

一种新型正弦跟踪微分器的研究与应用

李 军[†], 朱亚清, 陈 文, 万文军, 陈世和, 胡康涛, 苏 凯, 李 锋

(广东电网有限责任公司 电力科学研究院, 广东 广州 510080)

摘要: 过程信号的微分计算在控制工程领域有广泛的应用, 但经典微分运算方法存在显著的噪声干扰放大效应. 文中通过分析一种经典微分器的变形结构以及对象阶跃激励响应和斜坡激励响应的正弦滤波信号成分的构成, 指出在较高的滤波频率下, 可通过信号的正弦滤波或余弦滤波提取这些过程信号的微分信号. 提出了一种由正弦滤波器和新型正弦跟踪器所构成的新型微分信号提取方法. 该方法有效提高了提取微分信号的质量, 与理想微分信号相比的近似度较高. 文中提出的微分方法具有良好的抗噪声干扰特性, 是线性滤波技术的发展与延伸, 并具有良好的理论意义和实际应用前景, 可作为经典控制理论的有益补充. 数学分析、仿真实验和实际应用结果进一步证实了文中所述方法的正确性和有效性.

关键词: 正弦跟踪微分器; 正弦滤波器; 微分信号; 阶跃函数激励; 斜坡函数激励

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Research and application of a new type of sinusoid tracking differentiator

LI Jun[†], ZHU Ya-qing, CHEN Wen, WAN Wen-jun, CHEN Shi-he,
HU Kang-tao, SU Kai, LI Feng

(Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid Co., Ltd, Guangzhou Guangdong 510080, China)

Abstract: Differential elements of the process signals are being widely applied in the field of control engineering, but the noise was significantly amplified by this traditional differential signal extraction method. By analyzing a deformation structure of traditional differential signal extractor and the composition of responses under step and slope incentives of the process signals, the differential signal can be extracted by sine or cosine filter signal under high frequency filtering conditions. Based on this result, a new differential extraction method composed of a sinusoid filter and a new sinusoid tracking coordinates was proposed. The quality of differential signal extracted by this method was improved dramatically with high proximity to ideal differential signal. Superior anti-noise characteristics could be obtained with the method proposed in this paper, which is the development and extension of linear filters, and has good theoretical significances and practical application prospects. The new signal processing method is a beneficial supplement to the classic control theory. Mathematical analysis, simulation experiment, and practical application results provide further evidence that the new method is correct and valid.

Key words: sinusoid tracking differentiator; sinusoid filter; differential signal; step function excitation; slope function excitation

1 引言(Introduction)

微分运算^[1-14]有广泛的应用, 但理想微分在物理上不可实现. 实时微分器的本质是一种实时滤波器, 实时滤波器主要存在时间滞后的问题. 例如, 微分器输出相对理想微分产生了滞后. 长期以来, 人们一直在寻找尝试各种能够解决实时微分器滞后问题的途径. 文献[5]提出了一种高增益微分器, 文献[9]指出高增益微分器的抗噪声干扰特性较差. 由于非线性方法

能够显著影响信号的特性, 因此人们开始采用非线性方法来解决实时微分器的滞后问题, 并且取得了良好的效果. 文献[6]提出了一种非线性的改进微分方法, 我国学者韩京清提出了一种跟踪微分器(tracking differentiator, TD)的概念^[7-11]. 跟踪微分器TD是自抗扰控制技术(active disturbance rejection control, ADRC)^[12]的重要组成部分, 主要适合于对非线性不敏感的工程控制上提取微分信号.

收稿日期: 2016-02-20; 录用日期: 2016-05-31.

[†]通信作者. E-mail: lijun.87389@126.com, lijun.87389@163.com; Tel.: +86 20-85124329.

本文责任编辑: 邓飞其.

国家自然科学基金项目(61473183)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61473183).

从时域外观上看,线性跟踪微分器^[13]的滞后特性与抗干扰特性之间存在较大的矛盾,非线性跟踪微分器^[7-11]较好解决了滞后特性与抗干扰特性之间的矛盾.但非线性方法也存在明显的不足,例如非线性跟踪微分器对不同性质的输入信号,包括阶跃激励信号、斜坡激励信号、抛物线激励信号等呈现出不同的输出特性^[11].而且在不同输入幅值下的特性也不同,文献[10]通过单频正弦信号来推导非线性跟踪微分器的频率特性,其中正弦信号的幅值越小,系统的频率带宽越大.

文献[14]提出了一种改进的非线性跟踪微分器.在跟踪信号误差较大时,趋于非线性环节,反之趋于线性环节.

笔者所在的科研团队,在经过长期的工程实践探索基础上,通过对一种经典微分器变形结构的深入理论分析和研究,在此基础上,提出了一种线性正弦跟踪微分器(sinusoid tracking differentiator, STD)的概念.新型微分器的显著特点是跟踪微分信号的滞后时间较小,与理想微分的近似度较高,抗噪声干扰特性较强等.文中从信号处理的角度对新型微分器进行了较为全面的分析,并且对新型微分器与一种经典微分器特性进行对比.

文中变量的表达具有唯一性,可相互引用.

2 经典微分器原理(Classic differentiator principle)

在控制工程实践中,获取微分信号的经典方法之一,见图1.

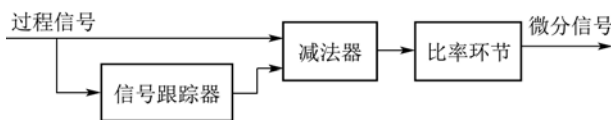


图1 经典微分器原理示意图

Fig. 1 Principle diagram of classic differentiator

图1所示,其微分信号是用尽快地跟踪输入信号的办法得到的^[7].如果信号跟踪器为线性二阶(低通滤波)系统,称之为线性二阶跟踪微分器.

之后文中无特别说明,二阶系统或二阶跟踪微分器均指线性二阶系统或线性二阶跟踪微分器.

2.1 二阶系统(The 2nd order system)

二阶(低通滤波)系统的本质是一种LRC滤波器,如图2所示.

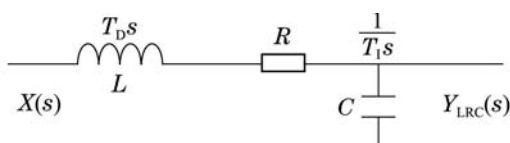


图2 LRC滤波器示意图

Fig. 2 LRC filter diagram

LRC滤波器的传递函数为

$$\begin{cases} W_{LRC}(s) = \frac{Y_{LRC}(s)}{X(s)} = \frac{\omega_o^2}{\omega_o^2 + R\omega_o s + s^2}, \\ T_D = T_I = T_o, \omega_o = \frac{1}{T_o}, \end{cases} \quad (1)$$

式中: $W_{LRC}(s)$ 为LRC滤波器的传递函数, $Y_{LRC}(s)$ 和 $X(s)$ 为Laplace形式的输出信号和输入信号; R 为电阻, Ω ; T_I 为电容 C 的积分常数, s ; T_D 为电感 L 的微分常数, s ; ω_o 为LRC滤波器的自由振荡频率, rad/s ,之后统一称为滤波频率.其中在 $R \geq 2\Omega$, LRC滤波器的阶跃激励响应无超调.

2.2 二阶跟踪微分器(The 2nd order tracking differentiator)

二阶跟踪微分器的传递函数为

$$W_{LRC-D}(s) = K_d [1 - W_{LRC}(s)] = K_d \frac{R\omega_o s + s^2}{\omega_o^2 + R\omega_o s + s^2}, \quad (2)$$

式中: $W_{LRC-D}(s)$ 为二阶跟踪微分器的传递函数, K_d 为跟踪微分器的比率系数,无量纲.

2.3 二阶跟踪微分器变形结构(The deformation structure of 2nd order tracking differentiator)

将二阶跟踪微分器变形为一种正弦跟踪的结构.式(2)的变形式为

$$\begin{cases} W_{LRC-D}(s) = K_d [W_{\sin}(s) + W_{\cos}(s)] [1 - W_{LRC-ST}(s)], \\ W_{\sin}(s) = \frac{R\omega_o s}{\omega_o^2 + s^2}, W_{\cos}(s) = \frac{s^2}{\omega_o^2 + s^2}, \\ W_{LRC-ST}(s) = \frac{R\omega_o s}{\omega_o^2 + R\omega_o s + s^2}, \end{cases} \quad (3)$$

式中: $W_{\sin}(s)$ 为正弦滤波器的传递函数, $W_{\cos}(s)$ 为余弦滤波器的传递函数, $W_{LRC-ST}(s)$ 为LRC正弦跟踪器的传递函数.正弦滤波器的本质是一种等幅值的正弦信号振荡环节,余弦滤波器则是一种等幅值的余弦信号振荡环节.

