

Research on Terminal Sliding Mode Variable Structure Control Strategy of Shunt Active Power Filter

Shengwei Gao, Zhizheng Ya, Yu Xu

Tianjin Key Laboratory of Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, Tianjin Polytechnic University, Tianjin

Email: gaoshengwei@tjpu.edu.cn, 445751376@qq.com, 599264139@qq.com

Received: Feb. 12th, 2020; accepted: Feb. 25th, 2020; published: Mar. 3rd, 2020

Abstract

Aiming at the problems of slow dynamic response, poor robustness and low tracking accuracy of harmonic current tracking link of three-phase three-wire shunt active power filter, a sliding mode variable structure control strategy for exponential fast terminal of shunt active power filter is proposed, and the complex structure and chattering problem of the traditional active power filter sliding mode controller are solved. Based on the analysis of mathematical model, the exponential nonlinear sliding mode hypersurface and control rate are designed, proving the reachability of sliding mode control. The control strategy can achieve global asymptotic stability of the system, and it can make the state variables of the system converge to the equilibrium point in finite time; at the same time, it has strong robustness to the time-varying uncertain part of the system. The simulation results show that the control strategy has faster dynamic response speed, stronger robustness and higher control accuracy.

Keywords

Active Power Filter, Sliding Mode Variable Structure Control of Exponential Fast Terminal, Globally Asymptotically Stable

并联有源滤波器终端滑模变结构控制策略研究

高圣伟, 亚志政, 许煜

天津工业大学, 电工电能新技术天津市重点实验室, 天津

Email: gaoshengwei@tjpu.edu.cn, 445751376@qq.com, 599264139@qq.com

收稿日期：2020年2月12日；录用日期：2020年2月25日；发布日期：2020年3月3日

摘要

针对三相三线并联型有源电力滤波器谐波电流跟踪环节动态响应慢、鲁棒性差、跟踪精度不高的问题，提出了一种并联型有源电力滤波器指数型快速终端滑模变结构控制策略，解决了传统有源电力滤波器滑模控制器设计结构复杂及抖振问题。在分析数学模型的基础上，设计了指数型非线性滑动模态超曲面和控制率，证明滑模控制的可达性。该控制策略能够实现系统的全局渐近稳定性，并能使系统的状态变量在有限时间内快速收敛到平衡点，同时对系统的时变不确定部分也有较强的鲁棒性。仿真结果表明该控制策略动态响应速度更快，鲁棒性更强和控制精度更高。

关键词

有源电力滤波器，指数型快速终端滑模变结构控制，全局渐近稳定

Copyright © 2020 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着电力电子装置的广泛应用，各类非线性负载产生的谐波和无功电流对电网的影响日益严重。在各类有源电力滤波器中，并联型有源电力滤波器能够有效地补偿电流源型非线性负载产生的无功和谐波电流，已被广泛研究并有相应产品问世。而并联型有源电力滤波器的性能在很大程度上取决于有源电力滤波器电流指令信号获取的速度和精度以及逆变器输出电流的控制策略[1][2]。

滑模变结构控制对系统内摄动和外干扰具有完全鲁棒性，即系统的运动与摄动以及干扰无关。由于滑模变结构控制具有快速性、鲁棒性、稳定性好和对外界的干扰不敏感等特点从而使其适合于有源电力滤波器的控制，但是滑模变结构对系统的参数摄动和外部干扰的不变性是以控制量的高频抖振换取的[3][4]。文献[5]设计了准滑模变结构控制，选取积分滑模函数，边界层外采用正常的滑模变结构控制，边界内为连续状态反馈控制从而有效的降低了抖振。文献[6][7][8]采用积分滑模变结构控制也降低了抖振。文献[9][10][11][12]采用智能控制方法和滑模控制相结合的方式，有效的降低了抖振，但是智能控制方法本身实时性不够理想，和滑模控制方法结合难免造成了一定的延时。

本文对应用最多的三相三线制并联有源滤波器展开讨论，在时域分析的基础上，建立了 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型，设计了指数型快速终端滑模控制器，将该方法应用到并联有源滤波器的补偿电流跟踪控制中，通过仿真与一般滑模控制方法比较，结果表明该控制方法具有更好的稳态性能和动态性能。

