^2 x^3 = \\ \omega^2 (\gamma \cos(\omega t + \theta) + a \cos(\omega t + \varphi)) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\gamma_0 \cos(\omega t + \theta)$ 为系统内置策动力(γ_0 略小于系统阈值 γ_d), 此时的系统处于混沌临界态, 当有同频信号加入到系统中时, 系统即会跃入到大尺度周期态。图 2 为加入待测信号前后的系统输出相图, 观察图 2 可发现检测系统在加入待测信号前后系统相图发生了明显变化, 相态跃变型混沌振子就是应用 Duffing 系统这一特殊的动力学特性来实现对同频弱信号的检测。基于相态跃变型混沌振子的信号检测方法的步骤可以简述为: 根据待测信号频率设定系统内置信号频率, 并将内置策动力幅值调整到临界态, 将待测信号加入到系统的策动力项中, 若系统由混沌态跃入到周期态, 则表明待测信号存在。

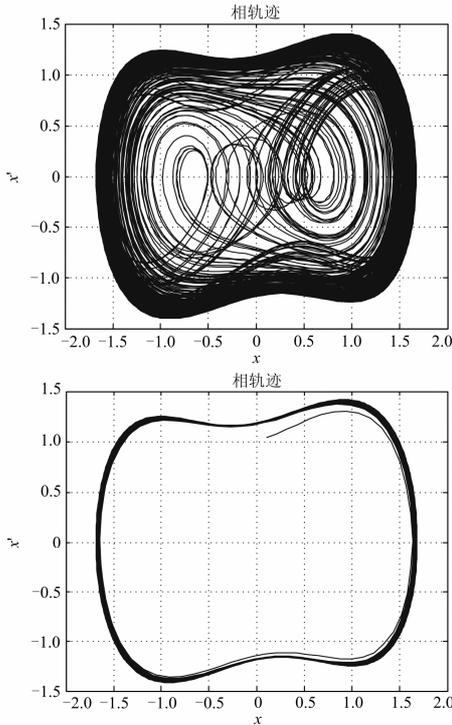


图 2 处于混沌临界态的 Duffing 系统加入同频信号前后的系统相图

Fig. 2 Duffing system's phase diagram of before and after adding signal

式(8)中系统的策动力项合力可表示为

$$F(t) = \sqrt{\gamma_0^2 + 2\gamma_0 a \cos(\theta - \varphi) + a^2} \cos(\omega t + \phi) \quad (9)$$

其中, $\phi = \arctan\left(\frac{a \sin \theta + b \sin \varphi}{a \cos \theta + b \cos \varphi}\right)$ 。

理论上, Duffing 振子进入大尺度周期态的条件为策动力合力 $F(t)$ 的幅值满足式(10)。

$$\gamma(t) = \sqrt{\gamma_0^2 + 2\gamma_0 a \cos(\theta - \varphi) + a^2} \geq \gamma_d \quad (10)$$

式中, γ_d 为系统策动力阈值。如果用 γ_a 代表系统刚好由混沌态跃变到周期态的内置策动力幅值, 则有

$$\sqrt{\gamma_a^2 + 2\gamma_a a \cos(\theta - \varphi) + a^2} = \gamma_d \quad (11)$$

式中, γ_a 只可以通过识别 Duffing 系统的相图变化得到。观察上式可以发现, 上式是一个以 γ_a 和 γ_d 为参量、待测信号幅值 a 和相位 φ 为变量的方程式, 如果能用类似的方法再建立起至少一个关于 a 和 φ 的方程式, 则可以通过求解一个二元函数方程组来对待测信号的幅值和相位进行估算。基于以上考虑, 本文通过改变内置策动力的初相位来建立起关于 a 和 φ 的二元函数方程组, 进而实现对待测信号幅值和相位的同步估计。具体方法为: 首先应用适应步长型间歇混沌振子对待测信号频率进行估计, 并根据估计结果对相态跃变型混沌振子的系统参数进行设定, 然后分别将待测信号加入到内置策动力初相位为 0 和 π 的检测系统中, 再通过逐渐调整内置策动力幅值, 并观察系统相图变化来确定每个检测系统刚好发生系统相变的内置策动力幅值。如果用 γ_1 和 γ_2 分别代表初相位为 0 和 π 的检测系统的相态刚好发生跃变时的内置策动力幅值, 则关于相位 φ 和幅值 a 的二元二次方程组可表示为

$$\begin{cases} \sqrt{\gamma_1^2 + 2\gamma_1 a \cos \varphi + a^2} = \gamma_d \\ \sqrt{\gamma_2^2 - 2\gamma_2 a \cos \varphi + a^2} = \gamma_d \end{cases} \quad (12)$$

