

基于广义 DF 法的参数可调二阶滑模抖振特性分析

申宇¹, 仇原鹰²

(1. 西南大学 计算机与信息科学学院, 重庆 400715; 2. 西安电子科技大学 电子装备结构设计教育部重点实验室, 西安 710071)

摘要: 为研究一类参数可调二阶滑模控制(2-SMC)抖振特性的估算和调节方法,在经典描述函数(DF)法基础上提出了一种广义 DF 法。通过计算 2-SMC 的频率无关基波分量,推导其负倒描述函数曲线旋转角与控制参数的关系式,得出系统输出量抖振特性的调节方法;接着利用广义 DF 法估算复杂非线性环节的抖振特性,并分析其稳定性;最后利用广义 DF 法分析频率相关基波分量,得到状态变量抖振特性的估算方法。在验证实验中,基于经典和广义 DF 法的抖振特性估算结果与仿真实验结果吻合,并具有较高的角频率估计精度,表明了抖振特性分析方法的正确性。

关键词: 二阶滑模控制;抖振特性;广义 DF 法;频率相关基波分量

中图分类号: TP272

文献标志码: A

DOI:10.13465/j.cnki.jvs.2014.15.018

Chattering characteristics of a second-order sliding-mode control with adjustable parameters based on generalized DF approach

SHEN Yu¹, QIU Yuan-ying²

(1. School of Computer and Information Science, Southwest University, Chongqing 400715, China;

2. MOE Key Lab of Electronic Equipment Structure Design, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: To estimate and adjust the chattering characteristics of a second-order sliding-mode control (2-SMC) with adjustable parameters, a generalized describing function (DF) approach was proposed on the basis of the classical DF approach. By means of calculating the frequency-independent fundamental component of the 2-SMC, the relationship between the rotation angle of its negative reciprocal describing function curves and the control parameters was derived. And then, a generalized DF approach was considered to estimate the chattering characteristics and deduce the chattering stability condition of the system with a complicated nonlinearity. Finally, the frequency-dependent fundamental component was analyzed by means of the generalized DF approach, and the method to estimate the state variable's chattering characteristics was obtained. The simulation examples showed that the chattering characteristics estimated with the classical DF and the generalized DF approach are in a good agreement with the simulated test results, and have a higher angular frequency estimation precision. These results verified the correctness and applicability of the proposed methods.

Key words: second-order sliding-mode control (2-SMC); chattering characteristics; generalized describing function (DF); frequency-dependent fundamental component

非线性系统中普遍存在自激振荡现象^[1]。而该现象在滑模控制中尤为引人注目,即滑模控制的抖振。抖振对滑模控制系统的影响主要表现为:较大的抖振幅度将降低控制精度;抖振频率与系统谐振频率相近时易引发系统共振;过快的抖振频率可能超出控制器允许的最大切换速率。如文献[2]中,Bang-Bang 控制器引入的抖振频率就必须小于磁流变阻尼器允许的电

压切换速率,而该文献并未提出如何调节抖振频率。因此,如何估算和调节系统的抖振特性(即抖振幅度 A_n 和抖振角频率 ω_n)成为滑模控制的重要研究问题。

趋近率滑模^[3]是滑模控制的典型代表,学者们通常在时域上研究如何抑制切换控制所引入的抖振,利用全部状态变量设计滑模面参数,再设计“准滑动模态”或“低通滤波器”^[4]来削弱抖振。由于时域分析法的局限性,学者们一般通过仿真实验曲线来评估对抖振的抑制效果,但这样的设计思路存在以下问题:①在工程应用中很难测量全部状态变量;②一般采取定性的方法分析抖振的抑制效果,无法准确计算抖振特性;③很难找出抖振特性与控制系统参数之间的对应

基金项目: 国家科技支撑计划课题(2012BAD35B08);国家自然科学基金基金(51175397);中央高校(西南大学)基本科研业务费专项资金资助项目(XDJK2013C118)

