

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.201706009



# 采用逆系统方法的混合有源电力 滤波器逐步反推滑模控制

涂玲英, 王胡

(湖北工业大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430068)

**摘要:** 提出一种基于逆系统方法的逐步反推(backstepping)滑模控制策略. 在明确混合有源电力滤波器(SHAPF)的仿射非线性模型具有强耦合非线性特点后, 利用逆系统方法进行线性化解耦, 与原系统复合形成 2 个独立的伪线性子系统. 设计伪线性子系统建模和参数不确定性误差的 backstepping 滑模控制器. 与传统控制策略的仿真对比表明: 所提控制策略可进一步提高 SHAPF 的滤波性能.

**关键词:** 有源电力滤波器; 逆系统方法; 解耦; 逐步反推滑模控制

中图分类号: TM 711

文献标志码: A

文章编号: 1000-5013(2018)04-0589-06

## Backstepping Sliding Mode Control of SHAPF Using Inverse System Method

TU Lingying, WANG Hu

(School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

**Abstract:** In this paper, a backstepping sliding mode control strategy based on inverse system method is proposed. The strong coupling nonlinearity is confirmed, which is the features of affine nonlinear model of shunt hybrid active power filter (SHAPF), the inverse system method is used to linearize the decoupling. Then, two independent pseudo-linear subsystems are formed by combining with the original system. The backstepping sliding mode controller that system modeling and the parameter uncertainty error are taken into account is designed for two independent pseudo-linear subsystems. By the comparing with the simulation of the traditional control strategy, the proposed control strategy can further promote the filtering performance of SHAPF.

**Keywords:** active power filter; inverse system method; decoupling; backstepping sliding mode control

由于非线性电力电子装置在电力系统中的大量应用,造成电力系统谐波严重污染. 日本学者 Fujita 等<sup>[1]</sup>提出并联型混合有源滤波器(SHAPF)解决此类问题. 在 SHAPF 拓扑结构相对固定的情况下,控制策略成为影响 SHAPF 谐波抑制性能的主要因素. 为此,探索 SHAPF 的控制策略成为研究热点. 习伟等<sup>[2]</sup>针对三相四线制的有源电力滤波器(APF)设计滑模控制器,但忽略 APF 模型的非线性特点. 周卫平等<sup>[3]</sup>提出变趋近率的滑模变结构控制,该方法在一个控制周期内,可在多个滑模面间进行切换,算法较为复杂. 郭伟峰等<sup>[4]</sup>将滑模控制应用于 SHAPF,但对系统解耦的设计较为简单,影响控制效果. 文献[5-7]分别利用精确反馈线性化和逆系统方法对 SHAPF 系统进行解耦,但在后续的控制器的设计中,均未考虑系统的外界干扰与参数的不确定性. 吴忠强等<sup>[8]</sup>将逆系统解耦作用于并网逆变器,提出考

收稿日期: 2017-06-10

通信作者: 涂玲英(1962-),女,教授,主要从事电路信号与系统的研究. E-mail: 947392311@qq.com.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(4160011801)

虑系统建模误差的自适应模糊滑模控制策略,但因涉及模糊推理等复杂逻辑运算,仅限于仿真.本文针对 SHAPF 的谐波电流跟踪问题,提出一种基于逆系统方法的逐步反推(backstepping)滑模控制策略.

1 SHAPF 仿射非线性模型的建立

结合 SHAPF 基础拓扑结构<sup>[9]</sup>和  $dq$  同步坐标系下的系统模型,选取系统的状态变量  $\mathbf{x} = [\dot{I}_d \ \dot{I}_q \ \dot{V}_{C,d} \ \dot{V}_{C,q} \ \dot{V}_{dc}]^T$ ,输入变量  $\mathbf{U} = [U_d \ U_q]^T$ ,输出变量  $\mathbf{y} = [I_d \ I_q]^T$ ,建立的系统仿射非线性模型为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{U}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}). \tag{1}$$

