

基于混沌理论的微弱信号检测及 自跟踪扫频电路实现*

吴 敏, 赵文礼*, 周 芳

(杭州电子科技大学 机械工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要:为解决工程实际中因待测信号常常被淹没在噪声背景中而传统信号检测方法难以检测等问题,将基于混沌理论的非线性信号检测技术应用到实际工程故障诊断中,开展了基于 Duffing 振子的微弱信号检测原理的分析,建立了混沌振子与微弱信号检测之间的关系,提出了基于 Duffing 振子的微弱信号检测方法,利用混沌系统相变对周期小信号的敏感性和对噪声具有免疫力的特点,设计制作了基于 Duffing 振子的微弱信号检测电路;对微弱信号检测的自适应进行了研究,利用 AVR 单片机及 AD9850 等芯片实现了信号检测电路的自动跟踪扫频功能,最后开展了该信号检测电路对不同频率微弱信号的检测试验。研究表明,用该电路可以实现在工程中常见的噪声背景下的中、低频率微弱周期信号的检测。

关键词: Duffing 振子; 自跟踪扫频控制; 微弱信号; 检测电路

中图分类号: TM937.4; TH7

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2013)07-0815-06

Electronic circuit realization of auto-tracking and sweep-frequency of weak signal detection based on chaos theory

WU Min, ZHAO Wen-Li, ZHOU Fang

(School of Mechanical Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Aiming at the problems of weak signal generally hidden in the background of strong noise and it is difficult to be detected by the traditional signal detection methods, chaos detection technology in the fault diagnosis of nonlinear to practical engineering was used, the principle of weak signal detection of Duffing oscillator was investigated. After the analysis of principle of chaos detection, the system state equation which was used to design the electronic circuit was established. The method of auto-tracking and sweep-frequency to detect arbitrarily weak signal under strong noise background was studied and the electronic circuit was designed. The self-adaption of weak signal detection was investigated, the automatic tracking frequency sweep function of the signal detection circuit was realized using by AVR MCU and AD9850 chip. The different frequency of weak signal detection was tested. The results indicate that the weak medium-low frequency signals can be detected from the background of noise by using the circuit.

Key words: Duffing oscillator; auto-tracking and sweep-frequency; weak signal; detection circuit

0 引 言

从强噪声背景中检测微弱的有用信号是工程应用中的重要内容,前人已经开展了大量的研究工作。传统的基于线性理论的信号检测方法由于对噪声背景下

的输出信噪比难以提高而存在局限性,尤其对强噪声背景下的微弱信号检测更是受到限制。然而很多研究证明,利用“混沌振子对周期小信号具有敏感依赖性,而对噪声具有免疫性”的特点^[1-2],从强噪声背景中提取微弱的周期信号是一种行之有效的方法,引起了人

收稿日期: 2013-03-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50875070)

作者简介: 吴 敏(1988-),男,安徽池州人,主要从事信号检测与处理,精密仪器及机械方面的研究. E-mail: wumin0566@163.com

通信联系人: 赵文礼,男,教授,博士生导师. E-mail: zhaowlcn@yahoo.com.cn

们极大的兴趣。1995 年 Haykin^[3] 利用人工神经网络方法实现了混沌背景噪声中的小信号提取。

1996 年 Leung^[4] 利用 MPSV 方法进行了混沌通信系统中如何提取有用信号的研究。之后 Wang Guan-Yu 等人^[5-6] 利用混沌测量系统实现了白噪声背景下信噪比高达 -66 dB 的正弦信号的测量, 成功提取了谐波信号; 2004 年李月、杨宝俊^[7] 提出了在色噪声背景下 nV 级正弦信号、方波信号、周期脉冲信号的混沌测量方法。文献[8]作了基于 Duffing 振子系统的电路仿真试验研究; 文献[9]中开展了微弱信号检测的试验电路研究, 并对 2 Hz、20 Hz 和 60 Hz 频率下的微弱信号进行了检测试验; 文献[10]研究了如何利用混沌控制实现对微弱信号的检测。目前关于微弱信号检测虽然有了理论计算以及实验验证, 但是实际的效果却缺乏说明。