2. APF 数学模型

三相并联型有源电力滤波器原理如图 1 所示[1]。

图 1 中， U_{sa} 、 U_{sb} 、 U_{sc} 为三相电源电压； i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 为三相电网电流； i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 为三相负载电流； i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 为 APF 输出的补偿电流； U_a 、 U_b 、 U_c 为主电路各桥臂中点与电源中点之间电压； U_{dc} 为直流侧电压； C 为直流侧电容； L 为 APF 交流侧进线电感； R 为进线电感等效电阻。

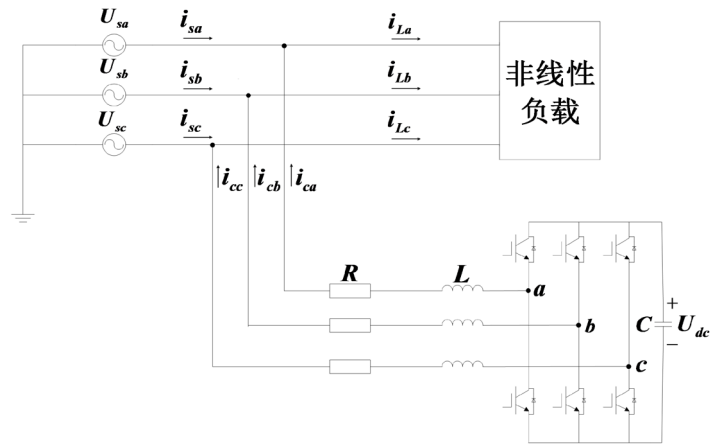


Figure 1. Schematic diagram of three-phase shunt active power filter
图 1. 三相并联有源电力滤波器原理图

根据图 1 可以列出 APF 的电路方程:

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} = -Ri_{ca} - U_{sa} + U_a \\ L \frac{di_{cb}}{dt} = -Ri_{cb} - U_{sb} + U_b \\ L \frac{di_{cc}}{dt} = -Ri_{cc} - U_{sc} + U_c \end{cases} \quad (1)$$

假设逆变器每相上桥臂导通记为: $D_k = 1 (k = a, b, c)$, 下桥臂导通记为: $D_k = 0 (k = a, b, c)$, 则有:

$$\begin{cases} U_a = U_{dc} (2D_a - D_b - D_c) / 3 \\ U_b = U_{dc} (-D_a + 2D_b - D_c) / 3 \\ U_c = U_{dc} (-D_a - D_b + 2D_c) / 3 \end{cases} \quad (2)$$

设系统 a 、 b 、 c 三相控制量分别为 V_a 、 V_b 、 V_c , 则:

$$\begin{cases} V_a = 2D_a - D_b - D_c \\ V_b = -D_a + 2D_b - D_c \\ V_c = -D_a - D_b + 2D_c \end{cases} \quad (3)$$

abc 坐标系与 $\alpha\beta$ 坐标系之间的变换矩阵为:

$$T_{abc/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(2)、(3)、(4)代入式(1)中得:

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = -Ri_\alpha - U_\alpha + \frac{U_{dc}}{3} V_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = -Ri_\beta - U_\beta + \frac{U_{dc}}{3} V_\beta \end{cases} \quad (5)$$

设系统状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = i_\alpha^* - i_\alpha \\ x_2 = i_\beta^* - i_\beta \end{cases} \quad (6)$$

其中 i_α^* 、 i_β^* 是 $\alpha\beta$ 坐标系下的指令补偿电流， i_α 、 i_β 是实际补偿电流[13] [14]。

将式(6)代入式(5)中得：

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{R}{L}i_\alpha^* + \frac{di_\alpha^*}{dt} + \frac{U_\alpha}{L} - \frac{U_{dc}}{3L}V_\alpha \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{R}{L}x_2 + \frac{R}{L}i_\beta^* + \frac{di_\beta^*}{dt} + \frac{U_\beta}{L} - \frac{U_{dc}}{3L}V_\beta \end{cases} \quad (7)$$