对其求解可得

$$\begin{cases} a = \sqrt{\gamma^2 - \gamma_1 \gamma_2} \\ \varphi = \arccos\left(\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2\sqrt{\gamma^2 - \gamma_1 \gamma_2}}\right) \end{cases} \quad (13)$$

式(13)就是相位 φ 和幅值 a 的估计计算式。观察式(12)可知, 系统相态发生跃变时的内置策动力幅值 γ_1 和 γ_2 的准确度直接决定了相位 φ 和幅值 a 的估计精度, 当通过逐渐改变内置策动力幅值并根据系统相态是否发生跃变来确定 γ_1 和 γ_2 的值时, 其准确度很依赖于 Duffing 系统对同频弱信号的敏感

程度, 所以增强 Duffing 系统对同频弱信号的敏感度可提高对幅值和相位的估计精度。为此本文仍采用变尺度型 Duffing 振子^[15], 通过将 Duffing 系统的内置信号固定在对弱信号敏感度最高的频点处, 进而提高式(12)中 γ_1 和 γ_2 的准确度。根据文献[11]对 Duffing 系统弱信号检测能力最佳的内置策动力频率的分析结果, 本文将系统内置信号角频率固定在 0.4 rad/s 处, 此时 Duffing 方程对微弱正弦信号的敏感度最高, 在检测信噪比低至 -37 dB 的情况下仍可以准确分辨出幅度为 0.001 的正弦信号变化。下面以一组仿真实例来对方法进行说明和验证。仿真条件: 待测信号为采样频率是 1 600 Hz 的正弦信号 $0.15 \times \cos(10 \times t + \pi/3)$, 噪声为方差是 1 的高斯白噪声, 此时的检测信噪比约为 -20 dB。对信号幅值和相位进行估计的步骤为

1) 将 Duffing 系统内置信号角频率固定在 0.4 rad/s, 并将变尺度系数设定为待测信号频率。

2) 分别将待测信号加入到内置策动力初相位为 0 和 π 的检测系统中, 并观察系统输出相图。

3) 若加入待测信号后系统保持混沌态, 则以 0.001 的变化幅度(0.001 是混沌振子对同频弱信号的最小分辨率)逐渐增大内置策动力幅值直至系统跃变到周期态, 并记下此时的内置策动力幅值 γ ; 若加入待测信号后系统相图变为周期态, 则以 0.001 的变化幅度逐渐减小内置策动力幅值直至系统由周期态跃变到混沌态, 并记下此时的内置策动力幅值 γ 。

4) 将 γ_1 和 γ_2 代入公式, 计算待测信号幅值和相位的估计值。

图 3 是将待测信号加入到初相位为 0 的 Duffing 系统中时, 内置策动力幅值分别为 0.742、0.743 时的系统输出相图, 观察系统相图可知检测系统在幅值为 0.743 时发生相态跃变, 即 $\gamma_1=0.743$; 图 4 是将待测信号加入到初相位为 π 的 Duffing 系统中时, 内置策动力幅值分别为 0.891、0.892 时的系统输出相图, 观察系统相图可知检测系统在幅值为 0.892 时发生相态跃变, 即 $\gamma_2=0.892$ 。将 γ_1 和 γ_2 代入公式可算得待测信号的幅值和相位的估计值分别为 0.149 和 0.936 rad/s, 误差分别为 0.007 和 0.006。

3 仿真实验

3.1 谐波、间谐波检测与频率估计

为了验证适应步长型间歇混沌振子抗噪声干扰能力强、对频率相近的谐波和间谐波分辨率高的特性, 以及相态跃变型混沌振子可以在低信噪比条件下对信号的幅值和相位进行高精度估计的特性, 本文设定仿真信号为