本研究针对工程实际中常见的中、低频率信号开展微弱信号的自跟踪扫频检测方法的研究, 并设计制作相应的自跟踪扫频检测电路, 从而实现在噪声背景下的中、低频率微弱周期信号的检测。

1 混沌系统检测微弱信号基本原理

通过对 Duffing 振子混沌过程的控制实现微弱信号的检测是经典的方法之一, 即利用混沌系统对参数及初值具有敏感依赖性的特点, 通过控制混沌系统从临界状态到周期态形态的变化进行微弱周期信号的检测, Duffing 方程的具体形式为:

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

式中: k —阻尼比; $-x + x^3$ —非线性恢复力; $a\cos(\omega t)$ —周期策动力; a, ω —周期策动力的幅值、频率。

这是一个描述非线性动力学的运动方程。

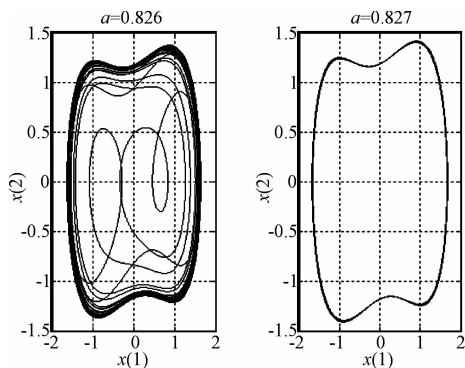


图 1 大尺度周期轨迹

在调整周期策动力的强度从小到小时, 系统相平面 (x, \dot{x}) 将会出现有规律的变化: 历经同宿轨迹、分岔轨迹、混沌轨迹、混沌临界轨迹、大尺度周期轨迹。假设 $\omega = 1$, 并取阻尼比 $k = 0.5$, 仿真发现混沌临界轨迹

经过很小的激励变化 (a 由 0.826 增大到 0.827) 即会进入 $T = 2\pi$ 的大尺度周期轨迹, 如图 1 所示。

2 适应不同检测频率的控制方法

Duffing 振子检测微弱信号方法实质上就是如何实现有效控制^[11]。为了使系统能检测任意频率的信号, 本研究对式(1)所示系统改进为如下方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = y \\ \dot{y} = -ky + x - x^3 + a_c \cos(\omega_n t) + a_x \cos(\omega t) + n(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $a_c \cos(\omega_n t)$ —驱动系统的扫频控制信号, $a_x \cos(\omega t) + n(t)$ —待测信号, $n(t)$ —高斯白噪声。

对于不同的控制信号 $a_c \cos(\omega_n t)$, 利用 Melnikov 方法可以求出 Duffing 振子存在混沌的阈值为^[12-14]:

$$\frac{a_c}{k} = R(\omega_n) = -\frac{4 \cosh\left(\frac{\pi \omega_n}{2}\right)}{3 \sqrt{2} \pi \omega_n} \quad (3)$$

由此可知, 不同的频率对应不同的混沌阈值。为了进行微弱信号的检测, 必须求得不同频率时混沌阈值所对应的控制信号幅值。如 ω_1 对应于 $a_{c1} = kR(\omega_1)$, ω_2 对应于 $a_{c2} = kR(\omega_2)$, ω_n 对应于 $a_{cn} = kR(\omega_n)$ 等。