其中:  $\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} (-R_{PF}I_d + \omega L_{PF}I_q - V_{C,d} - U_dV_{dc} + V_{L,d})/L_{PF} \\ (-R_{PF}I_q + \omega L_{PF}I_d - V_{C,q} - U_qV_{dc} - V_{L,q})/L_{PF} \\ (I_d + \omega C_{PF}V_{C,q})/C_{PF} \\ (I_q - \omega C_{PF}V_{C,d})/C_{PF} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -V_{dc}/L_{PF} & 0 \\ 0 & -V_{dc}/L_{PF} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ I_d/C_{dc} & I_q/C_{dc} \end{bmatrix}; \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}.$

$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$ .  $L_{PF}, C_{PF}, R_{PF}$  分别为无源滤波器的电感、电容、电阻;  $I_d, I_q$  分别为  $dq$  坐标系下 APF 注入的支路电流;  $V_{L,d}, V_{L,q}$  分别为  $dq$  坐标系下公共连接点的电压;  $V_{C,d}, V_{C,q}$  分别为  $dq$  坐标系下无源滤波器的电容电压;  $U_d, U_q$  分别为  $dq$  坐标系下系统的控制量;  $V_{dc}$  为直流侧电压;  $\omega$  为系统同步旋转角频率.

由式(1)可知: SHAPF 系统是一个多输入、多输出的强耦合非线性系统. 这种耦合非线性将导致绝缘栅型双极晶体管(IGBT)管脚无法进行独立的控制,因此,直接设计控制器较为困难<sup>[10]</sup>. 为此,采用逆系统将原系统解耦,并与原系统复合形成伪线性子系统,从而可独立进行线性控制器的设计.

2 逆系统解耦

结合逆系统方法<sup>[11]</sup>并参照文献[8]对并网逆变器解耦,推导 SHAPF 系统的输入雅克比矩阵  $\mathbf{A}$  为

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial u_1} L_{f(\mathbf{x})}^1 h_1(\mathbf{x}) & \frac{\partial}{\partial u_2} L_{f(\mathbf{x})}^1 h_1(\mathbf{x}) \\ \frac{\partial}{\partial u_1} L_{f(\mathbf{x})}^1 h_2(\mathbf{x}) & \frac{\partial}{\partial u_2} L_{f(\mathbf{x})}^1 h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_{dc}/L_{PF} & 0 \\ 0 & -V_{dc}/L_{PF} \end{bmatrix}. \tag{2}$$

当  $\det \mathbf{A}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = V_{dc}^2/L_{PF}^2 \neq 0$  时,  $\mathbf{A}$  为非奇异阵,系统的相对阶  $\mathbf{r} = \{1, 1\}$ . 令  $v_1 = L_{f(\mathbf{x})}^1 h_1(\mathbf{x}), v_2 = L_{f(\mathbf{x})}^1 h_2(\mathbf{x})$ , 可得原系统的逆控制,即

$$\begin{aligned} U_d &= (V_{L,d} - R_{PF}I_d + \omega L_{PF}I_q - V_{C,d} - L_{PF}V_1)/V_{dc}, \\ U_q &= (V_{L,q} - R_{PF}I_q - \omega L_{PF}I_d - V_{C,q} - L_{PF}V_2)/V_{dc}. \end{aligned} \tag{3}$$

式(3)为 SHAPF 的一阶逆系统. 将此逆系统与原系统串联,整体上复合形成伪线性系统. 此时,原 SHAPF 的强耦合非线性系统通过逆系统方法被转化为 2 个独立的线性子系统,其输入、输出关系为

$$\dot{y}_1 = V_1, \quad \dot{y}_2 = V_2. \tag{4}$$

在实际应用时,式(4)在表达输入与输出间的积分关系的基础上,通常会加入一阶滤波环节<sup>[12]</sup>,则系统的传递函数变为

$$G_1(s) = 1/(s(ts + 1)) = 1/(ts^2 + s). \tag{5}$$

3 Backstepping 滑模控制器的设计

SHAPF 系统进行逆系统解耦后,原系统被解耦为 2 个独立的伪线性子系统. 因 SHAPF 运行中存在诸多外界干扰及参数的不确定性影响,故设计 backstepping 滑模控制器,以提高系统的鲁棒性.