二阶跟踪微分器的变形结构如图3所示.

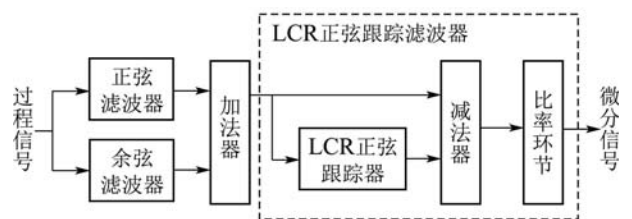


图3 二阶跟踪微分器变形结构示意图

Fig. 3 The deformation structure diagram of 2nd order tracking differentiator

图3所示,二阶跟踪微分器的变形结构揭示了该微

分器的本质,一种内在的正弦滤波器加余弦滤波器和LCR正弦跟踪滤波器的结构.其中的LCR正弦跟踪器是LCR滤波器^[15]的本身,图4所示.

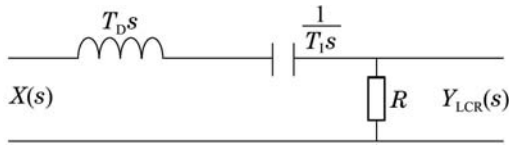


图4 LCR滤波器示意图
Fig. 4 LCR filter diagram

2.3.1 正弦滤波器分析(The analysis of sinusoid filter)

在二阶对象的单位阶跃激励响应的激励下,式(3)中的正弦滤波信号为

$$\left\{ \begin{aligned} Y_2(t) &= L^{-1} \left[\frac{1}{(T_\alpha s + 1)^2} \frac{1}{s} \right] = 1 - Y_{d1}(t) - Y_{d2}(t), \\ Y_{2-\sin}(t) &= L^{-1} \left[\frac{1}{(T_\alpha s + 1)^2} \frac{1}{s} \left(\frac{R\omega_0 s}{\omega_0^2 + s^2} \right) \right] = \\ &RG(\omega_0) \sin[\varphi(\omega_0)] Y_{d2}(t) + \\ &RG(\omega_0)^2 \sin[2\varphi(\omega_0)] Y_{d1}(t) + \\ &RG(\omega_0)^2 \sin[\omega_0 t - 2\varphi(\omega_0)], \\ Y_{d1}(t) &= e^{-\frac{t}{T_\alpha}}, Y_{d2}(t) = \frac{t}{T_\alpha} e^{-\frac{t}{T_\alpha}}, \\ G(\omega_0) &= \frac{1}{\sqrt{1 + (T_\alpha \omega_0)^2}}, \\ \varphi(\omega_0) &= \text{tg}^{-1}(\omega_0 T_\alpha), \omega_{-3 \text{ dB}} = \frac{1}{T_\alpha}, \end{aligned} \right. \quad (4)$$

式中: $Y_2(t)$ 为二阶对象在单位阶跃激励下的过程信号, $Y_{2-\sin}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的正弦滤波信号, $Y_{d1}(t)$ 为一阶理想微分信号, $Y_{d2}(t)$ 为二阶理想微分信号, $\sin[\omega_0 t - 2\varphi(\omega_0)]$ 为稳态正弦信号; T_α 为对象惯性常数, s ; $G(\omega_0)$ 为一阶对象在 ω_0 的频域幅值增益, 无量纲; $\varphi(\omega_0)$ 为一阶对象在 ω_0 的频域移相, rad; $\omega_{-3 \text{ dB}}$ 为一阶对象频域截止频率, rad/s.

2.3.2 余弦滤波器分析(The analysis of cosine filter)

在 $Y_2(t)$ 的激励下, 式(3)中的余弦滤波信号为

$$\begin{aligned} Y_{2-\cos}(t) &= L^{-1} \left[\frac{1}{(T_\alpha s + 1)^2} \frac{1}{s} \left(\frac{s^2}{\omega_0^2 + s^2} \right) \right] = \\ &-G(\omega_0) \cos[\varphi(\omega_0)] Y_{d2}(t) - \\ &G(\omega_0)^2 \cos[2\varphi(\omega_0)] Y_{d1}(t) + \\ &G(\omega_0)^2 \cos[\omega_0 t - 2\varphi(\omega_0)], \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $Y_{2-\cos}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的余弦滤波信号, 并且由 $Y_{d1}(t)$, $Y_{d2}(t)$ 和稳态余弦信号 $\cos[\omega_0 t - 2\varphi(\omega_0)]$ 等构成.

2.3.3 加法器信号分析(The signal analysis of the adder)

其中取 $\omega_0 = 20 \omega_{-3 \text{ dB}}$, $R = 2 \Omega$. 在 $Y_2(t)$ 激励下, 得到加法器信号成分构成的相对比例, 见表1.

表1 相对比例1
Table 1 Relative proportional 1

| 信号 | $Y_{d2}(t)$ | $Y_{d1}(t)$ | 稳态正弦 |
|---------|-------------|-------------|----------|
| 正弦滤波器信号 | 0.09970 | 0.000498 | 0.004984 |
| 余弦滤波器信号 | -0.002497 | 0.002481 | 0.002493 |
| 加法器信号 | 0.09720 | 0.002979 | 0.005573 |
| 相对比率 | 1.0 | 0.03064 | 0.05733 |

表1可见, 加法器信号成分构成以 $Y_{d2}(t)$ 成分为主.

在 $Y_2(t)$ 的激励下, 式(3)中的二阶跟踪微分信号为

$$Y_{2-LRC-D}(t) = K_d [Y_{2-\sin}(t) + Y_{2-\cos}(t) - Y_{2-LCR-ST}(t)], \quad (6)$$

式中: $Y_{2-LRC-D}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的二阶跟踪微分信号, $Y_{2-LRC-ST}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的LCR正弦跟踪信号.

2.4 LCR微分器(The LCR differentiator)

通过对表1分析可知, 在图3给出的变形结构中, 余弦滤波器对提取 $Y_{d2}(t)$ 的“作用”不大, 而且该滤波器的高频增益较高, 在干扰环境下的干扰输出较大. 如果使余弦滤波器的作用为零, 则可有效提高二阶跟踪微分器的抗干扰特性, 实质上构成了“LCR微分器”, 是二阶跟踪微分器的一种特殊形式.

LCR微分器变形结构如图5所示.

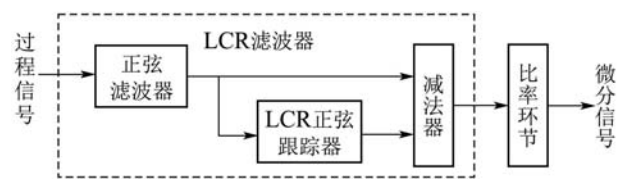


图5 LCR微分器变形结构示意图

Fig. 5 Deformation structure diagram of LCR differentiator

图5所示, LCR微分器由LCR滤波器和比例环节所构成. 在 $Y_2(t)$ 的激励下, LCR微分信号为

$$Y_{2-LCR-D}(t) = K_d [Y_{2-\sin}(t) - Y_{2-LCR-ST}(t)], \quad (7)$$

式中 $Y_{2-LCR-D}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的LCR微分信号.

3 二阶跟踪微分器滞后原因分析(The lag reason analysis of 2nd order tracking differentiator)

文中以 $Y_2(t)$ 激励为例, 对二阶跟踪微分器滞后问题的原因进行分析.

3.1 正弦滤波器级数扩展(The structure extension of sinusoidal filter)

LCR正弦跟踪器本身可扩展出无穷的正弦滤波器级数如图6所示.