令

$$\begin{cases} A = -\frac{R}{L} \\ B_1(t) = \frac{R}{L}i_\alpha^* + \frac{di_\alpha^*}{dt} + \frac{U_\alpha}{L} \\ B_2(t) = \frac{R}{L}i_\beta^* + \frac{di_\beta^*}{dt} + \frac{U_\beta}{L} \\ C(t) = -\frac{U_{dc}}{3L} \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)中得：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = Ax_1 + B_1(t) + C(t)V_\alpha \\ \dot{x}_2 = Ax_2 + B_2(t) + C(t)V_\beta \end{cases} \quad (9)$$

3. 指数型快速终端滑模控制器设计

滑动模态超曲面的选择是滑模变结构控制系统设计的首要问题，它包含了滑动面的存在性问题和可达性问题。线性滑动模态超曲面可以较容易地实现变结构系统渐进稳定的动态特性，但是不能保证状态变量在有限时间内到达平衡点[15] [16]。针对这一问题，本文将指数型快速终端滑模控制方法应用到并联有源滤波器中，该方法不仅能降低抖振，而且在保持系统原有动态性能的基础上进一步提高了收敛速度。

选择指数型非线性滑动模态超曲面为：

$$S = \begin{cases} \dot{x} + \frac{\alpha}{k}(e^{kx} - 1) + \frac{\beta}{k}(1 - e^{-kx})^{q/p} e^{kx}, x \geq 0 \\ \dot{x} + \frac{\alpha}{k}(1 - e^{-kx}) + \frac{\beta}{k}(e^{kx} - 1)^{q/p} e^{-kx}, x < 0 \end{cases} \quad (10)$$

也可以将上式简化为：

$$S = \dot{x} + \frac{\alpha}{k}(e^{k|x|} - 1)\text{sgn}(x) + \frac{\beta}{k}(1 - e^{-k|x|})^{q/p} e^{k|x|}\text{sgn}(x) \quad (11)$$

其中 x 为状态变量， $\alpha > 0$ ， $\beta > 0$ 均为常数， p 、 q 为正奇数且 $2q > p > q$ ， $0 < k < 1$ 。

设计控制率使系统全局渐近稳定，并能使系统的状态变量在有限时间内快速收敛到平衡点，现给出控制率为：

$$\begin{cases} V_\alpha = -\frac{1}{AC(t)} \left[A^2 x_1 + AB_1(t) + \frac{d(S_1 - \dot{x}_1)}{dt} + \varepsilon S_1 + \lambda S_1^{q/p} \right] \\ V_\beta = -\frac{1}{AC(t)} \left[A^2 x_2 + AB_2(t) + \frac{d(S_2 - \dot{x}_2)}{dt} + \varepsilon S_2 + \lambda S_2^{q/p} \right] \end{cases} \quad (12)$$

其中 $\varepsilon, \lambda > 0$, S_1 、 S_2 分别为 α 、 β 相的指数型快速终端滑模函数。

现证明系统可达性, 以 α 相为例, 当系统可达时应有:

$$S_1 \dot{S}_1 < 0 \quad (13)$$

$$\dot{S}_1 = \ddot{x}_1 + \frac{d(S_1 - \dot{x}_1)}{dt} \quad (14)$$

将式(9)、(12)代入式(14)得:

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= A^2 x_1 + AB(t) + AC(t)V_\alpha + \frac{d(S_1 - \dot{x}_1)}{dt} \\ &= A^2 x_1 + AB(t) - A^2 x_1 - AB(t) - \frac{d(S_1 - \dot{x}_1)}{dt} + \frac{d(S_1 - \dot{x}_1)}{dt} - \varepsilon S_1 - \lambda S_1^{q/p} \\ &= -\varepsilon S_1 - \lambda S_1^{q/p} \end{aligned} \quad (15)$$

将式(15)代入式(13)可得:

$$S_1 \dot{S}_1 = S_1 (-\varepsilon S_1 - \lambda S_1^{q/p}) = -\varepsilon S_1^2 - \lambda S_1^{q+p} < 0 \quad (16)$$