收稿日期: 2013-05-08 修改稿收到日期:2013-08-29

第一作者 申宇 男,博士,讲师,1980年4月生

关系,因而无法灵活调节抖振特性。

由于滑模切换函数的非连续性和多样性,仅采用时域法分析滑模抖振特性已力不从心。因此,有学者借助频域经典描述函数(DF)法来分析该问题。Oliveira 等^[5]利用经典 DF 法为不确定系统设计的滑模控制器,通过调整 $G(s)$ 与 $-1/N(A)$ 幅相频率特性曲线相交位置实现抖振特性的定量调节,并提高了系统鲁棒性;Huang 等^[6]运用经典 DF 法分析了滑模控制器的稳定性和极限环,并研究各种切换函数对抖振特性的影响;Boiko 近十年时间,在经典 DF 法基础上提出了滞环控制器^[7]、输出反馈缠绕控制器^[8]、二阶滑模控制器^[9-10]的抖振特性计算和调节方法。但是基于经典 DF 法的滑模抖振研究仍然存在一些问题:只能分析滑模面的抖振特性而无法分析系统各状态变量的抖振特性;只能分析与振幅 A 相关的简单描述函数 $N(A)$,而不能分析与振幅 A 和角频率 ω 相关的复杂描述函数 $N(A, \omega)$ 。

为更完善地研究滑模控制的抖振特性,本文将以一类参数可调 2-SMC 为研究对象,首先利用经典 DF 法,找到系统输出量 $y(t)$ 的抖振特性随控制参数变化的规律;接着针对复杂非线性环节提出广义 DF 法,以估算抖振特性并分析抖振稳定性;最后利用广义 DF 法估算系统状态变量的抖振特性。

1 控制系统设计

考虑如图 1 所示的自治反馈控制系统,其中被控对象 $G(s) = G_1(s)G_2(s)$,且 $G_1(s)$ 与 $G_2(s)$ 的零极点均位于左半平面或虚轴上; x_1, x_2 为待分析的状态变量; u 为被控系统输入量; y 为被控系统输出量且 $y = x_1$ 。

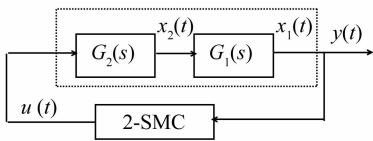


图 1 二阶滑模控制系统
Fig. 1 2-SMC control system

图 1 中 2-SMC 为可调二阶滑模控制器^[11],其输出控制量表示为

$$u(t) = -\alpha(t)M\text{sign}(\sigma(t)) \quad (1a)$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} 1, & y_M(t)\sigma(t) \geq 0 \\ \alpha^*, & y_M(t)\sigma(t) < 0 \end{cases} \quad (1b)$$

$$\sigma(t) = y(t) - \beta y_M(t) \quad (1c)$$

式中: M 为控制器增益; $\alpha^* > 0; \beta \in (0, 1]$; $y_M(t)$ 定义为输出量 $y(t)$ 的最新极值,并设定 $y_M(0) = 0$ 。 $y_M(t)$ 可理解为:若存在多个时刻 $t_{d1} < t_{d2} < t_{d3} \dots < t_{dn}$ 且满足:

$$\dot{y}(t_{d1}) = \dot{y}(t_{d2}) = \dots = \dot{y}(t_{dn-1}) = \dot{y}(t_{dn}) = 0$$

则

$$y_M(t) = \begin{cases} y(t_{d1}) & t_{d1} \leq t < t_{d2} \\ y(t_{dn-1}) & t_{dn-1} \leq t < t_{dn} \\ y(t_{dn}) & t_{dn} \leq t \end{cases}$$

2 输出量 $y(t)$ 抖振特性分析

本小节将利用经典描述函数法,分析控制系统的稳定性和输出量抖振特性。首先计算 2-SMC 对应的负倒描述函数 $-1/N_1(A)$,在 2-SMC 的输入端施加正弦信号 $A\sin(\omega t)$,并依次得到对应的 $y_M(t)$ 、 $\sigma(t)$ 和控制器输出 $u(t)$ 波形,如图 2 所示。