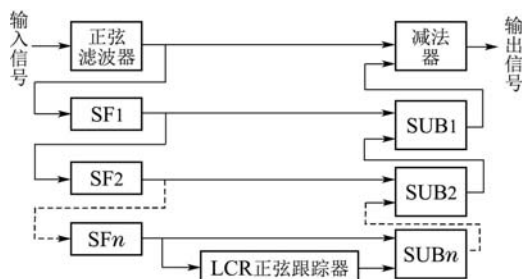


图6 无穷正弦滤波器级数结构示意图

Fig. 6 The diagram of infinite sinusoidal filter structure

图6中: SF1为扩展正弦滤波器1, SUB1为扩展减法器1, 其他依此类推.

3.2 LCR正弦跟踪器信号分析(The signal analysis of LCR sinusoid tracking)

从工程计算角度, 扩展1级正弦滤波器的结构已足够了. 在较高的滤波频率下, LCR正弦跟踪器的输入信号以 $Y_{d2}(t)$ 成分为主. 因此, 文中通过 $Y_{d2}(t)$ 直接激励SF1来分析LCR正弦跟踪器的特性, 则SF1输出信号近似式为

$$\begin{cases} Y_{d2-SF1}(t) = \frac{1}{\omega_o \gg \omega_{-3\text{dB}}} L^{-1} \left\{ \left[\frac{1}{T_\alpha s + 1} - \frac{1}{(T_\alpha s + 1)^2} \right] \frac{1}{s} \frac{R\omega_o s}{\omega_o^2 + s^2} \right\} \approx \\ K_{d2}[Y_{d1}(t) - Y_{d2}(t)], \\ K_{d2} = RG(\omega_o) \sin[\varphi(\omega_o)] \approx RG(\omega_o), \end{cases} \quad (8)$$

式中: $Y_{d2-SF1}(t)$ 为 $Y_{d2}(t)$ 直接激励下的扩展1级正弦滤波信号; K_{d2} 为 $Y_{d2}(t)$ 的增益, 无量纲.

则LCR正弦跟踪信号近似式为

$$\begin{aligned} Y_{d2-LCR-ST}(t) &\approx \\ Y_{d2-SF1}(t) &\approx K_{d2}[Y_{d1}(t) - Y_{d2}(t)], \end{aligned} \quad (9)$$

式中: $Y_{d2-LCR-ST}(t)$ 为 $Y_{d2}(t)$ 直接激励下的LCR正弦跟踪信号. 在 $T_\alpha = 100\text{ s}$, $\omega_o = 10\omega_{-3\text{dB}}$, $R = 2\Omega$. 得到 $Y_{d2-LCR-ST}(t)$ 的仿真实验结果如图7所示.

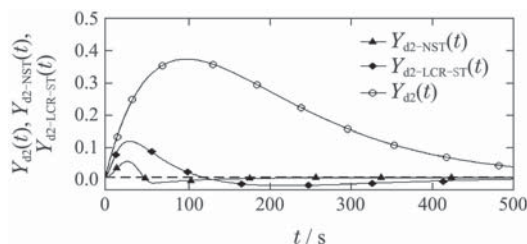


图7 LCR正弦跟踪信号示意图

Fig. 7 The trend of LCR sinusoid tracker

图7所示, LCR正弦跟踪器对激励信号 $Y_{d2}(t)$ 的抑制特性不理想. 图中的 $Y_{d2-NST}(t)$ 为 $Y_{d2}(t)$ 直接激励下的新型正弦跟踪信号.

3.3 二阶跟踪微分器信号分析(The signal analysis of 2nd order tracking differentiator)

在 $Y_2(t)$ 的激励下, 式(3)中二阶跟踪微分信号的近似式为

$$\begin{aligned} Y_{2-LRC-D}(t) &= \\ \omega_o \gg \omega_{-3\text{dB}} & \\ K_d[Y_{2-\sin}(t) + Y_{2-\cos}(t) - Y_{2-LCR-ST}(t)] &\approx \\ K_d\{K_{d2}Y_{d2}(t) - K_{d2}^2[Y_{d1}(t) - Y_{d2}(t)]\} &\approx \\ Y_{d2}(t) - K_{d2}[Y_{d1}(t) - Y_{d2}(t)], & \\ Y_{2-LCR-ST}(t) &\approx K_{d2}Y_{d2-LCR-ST}(t), \\ Y_{2-\sin}(t) \approx K_{d2}Y_{d2}(t), & Y_{2-\cos}(t) \approx 0, \quad K_d = \frac{1}{K_{d2}}, \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $Y_{2-LRC-D}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的二阶跟踪微分信号, $Y_{2-LCR-ST}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的LCR正弦跟踪信号. 在 $T_\alpha = 100\text{ s}$, $\omega_o = 20\omega_{-3\text{dB}}$, 得到 $Y_{2-LRC-D}(t)$ 的仿真实验结果如图8所示.

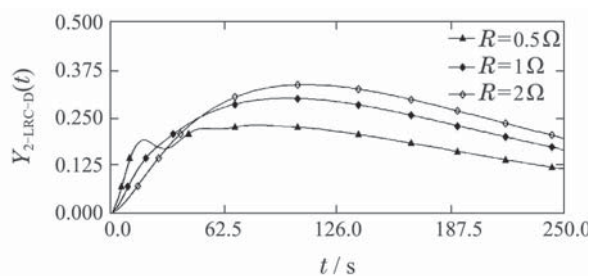


图8 二阶跟踪微分信号随电阻R变化示意图

Fig. 8 The trend of 2nd order tracking differentiator signal varied with resistance R

图8所示, R 越大, $Y_{2-LRC-D}(t)$ 越滞后. R 较小, 则稳态正弦信号成分的衰减较慢.

文中得出结论: 变形结构中, LCR正弦跟踪器特性的不理想, 是造成二阶跟踪微分器滞后问题的基本内在原因.

4 新型正弦跟踪微分器(A new type of sinusoid tracking differentiator)

在图5给出的LCR微分器的变形结构基础上, 用LCR滤波器^[15]重构正弦滤波器, 用一种特性优良的新型正弦跟踪器取代LCR正弦跟踪器, 则构成了“新型正弦跟踪微分器”或“新型微分器”.

新型微分器是一种外在的正弦滤波器加正弦跟踪器的结构, 传递函数为

$$W_{NSTD}(s) = K_d W_{\sin}(s)[1 - W_{NST}(s)], \quad (11)$$

式中: $W_{\text{NSTD}}(s)$ 为新型微分器的传递函数, $W_{\text{NST}}(s)$ 为新型正弦跟踪器的传递函数, 新型微分器的结构见图9.

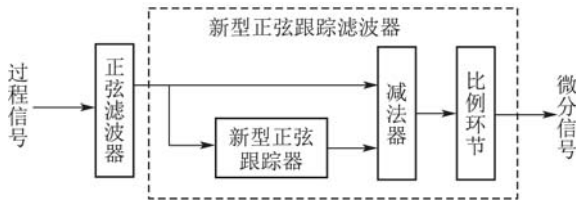


图9 新型微分信号提取环节示意图

Fig. 9 The new differential signal extraction element diagram

图9所示, 将虚线框中的新型正弦跟踪器、减法器、比例环节称为“新型正弦跟踪滤波器”.

4.1 正弦滤波器重构 (Refactoring the sinusoid filter)

图4所示, 如果令LCR滤波器的 $R \rightarrow 0$, 就得到了正弦滤波器为

$$W_{\text{LCR}}(s) \underset{R \rightarrow 0}{=} \frac{R\omega_0 s}{\omega_0^2 + R\omega_0 s + s^2} = \frac{R\omega_0 s}{\omega_0^2 + s^2} = W_{\text{sin}}(s). \quad (12)$$

在单位阶跃的直接激励下, 正弦滤波信号为

$$Y_{\text{sin}}(t) = L^{-1}\left[\frac{R\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2} \frac{1}{s}\right] = R \sin(\omega_0 t), \quad (13)$$

式中: $Y_{\text{sin}}(t)$ 为单位阶跃直接激励下的正弦滤波信号, 为幅值 R 和滤波频率 ω_0 的正弦函数信号. 实际 R 不能趋于零, 在 R 取有限小值情况下, 则在单位阶跃直接激励下, LCR滤波信号为

$$\begin{cases} Y_{\text{LCR}}(t) = R \frac{k_{\text{am}}(t)}{k_{\omega}} \sin(k_{\omega} \omega_0 t), \\ k_{\text{am}}(t) = e^{-\frac{R\omega_0}{2} t}, k_{\omega} = \sqrt{1 - R^2/4}, \end{cases} \quad (14)$$

式中: $Y_{\text{LCR}}(t)$ 为单位阶跃直接激励下的LCR滤波信号, $K_{\text{am}}(t)$ 为正弦幅值随过程时间衰减系数, 无量纲. k_{ω} 为滤波频率修正系数, 无量纲. 其中取 $\omega_0 = 0.2 \text{ rad/s}$, $R = 0.0001 \Omega$. 数学计算结果

$$k_{\omega} \approx 0.999999987 \approx 1.$$

在 $t = 1000 \text{ s}$ 时刻, $K_{\text{am}}(t) \approx 0.990049 \approx 1$. 可认为在有限的时间内, LCR滤波器可近似为正弦滤波器.