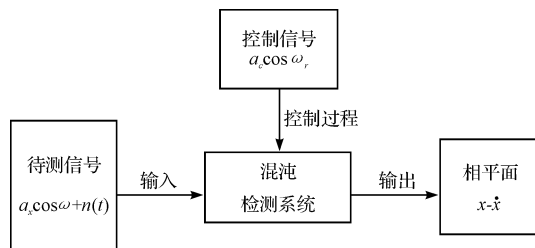


图 2 检测原理图

混沌振子检测原理如图 2 所示, 其中策动力 (即扫频控制信号) 为 $a_c \cos(\omega_n t)$, 待测信号为 $a_x \cos(\omega t) + n(t)$, 首先将扫频控制信号输入到混沌系统中, 调整扫频控制信号强度至混沌阈值, 此时相平面为混沌临界状态, 输入待测信号, 若待测信号与驱动力频率相同, 输出相图转变为大周期状态, 若使用相关滤波方法, 当信号同频时, 相关性最大, 但是当微弱信号绝对强度低到 nV 级别或者噪声强度超过信号强度 10 倍以上时, 相关滤波方法并不理想。

根据检测原理图, 取阻尼比 $k = 0.5$, 令 $x = v_1, y = v_2$, 则方程式(2)对应的电路状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 1 \\ R_{12} & R_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_1 - v_1^3 + \gamma(\omega \tau) \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

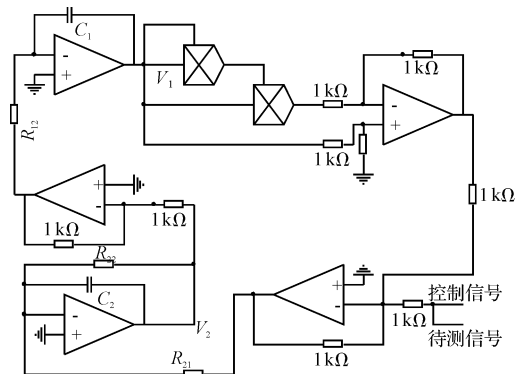


图3 检测电路图

选定电阻 $R_{22} = 2R_{21} = 2R_{12}$, 其中积分电容 $C_1 = C_2 = C$, 通过改变电阻阻值和积分电容的大小可以使电路适应不同频率的正弦信号。根据式(4)设计的原理图如图3所示。根据图3所示, 本研究选定电阻为 $R_{22} = 2\text{ k}\Omega$, $R_{12} = R_{21} = 1\text{ k}\Omega$, 只需要通过调整电容 C_1 、 C_2 以适应不同频率的信号检测。

3 自跟踪扫频控制方法及其电路实现

在工程实际中, 待测信号的频率往往是未知的, 或者只知道某一个大致的范围。为了实现未知微弱信号的自跟踪检测, 该设计采用芯片合成控制信号作为扫频信号输入 Duffing 振子检测电路中, 利用单片机使控制信号扫频输出, 在控制信号扫频的过程中, 通过单片机实时调整 Duffing 振子检测电路的电容 C_1 、 C_2 , 以适应不同频率的信号检测, 识别淹没在强噪声背景下的微弱信号, 具体实现介绍如下。

3.1 控制信号的合成

该设计采用 Atmega16A 控制 AD9850 芯片产生扫频信号, 然后经过幅值调整模块将控制信号的强度调整为混沌临界状态阈值。

AD9850 芯片是一种高性能 DDS 芯片, 主要由可编程 DDS 系统、高性能模数变换器(DAC)和高速比较器3部分构成。AD9850 芯片在有一个精确的时钟源作为参考频率源时, 能产生一个频谱很纯的频率或相位可编程的模拟正弦波输出, AD9850 包含一个40位控制字, 32位用于频率控制, 5位用于相位控制, 1位用于电源休眠控制, 2位用于选择工作方式, 可以通过并行或者串行方式送入器件, 在串行传输模式下, 通过总线 D7 向 AD9850 芯片输入频率控制字, 设定初始相位为零, 则只需要输入32位频率控制字, 其他位默认为零, AD9850 的工作原理如图4所示。