其中 p 、 q 为正奇数, 所以 $p+q$ 为偶数[3]。

选择参数 α 、 β 、 k 、 p 、 q 、 ε 、 λ 通过式(12)计算出控制变量 V_α 、 V_β , 再利用空间矢量调制法转换为变流器所需要的 PWM 信号, 系统整体控制框图如图 2 所示[17]。

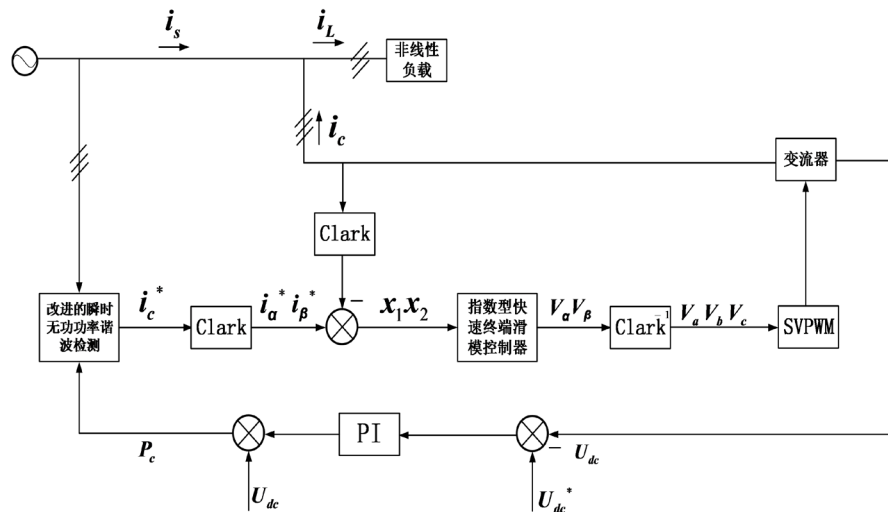


Figure 2. Overall control block diagram of the system
图 2. 系统整体控制框图

4. 仿真分析

本文采用 Matlab/Simulink 仿真软件, 主电路图如图 1 所示, 谐波检测环节采用改进的瞬时无功功率

方法, 电流跟踪控制方法分别是一般滑模控制和指数型快速终端滑模控制方法, 电压外环采用 PI 控制[18]。电网电压有效值 220 V, 负载是三相不可控整流接电阻和电感, 负载电阻 10 Ω , 电感 1 mH, APF 进线电感 1 mH, 等效电阻 0.1 Ω , 直流侧电容电压 1000 V, 开关频率 10 kHz, 控制参数 $\alpha=2$, $\beta=1$, $p=9$, $q=7$, $k=0.5$, $\varepsilon=10$, $\lambda=10$ 。通过比较一般滑模控制和指数型快速终端滑模控制这二种方法, 分析其稳态性能和动态性能。

图 3 为 A 相负载电流波形和频谱图, 从图中可以看出负载中含有谐波成分, 电流畸变严重, 总的谐波畸变率(THD)为 25.04%, 其中 3 次、5 次为主要的特征次谐波。图 4 为一般滑模控制和指数型快速终端滑模控制两种方法补偿后的电网电流, 可以看出两种方法均能实现补偿谐波电流的功能, 一般滑模控制方法在波峰和波谷处有明显的抖振, 指数型快速终端滑模控制方法有效的降低了抖振, 补偿后的电网电流波形正弦度较高。

