

## 并联混合有源电力滤波器自适应 $L_2$ 增益鲁棒控制

鲁 伟, 李春文, 徐长波

(清华大学 自动化系, 北京 100084)

**摘要:** 为了抑制外界未知扰动和参数摄动对并联混合有源电力滤波器 (SHAPF) 系统性能的影响, 提出一种新型的自适应  $L_2$  增益鲁棒控制策略. 首先建立含有扰动和参数摄动的 SHAPF 欧拉-拉格朗日 (EL) 数学模型, 得到了 SHAPF 在 dq 坐标系下的误差动态模型; 然后通过构造适当的 Lyapunov 函数设计参数自适应控制率, 实现了对系统参数摄动的补偿, 进而利用阻尼注入方法设计系统的  $L_2$  增益鲁棒控制器, 以保证闭环系统的  $\gamma$  耗散性. 仿真实验验证了所提出策略的正确性和有效性.

**关键词:** 有源电力滤波器; 自适应; 阻尼注入; 谐波; 鲁棒控制

**中图分类号:** TM761

**文献标志码:** A

### Adaptive $L_2$ -gain robust control of shunt hybrid active power filter

LU Wei, LI Chun-wen, XU Chang-bo

(Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100084, China. Correspondent: LU Wei, E-mail: lu-w09@mails.tsinghua.edu.cn)

**Abstract:** To attenuate the effect of unknown disturbances and parameter perturbations, a novel adaptive  $L_2$ -gain robust control strategy for the shunt hybrid active power filter (SHAPF) system is proposed. Firstly, an Euler-Lagrange (EL) system model with the disturbance and the parameter perturbation is built for the SHAPF, and the error system of the SHAPF in the dq reference frame is obtained. Then an adaptive control law is presented to estimate the parameter perturbation by using a designed Lyapunov function. Moreover, according to the damping injection method, an  $L_2$ -gain robust controller is synthesized which ensures the dissipation in the disturbance attenuation level  $\gamma$ . Finally, simulation results verify the correctness and effectiveness of the proposed strategy.

**Key words:** active power filter; adaptive; damping injection; harmonic; robust control

## 0 引 言

随着电力电子非线性负载的广泛应用, 电网谐波污染问题日益严峻. 传统的谐波治理措施是安装成本较低、技术成熟的无源电力滤波器 (PPF), 但这样只能滤除特定次数的谐波, 且滤波特性依赖于电网参数<sup>[1]</sup>. 而有源电力滤波器 (APF) 和混合有源电力滤波器 (HAPF) 能够克服 PPF 存在的不足, 具有良好的动态谐波治理效果, 是当前有源滤波技术研究的热点<sup>[2-10]</sup>. 文献 [7] 提出了一种新型的并联混合有源电力滤波器 (SHAPF), 通过将一组单调谐 PPF 与 APF 串联后并入电网的方式有效降低了有源部分的容量和系统成本. 由于不需要耦合变压器和输出滤波器, 便于在 PPF 和 APF 基础上进行改造, 得到了学术界的广泛关注<sup>[8-10]</sup>, 本文即针对此拓扑结构的 SHAPF 进行研究.

SHAPF 的控制策略直接影响谐波治理效果, 目前已有多种控制策略应用于 SHAPF. 文献 [8] 提出了一种易于实现的线性反馈-前馈控制策略, 但由于忽略了 SHAPF 的强耦合非线性特性, 不易实现 SHAPF 高性能控制. 文献 [9] 基于滑模控制方法提出了一种 SHAPF 变结构控制策略, 该控制策略具有较好的鲁棒性, 但抖振问题在一定程度上限制了系统性能. 文献 [10] 基于 Lyapunov 稳定性理论提出了一种新型的 SHAPF 非线性控制策略, 但较为复杂, 在实现时需要进行一定的近似处理. 在实际运行中, 不确定的外界扰动和系统元件参数摄动会对 SHAPF 性能造成明显影响<sup>[3]</sup>, 然而目前关于抑制外界扰动和参数摄动对 SHAPF 影响的研究较少.  $L_2$  增益鲁棒控制是一种能够有效抑制系统不确定外界扰动的方法, 在功率变换

收稿日期: 2012-12-29; 修回日期: 2013-05-16.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61174068).

作者简介: 鲁伟(1987-), 男, 博士生, 从事电能质量分析与治理的研究; 李春文(1958-), 男, 教授, 博士生导师, 从事非线性系统分析与控制、电力系统控制及运动控制等研究.