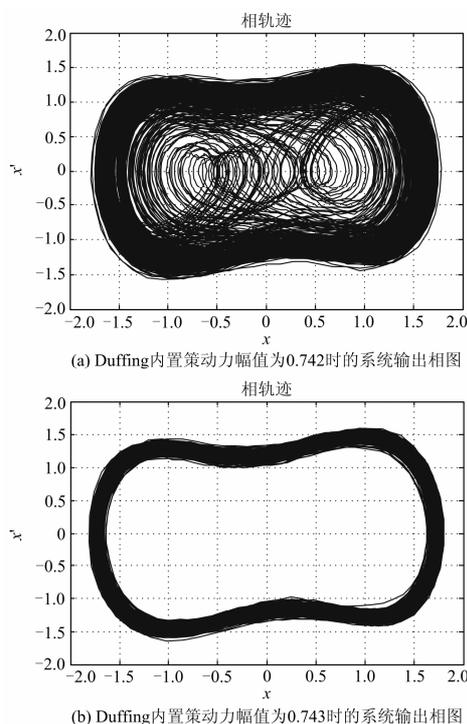


图 3 内置策动力幅值为 0.742、0.743 时的系统输出相图

Fig. 3 System phase diagram when its driving force is 0.742 and 0.743

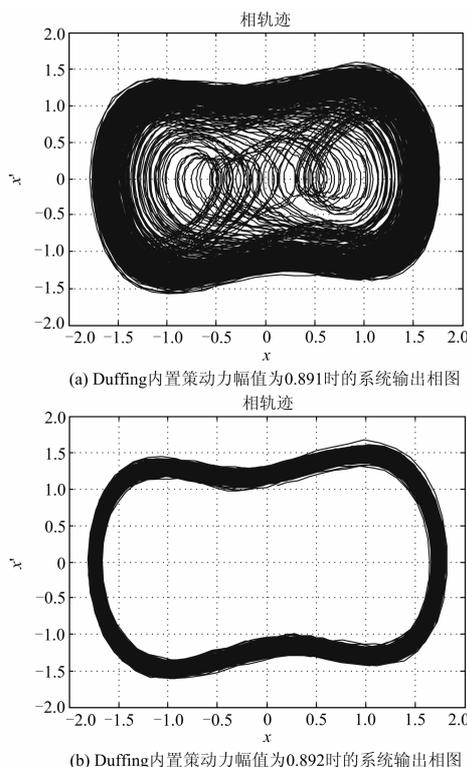


图 4 内置策动力幅值为 0.891、0.892 时的系统输出相图

Fig. 4 System phase diagram when its driving force is 0.891 and 0.892

$$s(t) = 1 \times \cos(2\pi \times 50t + \pi/6) + \\ 0.5 \times \cos(2\pi \times 150t + \pi/3) + \\ 0.2 \times \cos(2\pi \times 165t + 2\pi/3) + \\ 0.015 \times \cos(2\pi \times 750t + \pi) + n(t)$$

基波频率为工频 50 Hz, 仿真信号中包含了 3 阶谐波、与 3 阶谐波频率相近的间谐波和强度很低的 15 阶谐波以及方差 $\sigma = 1$ 的高斯白噪声 $n(t)$, 待测信号的采样频率为 3 200 Hz, 此条件下 15 阶谐波的检测信噪比为 -36 dB。图 5 为待测信号的频谱图, 由 $s(t)$ 的频谱图可知 15 阶谐波完全被噪声淹没。

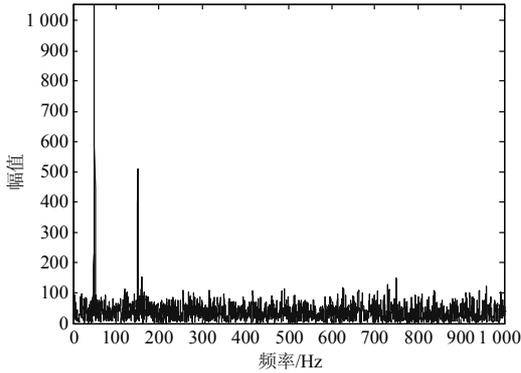


图 5 待测信号 $s(t)$ 的频谱图

Fig. 5 Spectrum of signal to be detected

首先应用间歇混沌振子列方法对谐波信号成分进行确定, 并对各阶次谐波和间谐波的频率进行估算, 具体检测步骤为

1) 将检测系统内置信号频率固定为 0.4 rad/s, 并将内置信号幅值调整到临界态。

2) 以 1.03 为公比设定能够覆盖电力系统谐波间谐波所在频段的系统求解步长序列

$$a_n = \frac{2\pi \times 50 \times 1.03^{n-1}}{0.4f_s} \quad (50 \times 1.03^{92} = 758, n=0 \sim 93)$$