4.2 正弦滤波信号 (The sinusoid filter signal)

之前式(4)已给出了二阶对象的单位阶跃激励响应的正弦滤波信号. 二阶对象的斜坡激励响应的正弦滤波信号为

$$Y_{2-t}(t) = L^{-1}\left[\frac{1}{(1 + T_{\alpha} s)^2} \frac{V_t}{s^2}\right] = V_t(t) - V_t T_{\alpha} Y_1(t) - V_t T_{\alpha} Y_2(t),$$

$$Y_{2-t-\text{sin}}(t) =$$

$$L^{-1}\left[\frac{1}{(T_{\alpha} s + 1)^2} \frac{V_t}{s^2} \left(\frac{R\omega_0 s}{s^2 + \omega_0^2}\right)\right] = \frac{RV_t}{\omega_0} Y_2(t) + \frac{RV_t}{\omega_0} G(\omega_0) \cos[\varphi(\omega_0)] Y_{d2}(t) + \frac{RV_t}{\omega_0} G(\omega_0)^2 \cos[2\varphi(\omega_0)] Y_{d1}(t) - \frac{RV_t}{\omega_0} G(\omega_0)^2 \cos[\omega_0 t - 2\varphi(\omega_0)], \quad (15)$$

式中: $Y_{2-t}(t)$ 为二阶对象在斜坡激励下的过程信号; $Y_{2-t-\text{sin}}(t)$ 为 $Y_{2-t}(t)$ 激励下的正弦滤波信号, 由 $Y_2(t)$, $Y_{d1}(t)$, $Y_{d2}(t)$, $\cos[\omega_0 t - 2\varphi(\omega_0)]$ 等成分构成; V_t 为斜坡激励速率, s^{-1} .

4.3 新型微分器基本原理分析 (The basic principle analysis of a new type differentiator)

正弦滤波和正弦跟踪的结构极大方便了信号的计算和分析, 根据理论计算的结果, 在较高的滤波频率下, 过程信号的正弦滤波信号构成以过程信号的理想微分信号成分为主. 因此, 在较高的滤波频率下, 可将过程信号的正弦滤波信号近似为过程信号的理想微分信号, 这即是文中新型微分器的基本原理.

4.3.1 理想微分信号 (Ideal differential signal)

虽然理想微分不可实现, 但出于分析和对比, 需要了解“理想微分信号”. 其中 $Y_{2-t}(t)$ 的理想微分信号为

$$\begin{cases} Y_{2-t-d}(t) = L^{-1}\left[\frac{1}{(1 + T_{\alpha} s)^2} \frac{V_t}{s^2} T_d s\right] = T_{\alpha} V_t Y_2(t), \\ T_d = T_{\alpha}, \end{cases} \quad (16)$$

式中 $Y_{2-t-d}(t)$ 为 $Y_{2-t}(t)$ 的理想微分信号.

4.3.2 对象单位阶跃激励响应正弦滤波信号 (The sinusoidal filtering of unit step response)

取 $\omega_0 = 20\omega_{-3 \text{ dB}}$, 在 $Y_2(t)$ 的激励下, 得到 $Y_{2-\text{sin}}(t)$ 成分构成的相对比例见表2.

表2 相对比例2

Table 2 Relative proportional 2

| 成分 | $Y_{d2}(t)$ | $Y_{d1}(t)$ | 稳态正弦 |
|------|-------------|-------------|---------|
| 相对比率 | 1.0 | 0.00498 | 0.04993 |

表2所示, $Y_{2-\text{sin}}(t)$ 成分的构成以 $Y_{d2}(t)$ 成分为主, $Y_{2-\text{sin}}(t)$ 的近似式为

$$Y_{2-\text{sin}}(t) \underset{\omega_0 \gg \omega_{-3 \text{ dB}}}{=} L^{-1}\left[\frac{1}{(T_{\alpha} s + 1)^2} \frac{1}{s} \left(\frac{R\omega_0 s}{\omega_0^2 + s^2}\right)\right] \approx K_{d2} Y_{d2}(t). \quad (17)$$

在较高的滤波频率下, $Y_{2-\sin}(t)$ 与理想分信号 $Y_{d2}(t)$ 之间是一个近似 K_{d2} 比例的关系。

取 $T_\alpha = 100 \text{ s}$, $\omega_o = 20\omega_{-3 \text{ dB}}$, $R = 0.0001 \Omega$. 在 $Y_2(t)$ 的激励下, 得到 $Y_{2-\sin}(t)$ 的仿真实验结果如图 10 所示。

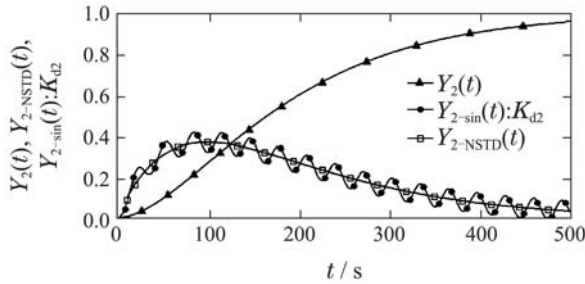


图 10 二阶对象阶跃激励响应正弦滤波信号示意图

Fig. 10 Sinusoid filter signal of 2nd order object unit step response

图 10 所示, 在 $Y_{2-\sin}(t)$ 中, 存在一定幅度的稳态正弦信号成分, 需要进行一定的滤波处理. 具体的滤波方法为图 9 所示的新型正弦跟踪滤波器, 其核心是新型正弦跟踪器. 图中 $Y_{2-\text{NSTD}}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的新型正弦跟踪微分信号。

4.3.3 对象斜坡激励响应正弦滤波信号(The sinusoidal filtering of slope response)

取 $\omega_o = 20\omega_{-3 \text{ dB}}$, 在 $Y_{2-t}(t)$ 的激励下, 得到 $Y_{2-t-\sin}(t)$ 成分构成的相对比例, 见表 3。

表 3 相对比例 3

Table 3 Relative proportional 3

| 成分 | $Y_2(t)$ | $Y_{d2}(t)$ | $Y_{d1}(t)$ | 稳态余弦 |
|------|----------|-------------|-------------|----------|
| 相对比率 | 1.0 | 0.00248 | -0.00249 | -0.00249 |

表 3 所示, $Y_{2-t-\sin}(t)$ 成分构成以 $Y_2(t)$ 成分为主, 其他信号成分相对比例不足 0.25%, 可将 $Y_{2-t-\sin}(t): K_{d2}$ 近似为 $Y_{2-t-d}(t)$, 且近似的质量较高. $Y_{2-t-\sin}(t)$ 的近似式为

$$Y_{2-t-\sin}(t) = L^{-1} \left[\frac{1}{(T_\alpha s + 1)^2} \frac{V_t}{s^2} \left(\frac{R\omega_o s}{s^2 + \omega_o^2} \right) \right] \approx K_{d2} T_\alpha V_t Y_2(t). \quad (18)$$

4.4 新型正弦跟踪器分析(The analysis of a new type sinusoid tracker)

文献 [16] 将一种正交混频方法用于正弦信号频率的测量, 文中将这种正交混频方法用于新型正弦跟踪器的设计. 新型正弦跟踪器采用了二级正交混频的结构如图 11 所示。