令  $y_1 = x_1, x_2 = \dot{x}_1$ , 考虑由逆系统方法引起的建模误差和系统自身参数不确定引起的误差,记为  $\Delta$ . 通常  $\Delta$  为有界变量,有  $|\Delta| \leq \bar{\Delta}$ , 则式(4)中的伪线性子系统可转化为

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = -x_2/t + U_1/t + \Delta. \tag{6}$$

令  $z_1 = x_1 - x_{d,\text{ref}}$ , 则  $\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_d = x_2 - \dot{x}_{d,\text{ref}}$ . 其中,  $x_{d,\text{ref}}$  是由瞬时无功功率算法计算得到的输入电流参考值的  $d$  轴分量. 李雅普诺夫函数<sup>[13]</sup> 为  $V_1 = z_1^2/2$ , 取  $x_2 = z_2 + \dot{x}_d - c_1 z_1$ . 其中,  $c_1$  为虚拟控制项, 有

$$V_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 z_2 - c_1 z_1^2. \quad (7)$$

滑模面函数定义为  $\sigma = k_1 z_1 + z_2$ , 其中,  $k_1 > 0$ . 可得

$$\sigma = k_1 z_1 + z_2 = k_1 z_1 + \dot{z}_1 + c_1 z_1 = (k_1 + c_1) z_1 + \dot{z}_1. \quad (8)$$

由于  $k_1 + c_1 > 0$ , 当  $\sigma = 0$  时, 有  $z_1 = z_2 = 0, \dot{V}_1 \leq 0$ . 由以上推导可知: 当  $z_1 = z_2 = 0$  时, 李雅普诺夫能量函数的导数  $\dot{V}_1 = 0$ , 并不能保证系统的稳定. 因此, 为了找到输入与李雅普诺夫函数之间的关系, 再次定义李雅普诺夫函数, 即

$$V_2 = V_1 + \sigma^2/2. \quad (9)$$

结合式(7)~(9), 则输入  $u$  与  $\dot{V}_2$  之间的关系为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \sigma \dot{\sigma} &= z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma(k_1 z_1 + \dot{z}_2) = \\ &= z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma(k_1(z_2 - c_1 z_1) + (z_2 + \dot{x}_d - c_1 z_1)/t + u/t + \Delta - \dot{x}_d + c_1 \dot{z}_1). \end{aligned} \quad (10)$$

为此, 设计的控制器为

$$u = t(-k_1(z_2 - c_1 z_1) - (z_2 + \dot{x}_d - c_1 z_1)/t - \bar{\Delta} \cdot \text{sgn}(\sigma) + \dot{x}_d - c_1 \dot{z}_1 - h(\sigma + \beta \cdot \text{sgn}(\sigma))). \quad (11)$$

为保证  $\dot{V}_2 \leq 0$ , 将式(11)代入式(10), 可得

$$\dot{V}_2 = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 - h\sigma^2 - h\beta |\sigma| + \Delta\sigma - \bar{\Delta} |\sigma| \leq z_1 z_2 - c_1 z_1^2 - h\sigma^2 - h\beta |\sigma|. \quad (12)$$

可将式(12)转化为矩阵的二次型形式, 则有

$$\mathbf{Z}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} = c_1 z_1^2 - z_1 z_2 + h k_1^2 + 2 h k_1 z_1 z_2 + h z_2^2 = c_1 z_1^2 - z_1 z_2 + h\sigma^2. \quad (13)$$

结合式(12), (13), 可得

$$\dot{V}_2 \leq -\mathbf{Z}^T \mathbf{P} \mathbf{Z} - h\beta |\sigma| \leq 0. \quad (14)$$

为了使式(14)成立,  $\mathbf{P}$  矩阵必须为正定矩阵. 因此, 求取  $\mathbf{P}$  的行列式为

$$|\mathbf{P}| = h(c_1 + h k_1^2) - (h k_1 - 1/2)^2 = h(c_1 + k_1) - 1/4. \quad (15)$$

由式(15)可知: 选取合适的  $h, c_1, k_1$  值, 可保证  $\mathbf{P}$  的正定, 即保证了  $\dot{V}_2 \leq 0$  及系统的李亚普洛夫稳定性. 对于另一个伪线性子系统, 其 backstepping 滑模控制器的设计也相同.