上述序列可覆盖 1 到 15 阶谐波, 如果需要扩大范围可增加 n 的取值上限。

3) 将待测信号加入到系统策动力项中, 并分别将系统求解步长设定为 a_n 。

4) 观察系统输出, 若有某连续两个步长处出现间歇混沌现象, 则表明此两个步长之间存在谐波信号。

5) 计算输出间歇混沌信号的各步长处处的间歇混沌信号的周期长度, 并根据式(7)进行频率估计。

通过观察检测系统在预设的各求解步长处处的时域输出信号, 发现检测系统分别在系统求解步长 a_0 、 a_1 、 a_{37} 、 a_{38} 、 a_{40} 、 a_{41} 、 a_{92} 和 a_{93} 处输出了间歇混沌信号, 图 7~图 10 为在以上各步长处截取的整数个周期的间歇混沌输出信号。其他求解步长处均呈混沌态时域输出, 信号波形大体同于图 6,

由于篇幅所限并未将其他频点处的混沌态输出全部给出。

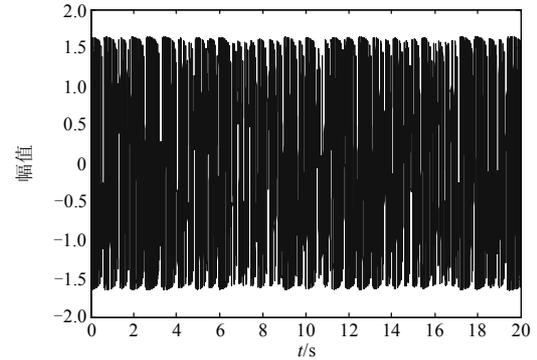


图 6 检测系统的混沌态时域输出

Fig. 6 Output signal in chaotic state

图 7 为检测系统在系统求解步长 a_0 、 a_1 处连续输出的间歇混沌信号, 根据此检测方法的判定标准可知, 此两频点间存在待测信号。由于加入检测系统中的待测信号是经过采样后的离散信号, 所以输出信号的横坐标是采样点数, 为了便于应用式(7)对其进行频率估计, 需要将其换算为相应的时间长度。在本例中, 对于求解步长为 a_n 、采样长度为 N 的输出信号, 其所对应的时间长度 T_N 为

$$T_N = a_n \cdot N \quad (14)$$

每个待测信号对应两个有效检测步长, 可任选一个步长处处的输出信号对待测信号频率进行估计。此处以图 7(b)(即系统求解步长为 a_{34} 处的系统输出信号)为例, 图 7(b)中为 3 个完整周期的间歇混沌信号, 通过观察用 Matlab 工具放大后的系统时域输出信号测得一个周期的间歇混沌信号的总采样点数约为 13 510, 将其依次代入式(14)和式(7)可得待测信号频率估计值为 50.10 Hz。

图 8~图 10 分别为为检测系统在求解步长 a_{37} 和 a_{38} 、 a_{40} 和 a_{41} 、 a_{92} 和 a_{93} 处连续输出的间歇混沌信号, 由适应步长型间歇混沌振子的判定标准可知, 在此三组步长之间存在待测信号, 并按照对图 7 中待测信号的估计步骤对此三个信号进行频率估计, 待测信号频率估计结果如表 1。

观察图 7~图 10 和表 1 可知, 适应步长型间歇混沌振子有效地检测出了待测信号中包含的谐波、间谐波成分, 检测结果验证了此方法可以分辨出频率相近的谐波和间谐波信号, 并且可以在低信噪比下对强度较低的高阶谐波进行有效检测。表 1 为应用 1.2 节介绍的频率估计方法对待测信号的频率估计结果, 由表中对各阶谐波的频率估计误差可知, 此方法的频率估计值具有较高的估计精度, 相对误差均保持在千分位以内。