AD9850 的输出正弦波的频率计算公式为:

$$f_{\text{out}} = \Delta\psi \cdot F_c / 2^{32} \quad (6)$$

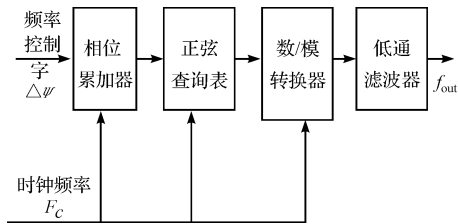


图4 AD9850 原理框图

式中: $\Delta\psi$ —32 位频率控制字的值, f_{out} —输出信号频率, F_c —参考时钟频率。

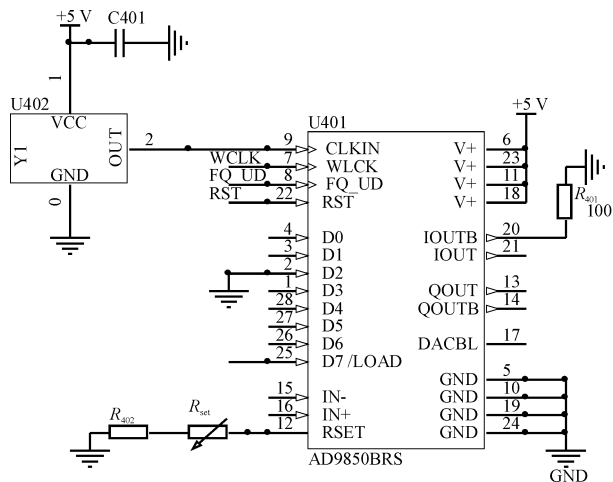


图5 AD9850 电路图

如图4所示, AD9850 采用32位的相位累加器将信号截断成14位输入到正弦查询表, 查询表的输出在被截断成10位后输入到DAC, DAC输出两个互补的电流。DAC满量程输出电流通过一个外接电阻 R_{SET} 调节, 调节关系为 $I_{\text{SET}} = 32(1.248/R_{\text{SET}})$, 当这个外接电阻大小确定, 输出正弦波幅值随之确定, 该设计通过调节 R_{SET} , 使输出控制信号峰峰值为1V, AD9850 输出信号为 $\cos(2\pi f_{\text{out}}t)$ 。电路原理如图5所示, 其中, D2引脚接地表示串行通信, 第7、8、22引脚为控制信号输入, 第25引脚为频率控制字输入口, 第21引脚为输出信号。

AD9850 输出频率分别为10 Hz、1 000 Hz的正弦信号如图6所示。

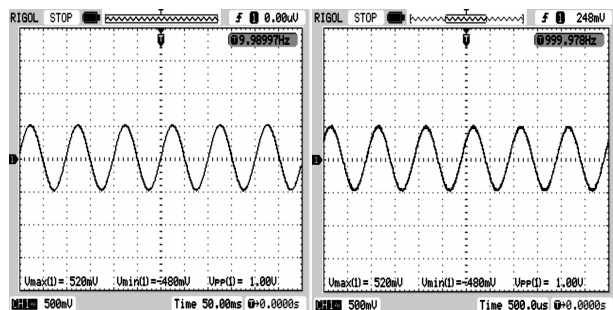


图6 AD9850 芯片生成的控制信号

为了获得能够使混沌检测电路处于混沌临界状态

的控制信号,需要进一步调整由 AD9850 芯片输出的控制信号,使它的强度处于混沌阈值。该设计采用可编程数模转换器 TLC5615、乘法器 AD633 或乘法器 AD534、运放电路实现控制信号幅值的调整,其中每个频率对应的混沌阈值存储在 Atmega16A 单片机的存储器 ROM 中,控制信号频率改变时,单片机读出需要的阈值输入到幅值调整模块。

TLC5615 是串行 10 位 D/A 转换器,最大输出电压是基准电压值的 2 倍,具有上电复位功能,只需要 3 条串行总线就可完成 10 位数据的串行输入,TL5615 的输出函数为:

$$V_{out} = 2 \cdot V_{REF} \cdot D/2^{10} \quad (7)$$

式中: V_{REF} —参考电压,可选 2.5 V 或者 3.0 V,该设计选 2.5 V; D —控制字,根据需要软件可编程设置。

微处理器控制 TL5615,实现 10 位幅值调节,精度达 0.005 V。本研究将 TLC5615 输出的直流电压与 AD9850 输出的正弦信号输入到乘法器后,经过运放线性放大(放大 3 倍)便可得到符合要求的扫频控制信号,幅值调整原理如图 7 所示。