器和电机系统<sup>[11-12]</sup>中得到了广泛的应用. 自适应控制通过在线参数学习消除系统参数摄动对控制系统的影响, 是一种有效处理系统参数摄动的工具<sup>[13-15]</sup>.

本文结合  $L_2$  增益鲁棒控制和自适应控制的优点, 针对具有外界扰动和参数摄动的 SHAPF 欧拉-拉格朗日 (EL) 数学模型, 提出了一种新型的 SHAPF 自适应  $L_2$  增益鲁棒控制策略. 该策略保证了 SHAPF 对控制目标的渐进跟踪, 实现了系统参数的自适应调节. 仿真结果验证了该控制策略可有效抑制非线性负载扰动对系统控制性能的影响, 并且对系统元件参数摄动具有较强的鲁棒性.

## 1 SHAPF 数学模型

本文研究的 SHAPF 拓扑结构如图 1 所示. 其中单调谐 PPF 承担系统的基波电压, 有源部分改善 PPF 的滤波特性, 避免了可能发生的谐波放大现象. 与传统 APF 相比, 该拓扑中有源部分承担的电压大大降低, 从而降低了系统成本.

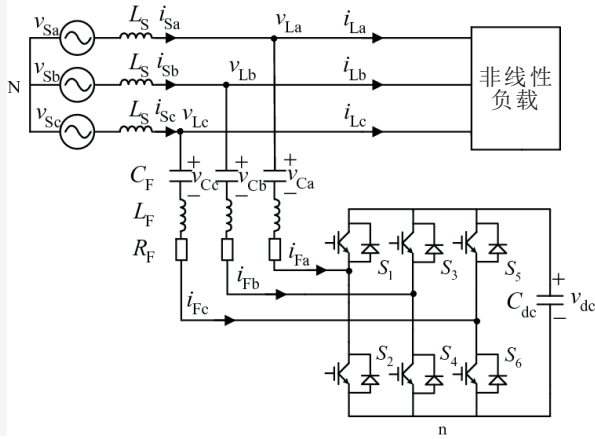


图 1 SHAPF 拓扑结构

图 1 中  $v_{Sj}$  ( $j = a, b, c$ ) 为电网电压;  $L_S$  为电网侧等效电感;  $v_{Lj}$  和  $v_{Cj}$  为公共连接点 (PCC) 和 PPF 电容两端的电压;  $i_{Sj}$ 、 $i_{Lj}$  和  $i_{Fj}$  分别为电网电流、负载电流和 SHAPF 补偿电流;  $C_F$ 、 $L_F$  和  $R_F$  分别为 PPF 的电容、电感和电阻;  $C_{dc}$  和  $v_{dc}$  为直流侧电容和其两端的电压;  $S_1 \sim S_6$  为开关器件.

由文献 [10] 可知, SHAPF 在 dq 同步旋转坐标系下的数学模型可描述为

$$\begin{cases} L_F \dot{i}_{Fd} = -R_F i_{Fd} + \omega L_F i_{Fq} - v_{Cd} - u_d v_{dc} + v_{Ld}, \\ L_F \dot{i}_{Fq} = -R_F i_{Fq} - \omega L_F i_{Fd} - v_{Cq} - u_q v_{dc} + v_{Lq}, \\ C_F \dot{v}_{Cd} = i_{Fd} + \omega C_F v_{Cq}, \\ C_F \dot{v}_{Cq} = i_{Fq} - \omega C_F v_{Cd}, \\ C_{dc} \dot{v}_{dc} = u_d i_{Fd} + u_q i_{Fq}. \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $i_{Fk}$ 、 $v_{Ck}$ 、 $v_{Lk}$  和  $u_k$  ( $k = d, q$ ) 分别为 dq 坐标系下 SHAPF 补偿电流、PPF 电容两端电压、PCC 处电压和开关器件等效占空比函数;  $\omega$  为电网电压角频率.