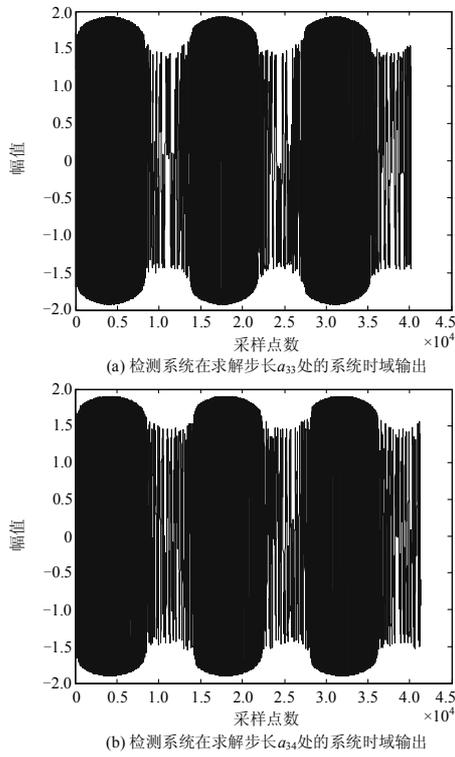


图 7 检测系统在求解步长 a_{33} 、 a_{34} 处的系统时域输出
Fig. 7 System output signal in time domain when the step length is a_{33} and a_{34}

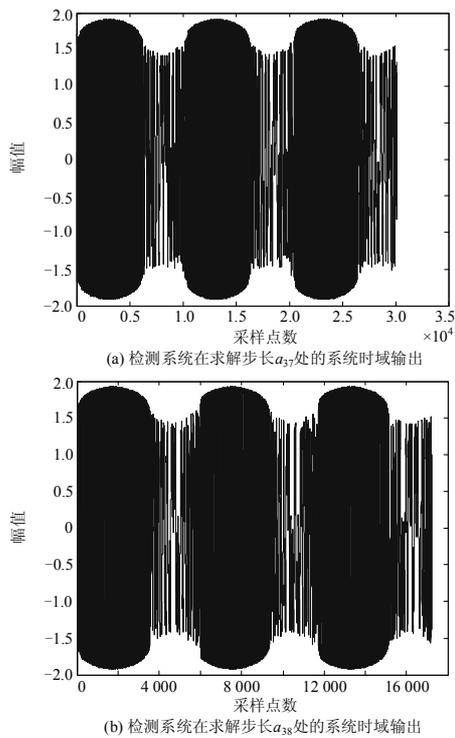


图 8 检测系统在求解步长 a_{37} 、 a_{38} 处的系统时域输出
Fig. 8 System output signal in time domain when the step length is a_{37} and a_{38}

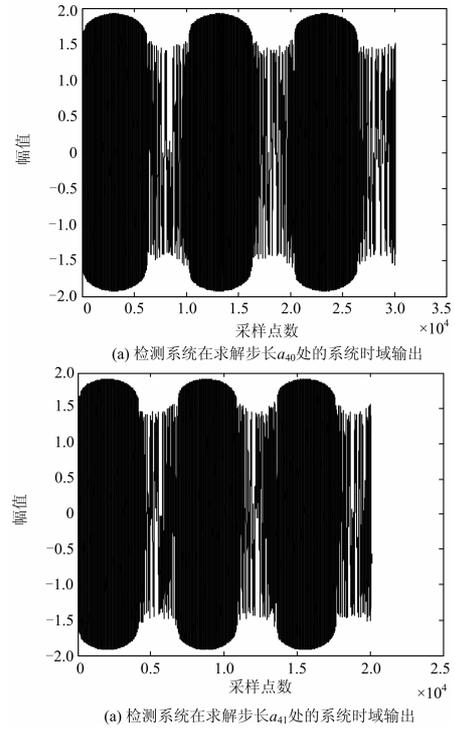


图 9 检测系统在求解步长 a_{40} 、 a_{41} 处的系统时域输出
Fig. 9 System output signal in time domain when the step length is a_{40} and a_{41}