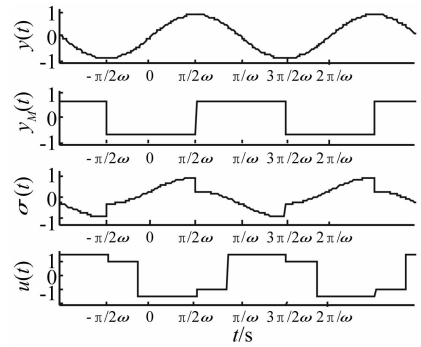


图 2 正弦激励输出波形

Fig. 2 Output waveforms of sinusoidal excitation

对输出 $u(t)$ 谐波线性化处理,得到其基波分量 A_1 和 B_1 :

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{-\frac{1}{2}\pi}^{-\sin^{-1}\beta} -M\cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{-\sin^{-1}\beta}^{\frac{1}{2}\pi} \alpha^* M\cos(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2M}{\pi} [(\alpha^* - 1) + \beta(\alpha^* + 1)] \quad (2a)$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{-\frac{1}{2}\pi}^{-\sin^{-1}\beta} -M\sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{-\sin^{-1}\beta}^{\frac{1}{2}\pi} \alpha^* M\sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2M}{\pi} [(\alpha^* + 1) \sqrt{1 - \beta^2}] \quad (2b)$$

可以看到当参数 α^* 和 β 确定后, A_1, B_1 与施加信号的频率无关,即为频率无关基波分量。因此,也称其对应的非线性环节为简单非线性环节。利用基波分量可得到 2-SMC 的负倒描述函数 $-1/N_1(A)$:

$$- \frac{1}{N_1(A)} = \frac{\pi A}{4M} \frac{-(\alpha^* + 1) \sqrt{1 - \beta^2}}{\alpha^{*2}(1 + \beta) + (1 - \beta)} + j \frac{\pi A}{4M} \frac{[(\alpha^* - 1) + \beta(\alpha^* + 1)]}{\alpha^{*2}(1 + \beta) + (1 - \beta)} \quad (3)$$

将 $-1/N_1(A)$ 绘制于复平面,如图 3 所示。

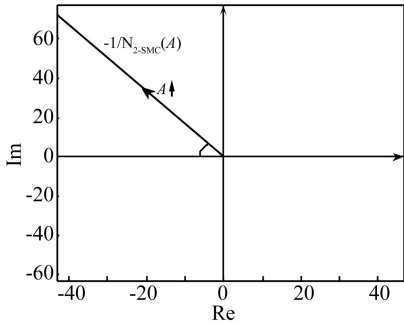


图3 $-1/N_1(A)$ 曲线

Fig. 3 $-1/N_1(A)$ curve in the complex plane

$-1/N_1(A)$ 曲线是始于原点的直线,并随着参数 A 的增大而远离原点,与实轴的夹角 φ 可表示为:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{(\alpha^* - 1) + \beta(\alpha^* + 1)}{(\alpha^* + 1) \sqrt{1 - \beta^2}} \right) \quad (4)$$

结合图3和式(4)可以看到,若 $(\alpha^* - 1) + \beta(\alpha^* + 1) > 0$,则 $-1/N_1(A)$ 曲线位于第二象限;若 $(\alpha^* - 1) + \beta(\alpha^* + 1) < 0$,则 $-1/N_1(A)$ 曲线位于第三象限;若 $(\alpha^* - 1) + \beta(\alpha^* + 1) = 0$,则 $-1/N_1(A)$ 曲线为实轴负半轴。因此通过调整参数 α^* 和 β ,控制器 2-SMC 的负倒描述函数曲线可在 $-90^\circ \sim -270^\circ$ 间旋转,从而改变 $G(j\omega)$ 与 $-1/N_1(A)$ 的交点。利用经典 DF 法分析闭环系统的稳定性和抖振特性,可使控制系统输出量 $y(t)$ 的抖振特性满足期望性能。

3 广义 DF 法推导

在上一节利用经典 DF 法分析了简单非线性环节所引入的抖振特性。然而也存在一些较复杂的非线性环节(如图4所示),其描述函数 $N(A, \omega)$ 与施加信号的频率有关,因而不再适用于经典 DF 法。在本节将针对 $N(A, \omega)$ 提出一种广义 DF 法,以求取抖振的稳定性和抖振特性。