图 11 所示, 新型正弦跟踪器由正交混频 A、滑动矩形窗滤波、正交混频 B、加法运算所组成. 其中加法运算的比例系数为 2。

文中以 $Y_{2-\sin}(t)$ 激励为例, 对新型正弦跟踪器的信号处理过程进行分析。

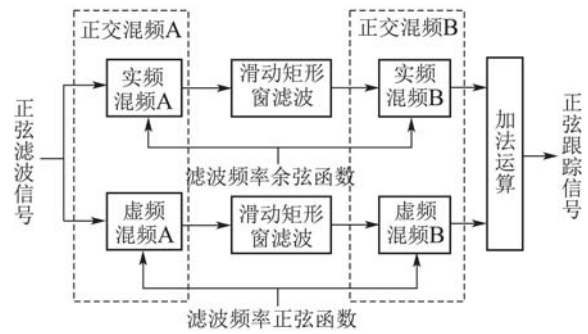


图 11 新型正弦跟踪器示意图

Fig. 11 The diagram of a new sinusoid tracker

4.4.1 正交混频 A 分析(The analysis of orthogonal mixer A)

正交混频 A 由实频混频 A 和虚频混频 A 所构成, 混频的实质是乘法运算, 其中实频混频信号 A 为

$$R(t) = Y_{2-\sin}(t) \cos(\omega_o t + \beta) = R_o(t) + R_{2\omega}(t) + R_{AM}(t),$$

$$R_o(t) = -\frac{RG(\omega_o)^2 \sin[2\varphi(\omega_o) + \beta]}{2},$$

$$R_{2\omega}(t) = \frac{RG(\omega_o)^2 \sin[2\omega_o t - 2\varphi(\omega_o) + \beta]}{2},$$

$$R_{AM}(t) = \{RG(\omega_o) \sin[\varphi(\omega_o)]Y_{d2}(t) + RG(\omega_o)^2 \sin[2\varphi(\omega_o)]Y_{d1}(t)\} \cos(\omega_o t + \beta), \quad (19)$$

式中: $R(t)$ 为正实频信号 A, 由直流成分 $R_o(t)$, $2\omega_o$ 成分 $R_{2\omega}(t)$, ω_o 调幅成分 $R_{AM}(t)$ 等构成; β 为滤波频率余弦函数的初相位, rad, 任意值。

虚频混频信号 A 为

$$I(t) = Y_{2-\sin}(t) \sin(\omega_o t + \beta) = I_o(t) + I_{2\omega}(t) + I_{AM}(t),$$

$$I_o(t) = \frac{G(\omega_o)^2 \cos[2\varphi(\omega_o) + \beta]}{2},$$

$$I_{2\omega}(t) = -\frac{G(\omega_o)^2 \cos[2\omega_o t - 2\varphi(\omega_o) + \beta]}{2},$$

$$I_{AM}(t) = \{G(\omega_o) \sin[\varphi(\omega_o)]Y_{d2}(t) + G(\omega_o)^2 \sin[2\varphi(\omega_o)]Y_{d1}(t)\} \sin(\omega_o t + \beta), \quad (20)$$

式中: $I(t)$ 为虚频信号 A, 由直流成分 $I_o(t)$, $2\omega_o$ 成分 $I_{2\omega}(t)$, ω_o 调幅成分 $I_{AM}(t)$ 等构成。

其中 $Y_{d2}(t)$ 的频域复数频谱^[17]为

$$F_{d2}(j\omega) = \frac{T_\alpha}{(1 + T_\alpha j\omega)^2}. \quad (21)$$

通过与滤波频率 ω_o 的混频, $Y_{d2}(t)$ 的频域复数频谱 $F_{d2}(j\omega)$ 被调制在 ω_o 的两则, 生成了 ω_o 的调幅成分如图 12 所示。

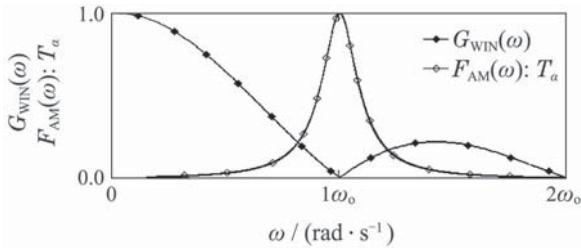


图 12 滑动矩形窗频域幅频特性示意图

Fig. 12 Amplitude frequency diagram of slip rectangular window

4.4.2 滑动矩形窗滤波分析(The analysis of slip rectangular window)

滑动矩形窗滤波处理的目的是从正交混频A信号中,提取直流成分为

$$\begin{cases} R_w(t) = \frac{1}{T_w} \int_{-\infty}^{\infty} [R(t) - R(t - T_w)] dt \approx \\ R_o(t) \approx -\frac{RG(\omega_o)^2 \sin[2\varphi(\omega_o) + \beta]}{2}, \\ I_w(t) = \frac{1}{T_w} \int_{-\infty}^{\infty} [I(t) - I(t - T_w)] dt \approx I_o(t) \approx \\ \frac{RG(\omega_o)^2 \cos[2\varphi(\omega_o) + \beta]}{2}, \\ T_w = \frac{2\pi}{\omega_o}, \end{cases} \quad (22)$$

式中: $R_w(t)$ 为实频滤波信号A; $I_w(t)$ 为虚频滤波信号A; T_w 为滑动矩形窗时间长度, s; 数量上设置等于 ω_o 的周期, 省略推导过程, 滑动矩形窗频域幅频特性如图12所示.

图12所示, $G_{win}(\omega)$ 为滑动矩形窗频域幅频增益, 无量纲. $F_{AM}(\omega)$ 为 ω_o 调幅成分的频域幅频谱. 滑动矩形窗零频率增益为1, 在 ω_o 和 $2\omega_o$ 的幅频增益为零, 因而能够较好地提取直流成分, 同时较好地滤除或衰减 ω_o 的调幅成分, 完全滤除 $2\omega_o$ 的成分.

4.4.3 正交混频B和加法运算分析(The analysis of orthogonal mixer B and adder)

正交混频B的加法运算为

$$\begin{aligned} Y_{2-\sin-NST}(t) = & 2R_w(t) \cos(\omega_o t + \beta) + 2I_w(t) \sin(\omega_o t + \beta) = \\ & -RG(\omega_o)^2 \sin[2\varphi(\omega_o) + \beta] \cos(\omega_o t + \beta) + \\ & RG(\omega_o)^2 \cos[2\varphi(\omega_o) + \beta] \sin(\omega_o t + \beta) = \\ & RG(\omega_o)^2 \sin[\omega_o t - 2\varphi(\omega_o)], \end{aligned} \quad (23)$$

式中: $Y_{2-\sin-NST}(t)$ 为 $Y_{2-\sin}(t)$ 激励下的新型正弦跟踪信号, $Y_{2-\sin-NST}(t)$ 较好地跟踪了 $Y_{2-\sin}(t)$ 中的稳态正弦信号.

另外, 在 $T_\alpha = 100$ s, $\omega_o = 10\omega_{-3\text{dB}}$, 用 $Y_{d2}(t)$ 直接激励新型正弦跟踪器, 得到的仿真实验结果, 图7所示.

新型正弦跟踪器对 $Y_{d2}(t)$ 的抑制特性较好, 表明了新型正弦跟踪器能够有效减小微分器输出的滞后.

4.5 新型正弦跟踪滤波器分析(The analysis of a new type of sinusoid tracking filter)

通过减法运算滤除稳态正弦信号成分, 通过对减法信号进行比例运算提取微分信号. 以提取 $Y_{d2}(t)$ 为例, 其中减法运算为

$$\begin{aligned} Y_{2-\text{SUB}}(t) = & \\ Y_{2-\sin}(t) - Y_{2-\sin-NST}(t) \approx & K_{d2} Y_{d2}(t), \end{aligned} \quad (24)$$

式中: $Y_{2-\text{SUB}}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的减法信号, 近似为 $K_{d2} Y_{d2}(t)$.

减法信号的比例运算为

$$\begin{aligned} Y_{2-\text{NSTD}}(t) = & \\ K_d Y_{2-\text{SUB}}(t) = K_d K_{d2} Y_{d2}(t) \approx & Y_{d2}(t), \end{aligned} \quad (25)$$

式中: $Y_{2-\text{NSTD}}(t)$ 为 $Y_2(t)$ 激励下的新型正弦跟踪微分信号.

在 $T_\alpha = 100$ s, $\omega_o = 20\omega_{-3\text{dB}}$, $R = 0.0001 \Omega$ 时得到 $Y_{2-\text{NSTD}}(t)$ 的仿真实验结果, 图10所示. $Y_{2-\text{NSTD}}(t)$ 消除了 $Y_{2-\sin}(t)$ 中的稳态正弦信号成分.