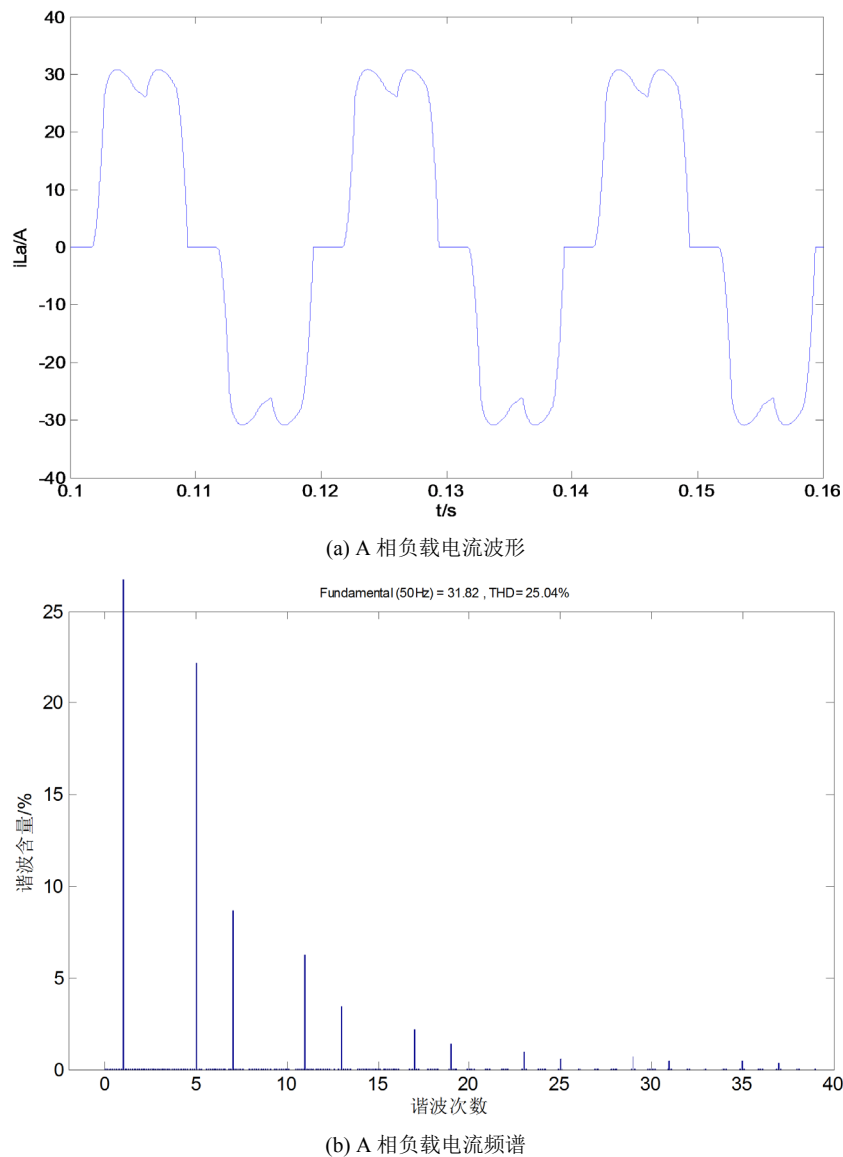
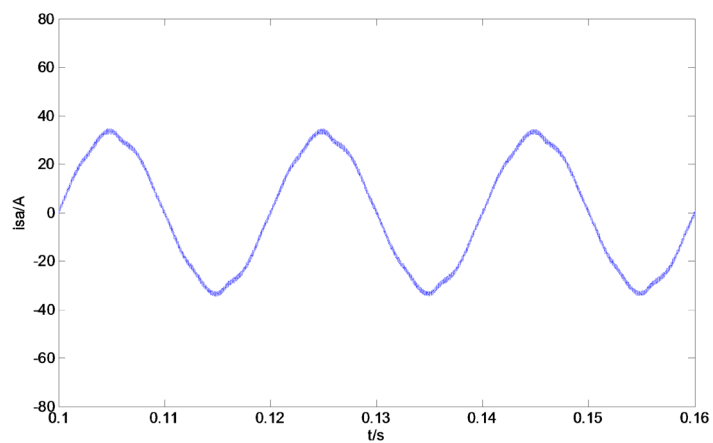
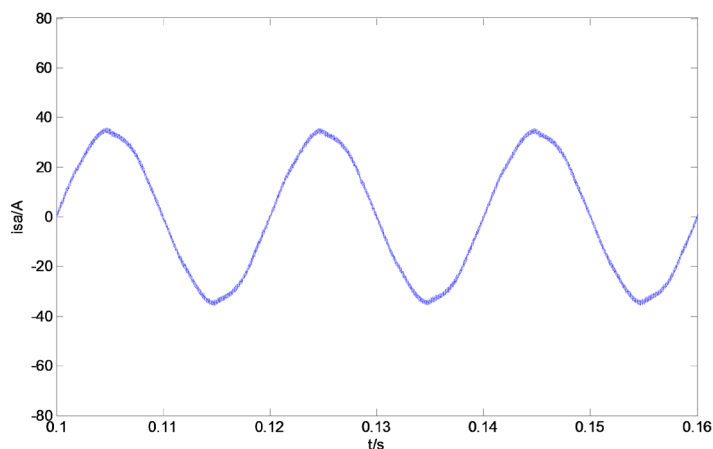