SHAPF 在实际运行中不仅会受到外界各种未知扰动的影响, 并且系统元件  $L_F$ 、 $C_F$ 、 $R_F$  和  $C_{dc}$  的参数也会随着运行状态的变化而发生改变. 为了提高系统对外界扰动和参数摄动的鲁棒性, 有必要在系统数学模型中考虑这些影响. 假设外界未知扰动向量为  $w = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4 \ w_5]^T$ , 且  $w \in L_2(0, T)$ , 系统参数的标称值分别为  $L_{F1}$ 、 $C_{F1}$ 、 $R_{F1}$  和  $C_{dc1}$ , 则参数  $L_F$ 、 $C_F$ 、 $R_F$  和  $C_{dc}$  可表示为

$$\begin{bmatrix} L_F \\ C_F \\ R_F \\ C_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{F1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{F1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{F1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{dc1} \end{bmatrix} \theta, \quad (2)$$

其中  $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4]^T$  为参数摄动向量. 因此, 考虑外界扰动和参数摄动时 SHAPF 的数学模型可表示为

$$\begin{cases} L_{F1} \theta_1 \dot{i}_{Fd} = -R_{F1} \theta_3 i_{Fd} + \omega L_{F1} \theta_1 i_{Fq} - v_{Cd} - u_d v_{dc} + v_{Ld} + w_1, \\ L_{F1} \theta_1 \dot{i}_{Fq} = -R_{F1} \theta_3 i_{Fq} - \omega L_{F1} \theta_1 i_{Fd} - v_{Cq} - u_q v_{dc} + v_{Lq} + w_2, \\ C_{F1} \theta_2 \dot{v}_{Cd} = i_{Fd} + \omega C_{F1} \theta_2 v_{Cq} + w_3, \\ C_{F1} \theta_2 \dot{v}_{Cq} = i_{Fq} - \omega C_{F1} \theta_2 v_{Cd} + w_4, \\ C_{dc1} \theta_4 \dot{v}_{dc} = u_d i_{Fd} + u_q i_{Fq} + w_5. \end{cases} \quad (3)$$

定义系统的状态变量和控制变量向量分别为  $x = [i_{Fd} \ i_{Fq} \ v_{Cd} \ v_{Cq} \ v_{dc}]^T$  和  $u = [u_d \ u_q]^T$ , 进而可将 SHAPF 系统模型 (3) 表示为如下 EL 模型形式:

$$M(\theta) \dot{x} + T(\theta, u)x + R(\theta)x = \varepsilon + w, \quad (4)$$

其中:  $M(\theta)$  为正定对角矩阵;  $T(\theta, u)$  为反对称矩阵, 反映系统内部的互联特性, 满足  $T(\theta, u) = -T^T(\theta, u)$ ;  $R(\theta)$  为半正定矩阵, 反映系统的耗散特性; 矩阵  $\varepsilon$  反映系统与外部的能量交换. 各矩阵的具体表达式为

$$M(\theta) = \text{diag}\{L_{F1}\theta_1, L_{F1}\theta_1, C_{F1}\theta_2, C_{F1}\theta_2, C_{dc1}\theta_4\},$$

$$T(\theta, u) =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega L_{F1}\theta_1 & 1 & 0 & u_d \\ \omega L_{F1}\theta_1 & 0 & 0 & 1 & u_q \\ -1 & 0 & 0 & -\omega C_{F1}\theta_2 & 0 \\ 0 & -1 & \omega C_{F1}\theta_2 & 0 & 0 \\ -u_d & -u_q & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R(\theta) = \text{diag}\{R_{F1}\theta_3, R_{F1}\theta_3, 0, 0, 0\},$$

$$\varepsilon = [v_{Ld} \ v_{Lq} \ 0 \ 0 \ 0]^T.$$

## 2 SHAPF 自适应 $L_2$ 增益鲁棒控制器设计

SHAPF 的控制目标是消除电网电流中的谐波分量, 实现电网电流的正弦化. 考虑到 SHAPF 是一个典型的欠驱动系统<sup>[16]</sup>, 其补偿电流的参考值  $i_{Fd}^*$  和  $i_{Fq}^*$  可以通过检测算法获得, 因此通过控制状态  $i_{Fd} \rightarrow i_{Fd}^*$  和  $i_{Fq} \rightarrow i_{Fq}^*$  使状态  $v_{Cd}$ 、 $v_{Cq}$  和  $v_{dc}$  跟踪其参考值, 最终实现  $x \rightarrow x^*$ .

令  $x_e = x - x^*$ , 由式 (4) 可得 SHAPF 系统 EL 误差模型为

$$M(\theta)\dot{x}_e + T(\theta, u)x_e + R(\theta)x_e = \varepsilon_1 + w, \quad (5)$$

其中  $\varepsilon_1 = \varepsilon - [M(\theta)\dot{x}^* + T(\theta, u)x^* + R(\theta)x^*]$ .