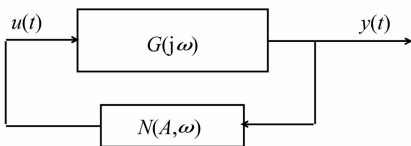


图4 复杂非线性系统框图

Fig. 4 System with complicated nonlinear

将图4所示闭环系统的幅相频率特性表示为 $1/[1 + G(j\omega)N(A, \omega)]$,在奈氏稳定判据的基础上,提出基于数值计算的广义 DF 法稳定判据:

步骤1:确定角频率分析范围 $0 < \omega \leq \omega_{up}$, ω_{up} 为分析的角频率上限;

步骤2:判断在角频率分析范围内是否存在抖振特性 (A_n, ω_n) ,使得 $\text{Im}[G(j\omega_n)N(A_n, \omega_n)] = 0$ 与

$\text{Re}[G(j\omega_n)N(A_n, \omega_n)] = -1$ 同时成立(可能存在多个抖振特性);

步骤3:若 A_n, ω_n 满足式(5)和式(6),则 (A_n, ω_n) 为稳定的抖振点;

$$\begin{cases} \frac{\partial \text{Re}[G(j\omega)N(A, \omega)]}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_n, A = A_n} > 0 \\ \frac{\partial \text{Im}[G(j\omega)N(A, \omega)]}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_n, A = A_n} > 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$\frac{\partial \text{Re}[G(j\omega)N(A, \omega)]}{\partial A} \Big|_{\omega = \omega_n, A = A_n} > 0 \quad (6)$$

步骤4:若 A_n, ω_n 满足式(7)和式(8),则 (A_n, ω_n) 为稳定的抖振点;

$$\begin{cases} \frac{\partial \text{Re}[G(j\omega)N(A, \omega)]}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_n, A = A_n} > 0 \\ \frac{\partial \text{Im}[G(j\omega)N(A, \omega)]}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_n, A = A_n} < 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\frac{\partial \text{Re}[G(j\omega)N(A, \omega)]}{\partial A} \Big|_{\omega = \omega_n, A = A_n} < 0 \quad (8)$$

步骤5:否则 (A_n, ω_n) 为非稳定的抖振点。

判断抖振 (A_n, ω_n) 的稳定性,关键是分析 $G(j\omega)N(A, \omega)$ 特性曲线与点 $(-1, j0)$ 的位置关系。依据奈氏稳定判据,若当 $A > A_n$, $G(j\omega)N(A, \omega)$ 不包围 $(-1, j0)$;当 $A < A_n$, $G(j\omega)N(A, \omega)$ 包围 $(-1, j0)$ 时,抖振 (A_n, ω_n) 是稳定的,否则是不稳定的。

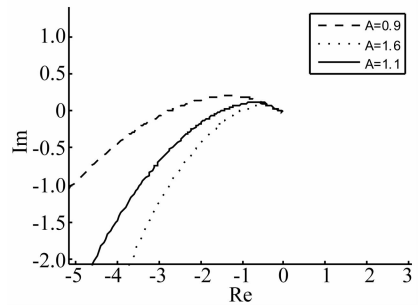


图5(a) 稳定抖振的幅相频率特性

Fig. 5(a) Magnitude-phase characteristic of stable chattering

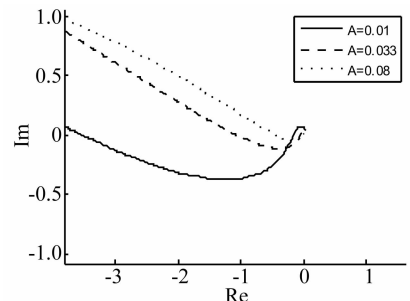


图5(b) 非稳定抖振的幅相频率特性

Fig. 5(b) Magnitude-phase characteristic of unstable chattering

接下来利用图 5 解释步骤 3 ~ 步骤 5:图 5(a)中,当 $A = 1.6$ 时, $G(j\omega)N(A, \omega)$ 特性曲线与负实轴交于 $(-1, j0)$ 点且斜率为正, 满足式(5), 随着 A 的增大(减小), 特性曲线与负实轴交点向右(左)移动, 满足式(6), 依据奈氏稳定判据, 其对应的抖振是稳定的; 图 5(b)中, 当 $A = 0.033$ 时, 特性曲线与负实轴交于 $(-1, j0)$ 点且斜率为负, 满足式(7), 随着 A 的增大(减小), 特性曲线与负实轴交点向右(左)移动, 不满足式(8), 依据奈氏稳定判据, 其对应的抖振是不稳定的。