Figure 3. A-phase load current waveform and spectrum waveform

图 3. A 相负载电流波形与频谱图



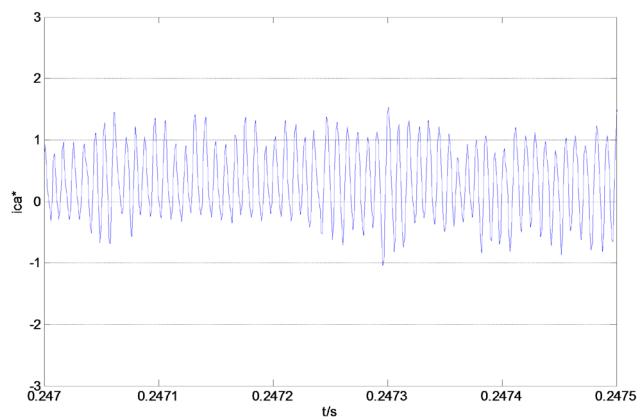
(a) 一般滑模控制 A 相电网电流波形



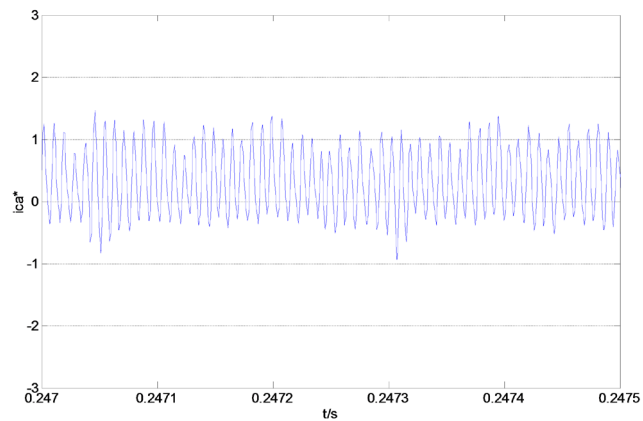
(b) 指数型快速终端滑模控制 A 相电网电流波形

Figure 4. Two control methods for current waveform of A-phase power network**图 4.** 两种控制方法 A 相电网电流波形

图 5 为一般滑模控制和指数型快速终端滑模控制两种方法的 a 相指令补偿电流放大对比图，从两图中对比可以看出指数型快速终端滑模控制方法下的指令补偿电流偏离滑模面更小，系统更快速地收敛到平衡点。



