

# 基于动态滑模控制的三相六开关 APFC 的研究

于鹏<sup>1</sup>,王旭东<sup>1</sup>,柳忠<sup>2</sup>,杨旭<sup>2</sup>

(1. 哈尔滨理工大学汽车电子驱动控制与系统集成教育部工程研究中心,  
黑龙江 哈尔滨 150080; 2. 广东奥美格传导科技股份有限公司,  
广东 东莞 523800)

**摘要:**针对采用PI双闭环控制策略的三相六开关有源功率因数校正(APFC),在遭受到外界干扰或者工作状态发生改变时振荡幅度大、恢复时间长、自适应能力差等问题,提出了一种基于动态滑模控制的双闭环控制器的实现方法,以满足对负载突变的快速响应和提高对系统参数改变时的强适应性。使用Matlab工具搭建了仿真模型,通过与传统的PI双闭环控制策略对比来验证所提出控制方法的优越性。最后,利用实验结果进一步验证了所提出的控制策略的正确性和有效性。

**关键词:**有源功率因数校正;PI双闭环;三相六开关;动态滑模;反演自适应

**中图分类号:**TM461 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20210

## Research on Three-phase and Six-switch APFC Based on Dynamic Sliding Mode Control

YU Peng<sup>1</sup>, WANG Xudong<sup>1</sup>, LIU Zhong<sup>2</sup>, YANG Xu<sup>2</sup>

(1. Ministry of Education Engineering Research Center of Automotive Electronics Drive Control and System Integration, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, Heilongjiang, China; 2. Guangdong OMG Transmitting Technology Co., Ltd., Dongguan 523800, Guangdong, China)

**Abstract:** For the three-phase six-switch APFC adopting the PI double closed-loop control strategy, when the external interference or the working state changes, the oscillation amplitude is large, the recovery time is long, and the adaptive ability is poor. A double closed-loop controller based on dynamic sliding mode control was proposed, which could meet the rapid response to sudden load changes and improve the adaptability to changes in system parameters. A simulation model was built by Matlab tool. The advantages of the proposed control method were verified by comparing with the traditional PI double closed-loop control strategy. Finally, the experimental results further verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

**Key words:** active power factor correction (APFC); PI double closed loop; three-phase and six-switch; dynamic sliding mode; back-stepping and self-adaptive

随着电力电子装置的广泛使用,无功功率和谐波问题日益突出,造成电网的利用效率低、电能质量差,威胁电网安全。提高功率因数和抑制谐波是解决以上问题的重点。有源功率因数校正技术目前被大量应用于电源变换器中。三相有源功率因数校正装置的功率等级较大,对电网污染也更大,因此,三相APFC技术是APFC技术乃至整个电力电子领域中的研究热点。三相六开关作为实现单位功率因数最简单的拓扑结构,

半导体器件数量少,能够在连续导电模式下工作。本文采用三相六开关作为拓扑结构<sup>[1-3]</sup>。

控制策略是APFC研究的重点。通常APFC需要实现2个控制目标:一是输出电压稳定;二是通过控制输入电流跟踪输出电压实现单位功率因数校正。为了实现上述2个控制目标,一般采用传统的PI双闭环控制策略,其存在抗干扰能力差、负载特性差等问题;滑模变结构控制采用控制律强制系统在滑模面上运行,优点是动态响应

**基金项目:**广东省重大项目(2016B010135001)

**作者简介:**于鹏(1987—),男,硕士,助理工程师,Email:549086042@qq.com

速度快、鲁棒性好<sup>[4-6]</sup>。

鉴于以上问题及滑模变结构控制的优点,本文提出了一种基于动态滑模控制的 APFC,将自适应技术和反演控制方法相结合后,应用到动态滑模控制中,基本实现系统的无抖振滑模控制,克服了传统 PI 控制器自适应力差、抗干扰能力差等问题。最后通过仿真和实验验证所提出控制方法的优越性。