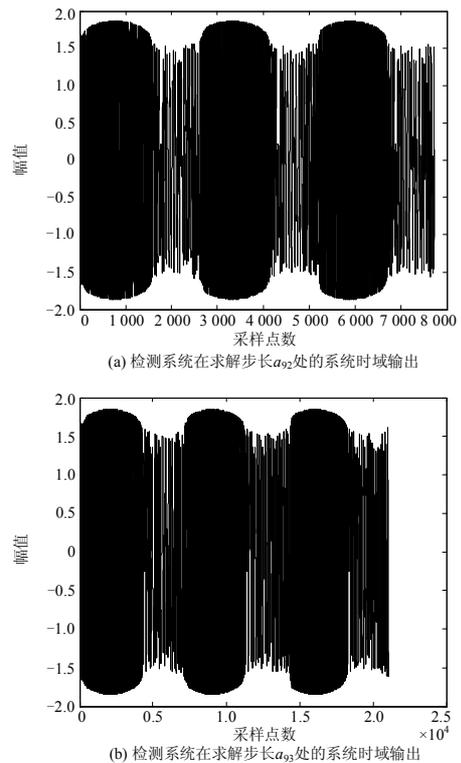


图 10 检测系统在求解步长 a_{92} 、 a_{93} 处的系统时域输出
Fig. 10 System output signal in time domain when the step length is a_{92} and a_{93}

表 1 信号频率估计结果

待测信号 频率/Hz	50	150	165	750
频率 估计值/Hz	50.10	150.75	165.90	755.10
相对误差	0.2%	0.5%	0.6%	0.7%

3.2 对待测信号幅值和相位的估计

在检测出了待测信号中的各阶谐波间谐波，并进行频率估计后，再应用相态跃变型混沌振子对待测信号幅值和相位进行估计。进行幅值和相位估计的具体步骤已在第 2 节进行了详细说明，此处不再重述。各待测信号幅值和相位参数的估计结果如表 2，观察表中幅值和相位估计结果可知，此方法在噪声强度较高、信噪比降到 -36 dB 时仍可以对谐波信号进行有效检测，且参数估计精度可以达到 10^{-3} 。目前可以用于电力谐波检测且研究较为充分的方法主要有加窗插值快速傅里叶变换、小波分析方法、神经网络方法和空间谱估计方法^[17-18]，根据相关文献的研究结果，以上各方法在对不含噪声的谐波信号进行检测时有效性高、效果理想，且估计精度可以达到 $10^{-3} \sim 10^{-6}$ 。然而由于现有方法普遍存在对噪声敏感度高、抗噪声干扰能力差的问题，当待测谐波中加入噪声时，以上各方法的检测有效性和估计准确度都会受到严重影响：FFT 加布莱克曼哈里斯窗三次样条插值^[19]是目前加窗插值快速傅里叶变换方法中谐波检测性能最好的，有效检测的最低信噪比为 15 dB，此信噪比下的谐波参数估计精度为 10^{-4} 。基于生成 Daubechies 复小波算法^[20]是目前小波分析类方法中谐波检测性能最好的方法，其最低有效检测信噪比为 10 dB，此信噪比下的谐波参数估计精度为 10^{-3} 。模糊神经网络优化^[21]是目前神经网络类检测方法中性能最好的，其有效检测的最低信噪比为 -5 dB，此信噪比下的谐波参数估计精度为 10^{-3} 。基于互高阶谱 music 法^[22]是谱估计方法中谐波检测性能最佳的方法，其有效检测最低信噪比为 -10 dB，谐波参数估计精度为 10^{-2} 。相比之下，本文提出的适应步长型间歇混沌振子的谐波信号有效检测信噪比可以达到 -36 dB，而且各参数估计精度可以稳定在 10^{-3} ，这种在超低信噪比下对谐波信号进行有效检测和准确参数估计的特性是现有方法所不具备的，这种优良的抗噪声干扰特性对于实现高

强度、成分复杂噪声干扰下的电力谐波有效检测具有重要意义。

表 2 信号幅值和相位估计结果

信号 频率/Hz	γ_1	γ_2	幅值	相对 误差	相位	相对 误差
50	1.521	-0.216	0.995	0.5%	0.518	0.3%
150	0.456	0.957	0.499	0.2%	2.083	0.6%
165	0.907	0.708	0.194	0.3%	1.036	0.4%
750	0.813 7	0.843 0	0.014 9	0.6%	3.131	0.3%