5 新型微分器频率特性分析(The frequency characteristic analysis of the new type differentiator)

频率特性是用于衡量系统特性的一个重要指标.

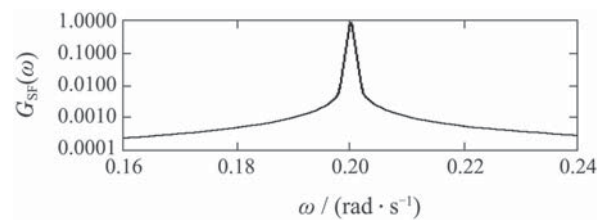
其中正弦滤波器的幅频特性函数为

$$G_{\text{SF}}(\omega) = \frac{R}{\sqrt{\left(\frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 + R^2}}, \quad (26)$$

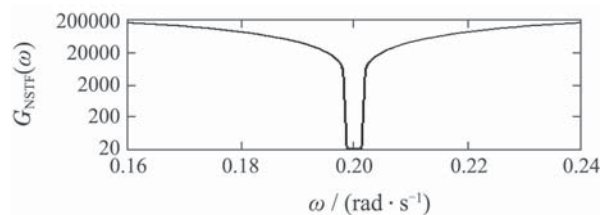
式中 $G_{\text{SF}}(\omega)$ 为正弦滤波的幅频增益, 无量纲. 并且在

$$\omega_o = 0.2 \text{ rad/s}, R = 0.0001 \Omega$$

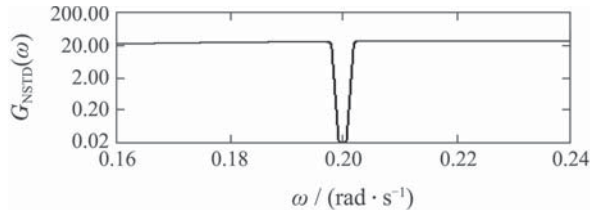
时得到正弦滤波器的幅频特性实验图如图13(a)所示.



(a) 正弦滤波器幅频特性



(b) 新型正弦跟踪滤波器幅频特性



(c) 新型微分器幅频特性

图 13 新型微分器幅频特性示意图

Fig. 13 Amplitude-frequency characteristic diagram of a new type differentiator

省略推导过程, 新型正弦跟踪滤波器的幅频特性函数为

$$G_{NSTF}(\omega) = \sqrt{G_R(\omega)^2 + G_I(\omega)^2},$$

$$G_R(\omega) = \frac{1}{K_{d2}} \left\{ 1 - \frac{2 \sin\left[\frac{(\omega - \omega_o)T_w}{2}\right] \cos\left[\frac{(\omega - \omega_o)T_w}{2}\right]}{(\omega - \omega_o)T_w} \right\},$$

$$G_I(\omega) = \frac{1}{K_{d2}} \left\{ \frac{2 \sin\left[\frac{(\omega - \omega_o)T_w}{2}\right]^2}{(\omega - \omega_o)T_w} \right\}, \quad (27)$$

式中: $G_{NSTF}(\omega)$ 为新型正弦跟踪滤波器的幅频增益, 无量纲. $G_R(\omega)$ 为实频增益项, $G_I(\omega)$ 为虚频增益项.

新型正弦跟踪滤波器的幅频特性实验图, 如图13(b)所示. 新型正弦跟踪滤波器在频域为陷波滤波特性, 陷波中心频率为 ω_o . 这种频域陷波滤波特性对抑制正弦滤波器频域的谐振峰值起到关键性作用.

根据式(26)–(27)分别给出的 $G_{SF}(\omega)$ 和 $G_{NSTF}(\omega)$, 新型微分器的幅频特性函数为

$$G_{NSTD}(\omega) = G_{SF}(\omega)G_{NSTF}(\omega), \quad (28)$$

式中: $G_{NSTD}(\omega)$ 为新型微分器的幅频增益, 无量纲. 其中在 $T_w = 31.41$ s, 得到新型微分器的幅频特性实验图, 图13(c)所示.

图13(c)给出 $G_{NSTD}(\omega)$ 的峰值约为32.

6 仿真实验(Simulation results)

在参数设置上, 一般说, 在 $\omega_o \geq 10 \omega_{-3\text{dB}}$ 和 $R \leq 0.0001 \Omega$ 时, 所提取的微分信号与理想微分信号相比的近似度已经比较高了.

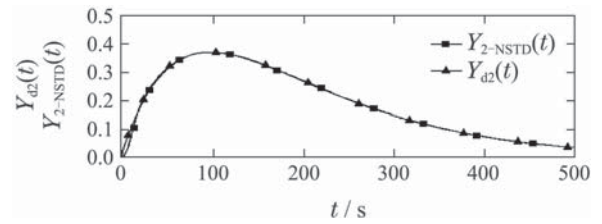
仿真实验的数值计算由数字计算机完成, 文中无特别说明, 数值计算的间隔为1 s, 实验对象为二阶, $T_\alpha = 100$ s, 新型微分器 $R = 0.0001 \Omega$.

6.1 提取微分信号特性的对比(The comparison of extracting differential signal characteristics)

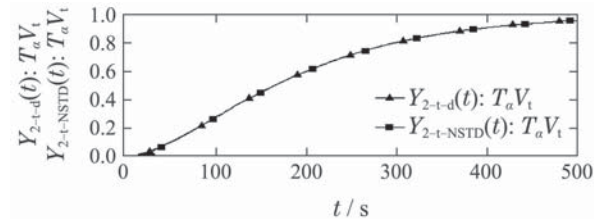
将新型微分信号与理想微分信号进行对比. “理想微分信号”具体根据理想微分信号的函数式直接绘图给出.

在 $\omega_o = 0.2$ rad/s, 得到 $Y_{2-NSTD}(t)$ 和 $Y_{2-t-NSTD}(t)$ 与

理想微分 $Y_{d2}(t)$ 和 $Y_{2-t-d}(t)$ 的对比结果见图14.



(a) 阶跃激励响应微分



(b) 斜坡激励响应微分

图 14 二阶对象单位阶跃激励与斜坡激励响应提取微分信号对比仿真实验结果示意图

Fig. 14 The comparison of extracted differential signal and simulation results of unit step response and slope response of 2nd order object

图14所示, $Y_{2-NSTD}(t)$ 和 $Y_{2-t-NSTD}(t)$ 与理想微分信号 $Y_{d2}(t)$ 和 $Y_{2-t-d}(t)$ 之间的相似度较高. 图14(b)中, 斜坡激励速率为0.02/s.

6.2 抗白噪声干扰特性仿真实验(The simulation of resistance to white noise)

为了考查系统的抗干扰特性, 通常采用白噪声加扰, 用输入(输出)噪声在电阻负载上的功率来衡量输入(输出)干扰能量强度为

$$E_n = P_n(\omega)BW_S, \quad (29)$$

式中: E_n 为输入干扰能量强度, w; $P_n(\omega)$ 为白噪声功率谱密度, w/rad·s⁻¹; BW_S 为控制系统(等效矩形)频率带宽, rad/s, 主要与系统的信号离散采样间隔有关.

省略推导过程, 直接给出新型微分器系统干扰输出近似式为

$$E_{n-NSTD} = (GM_{NSTD})^2 BW_{NSTD} \frac{E_n}{BW_S} \approx \frac{\pi^2 \omega_o^3}{4\omega_{-3\text{dB}}^2} \frac{E_n}{BW_S},$$

$$GM_{NSTD} \approx \frac{T_w \omega_o}{4G(\omega_o)}, \quad BM_{NSTD} \approx \omega_o, \quad (30)$$

式中: E_{n-NSTD} 为新型微分器的输出干扰能量强度, w; GM_{NSTD} 为新型微分器的频域增益峰值, 无量纲; BW_{NSTD} 为新型微分器的频率带宽, rad/s.

以提取 $Y_{2-t-NSTD}(t)$ 为例, 在斜坡激励速率0.02/s, 白噪声相对均值0.01, 分别取 ω_o 为0.2 rad/s和0.1 rad/s, 仿真实验的结果如图15所示.