## 4 控制系统与仿真分析

### 4.1 控制系统的整体架构

因式(11)的 backstepping 滑模控制律仅为控制信号量, 无法作用于 SHAPF 系统核心的逆变器部分. 所以, 采用脉宽调制(PWM)方法, 将控制信号转化为脉冲开关量, 以实现 SHAPF 输出电流控制<sup>[14-16]</sup>. 对 SHAPF 控制系统的整体架构, 如图1所示. 首先, 采用基于瞬时无功功率理论的谐波检测算法, 得出谐波电流指令; 然后, 通过坐标变换得到谐波电流指令的  $d$  轴与  $q$  轴分量. 为保持直流侧电压稳定, 采用 PI 调节器, 将产生的有功电流增量  $\Delta I_d$  叠加到谐波电流指令的  $d$  轴分量上, 从而形成  $d$  轴与  $q$  轴的参考电流信号  $I_{d,\text{ref}}$  与  $I_{q,\text{ref}}$ . 后续的控制是在对 SHAPF 进行逆系统解耦的基础上, 由 backstepping 滑模控制实现对指令电流的跟踪.

### 4.2 MATLAB/SIMULINK 的系统仿真分析

4.2.1 仿真参数设计 明确控制系统的整体架构后, 对主电路及控制系统的主要参数进行设计. 系统线电压为 380 V, 电网电阻为 0.3  $\Omega$ , 电网电感为 0.5 mH, 直流侧电容为 1 000  $\mu\text{F}$ . 无源滤波器支路参数:  $C_{\text{PF}} = 100 \mu\text{F}$ ;  $L_{\text{PF}} = 2 \text{ mH}$ ;  $R = 0.2 \Omega$ . 直流侧电压控制参数:  $k_p = 0.2$ ;  $k_i = 0.008$ . 式(5)中的滤波时间  $t = 0.01 \text{ s}$ , 系统的总误差设计为有界扰动  $\Delta = 3\sin(\omega t)$ , 则  $\bar{\Delta} = 3$ . 式(15)中的  $c_1 = 10, k_1 = 20, h = 20$ , 系统的旋转角频率  $\omega = 2\pi f = 100\pi$ .

4.2.2 谐波电流补偿对比仿真分析 为验证控制策略的有效性, 在同样的系统参数设计下, 以典型的

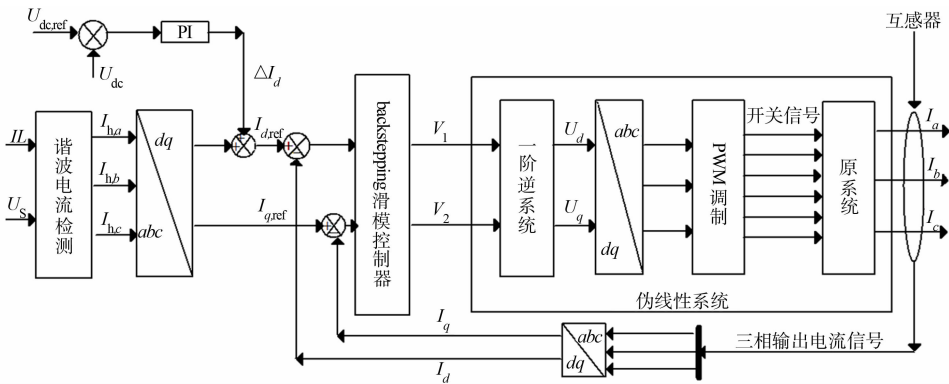


图 1 控制系统整体架构图

Fig. 1 Overall structure of control system

不可控整流负载作为谐波源,将文献[5]提出的控制方法与文中所提的控制策略进行对比.未投入 SHAPF 时,系统的电流波形图和频谱分析图,如图 2 所示.图 2 中: $M$  为谐波含量; $\text{THD}$  为波形畸变率.对图 2(a)中的特征波形做频谱分析,结果如图 2(b)所示.由图 2(b)可知:主要谐波含量为 5,7,9,11,13 等频次谐波,其中,5 次谐波的含量较高.因此,无源滤波器应调谐于 250 Hz,从而可验证无源滤波支路参数设计的正确性.