定义  $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2 \ \hat{\theta}_3 \ \hat{\theta}_4]^T$  为参数摄动向量  $\theta$  的估计值, 则式 (5) 可进一步写成

$$M(\theta)\dot{x}_e + T(\theta, u)x_e + R(\theta)x_e = \varepsilon_2 + \xi + w. \quad (6)$$

其中

$$\varepsilon_2 = \varepsilon - [M(\hat{\theta})\dot{x}^* + T(\hat{\theta}, u)x^* + R(\hat{\theta})x^*],$$

$$\xi = [M(\hat{\theta}) - M(\theta)]\dot{x}^* + [T(\hat{\theta}, u) - T(\theta, u)]x^* + [R(\hat{\theta}) - R(\theta)]x^*.$$

选取 SHAPF 误差系统的 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}x_e^T M(\theta)x_e + \frac{1}{2}(\theta - \hat{\theta})^T \Gamma(\theta - \hat{\theta}), \quad (7)$$

其中正定对角阵  $\Gamma = \text{diag}\{q_1, q_2, q_3, q_4\}$  为自适应参数调节矩阵. 考虑到系统参数变化缓慢, 可取  $\dot{\theta} = 0$ . 由式 (6) 和 (7) 可知

$$\begin{aligned} \dot{V} = & x_e^T M(\theta)\dot{x}_e - (\theta - \hat{\theta})^T \Gamma \dot{\hat{\theta}} - \\ & x_e^T R(\theta)x_e + x_e^T (\varepsilon_2 + w) + \\ & x_e^T \xi - (\theta - \hat{\theta})^T \Gamma \dot{\hat{\theta}}. \end{aligned} \quad (8)$$

设计参数自适应率为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = L_{F1}[(\omega i_{Fq}^* - i_{Fq}^*)(i_{Fd} - i_{Fd}^*) - \\ \quad (\omega i_{Fd}^* + i_{Fd}^*)(i_{Fq} - i_{Fq}^*)]/q_1, \\ \dot{\hat{\theta}}_2 = C_{F1}[(\omega v_{Cd}^* - v_{Cd}^*)(v_{Cd} - v_{Cd}^*) - \\ \quad (\omega v_{Cq}^* + v_{Cq}^*)(v_{Cq} - v_{Cq}^*)]/q_2, \\ \dot{\hat{\theta}}_3 = R_{F1}[-(i_{Fd} - i_{Fd}^*)i_{Fq}^* - (i_{Fq} - i_{Fq}^*)i_{Fd}^*]/q_3, \\ \dot{\hat{\theta}}_4 = -C_{dc1}(v_{dc} - v_{dc}^*)v_{dc}^*/q_4. \end{cases} \quad (9)$$

则式 (8) 可化简为

$$\dot{V} = -x_e^T R(\theta)x_e + x_e^T (\varepsilon_2 + w). \quad (10)$$

为了使带有扰动的 SHAPF 系统满足  $L_2$  增益干扰抑制的目标, 定义系统的评价信号为

$$z = x_e. \quad (11)$$

由  $L_2$  增益耗散不等式<sup>[17]</sup>的构造可知, 对于任意指定的干扰抑制比  $\gamma > 0$ , 式 (10) 可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -x_e^T R(\theta)x_e + \frac{1}{2}(\gamma^2 \|w\|^2 - \|z\|^2) + \\ & x_e^T \varepsilon_2 + x_e^T w - \frac{1}{2}\gamma^2 \|w\|^2 + \frac{1}{2}\|x_e\|^2 \leq \\ & -x_e^T R(\theta)x_e + \frac{1}{2}(\gamma^2 \|w\|^2 - \|z\|^2) + \\ & x_e^T \left[ \varepsilon_2 + \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} \right) x_e \right]. \end{aligned} \quad (12)$$

为了保证闭环系统的  $\gamma$  耗散性, 本文对闭环系统进行阻尼注入, 令

$$\varepsilon_2 + \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} \right) x_e = -R_a x_e, \quad (13)$$

其中正定对角矩阵  $R_a = \text{diag}\{r_{a1}, r_{a2}, r_{a3}, r_{a4}, r_{a5}\}$  为阻尼注入矩阵, 进而式 (12) 变为

$$\dot{V} \leq -x_e^T [R(\theta) + R_a]x_e + \frac{1}{2}(\gamma^2 \|w\|^2 - \|z\|^2). \quad (14)$$

由 La Salle-Yoshizawa 定理<sup>[17]</sup>可知, 自适应  $L_2$  增益控制率不仅保证了 SHAPF 对其参考信号的渐近跟踪, 而且抑制了外界扰动和参数摄动对系统造成的跟踪误差.