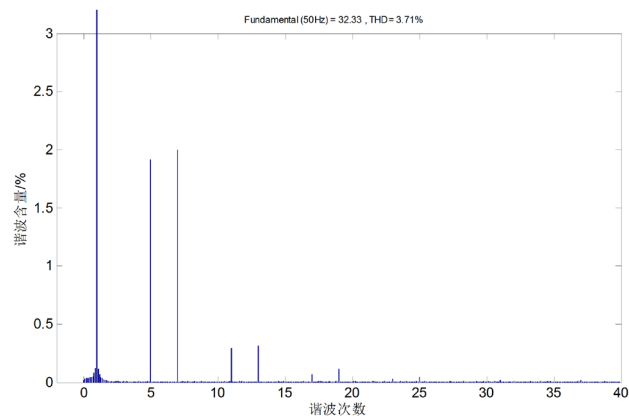
(a) 一般滑模控制 A 相指令补偿电流波形



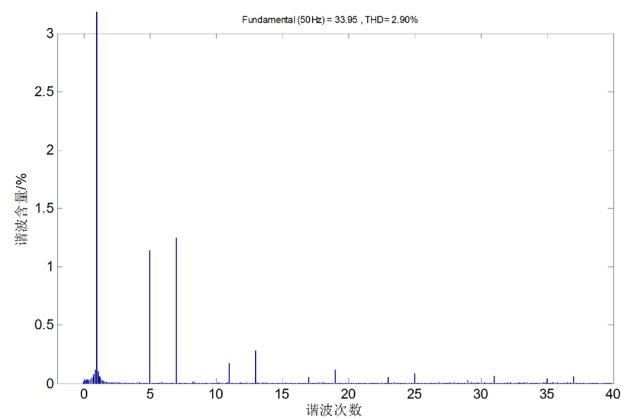
(b) 指数型快速终端滑模控制 A 相指令补偿电流波形

Figure 5. Comparison of current waveform between two control methods**图 5.** 两种控制方法电网电流波形对比

图 6 为一般滑模控制和指数型快速终端滑模控制两种方法补偿后的电网电流频谱图，一般滑模控制下的 THD 为 3.71%，指数型快速终端滑模控制下的 THD 为 2.9%，两种控制方法均能达到国标要求，可以看出指数型快速终端滑模控制补偿效果更好，有效降低了抖振，谐波含量更少。



(a) 一般滑模控制 A 相电网电流频谱图



(b) 指数型快速终端滑模控制 A 相电网电流频谱图

Figure 6. Contrast of current spectrum of A-phase power supply controlled by two methods**图 6.** 两种方法控制 A 相电源电流频谱对比

如图 7 所示，在 0.1 秒时不可控整流负载侧投入一个 $20\ \Omega$ 的电阻与原来负载并联，在 0.2 秒时再把并联的电阻切除，查看两种控制方法在负载突变时的情况。两种控制方法均能实现对负载电流的快速跟踪，体现了很好的鲁棒性，指数型快速终端滑模控制正弦度较高。

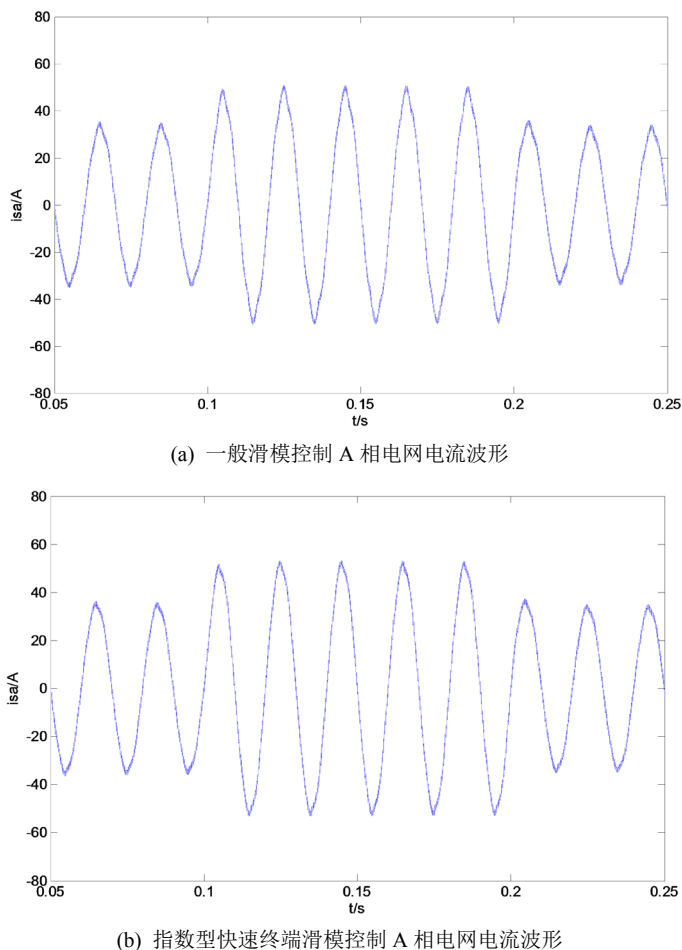


Figure 7. Current waveform comparison of two control methods in phase A power network under abrupt load change
图 7. 两种控制方法在负载突变下 A 相电网电流波形对比