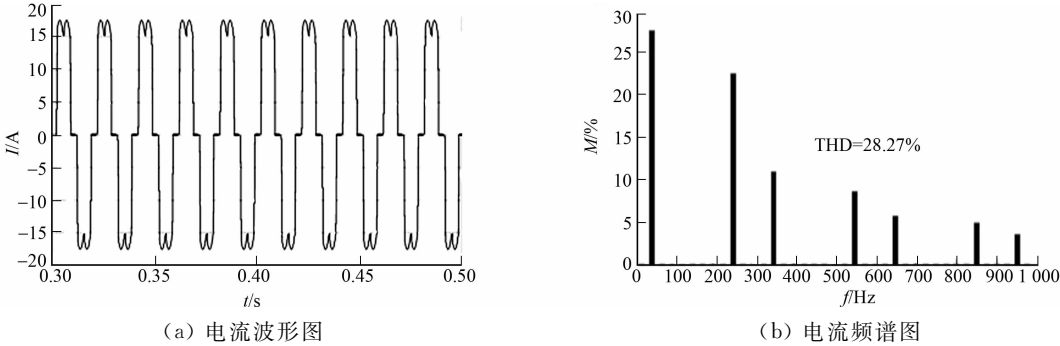


图 2 滤波前一相电流波形及频谱图

Fig. 2 One-phase current waveform and spectrum diagram before filtering

投入基于精确反馈线性化的滑模控制的 SHAPF 后<sup>[5]</sup>,系统的电流波形图和频谱分析图,如图 3 所示.由图 3 可知:该方法有较好的滤波效果,其  $\text{THD}$  降为 6.29%,说明对 SHAPF 系统进行线性化处理是很有必要的.但该方法对 SHAPF 系统精确性的要求,以及忽略后续控制器设计中对线性化处理过程中的误差会影响系统的谐波抑制性能.

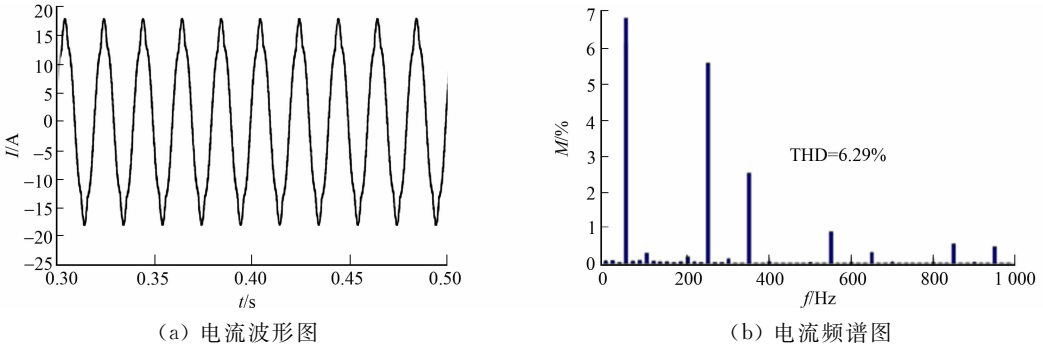


图 3 投入基于反馈线性化滑模控制的 SHAPF 后的一相电流波形及频谱图

Fig. 3 One-phase current waveform and spectrum diagram of SHAPF with sliding mode controller design based on feedback linearization

投入基于文中所提控制策略的 SHAPF 后,系统的电流波形图和频谱分析图,如图 4 所示.由图 4 可知:文中方法相比图 3 所示的滤波效果更优,其  $\text{THD}$  降为 4.49%,符合 GB/T 14549—93《电能质量公用电网谐波》的要求.