在实际应用中, 特性曲线以正斜率穿越 $(-1, j0)$ 的情况较多, 而以负斜率穿越的情况少见。

4 状态变量抖振特性分析

在第 2 节中只分析了系统输出量 $y(t)$ 的抖振特性, 而在工程应用中同样十分关注其它状态变量的抖振特性。在本节将利用广义 DF 法分析图 1 中状态变量 $x_2(t)$ 的抖振特性。

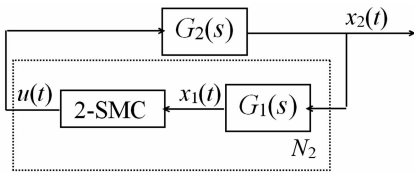


图 6 重组后的系统框图

Fig. 6 Restructuring block diagram of the system

在图 1 基础上重新划分线性和非线性环节, 得到图 6 所示框图。可直观地看到非线性环节 N_2 包含滑模控制器和 $G_1(s)$, 因此, N_2 一定与施加信号的角频率 ω 相关, 只能利用广义 DF 法来分析 $x_2(t)$ 的抖振特性。

接下来将计算 N_2 的描述函数, 在 N_2 的输入端施加信号 $A\sin(\omega t)$, 可得到 $x_1(t)$ 、 $y_M(t)$ 、 $\sigma(t)$ 和 $u(t)$ 的波形。由频率法可知, $x_1(t)$ 与 $x_2(t)$ 应同为正弦信号而相位和幅度受 $G_1(s)$ 决定, 因此可将 $x_1(t)$ 表示为式(9):

$$x_1(t) = A_0(\omega)A\sin(\omega t + \theta_0(\omega)) \quad (9)$$

其中 $A_0(\omega)$ 和 $\theta_0(\omega)$ 为 $G_1(s)$ 的幅频特性和相频特性。于是计算 N_2 的基波分量:

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{-\frac{1}{2}\pi - \theta_0(\omega)}^{-\sin^{-1}\beta - \theta_0(\omega)} - M\cos(\omega t) d(\omega t) + \int_{-\sin^{-1}\beta - \theta_0(\omega)}^{\frac{1}{2}\pi - \theta_0(\omega)} \alpha^* M\cos(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2M}{\pi} \left[(\alpha^* + 1)\sin(\sin^{-1}\beta + \theta_0(\omega)) + (\alpha^* - 1)\cos(\theta_0(\omega)) \right] \quad (10a)$$

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \left[\int_{-\frac{1}{2}\pi - \theta_0(\omega)}^{-\sin^{-1}\beta - \theta_0(\omega)} - M\sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{-\sin^{-1}\beta - \theta_0(\omega)}^{\frac{1}{2}\pi - \theta_0(\omega)} \alpha^* M\sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2M}{\pi} \left[(\alpha^* + 1)\cos(\sin^{-1}\beta + \theta_0(\omega)) + (\alpha^* - 1)\sin(\theta_0(\omega)) \right] \quad (10b)$$

从而得到 N_2 的描述函数 $N_2(A, \omega) = B_1/A + jA_1/A$ 。最后借助广义 DF 法, 可求出状态变量 $x_2(t)$ 的抖振特性。

5 数值仿真实验

设计如图 1 所示控制系统, 其中被控对象为 $G_1(s) = 1/(s+3)$, $G_2(s) = 1/((s+1)(s+2))$, 二阶滑模控制器为式(1)所示控制器。本节将进行两项实验: 实验一选取多组控制器参数 α^* 和 β , 将 $y(t)$ 的抖振仿真结果与经典 DF 法估算结果比较, 以验证控制参数 α^* 、 β 与抖振特性的关系; 实验二将以状态变量 $x_2(t)$ 为研究对象, 通过计算复杂描述函数, 运用广义 DF 法估算其抖振特性, 同时与仿真结果对比。