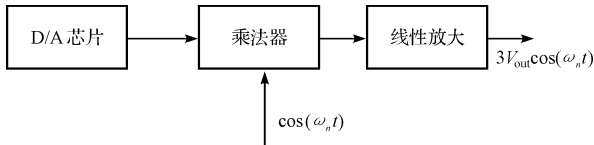


图 7 幅值调整原理图

由于 TL5615 的输出精度为 0.005 V,如图 7 所示,经过线性放大后输出控制信号精度达到 0.015 V,通过调整控制字 D ,可以得到强度在 0 ~ 15 V 区间的控制信号。幅值调整模块电路原理图如图 8 所示。通过微控制器调整输入幅值调整模块的控制字 $D = 512$,得到 10 Hz、1 000 Hz 的输出控制信号实例如图 9 所示。

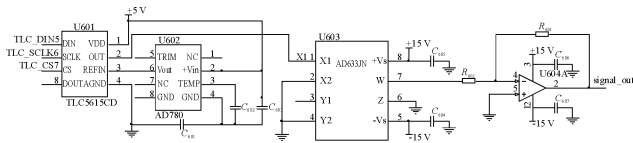


图 8 幅值调整模块原理图

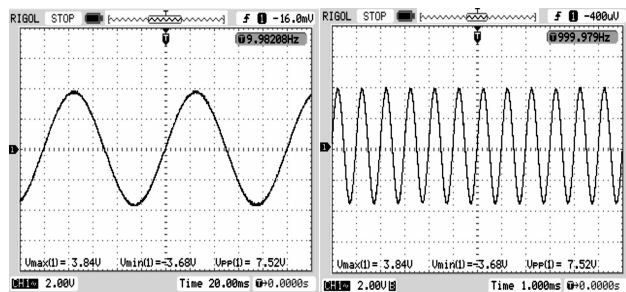


图 9 幅值调整后控制信号

3.2 自跟踪扫频的实现

该设计采用 Atmega16A 单片机作为控制单元,控制检测电路所需控制信号的生成;在控制信号扫描过程中,如图 3 所示电路中,电容 C_1 、 C_2 根据控制信号的频率实时改变,该设计采用继电器控制检测电路电容的调整,继电器控制部分如图 10 所示,通过单片机引脚控制继电器的开关 K 通断来改变检测电路电容参数,以适应不同控制信号频率。

系统原理框图如图 11 所示:系统上电初始化后,通过输入模块设定初始值,包括扫频间隔时间 t (间隔时间 t 需确保检测电路的输出相图稳定)、根据估计输入(实际工程中一些故障能够知道信号的大概频率范围)控制信号扫频范围 $\omega_1 \sim \omega_2$ 、扫频步长 b (根据需要进行粗扫、细扫);按“扫频”键后,系统控制信号从频率 ω_1 开始扫频,经过时间 $t, 2t, 3t, \dots, nt, \dots$ 后,控制信号频率为 $\omega_1 + b, \omega_1 + 2b, \omega_1 + 3b, \dots, \omega_1 + nb, \dots$,直到控制信号频率为 ω_2 ,系统停止扫频;扫频期间若相图没有出现大周期状态,则待测信号频率不在 $\omega_1 \sim \omega_2$ 之间,需要重新评估待测信号频率范围,重新扫频;若扫频过程中检测模块输出相图能稳定在大周期状态,此时按“暂停”键,系统停止扫频,显示模块显示控制信号频率为 ω 、强度为 a_1 ;然后按下“幅值扫描”键,控制模块控制幅值调整模块将控制信号的强度逐渐减小,等待检测模块输出相图重新回到混沌临界状态,按下停止键,控制信号强度不再减小,此时显示模块显示控制信号强度改变为 a_2 。因此待测信号即为频率 ω ,强度为 $a_1 - a_2$ 。软件流程图如图 12 所示。