5. 结论

本文基于三相三线制并联有源滤波器提出了一种指数型快速终端滑模变结构控制方法。现结论如下：

- 1) 建立了该系统的数学模型，针对系统强耦合、非线性特点，通过坐标变换将系统解耦，采用改进的瞬时无功功率的方法检测谐波电流。
- 2) 然后针对滑模控制的抖振问题，设计了指数型非线性滑动模态超曲面和控制率，证明了滑模控制的可达性。
- 3) 与目前普遍采用的控制方法相比较，该控制策略能够实现系统的全局渐近稳定性，并能使系统的状态变量在有限时间内快速收敛到平衡点。
- 4) 通过与一般滑模控制方法对比，该控制方法下的谐波含量减少了 0.8%，也验证了本文提出的指数型快速终端滑模控制方法的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [2] 姜齐荣, 赵东元, 陈建业. 有源电力滤波器结构、原理、控制[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [3] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [4] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1998.
- [5] 周卫平, 吴正国, 刘大明, 等. 有源电力滤波器变趋近律滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 91-94.
- [6] 杨龙月, 刘建华, 王崇林, 等. 有源电力滤波器精确反馈线性化准滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(33): 5868-5875.
- [7] 舒朝君, 崔浩, 朱英伟, 等. 基于 RLS 算法的并联型 APF 全局积分滑模变结构控制[J]. 四川大学学报, 2016, 48(6): 208-215.
- [8] 陈兆岭, 孙京京, 刘国海, 等. 基于积分变结构控制的并联型有源滤波器研究[J]. 电测与仪表, 2012, 49(10): 55-59.
- [9] 张栋梁, 谢业华, 刘娟, 等. 基于遗传算法的有源电力滤波器滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(5): 69-74.
- [10] Wang, H., Li, Q., Gong, Y.L., et al. (2010) An Adaptive Sliding Mode Control Methodology Applied to Shunt Active Power Filter. 2010 *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Chengdu, 2961-2964. <https://doi.org/10.1109/APPEEC.2010.5449371>
- [11] Wiebe, Q.E., Duran, J.L. and Acosta, P.R. (2006) Delta-Sigma Integral Sliding Mode Control Strategy of a Three-Phase Active Power Filter Using d-q Frame Theory. 2006 *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA)*, Cuernavaca, Morelos, Mexico, 291-296. <https://doi.org/10.1109/CERMA.2006.109>
- [12] Chu, Y.D., Fei, J.T. and Hou, S.X. (2018) Dynamic Global Proportional Integral Derivative Sliding Mode Control Using Radial Basis Function Neural Compensator for Three-Phase Active Power Filter. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, **40**, 3549-3559. <https://doi.org/10.1177/0142331217726955>
- [13] Nasiri, M., Pishvaei, M. and Gharehpetian, G.B. (2009) Power Parallel Active Filter Controlling Based on Instantaneous Compensation of Reactive Power. 2009 *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Seoul, Korea, 2014-2018. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2009.5217918>
- [14] Ghamri, A., Benchouia, M.T. and Golea, A. (2012) Sliding Mode Control Based Three-Phases Hunt Active Power Filter Simulation and Experimentation. *Electric Power Components and Systems*, **40**, 383-398. <https://doi.org/10.1080/15325008.2011.639127>
- [15] Yu, S.H. and Yu, X.H. (2000) Robust Global Terminal Sliding Mode Control of SISO Nonlinear Uncertain Systems. 2000 *Decision and Control, Proceedings of the 39th IEEE Conference*, Sydney, Australia, 2198-2203.
- [16] Yu, X. and Man, Z. (2002) Fast Terminal Sliding Mode Control Design for Nonlinear Dynamic Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, **49**, 261-264. <https://doi.org/10.1109/81.983876>
- [17] 康宇, 奚宏生, 季海波. 有限时间快速收敛滑模变结构控制[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(4): 623-626.
- [18] Zhao, G.P. and Liu, J.J. (2010) Analysis and Specification of DC Side Voltage in Parallel Active Power Filter with SVM Control Regarding Compensation Characteristics. 2010 *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Atlanta, GA, 1545-1550. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2010.5618233>