5.1 实验一

为分析参数 α^* 和 β 对控制系统抖振特性的影响, 设置三组控制器参数如表 1 所示。利用经典 DF 法估算输出量 $y(t)$ 的抖振特性并与 Matlab 仿真实验结果对比。首先绘制被控对象 $G(s)$ 幅相频率特性曲线和控制器负倒描述函数 $-1/N_1(A)$ 曲线, 如图 7 所示。从图 7 可看到 2-SMC 的负倒描述函数曲线 $-1/N_1(A)$ 随着参数 α^* 和 β 的减小而逆时针旋转, 并从第二象限旋转到第三象限。随着 $-1/N_1(A)$ 逆时针方向旋转, $-1/N_1(A)$ 与 $G(s)$ 的交点向角频率减小方向运动, 因而 $y(t)$ 的抖振角频率减小、抖振幅度增大。图 8 为三组控制参数对应的 $y(t)$ 仿真响应曲线, 并测量了各自的抖振特性。表 1 列出了三组控制器参数对应的抖振特性的估算和仿真结果, 可看到 $y(t)$ 抖振角频率的理论估算与仿真实验结果较吻合, 而抖振幅度的估算值稍小于仿真实验结果, 这可能是由于 DF 法只分析基波分量, 而造成了一定误差。

表 1 控制器参数与 $y(t)$ 抖振特性对比

Tab. 1 Comparing chattering characteristic of $y(t)$ with multiple sets of parameters

| M | α^* | β | 理论估算 | | 仿真实验 | |
|---|------------|---------|---|----------------------|---|----------------------|
| | | | $\omega_n/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | A_n | $\omega_n/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ | A_n |
| 1 | 1.5 | 0.9 | 15.8 | 4.6×10^{-4} | 15.0 | 6.5×10^{-4} |
| 1 | 1.5 | 0.5 | 6.4 | 5.7×10^{-3} | 6.3 | 6.1×10^{-3} |
| 1 | 0.3 | 0.4 | 2.9 | 1.6×10^{-2} | 2.9 | 1.8×10^{-2} |

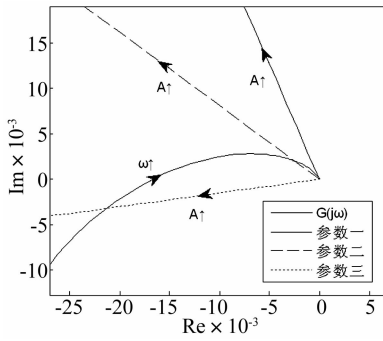


图7 描述函数分析

Fig. 7 DF analysis in the complex plane

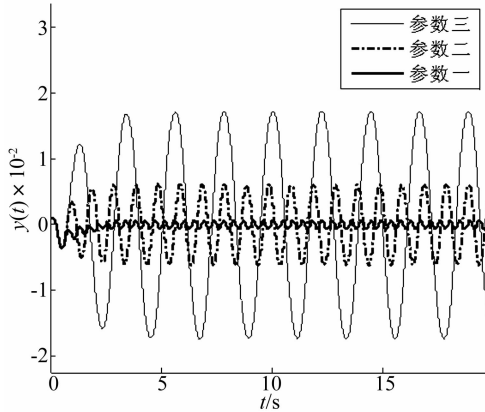


图8 三组参数对应的 y(t) 响应曲线

Fig. 8 Comparing response curves of y(t)