## 1 APFC 数学模型

图 1 为三相六开关 APFC 主电路。图中  $e_a, e_b, e_c$  分别为三相交流输入电源;  $R_L$  为负载,其两端的电压为直流输出电压  $u_{dc}$ ;  $L$  为升压电感;  $R$  为线路阻抗的等效电阻;  $C$  为直流侧滤波电容,起无功补偿和滤波的作用;  $i_{dc}$  为输出负载电流。

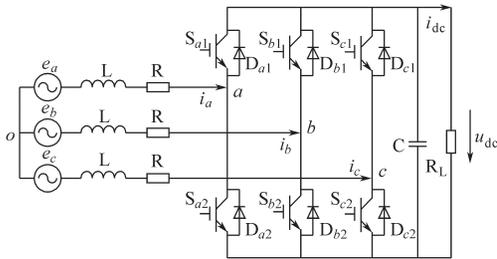


图 1 三相六开关 APFC 主电路

Fig.1 Main circuit of three-phase and six-switch APFC

三相六开关 APFC 在同步旋转  $d-q$  坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d s_d + i_q s_q) - i_{dc} \\ L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + e_d - s_d u_{dc} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + e_q - s_q u_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $e_d, e_q$  分别为相电压  $e_a, e_b$  和  $e_c$  在  $d-q$  坐标系下的网侧电压;  $i_d, i_q$  分别为相电流  $i_a, i_b$  和  $i_c$  在  $d-q$  坐标系下的网侧电流;  $s_d, s_q$  分别为开关函数在  $d-q$  坐标系下的变量;  $\omega$  为输入交流正弦电压的角速度。

令电网初始电动势  $e_{dq}$  与  $d$  轴重合,则  $d$  轴为有功分量,  $q$  轴为无功分量<sup>[6]</sup>。

## 2 动态滑模控制器的设计

### 2.1 反演自适应动态滑模控制律的引入

将自适应技术与反演控制方法相结合,通过

构建新型切换函数,采用一阶动态滑模控制方法,可以有效实现系统的无抖振滑模控制效果<sup>[5]</sup>。

结合式(1),一阶系统式可以写成如下形式:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{dc} - u_{dc}^* \\ i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix} \\ \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \theta_1 \times f(x_1) \\ \theta_2 \times f(x_2) \\ \theta_3 \times f(x_3) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

其中  $\lambda_1 = \frac{3(i_d s_d + i_q s_q)}{2C} - \frac{u_{dc}^*}{CR_L}$

$$\lambda_2 = -\frac{R}{L} i_d^* + \omega Li_q + e_d - s_d u_{dc}$$

$$\lambda_3 = -\frac{R}{L} i_q^* - \omega Li_d + e_q - s_q u_{dc}$$

$$f(x_1) = -(u_{dc} - u_{dc}^*)$$

$$f(x_2) = -(i_d - i_d^*)$$

$$f(x_3) = -(i_q - i_q^*)$$

$$\theta_1 = \frac{1}{CR_L} \quad \theta_2 = \frac{R}{L} \quad \theta_3 = \frac{R}{L}$$

式中:  $u_{dc}^*$  为直流指令电压;  $i_d^*$  和  $i_q^*$  分别为电流内环输入有功指令电流和无功指令电流;  $x_i (i=1, 2, 3)$  为状态变量;  $u_i$  为控制变量;  $\theta_i$  为未知常数,影响系统的自适应调节的时间。

动态滑模是将控制的不连续项  $\lambda_i$  转移到其一阶导数中,即

$$\dot{\lambda}_i = v_i \quad i=1, 2, 3 \quad (3)$$

式中:  $v_i$  为辅助项,用于设计动态控制律。

切换函数设计为

$$s_i = c_{i1} x_i + \lambda_i + \hat{\theta}_{i1} x_i \quad i=1, 2, 3 \quad (4)$$