由式 (13) 可知, 系统的控制率为

$$\begin{cases} u_d = \left[ v_{Ld} + \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} + r_{a1} \right) (i_{Fd} - i_{Fd}^*) - \right. \\ \quad L_{F1}\hat{\theta}_1 i_{Fd}^* + \omega L_{F1}\hat{\theta}_1 i_{Fq}^* - v_{Cd}^* - \\ \quad \left. R_{F1}\hat{\theta}_3 i_{Fd}^* \right] / v_{dc}^*, \\ u_q = \left[ v_{Lq} + \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} + r_{a2} \right) (i_{Fq} - i_{Fq}^*) - \right. \\ \quad L_{F1}\hat{\theta}_1 i_{Fq}^* - \omega L_{F1}\hat{\theta}_1 i_{Fd}^* - v_{Cq}^* - \\ \quad \left. R_{F1}\hat{\theta}_3 i_{Fq}^* \right] / v_{dc}^*, \end{cases} \quad (15)$$

此外, 系统欠驱动变量参考值的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{v}_{Cd}^* = \left[ i_{Fd}^* + \omega C_{F1}\hat{\theta}_2 v_{Cq}^* + \right. \\ \quad \left. \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} + r_{a3} \right) (v_{Cd} - v_{Cd}^*) \right] / C_{F1}\hat{\theta}_2, \\ \dot{v}_{Cq}^* = \left[ i_{Fq}^* - \omega C_{F1}\hat{\theta}_2 v_{Cd}^* + \right. \\ \quad \left. \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} + r_{a4} \right) (v_{Cq} - v_{Cq}^*) \right] / C_{F1}\hat{\theta}_2, \\ \dot{v}_{dc}^* = \left[ u_d i_{Fd}^* + u_q i_{Fq}^* + \right. \\ \quad \left. \left( \frac{1}{2\gamma^2} + \frac{1}{2} + r_{a5} \right) (v_{dc} - v_{dc}^*) \right] / C_{dc1}\hat{\theta}_4. \end{cases} \quad (16)$$

由式 (9)、(15) 和 (16) 可知, 对于给定的干扰抑制比  $\gamma$ , SHAPF 的控制性能取决于阻尼注入矩阵  $R_a$  和自适应参数调节矩阵  $\Gamma$ .

基于以上分析, 可得 SHAPF 自适应  $L_2$  增益鲁棒控制框图如图 2 所示.

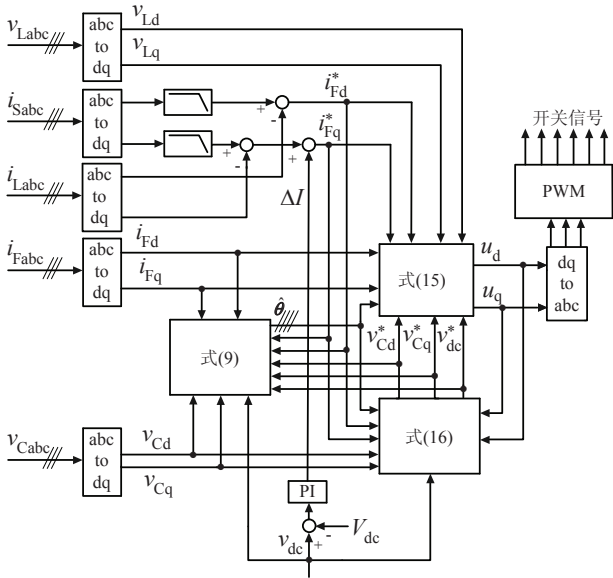


图 2 SHAPF 自适应  $L_2$  增益鲁棒控制框图

### 3 仿真实验

基于 Matlab/Simulink 软件环境, 设计了针对图 1 所示的 SHAPF 数值仿真实验, 并与传统线性反馈-前馈控制策略<sup>[8]</sup>进行了对比. 选取的系统参数如表 1 所示, 系统阻尼注入矩阵  $R_a = \text{diag}\{50, 50, 10, 10, 10\}$ , 自适应参数调节矩阵  $\Gamma = \text{diag}\{5, 5, 5, 5\}$ , 干扰抑制比  $\gamma = 0.1$ , 传统控制器反馈增益  $K = 50$ .