5.2 实验二

为估算 $x_2(t)$ 的抖振特性, 将按照图 6 和式 (10) 计算 N_2 的描述函数。 $G_1(s) = 1/(s + 3)$ 的幅相频率特性

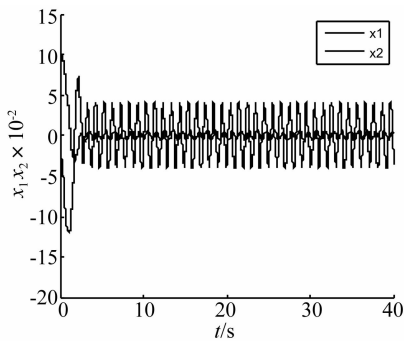


图9(a) $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ 响应曲线

Fig. 9(a) Response curves of $x_1(t)$ and $x_2(t)$

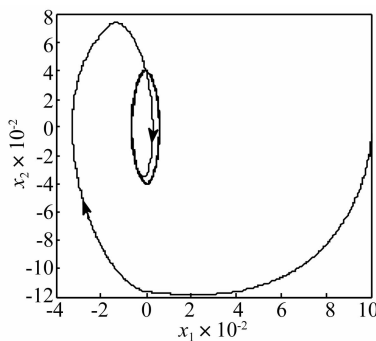


图9(b) 系统相轨迹

Fig. 9(b) Motion trajectory of system

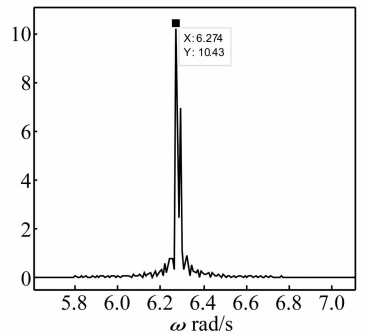


图10 $x_2(t)$ 抖振频谱分析

Fig. 10 Spectral analysis of chattering of $x_2(t)$

6 结论

利用经典和广义 DF 法, 研究了 2-SMC 可调参数影响系统抖振特性的机理, 推导了系统输出量和状态变量抖振特性的估算方法, 得到了系统抖振特性的调节方法。提出了广义 DF 法以分析复杂非线性环节的

可表示为 $A_0(\omega) = 1/\sqrt{\omega^2 + 9}$, $\theta_0(\omega) = -\text{tg}^{-1}(\omega/3)$ 。因此可计算 N_2 的基波分量:

$$A_1 = \frac{2M}{\pi} \left[(\alpha^* + 1) \frac{3\beta - \omega \sqrt{1 - \beta^2}}{\sqrt{9 + \omega^2}} + (\alpha^* - 1) \frac{3}{\sqrt{9 + \omega^2}} \right]$$

$$B_1 = \frac{2M}{\pi} \left[(\alpha^* + 1) \frac{3\sqrt{1 - \beta^2} + \omega\beta}{\sqrt{9 + \omega^2}} + (\alpha^* - 1) \frac{3}{\sqrt{9 + \omega^2}} \right]$$

因此得到 N_2 的描述函数 $N_2(A, \omega) = B_1/A + jA_1/A$, 以及 $G_2(j\omega)N_2(A, \omega)$ 的表达式。当选定控制器参数 $\alpha^* = 1.5, \beta = 0.5, M = 1$ 时, 利用广义 DF 法并经过一系列代数运算和求导计算, 可求得 $A_n = 0.031, \omega_n = 6.5 \text{ rad/s}$, 且 $G_2(j\omega_n)N_2(A_n, \omega_n)$ 满足广义 DF 法步骤 3 的抖振稳定条件。

在仿真实验中, 利用 Matlab 仿真了图 6 所示的控制系统, 得到了 $x_1(t), x_2(t)$ 的仿真响应曲线如图 9(a) 所示。绘制了以 $x_1(t) - x_2(t)$ 为相平面的相轨迹如图 9(b) 所示, 可看到系统从初始状态 $x_1(0) = 0.1, x_2(0) = 0$ 出发, 围绕平衡点旋转并趋近, 最终稳定于一极限环运动。对 $x_2(t)$ 傅里叶分析, 截取 1 000 点数据进行频谱分析如图 10 所示。由于 $x_2(t)$ 的响应为近似正弦曲线, 因此含有多个频谱分量。从图 10 中可看到频谱中有两个峰值, 分别对应角频率 6.274 rad/s 和 6.294 rad/s。从图 9、图 10 可看到, 仿真实验所得 $x_2(t)$ 的抖振特性为 $A_n \approx 0.040, \omega_n \approx 6.3 \text{ rad/s}$ 。抖振特性的广义 DF 法计算结果与仿真实验基本吻合, 特别是角频率的估计精度较高 (误差小于 6%), 印证了广义 DF 法的正确性。

抖振特性, 给出了抖振的稳定条件, 并利用广义 DF 法估算了控制系统状态变量的抖振特性。实验数据对比表明, 经典和广义 DF 法对抖振角频率的估算精度较高。该方法可指导滑模控制系统的设计, 从而抑制系统抖振幅度、调节抖振频率、避免系统共振。