式中:  $c_{i1}$  为任意正常数,取值大小影响系统状态点到达滑模面的时间;  $\hat{\theta}_{i1}$  为未知项  $\theta_i$  的第 1 个估计值,其与实际值的偏差决定了到达阶段的时间。

由式(2)和式(4)可得:

$$\dot{x}_i = -c_{i1} x_i + s_i - (\hat{\theta}_{i1} + \theta_i) x_i \quad i=1, 2, 3 \quad (5)$$

下面通过 Lyapunov 函数来设计第 1 个估计值  $\hat{\theta}_{i1}$  的自适应律<sup>[5]</sup>,定义 Lyapunov 函数为

$$V_{i1} = \frac{1}{2} x_i^2 + \frac{1}{2} (\theta_i - \hat{\theta}_{i1})^2 \quad i=1, 2, 3 \quad (6)$$

设计自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_{i1} = x_i^2 \quad i=1, 2, 3 \quad (7)$$

则

$$\dot{V}_{i1} = -c_{i1} x_i^2 + x_i s_i \quad i=1, 2, 3 \quad (8)$$

由式(8)可知,当  $s_i \rightarrow 0$  时,能使  $x_i$  稳定。

对式(4)求导数,联立式(2)、式(3)、式(7),

可得切换函数控制律为

$$\dot{s}_i = v_i + \varphi_{i1} + \theta_i \varphi_{i2}$$

其中  $\varphi_{i1} = c_{i1}(-c_{i1}x_i + s_i - \hat{\theta}_{i1}x_i) + x_i^3 + \hat{\theta}_{i1}$

$$\varphi_{i2} = -c_{i1}x_i$$

令动态滑模控制律为

$$v_i = \dot{\lambda}_i = -\varphi_{i1} - \hat{\theta}_{i2}\varphi_{i2} - x_i - k_i \text{sgn}(s_i) \quad (9)$$

其中

$$i=1,2,3$$

式中:常数  $k_i$  为系统的运动点趋近切换面  $s_i = 0$  的速率,  $k_i$  越小,趋近速度越慢,  $k_i$  越大,则运动点到达切换面时将具有较大的速度,但过大也会产生抖动;  $\text{sgn}(s_i)$  为符号函数;  $\hat{\theta}_{i2}$  为  $\theta_i$  的第 2 个估计值。则

$$\dot{s}_i = -x_i - c_{i1}(\theta_i - \hat{\theta}_{i2})x_i - k_i \text{sgn}(s_i) \quad (10)$$

从式(10)容易看出,切换函数控制律与控制变量无关,仅取决于状态变量。证明了切换函数控制律的通用性。

稳定性证明。Lyapunov 函数设计为

$$V_{i2} = V_{i1} + \frac{1}{2}s_i^2 + \frac{1}{2}(\theta_i - \hat{\theta}_{i2})^2 \quad i=1,2,3 \quad (11)$$

设计自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_{i2} = s_i \varphi_{i2} = -s_i c_{i1} x_i \quad i=1,2,3 \quad (12)$$

则

$$\dot{V}_{i2} = -c_{i1}x_i^2 - k_i|s_i| \leq 0 \quad i=1,2,3$$

反演自适应动态滑模控制律由式(7),式(9)和式(12)组成。

为进一步抑制抖动现象,使用饱和函数  $\text{sat}(s_i)$  代替滑动过程中的符号函数  $\text{sgn}(s_i)$ , 得切换函数控制律为

$$\dot{s}_i = -x_i - c_{i1}(\theta_i - \hat{\theta}_{i2})x_i - k_i \text{sat}(s_i) \quad (13)$$

$$\text{其中 } \text{sat}(s_i) = \begin{cases} 1 & s_i > \Delta_i \\ \frac{1}{\Delta_i} s_i & |s_i| \leq \Delta_i \\ -1 & s_i < -\Delta_i \end{cases} \quad i=1,2,3$$