4 结论

1) 为了解决现有电力系统谐波间谐波检测方法所存在的对频率相近的谐波和间谐波分辨力不足和抗噪声干扰能力差的问题，首次引入间歇混沌振子来解决上述问题。分别从适应步长型间歇混沌振子的原理、特性和检测步骤三方面分析并说明了此方法可以有效实现各阶电力系统谐波间谐波的准确检测，并在此基础上说明了基于适应步长型间歇混沌振子的待测信号频率估计方法。

2) 为了解决谐波检测中待测信号的幅值和相位的估计问题，提出了一种基于相态跃变型混沌振子的简化方法。为提高此方法的估计精度，结合了变尺度方法，进而将 Duffing 系统内置信号频率固定在对微弱正弦信号灵敏度最高的频点处，并通过仿真实验对此方法在低信噪比下的谐波信号参数的估计精度进行了验证。

3) 最后用一组含有频率相近的谐波和间谐波、强度很低的高阶谐波信号的仿真实验结果，验证了适应步长型间歇混沌振子列方法对频率相近的谐波和间谐波具有较高的频率分辨力，且可以在低信噪比下有效检测出强度很低的高阶谐波，并综合对待测信号参数估计结果证明了适应步长型间歇混沌振子的谐波信号有效检测信噪比可以达到 -36 dB，各谐波参数估计精度可以稳定在 10^{-3} 。

参考文献

- [1] 吕润徐. 电力系统高次谐波[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [2] 杨建宁, 陈婕. 一种改进变步长的自适应谐波检测算法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(16): 40-46.
YANG Jianning, CHEN Jie. An improved adaptive harmonic detection algorithm with variable step size[J].

- Power System Protection and Control, 2011, 39(16): 40-46.
- [3] 柴旭峥, 文习山, 关根志. 一种高精度的电力系统谐波分析算法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 67-70. CHAI Xuzheng, WEN Xishan, GUAN Genzhi. An algorithm with high accuracy for analysis of power system harmonics[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 67-70.
- [4] 张谦, 王好娜, 付志红. 滤波器-神经网络的谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(12): 42-47. ZHANG Qian, WANG Haona, FU Zhihong. An approach with filters-neural network for harmonic detection[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(12): 42-47.
- [5] 付克勤, 游文钧, 杨子康. 电力系统谐波源及谐波检测方法研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(12): 81-86. FU Keqin, YOU Wenjun, YANG Yukang. Study on detection method of power system harmonic sources and harmonics[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2014, 51(12): 81-86.
- [6] 刘学军, 刘畅. 一种FFT法和MUSIC法结合的的间谐波频率估计[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(5): 37-40. LIU Xuejun, LIU Chang. An inter harmonics frequency estimation method using with FFT and MUSIC method[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(5): 37-40.
- [7] 王凯亮, 曾江. 一种基于BP神经网络的谐波检测方案[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(17): 44-48. WANG Kailiang, ZENG Jiang. A harmonic detection scheme based on BP neural network[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(17): 44-48.
- [8] 孙云莲, 李晶. 基于独立分量分析的谐波检测[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(8): 14-18. SUN Yunlian, LI Jing. Harmonic detection based on independent component analysis[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(8): 14-18.
- [9] WANG Guanyu, ZHENG Wei, HE Sailling. Estimation of amplitude and phase a weak signal by using the property of sensitive dependence on initial conditions of a nonlinear oscillator[J]. Signal Processing, 2002, 82: 103-115.
- [10] 衣文索, 石要武, 聂春燕. 混沌态杜芬振子与微弱正弦信号参量估计[J]. 计量学报, 2006, 27(2): 156-159. YI Wensuo, SHI Yaowu, NIE Chunyan. Estimation of chaotic state of Duffing oscillator and weak sinusoidal signal parameters[J]. Acta Metrologica Sinica, 2006, 27(2): 156-159.
- [11] 丛超, 李秀坤, 宋扬. 一种基于新型间歇混沌振子的舰船线谱检测方法[J]. 物理学报, 2014, 63(6): 164-175. CONG Chao, LI Xiukun, SONG Yang. A ship line spectrum detection method based on intermittent chaotic oscillator model[J]. Acta Physics Sinica, 2014, 63(6): 164-175.
- [12] 李月, 杨宝俊. 检测强噪声背景下周期信号的混沌系统[J]. 科学通报, 2003, 48(1): 19-20. LI Yue, YANG Baojun. Chaotic system for the detection of periodical signal mixed with strong noise[J]. Chinese Science Bulletin, 2003, 48(1): 19-20.
- [13] 李月, 杨宝俊, 石要武. 色噪声背景下微弱正弦信号的混沌检测[J]. 物理学报, 2003, 52(3): 526-530. LI Yue, YANG Baojun, SHI Yaowu. Chaotic detection of weak sinusoidal signal in colored noise[J]. Acta Physics Sinica, 2003, 52(3): 526-530.
- [14] 王冠宇, 陶国良, 陈行, 等. 混沌振子在强噪声背景信号检测中的应用[J]. 仪器仪表学报, 1997, 18(2): 209-212. WANG Guanyu, TAO Liangxing, CHEN Xing, et al. Application of chaotic oscillators in the strong background noise in signal detection[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 1997, 18(2): 209-212.
- [15] 赖智慧, 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): 1-9. LAI Zhihui, LENG Yonggang, SUN Jianqiao, et al. Study on detection method for weak signal based on variable scale Duffing oscillator[J]. Acta Physics Sinica, 2012, 61(5): 1-9.
- [16] 周玲, 田建生, 刘铁军. Duffing混沌振子用于微弱信号检测的研究[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(10): 1477-1482. ZHOU Ling, TIAN Jiansheng, LIU Tiejun. Study on weak signal detection using Duffing chaotic oscillator[J]. Systems Engineering and Electronics, 2006, 28(10):