表 1 系统仿真参数

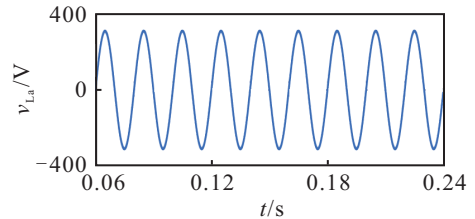
| 系统参数                           | 数值                            |
|--------------------------------|-------------------------------|
| 电网电压 $V_m$ (有效值) 和频率           | 220 V/50 Hz                   |
| 电网侧等效电感 $L_S$                  | 0.01 mH                       |
| 单调谐无源滤波器 $C_F$ 、 $L_F$ 和 $R_F$ | 100 $\mu$ F/2 mH/0.2 $\Omega$ |
| 直流侧电容 $C_{dc}$                 | 5000 $\mu$ F                  |
| 直流侧电容电压参考值 $V_{dc}$            | 160 V                         |
| 直流侧 PI 调节器参数 $k_p$ 和 $k_i$     | 2, 1                          |
| PWM 频率                         | 6 kHz                         |
| 三相整流桥负载 1                      | 10 $\Omega$ /5 mH             |
| 三相整流桥负载 2                      | 15 $\Omega$ /5 mH             |

为验证本文所提控制策略对外界扰动的抑制效果, 设置如下的负载投切扰动实验: 仿真开始时, 非线性负载仅为整流桥负载 1;  $t = 0.1$  s 时, 整流桥负载 2 投入电网, 与负载 1 并联运行;  $t = 0.18$  s 时, 负载 2 切除, 系统恢复正常工况. 在负载变化的过程中, PCC 处电压  $v_{La}$  和负载电流  $i_{La}$  的波形如图 3 所示. 由图 3 可知, 非线性负载 1 和负载 2 导致电网电流波形畸变严重, 其总谐波畸变率 (THD) 约为 24%.

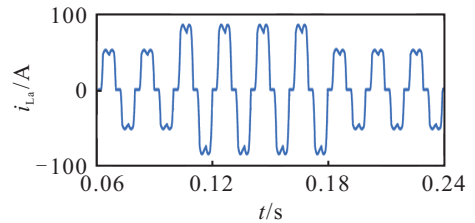
SHAPF 分别在本文所提控制策略和传统控制策略下投入运行, 电网电流  $i_{Sa}$  和直流侧电容电压  $v_{dc}$  的动态响应波形如图 4 和图 5 所示.

由仿真结果可知: 基于本文所提控制策略的 SHAPF 在负载 2 投入前能够有效地补偿负载 1 产生的谐波电流, 电网电流 THD 可达到 1.7%. 在负载 2 投

入和切除时, 电网电流失去正弦特性, 但仅需 1 个周波的调节, 电网电流即可重新进入稳态, 此时电网电流 THD 可达到 1.6%, 并且直流侧电容电压在调节过程中波动较小, 能够迅速地稳定在 160 V; 在传统的

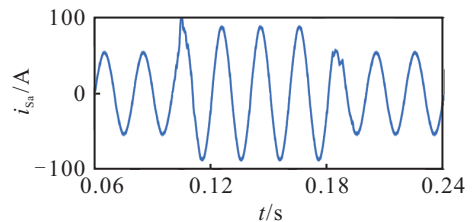


(a) PCC 处电压波形

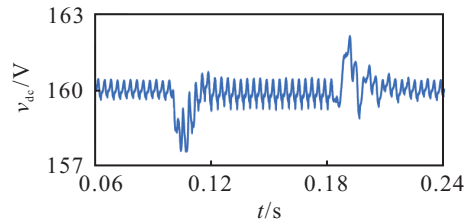


(b) 负载电流波形

图 3 非线性负载投切扰动波形

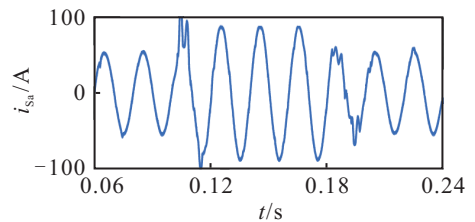


(a) 电网电流波形

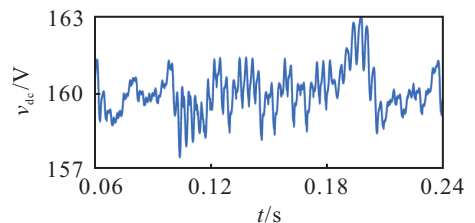


(b) 直流侧电容电压波形

图 4 本文所提控制策略对负载投切扰动的动态响应



(a) 电网电流波形



(b) 直流侧电容电压波形

图 5 传统控制策略对负载投切扰动的动态响应

控制策略下,电网电流 THD 在负载2投入前后分别为 2.5% 和 2.3%, 在负载投切的过程中, 电网电流响应较慢且直流侧电容电压波动较大. 这说明本文所提控制策略能够有效抑制负载投切引起的外界扰动, 具有较强的鲁棒性.