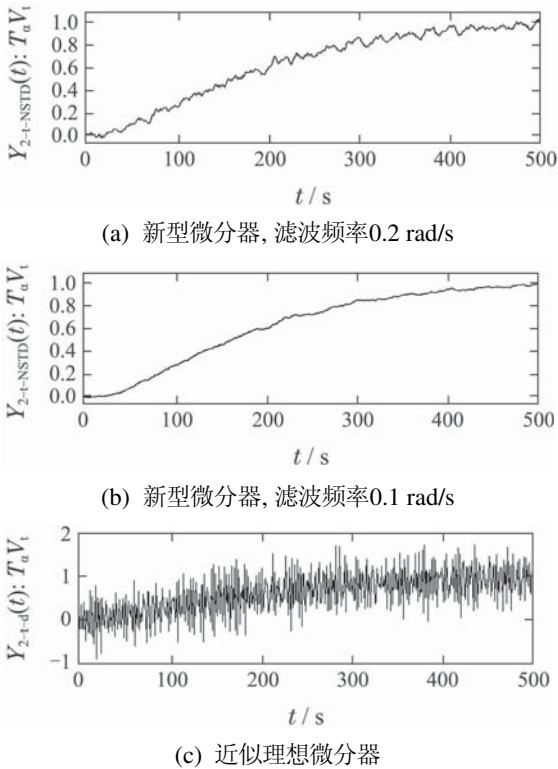


图 15 微分器抗白噪声干扰实验结果

Fig. 15 Resistance to white noise of the differentiator

图15实验结果可看出, 新型微分器具有良好的抗白噪声干扰特性, 近似理想微分器的抗白噪声干扰特性较差。

6.3 微分器特性对比((Differentiator characteristic features)

对新型微分器与LCR微分器的特性进行对比. 在 $\omega_0 = 0.2 \text{ rad/s}$, 得到的对比结果见图16.

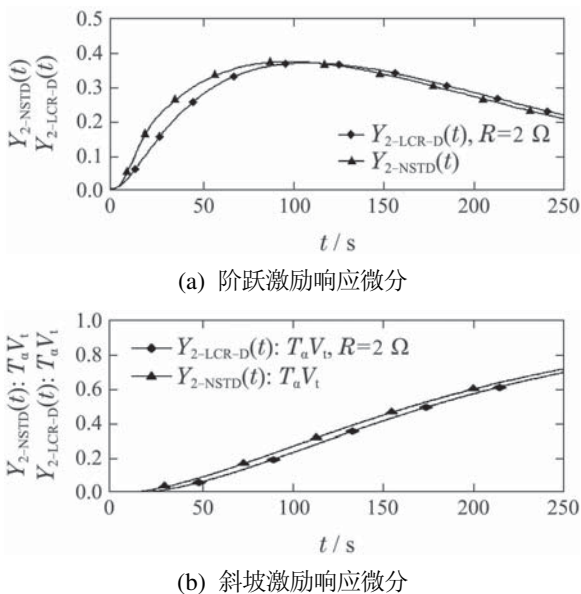


图 16 微分器特性对比示意图

Fig. 16 The diagrams of characteristic contrast of the differentiator

图16所示, 新型微分器提取微分信号几乎为理想微分信号的特性. LCR微分器提取微分信号与理想微分信号的特性相对偏离. 图16(b)中, 斜坡激励速率为 $0.02/\text{s}$, $Y_{2-t-LCR-D}(t)$ 为 $Y_{2-t}(t)$ 激励下的LCR微分信号.

另外, 在 $\omega_0 = 0.1 \text{ rad/s}$ 时, 得到的对比结果如图17所示.

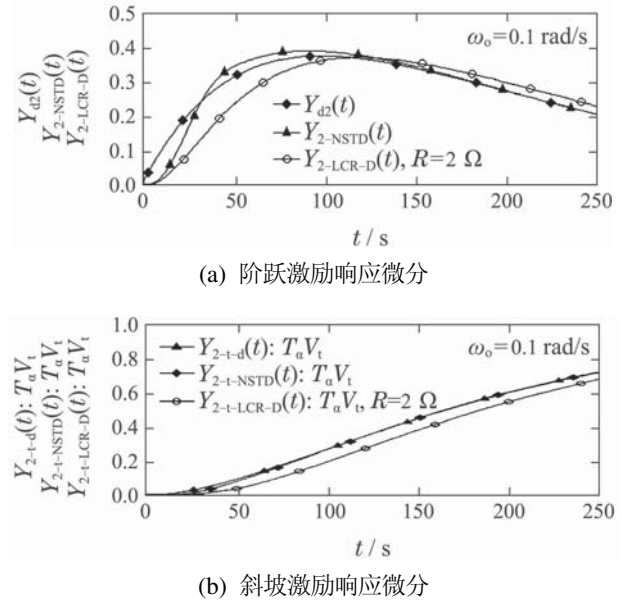


图 17 降低滤波频率对提取微分信号特性影响

Fig. 17 The effects of reducing filter frequency on the characteristics of differential signal extraction

图17所示, 在降低滤波频率后, 新型微分器仍然能够保证较好的输出微分信号特性, 而LCR微分器的输出微分信号的特性已较差。

6.4 小结(Summary)

综合文中理论分析结果和所有仿真实验的结果, 新型正弦跟踪微分器是一种特性优良的线性微分器, 能够很好地跟踪过程信号的微分信号, 包括阶跃激励响应的微分信号和斜坡激励响应的微分信号等. 其显著特点是输出微分信号的滞后时间较小, 与理想微分的近似度较高, 抗噪声干扰特性较强等。

相比较, 二阶微分器在较高滤波频率下, 主要存在较大的干扰输出. 在较低的滤波频率下, 则存在较大的时间滞后问题。

7 实际应用(Practical application)

将文中新型正弦跟踪微分器运用于某电厂的某600 MW燃煤机组的主汽压力控制系统优化. 优化前, 该机组主汽压力控制系统在机组AGC变负荷过程的控制特性, 如图18所示。

图18所示, 在机组AGC变负荷过程, 主汽压力设定值为典型的斜坡信号, 斜坡信号速率为 0.016 MPa/s . 所谓的AGC, 是自动发电负荷控制的英文(automatic generation control)缩写. 在AGC变负荷

过程,主汽压力值与主汽压力设定值之间最大的动态偏差值为0.84 MPa.主汽压力滞后于设定值的最大时间为116 s.为了改善该机组主汽压力控制品质,将文中新型正弦跟踪微分器用于该机组主汽压力控制回路的优化,如图19所示.

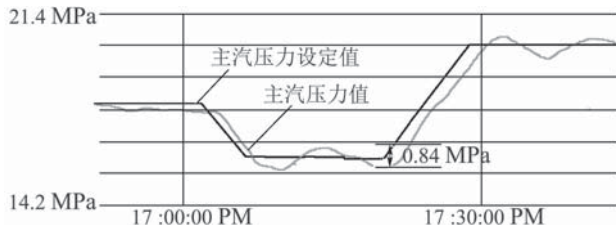


图 18 优化前机组主汽压力控制系统控制特性示意图

Fig. 18 The control properties of the main steam pressure control system before optimization

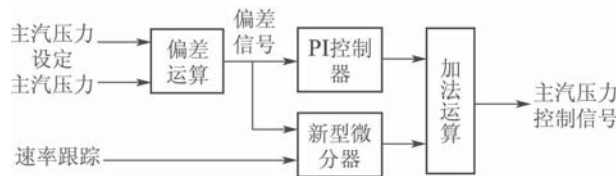


图 19 主汽压力控制系统优化示意图

Fig. 19 The optimization diagram of main steam pressure control system

图19所示,原主汽压力控制采用PI控制器.新型正弦跟踪微分器具体用于,提取主汽压力设定值与主汽压力值偏差信号的微分信号,将正弦跟踪微分信号与原PI控制器输出信号相加,得到主汽压力控制信号,优化的本质是在原PI控制基础上加入微分超前控制.速率跟踪用于调整正弦跟踪微分器的比例增益,具体作用规律:在主汽压力设定值上升或下降速率增加时,适当降低正弦跟踪微分器的比例增益,反之适当提高正弦跟踪微分器的比例增益.优化后的实际运行结果表明,新型正弦跟踪微分器对改善该机组主汽压力控制品质具有显著的作用,如图20所示.