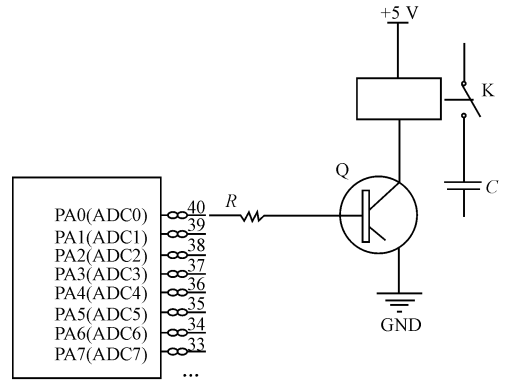


图 10 继电器控制部分

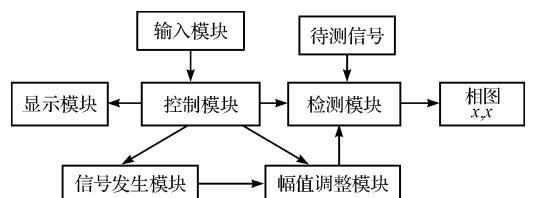


图 11 系统原理框图

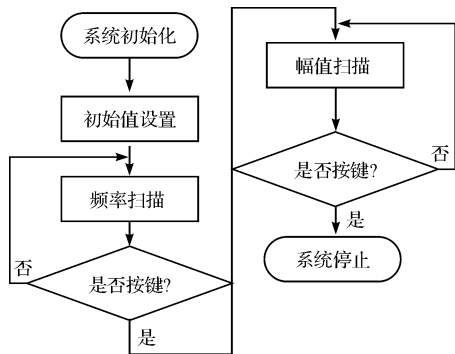
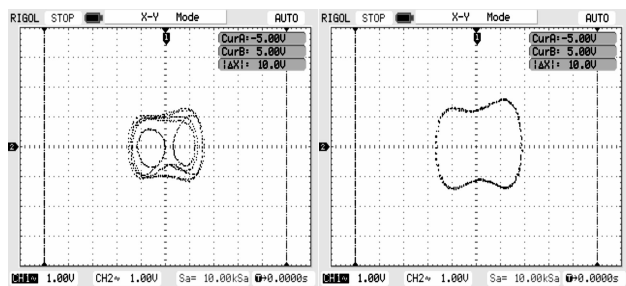


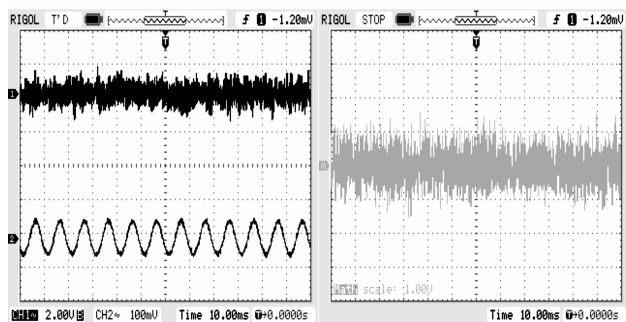
图12 软件流程图

4 噪声背景下微弱信号的扫频检测

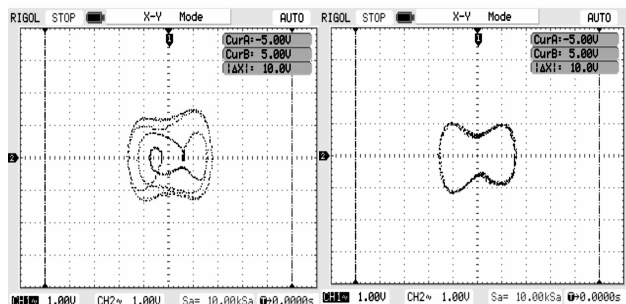
假设一个微弱信号频率为 100 Hz, 峰峰值为 0.1 V, 本研究将其作为待测信号加入到如图 3 所示检测电路中, 设置好系统初始值, 设置扫频范围为 95 Hz ~ 105 Hz, 扫频间隔时间为 10 s, 扫频步长为 1 Hz, 然后按“扫频”键, 系统开始扫频, 在检测电路输出相图如图 13 (b) 所示大周期状态; 按下“暂停”键, 系统停止扫频,