- 1477-1482.
- [17] 熊杰锋, 李群, 袁晓东, 等. 电力系统谐波和间谐波检测方法综述[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(11): 125-133.
XIONG Jiefeng, LI Qun, YUAN Xiaodong, et al. The review of power system harmonic and harmonic detection method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(11): 125-133.
- [18] 王炽, 方华. 电力谐波检测研究与应用进展[J]. 电子科技, 2013, 26(6): 177-179.
WANG Chi, FANG Hua. Research and application progress of electric power harmonic detection[J]. Electronic Sci & Tech, 2013, 26(6): 177-179.
- [19] 刘冬梅, 郑鹏, 何怡刚, 等. 几种谐波检测加窗插值FFT算法的比较[J]. 电测与仪表, 2013, 576(50): 51-55.
LIU Dongmei, ZHENG Peng, HE Yiang, et al. Comparison of several harmonic detection windowed interpolation FFT algorithm[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2013, 576(50): 51-55.
- [20] 周林, 夏雪, 万蕴杰, 等. 基于小波变换的谐波测量方法综述[J]. 电工技术学报, 2006, 21(9): 67-74.
ZHOU Lin, XIA Xue, WAN Yunjie, et al. Review of harmonic measurement method based on wavelet transform[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(9): 67-74.
- [21] 王旻鹤, 刘一江, 彭楚武. 模糊神经网络优化间谐波检测方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 23(3): 118-122.
WANG Wenhe, LIU Yjiang, PENG Chuwu. An inter harmonic optimization detection method based on fuzzy neural network[J]. Electrical Engineering & Automation, 2013, 23(3): 118-122.
- [22] 田伟, 王洪稀, 白晶. 基于互高阶谱 MUSIC 法的间谐波检测[J]. 继电器, 2007, 35(22): 49-52.
TIAN Wei, WANG Hongxi, BAI Jing. Detection method of the inter harmonics based on high order spectrum MUSIC method[J]. Relay, 2007, 35(22): 49-52.
-
- 收稿日期: 2014-11-02; 修回日期: 2015-02-09
- 作者简介:
- 丛超(1989-), 男, 硕士, 从事基于混沌理论的弱信号检测研究; E-mail: congchao_hrb@126.com
- 胡全义(1991-), 男, 大学本科, 主要从事配电网自动化研究;
- 王慧武(1968-), 男, 工程师, 长期从事电能质量分析、电能计量的相关研究。
- (编辑 葛艳娜)