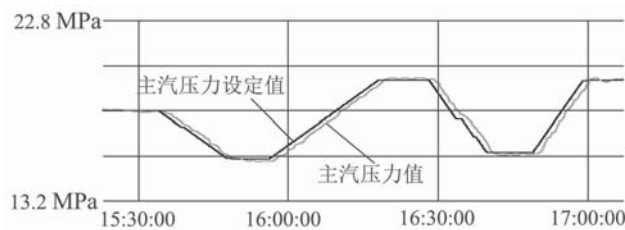


图 20 优化后机组主汽压力控制系统控制特性示意图

Fig. 20 The control properties of the main steam pressure control system after optimization

图20所示,采用新型正弦跟踪微分器优化(也包括PI参数本身的优化)后,在该机组AGC变负荷过程,主汽压力控制品质有明显的改善,主汽压力跟踪特性较好,在主汽压力设定值上升或下降速率0.008~

0.016 MPa/s时,主汽压力值与主汽压力设定值之间的最大动态偏差值由原来的0.84 MPa下降到0.21 MPa,主汽压最大滞后时间由原来的116 s下降到29 s.

8 结论(Conclusions)

提出了一种新型正弦跟踪微分器,从信号处理的角度,对一种线性二阶微分器的变形结构和新型正弦跟踪微分器进行了较为全面的理论分析.指出在较高的滤波频率下,可将过程信号的正弦滤波信号近似为过程信号的理想微分信号.新型微分器的显著特点在于:微分器的滞后时间较小,输出微分信号的质量较高,抗噪声干扰特性较强等.理论上,跟踪微分信号的特性主要是由过程信号的正弦滤波包括余弦滤波特性所决定的.新型正弦跟踪微分器较好地跟踪了过程信号的微分信号.此外,笔者所在的科研团队,还进一步开发了新型正弦跟踪器在过程信号滤波方面的新用途.文中方法具有良好的理论意义和重要的实际应用价值.数学分析,仿真实验和实际应用结果,验证了新方法的正确性和有效性.

参考文献(References):

- [1] SCHALL O, BELYAEV A G, SEIDEL H P. Robust filtering of noisy scattered point data [C] // *Proceedings of the Euro-graphics/IEEE VGTC Symposium on Point-Based Graphics*. Washington D C, USA: IEEE, 2005: 71 - 77.
- [2] LI Bo, XIE Wei. An algorithm for image enhancement based on adaptive fractional differential using two-dimensional Otsu standard [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(6): 794 - 800. (李博, 谢巍. 基于二维Otsu准则的自适应分数阶微分的图像增强算法 [J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(6): 794 - 800.)
- [3] LI Xiaoguang, LIU Jinkun. Continuum backstepping control algorithms in partial differential equation orientation: a review [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(7): 825 - 832. (李晓光, 刘金琨. 面向偏微分方程的连续反演控制算法综述 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(7): 825 - 832.)
- [4] MO Haoyi, DENG Feiqi, PENG Yunjian. Almost sure exponential stability of θ -method for hybrid stochastic differential equations [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(9): 1246 - 1253. (莫浩艺, 邓飞其, 彭云建. 混杂随机微分方程 θ 方法的几乎必然指数稳定性 [J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(9): 1246 - 1253.)
- [5] ATASSI A N, KHALIL H K. Separation results for the stabilization of nonlinear systems using different high-gain observer designs [J]. *Systems & Control Letters*, 2000, 39(3): 183 - 191.
- [6] LI Jun. Study of new TTPE control strategy based on improved differential link and application thereof [J]. *Thermal Power Generation*, 2010, 39(8): 72 - 75. (李军. 基于改进微分环节的控制策略的研究及其应用 [J]. *热力发电*, 2010, 39(8): 72 - 75.)
- [7] ZHANG Haili, ZHANG Hongli. Research and application of differential tracker [J]. *Control and Instruments in Chemical Industry*, 2013, 40(4): 474 - 477. (张海丽, 张宏立. 微分跟踪器的研究与应用 [J]. *化工自动化及仪表*, 2013, 40(4): 474 - 477.)
- [8] XIE Yunde, LONG Zhiqiang. A high-speed nonlinear discrete tracking-differentiator with high precision [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(2): 127 - 132. (谢云德, 龙志强. 高精度快速非线性离散跟踪微分器 [J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(2): 127 - 132.)

- [9] LIU Xi, SUN Xiuxia, HAO Zhen, et al. A new discrete-time form of optimal tracking differentiator [J]. *Information and Control*, 2013, 42(5): 952 – 964.
(刘希, 孙秀霞, 郝震, 等. 最速跟踪微分器的一种新型离散形式 [J]. 信息与控制, 2013, 42(5): 952 – 964.)
- [10] HAN Jingqing, HUANG Yuancan. Frequency characteristic of second-order tracking-differentiator [J]. *Mathematics in Practice and Theory*, 2003, 33(3): 71 – 74.
(韩京清, 黄远灿. 二阶跟踪-微分器的频率特性 [J]. 数学的实践与认识, 2003, 33(3): 71 – 74.)
- [11] YANG Guangda, ZHOU You. Analysis and simulation of steady-state performance in nonlinear tracking-differentiator [J]. *Electro-Optic Technology Application*, 2010, 25(5): 80 – 82.
(杨光达, 周游. 非线性跟踪微分器稳态性能分析及仿真研究 [J]. 光电技术应用, 2010, 25(5): 80 – 82.)
- [12] YANG R G, SUN M W, CHEN Z Q. Performance analysis of active disturbance rejection control on the rst-order-plus-dead-time plant [J]. *ICIC Express Letters*, 2011, 5(4B): 1249 – 1254.
- [13] GUO B Z, HAN J Q, XI F B. Linear tracking differentiator and application to online estimation of the frequency of a sinusoidal signal with random noise perturbation [J]. *International Journal of System Science*, 2002, 33(5): 351 – 358.
- [14] SHI Yongli, HOU Chaozhen. Design of improved nonlinear tracking differentiator [J]. *Control and Decision*, 2008, 23(6): 647 – 650.
(史永丽, 侯朝桢. 改进的非线性跟踪微分器设计 [J]. 控制与决策, 2008, 23(6): 647 – 650.)
- [15] LI Jun, WAN Wenjun, Liu Zhigang, et al. A method of frequency domain analysis for control system based on process response in time domain [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(29): 116 – 122.
(李军, 万文军, 刘志刚, 等. 一种基于时域响应的控制系统频率特性分析方法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(29): 116 – 122.)
- [16] LI Jun, WANG Yuechao. A novel power system sinusoidal frequency measurement method based on amplitude modulation [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(7): 144 – 150.
(李军, 王越超. 一种基于幅值调制的新型电力系统正弦频率测量方法 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 144 – 150.)
- [17] LUO Chuanyi, CHENG Guifen, FU Jiakai. *Control Engineering and Signal Processing* [M]. Beijing: Chemistry Industry Press, 2004: 560.
(罗传翼, 程桂芬, 付家才. 控制工程与信号处理 [M]. 北京: 化学工业出版社, 2004: 560.)

作者简介:

李军 (1962–), 男, 工程师, 主要从事计算机控制与通讯等试验研究工作, E-mail: lijun.87389@163.com;

朱亚清 (1975–), 男, 教授级高级工程师, 主要从事热工自动控制研究开发工作, E-mail: Zhuyaqing@163.com;

陈文 (1988–), 博士, 工程师, 主要从事火电厂热工控制方面的试验和科研工作, E-mail: chenwenhuz@qq.com;

万文军 (1974–), 男, 博士, 高级工程师, 主要从事火电厂热工控制方面的试验和科研工作, E-mail: tansthin@163.com;

陈世和 (1965–), 男, 教授级高级工程师, 主要从事电厂过程自动化控制系统的开发研究工作, E-mail: chen_shi_he@163.com;

胡康涛 (1990–), 男, 工程师, 主要从事火电机组热工过程控制与自抗扰控制方面的应用科研工作, E-mail: 08hukangtao@163.com;

苏凯 (1984–), 男, 高级工程师, 主要从事优化理论与大型机组智能控制方面的科研工作, E-mail: sukai_gdepri@sina.com;

李锋 (1979–), 男, 高级工程师, 主要从事火电机组热工自动控制与大型机组自启停控制系统方面的应用科研工作, E-mail: lifeng186@126.com.