为了进一步验证 SHAPF 对系统参数摄动的鲁棒性, 在非线性负载为整流桥负载 1 时, 假设经过长时间运行, 系统参数  $L_F$ 、 $C_F$  和  $C_{dc}$  真实值变为其标称值的 80%,  $R_F$  真实值为其标称值的 200%. 基于本文所提控制策略和基于传统控制策略的 SHAPF 稳态响应波形分别如图 6 和图 7 所示. 图 8 为两种控制策略下电网电流频谱分析.

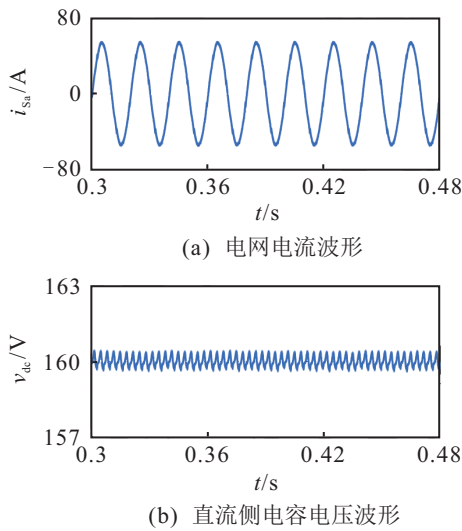


图 6 本文所提控制策略对系统参数摄动的稳态响应

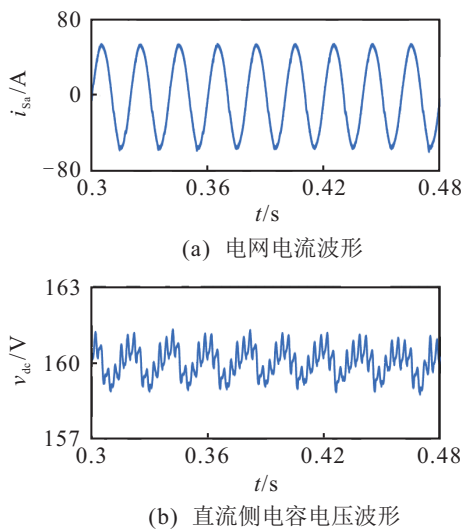


图 7 传统控制策略对系统参数摄动的稳态响应

由仿真结果可知, 在系统参数变化时, 基于本文所提控制策略的 SHAPF 对电网谐波电流的治理精度明显比传统方法更高, 直流侧电容电压能够更好地稳定在 160 V. 此外, 图 9 给出了基于本文所提控制策略的系统参数摄动向量  $\theta$  的动态估计曲线. 由图 9 可知,

本文设计的参数自适应率能够保证参数摄动向量估计值  $\hat{\theta}$  的收敛性. 这说明本文所提控制策略能够较好地抑制系统参数摄动对 SHAPF 控制性能的影响.