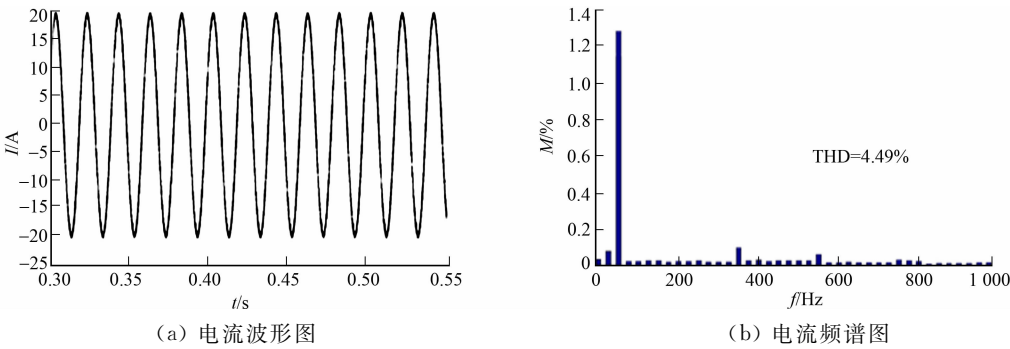


图 4 投入文中所提控制策略后的一相电流波形及频谱图

Fig. 4 One-phase current waveform and spectrum diagram based on operating of SHAPF with proposed control strategy

4.2.3 谐波动态跟踪与直流侧电压稳定仿真分析 对基于所提控制策略的 SHAPF 的谐波抑制性能和直流侧电压稳定进行动态分析. 谐波动态补偿效果, 如图 5 所示. 由图 5 可知: 在负载谐波电流突然变大时, SHAPF 对谐波电流进行了良好的跟踪; 在 0.02 s 内, 实现完全的谐波补偿. 谐波电流动态变化时, 直流侧的电压波形, 如图 6 所示. 由图 6 可知: 在 0.05 s 时, 直流侧电压达到稳态 900 V; 当 2 次谐波电流突增时, 有电压暂降现象; 但在 0.03 s 内, 又恢复到稳态. 这可能是由于 SHAPF 补偿的谐波电流包含部分的有功分量, 在谐波电流突增时, 对有功分量的需求变大, SHAPF 为满足该需求, 将直流侧能量输出, 直流侧能量减小, 表现为电压的暂降. 因此, 该现象为正常现象, 符合能量守恒定理.

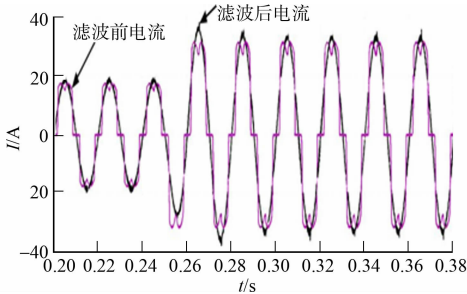


图 5 谐波动态补偿效果图

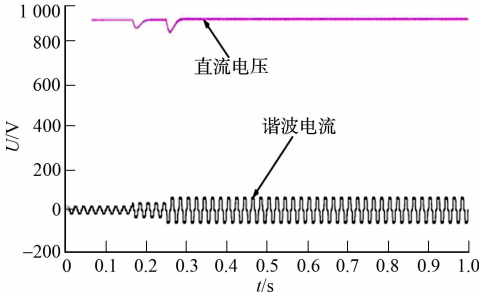


图 6 直流侧电压动态响应图

Fig. 5 Harmonic dynamic compensation effect diagram Fig. 6 DC side voltage dynamic response diagram

5 实验验证与分析

为了证明文中所提控制策略的有效性与正确性, 搭建 SHAPF 系统的实验样机, 选取 TMS320F28335PGFA 的 DSP 为主控芯片, FS100R12KT4G 的 IGBT 作为功率器件, 直流侧选取 CD29H 型电解电容, 直流侧电压设定为 720 V. 利用泰克 DOP 2024 型电子示波器对直流侧电压及滤波前后的电流进行测试, 如图 7~9 所示. 对比图 8, 9 可知: 基于文中所提控制策略的 SHAPF 具有一定的谐波抑制性能, 证明该策略的正确性与有效性. 在 SHAPF 实际运行时, 通常是利用 IGBT 对直流侧电