(a) 混沌状态 (b) 大周期状态



(c) 噪声与微弱信号 (d) 合并后的信号

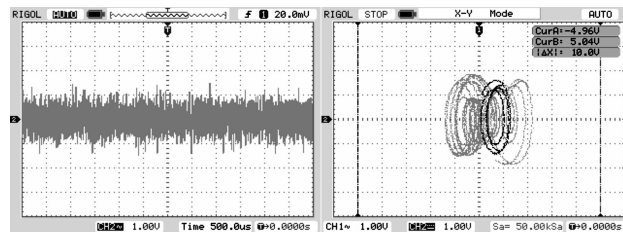


(e) 混沌状态 (f) 大周期状态

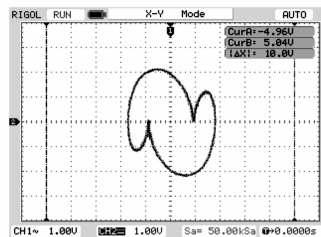
图13 示波器显示图

显示模块显示控制信号频率为 100 Hz, 峰峰值为 2.7 V; 然后按下“幅值扫描”键, 控制信号强度开始减小, 检测模块再次进入如图 13(a) 所示的混沌临界状态后, 按下停止键, 显示模块显示频率为 100 Hz, 峰峰值为 2.6 V, 故待测信号的频率为 100 Hz, 峰峰值为 0.1 V。

如图 13(c) 所示的正弦信号频率为 100 Hz, 峰峰值为 0.1 V, 高斯白噪声强度为 10 V; 两个信号经加法器合并后如图 13(d) 所示, 此时 $SNR = -40$ dB; 将如图 13(d) 所示的信号加入混沌电路后, 扫频输出相图混沌临界状态和大周期状态分别如图 13(e)、13(f) 所示。



(a) 合并的信号 (b) 混沌状态



(c) 大周期状态

图14 示波器显示相图

示波器显示相图如图 14 所示, 合并的信号如图 14(a) 所示, 并不能看出该信号中是否含有周期信号, 本研究将图 14(a) 所示信号作为待测信号送入检测电路, 按照第 3.2 节中所述检测步骤, 设定扫频范围为 100 Hz ~ 400 Hz; 频率扫描步长为 1 Hz, 然后开始频率扫描, 当控制信号为 293 Hz 时, 示波器显示为如图 14(c) 所示的大周期状态, 此时 LCD 显示控制信号峰峰值为 7.3 V, 然后按键控制开始控制信号幅值扫描, 控制信号强度开始减小, 当控制信号的峰峰值显示为 7.2 V 时, 示波器相图显示为如图 14(b) 所示混沌状态, 可知待测信号中含有 293 Hz 的正弦信号, 且峰峰值为 0.1 V。因此, 淹没在强噪声背景下的微弱信号能够被有效地识别出来。

5 结束语

该设计根据 Duffing 振子原理实现了微弱信号的检测电路, 在检测电路的基础上进行微弱信号自跟踪扫频方法的研究, 使电路具有了一定的自适应性, 最后

(下转第 836 页)

参考文献 (References) :

- [1] 作均科,朱 颖.异步电动机能效标准及节能措施[J].微电机,2008,41(11):73-78.
- [2] 王建防.“变频调速智能控制节电装置”在带式输送机中的应用[J].中国高新技术企业,2008(7):66-67.
- [3] [作者不详].海富创新技术在 drinktec 2009 赢得广泛赞誉[J].酒·饮料技术装备,2009(6):32-32.
- [4] Intralox, Inc.. Conveyor Belting Engineering Manual [K]. intralox, Inc., 2001.
- [5] 席平原,朱 江,申屠留芳.带式输送机闭环特性动态分析与 PID 控制[J].农业机械学报,2010,41(12):210-214.
- [6] 贾洪平,贺益康.永磁同步电机直接转矩控制中零矢量的作用研究[J].电气传动,2006,36(4):13-16.