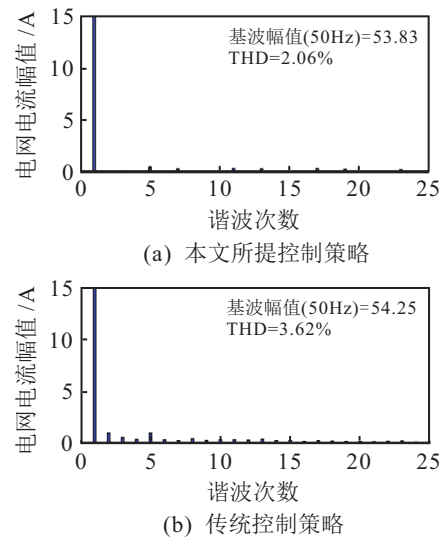


图 8 系统参数摄动时的电网电流频谱

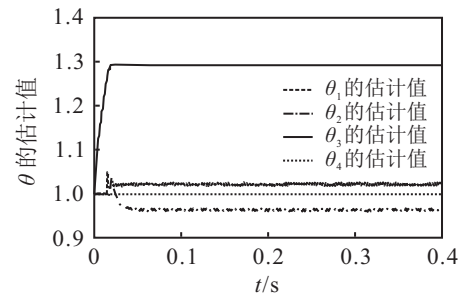


图 9 系统参数摄动向量  $\theta$  的在线估计值

### 4 结 论

针对 SHAPF 系统性能受外界未知扰动和系统参数摄动影响的问题, 本文基于 SHAPF 在 dq 坐标系下的 EL 误差动态模型, 提出了一种新型的自适应  $L_2$  增益鲁棒控制策略. 该控制策略不仅保证了 SHAPF 对参考信号的渐进跟踪, 而且对外界扰动和系统参数摄动具有较强的鲁棒性. 仿真结果表明, 基于该控制策略的 SHAPF 在负载投切扰动和系统参数摄动时, 能够有效消除电网中的谐波电流, 维持直流侧电容电压的稳定, 并且与传统反馈-前馈控制策略相比, 本文所提控制策略具有更好的谐波治理效果. 本文的研究不仅为 SHAPF 的鲁棒控制提供了新思想, 而且具有较强的实用价值.

### 参考文献(References)

[1] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 6-7.  
(Luo A. The technology and equipment of harmonic suppression and reactive power compensation in power grid[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006: 6-7.)

- [2] Akagi H. New trends in active filters for power conditioning[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1996, 32(6): 1312-1322.
- [3] 钟庆, 吴捷, 杨金明. 并联型有源电力滤波器的无源性控制[J]. 控制与决策, 2004, 19(1): 77-80.  
(Zhong Q, Wu J, Yang J M. Passivity-based control of the shunt active power filters[J]. Control and Decision, 2004, 19(1): 77-80.)
- [4] Fujita H, Akagi H. A practical approach to harmonic compensation in power-systems-series connection of passive and active-filters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1991, 27(6): 1020-1025.
- [5] 陶骞, 刘开培. C型滤波器在混合型有源滤波器中应用及优化[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(2): 39-43.  
(Tao Q, Liu K P. Application and optimization of C-type filter in hybrid active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(2): 39-43.)
- [6] 王小伟, 赵伟, 涂春鸣, 等. 双谐振注入式混合有源电力滤波器及控制方法[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 59-63.  
(Wang X W, Zhao W, Tu C M, et al. Novel active power filter with double-resonance injection circuit and its control strategy[J]. Automation of Electric Power System, 2010, 34(2): 59-63.)
- [7] Srianthumrong S, Akagi H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(3): 874-882.
- [8] Tangtheerajaronwong W, Hatada T, Wada K, et al. Design and performance of a transformerless shunt hybrid filter integrated into a three-phase diode rectifier[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22(5): 1882-1889.
- [9] 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.  
(Guo W F, Wu J, Xu D G, et al. Hybrid shunt active power filter based on novel sliding mode control[J]. Proc of the CSEE, 2009, 29(27): 29-35.)
- [10] Rahmani S, Hamadi A, Al-Haddad K. A Lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1418-1429.
- [11] Scherpen J M A, Ortega R. On nonlinear control of Euler-Lagrange systems: Disturbance attenuation properties[J]. Systems & Control Letters, 1997(30): 49-56.
- [12] 郭庆鼎, 蓝益鹏. 永磁直线伺服电机  $L_2$  鲁棒控制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 146-150.  
(Guo Q D, Lan Y P. Research on  $L_2$  robust control for permanent magnet linear servo motor[J]. Proc of the CSEE, 2005, 25(8): 146-150.)
- [13] Escobar G, Chevreau D, Ortega R, et al. An adaptive passivity-based controller for a unity power factor rectifier[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2001, 9(4): 637-644.
- [14] 吕惠子, 杨俊华, 杨金明, 等. 无刷双馈调速电机无源性分析及自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(12): 1425-1429.  
(Lv H Z, Yang J H, Yang J M, et al. Passivity analysis and adaptive control of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(12): 1425-1429.)
- [15] 荣秀婷, 李晔. 有源电力滤波器自适应  $L_2$  增益控制方法研究[J]. 现代电力, 2008, 25(1): 28-34.  
(Rong X T, Li Y. Novel adaptive  $L_2$  gain control algorithm for active power filter[J]. Modern Electric Power, 2008, 25(1): 28-34.)
- [16] 张晓华, 郭源博, 周鑫, 等. PWM整流器的欠驱动特性与非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 85-92.  
(Zhang X H, Guo Y B, Zhou X, et al. Underactuated property and nonlinear control for PWM rectifier[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(33): 85-92.)
- [17] 梅生伟, 申铁龙, 刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 53-54.  
(Mei S W, Shen T L, Liu K Z. Modern robust control theory and application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003: 53-54.)

(责任编辑: 齐 霖)