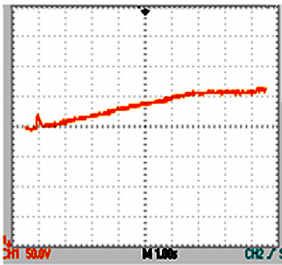


图 7 直流侧电压波形  
Fig. 7 DC side voltage waveform

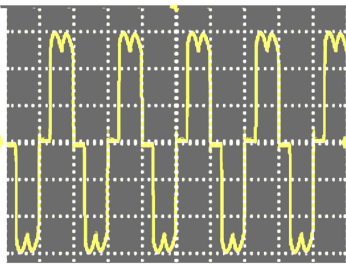


图 8 滤波前系统电流波形  
Fig. 8 System current waveform before filtering

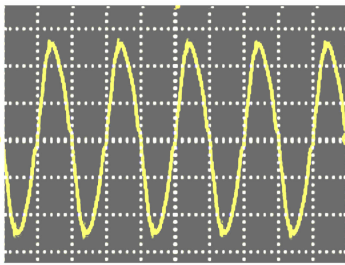


图 9 滤波后系统电流波形  
Fig. 9 System current waveform after filtering

容以不可控整流方式进行充电,达到一个稳定的电压值(650 V),再运行 SHAPF,此时,直流侧电压会逐渐上升达到设定值,这一过程体现控制的有效性.由图 7 可知:该图正是捕捉了该过程.在 SHAPF 开启时,直流侧电压在 20 V 左右出现尖峰,随后以固定速率上升;在 4.5 s 后,达到稳态 720 V.整个过程无超调,与图 6 仿真结果相似.

## 4 结束语

设计并考虑建模误差与参数不确定性的 backstepping 滑模控制器,通过与基于精确反馈线性化的滑模控制器设计方法的对比仿真研究,证明对 SHAPF 仿射非线性模型进行线性化处理的必要性.同时也证明基于逆系统方法的有源电力滤波器 backstepping 滑模控制策略可提高 SHAPF 谐波抑制性能,具备良好的鲁棒性与动态响应性能.

## 参考文献:

- [1] FUJITA H, AKAGI H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters[J]. *Industry Applications*, 1991, 27(6): 819-829. DOI: 10.1109/28.108451.
- [2] 习伟,殷波,赵子岩,等.三相四线制电力有源滤波器的滑模变结构控制[J]. *电网技术*, 2004, 28(5): 18-21. DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2004.05.005.
- [3] 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. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2005.23.016.
- [4] 郭伟峰,武健,徐殿国,等.新型滑模控制的并联混合有源电力滤波器[J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(27): 29-35. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2009.27.020.
- [5] 杨龙月,刘建华,王崇林.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. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2014.33.009.
- [6] 赵华军.有源电力滤波器反馈精确线性化重复控制[J]. *电器与能效管理技术*, 2015, 6(12): 42-48. DOI: 10.16628/j.cnki.2095-8188.2015.06.012.
- [7] LU Wei, LI Chunwen, XU Changbo. Sliding mode control of a shunt hybrid active power filter based on the inverse system method[J]. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2014, 57(5): 39-48. DOI: 10.1016/j.ijepes.2013.11.044.
- [8] 吴忠强,庄述燕,马宝明.基于逆系统方法的并网逆变器自适应模糊滑模控制研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2011, 39(24): 1-7.
- [9] RAHMANI S, HAMADI A, AL-HADAD K. A lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 59(3): 1418-1429. DOI: 10.1109/TIE.2011.2163370.
- [10] GUZMAN R, VICUA L G D, MORALES J, *et al.* Model-based control for a three-phase shunt active power filter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(7): 3998-4007. DOI: 10.1109/TIE.2016.2540580.
- [11] 李殿璞.非线性控制系统理论基础[M].北京:清华大学出版社,2014.
- [12] 包来,林成武,程利民.电流跟踪控制的风力发电并网逆变器研究[J]. *电力电子技术*, 2008, 42(6): 53-55. DOI: 10.3969/j.issn.1000-100X.2008.06.021.
- [13] 刘金坤.滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M].北京:清华大学出版社,2005.
- [14] 谢丰.有源电力滤波器滑模控制策略研究[D].合肥:合肥工业大学,2015.
- [15] 洪雪梅,金福江,李扬森,等.三相正弦波逆变器容错控制[J]. *华侨大学学报(自然科学版)*, 2016, 37(4): 497-502. DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.201604021.
- [16] 陈宇,郑力新.利用自适应遗传算法优化滤波电路参数[J]. *华侨大学学报(自然科学版)*, 2010, 31(3): 272-274. DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.2010.03.0272.

(责任编辑:黄晓楠 英文审校:吴逢铁)