- [7] 刘益标,陈 钧.基于 DSP 的电梯永磁同步电机的 DTC 控制系统[J].机电工程技术,2011,40(11):28-31.
- [8] 王本礼.低速直驱永磁同步电动机的研究[D].济南:山东大学电气工程学院,2008.
- [9] 张传林,胡文静.稀土永磁材料的发展及在电机中的应用[J].微电机,2003,36(1):38-39.
- [10] 李亚峰.NdFeB 永磁材料的应用领域与发展前景[J].矿冶,2005,6(2):67-69.
- [11] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,1997.
- [12] 王群京.稀土钕铁硼永磁同步电动机的设计理论及计算机仿真[M].合肥:中国科学技术大学出版社,1997.
- [13] 黄明星.新型永磁电机的设计、分析与应用研究[D].杭州:浙江大学电气工程学院,2008:23-57.

[编辑:洪炜娜]

(上接第 819 页)

完成了微弱信号的自跟踪扫频检测电路,利用 AD9850、TLC5615 等数字芯片产生扫频信号,利用继电器进行参数的自动跟踪控制,通过 AVR 芯片控制继电器的通断来实时的控制混沌检测系统内的电容参数,使系统扫频过程中处于临界状态,等待微弱小信号的合并,进入大尺度周期状态,确定小信号的信息;最后实验结果表明,该电路实现了噪声背景下一定范围中低频率微弱正弦信号的检测。

参考文献 (References) :

- [1] 谌 龙,王德石.基于 Lorenz 系统的微弱谐波信号检测[J].仪器仪表学报,2007,28(11):2034-2038
- [2] 冯 奇.噪声对杜芬振子的混沌性质的影响[J].同济大学学报,1994,22(1):69-75.
- [3] HAYKIN S. Neural Networks, A comprehensive Foundation [M]. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1999.
- [4] PILGRIM C J, LEUNG Y K. Appropriate use of the Internet in computer science courses [C]//Proceedings of the 1st conference on Integrating technology into computer science education. Barcelona, Spain: [s. n.], 1996:81-86.
- [5] WNAG Guan-yu, CHEN Da-jun, LIN Jian-ya, et al. The application of chaotic oscillators to weak signal detection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999,

46(20):440-443.

- [6] WANG Guan-yu, WEI Zheng, HE Sai-ling. Estimation of amplitude and phase of a weak signal by using the property of sensitive dependence on initial conditions of a nonlinear oscillator [J]. Signal Processing, 2002, 82(1):103-115.
- [7] 李 月,杨宝俊,石要武.用特定的混沌系统检测弱周期脉冲信号[J].仪器仪表学报. 2002(S1):35-36.
- [8] 王永才,肖子才. Duffing 混沌系统电路仿真研究[J].电路与系统学报,2008,13(1):132-135.
- [9] 赵文礼,黄振强,赵景晓.基于 Duffing 振子的微弱信号检测方法及其电路实现[J].电路与系统学报 2011,16(6):120-123.
- [10] 朱少平,钱富才,刘 丁.基于两级算法的混沌控制[J].控制理论与应用,2010,27(9):1259-1.
- [11] 王冠宇.混沌振子在具有强噪声背景的信号检测中的应用[J].仪器仪表学报,1997,18(2):209.
- [12] 夏其表,王 洁.基于虚拟仪器的精密球研磨加工的振动信号检测[J].轻工机械,2011,29(2):79-82.
- [13] 李 月,杨宝俊.混沌振子检测引论[M].北京:电子工业出版社,2004.
- [14] BARTK S. Adaptive Stochastic Resonance [C]//Proceedings of the IEEE 1998. San Francisco: [s. n.], 1998:2182-2183.

[编辑:张 翔]