式中:  $\Delta_i$  为“边界层”,在边界层外用切换函数控制,在边界层内用线性化反馈控制。

常数  $c_{i1}$  取值越大,系统状态点到达滑模面的时间越短。因此,为了抑制抖动和使趋近速度加快,增大  $c_{i1}$  的取值时,需要减小  $k_i$  的取值。

## 2.2 电压外环控制器

电压外环控制器用于实现直流输出电压  $u_{dc}$  跟随指令电压  $u_{dc}^*$ , 并且对外界的扰动和系统参数的摄动适应性强。

### 2.2.1 滑模面的选择

本文选取直流输出电压  $u_{dc}$  的实际检测值与指

令值之间的误差作为状态增量  $e_1$ , 而滑模面  $s_1$  一般选取状态增量能获得更好的输出特性, 可得下式:

$$s_1 = e_1 = u_{dc} - u_{dc}^* \quad (14)$$

对式(14)求导,结合式(1)中的第1项可得:

$$\dot{s}_1 = \frac{3(i_d s_d + i_q s_q)}{2C} - \frac{i_{dc}}{C} \quad (15)$$

$\dot{s}_1$  即为选取的滑模运动控制律,式(15)中含有  $s_d$ ,  $s_q$  2 个非线性开关函数。当系统稳态时,  $i_q = 0$ ,  $e_d = \sqrt{3}U_{RMS}$  ( $U_{RMS}$  为输入正弦电压的有效值),  $e_q = 0$ ,  $u_{dc} = u_{dc}^*$ ,  $di_d/dt = 0$ ,  $di_q/dt = 0$ , 再根据式(1), 可以推出:

$$\begin{cases} s_d \approx \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}} \\ s_q \approx -\frac{\omega Li_q}{u_{dc}} \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)得:

$$\dot{s}_1 = \frac{3i_d}{2C} \cdot \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}} - \frac{i_{dc}}{C} \quad (17)$$

式(17)即为稳态时滑模运动控制律的值。

### 2.2.2 电压外环动态滑模控制律的设计

联合式(17)和式(13)中第1项,令滑模控制律相等,计算并化简可得:

$$\begin{aligned} \frac{3i_d}{2C} \cdot \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}} = \frac{i_{dc}}{C} - (u_{dc} - u_{dc}^*) - \\ c_{11}(\theta_1 - \hat{\theta}_{12})(u_{dc} - u_{dc}^*) - \\ k_1 \text{sat}(u_{dc} - u_{dc}^*) \end{aligned} \quad (18)$$

由式(18)可知,经过化简后的电压环控制器不再依赖非线性开关函数,在稳态时,代入  $i_d = i_d^*$ , 则电压环的输出指令电流  $i_d^*$  公式如下:

$$\begin{aligned} i_d^* = \frac{2Cu_{dc}}{3(e_d - Ri_d)} \left[ \frac{i_{dc}}{C} - (u_{dc} - u_{dc}^*) - \right. \\ \left. c_{11}(\theta_1 - \hat{\theta}_{12})(u_{dc} - u_{dc}^*) - \right. \\ \left. k_1 \text{sat}(u_{dc} - u_{dc}^*) \right] \end{aligned} \quad (19)$$

基于动态滑模控制的电压环控制器模型如图2所示。

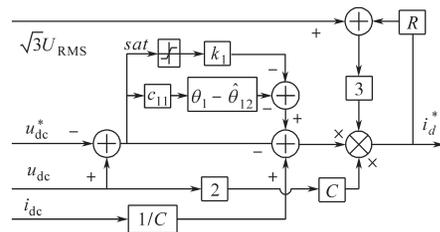


图2 基于动态滑模控制的电压环控制器模型  
Fig.2 Voltage loop controller model based on dynamic sliding mode control

### 2.3 电流内环控制器

电流内环控制器通过控制  $s_d, s_q$  2 个非线性开关,使输入电流  $i_d, i_q$  跟随指令电流  $i_d^*, i_q^*$ , 实现单位功率因数。

#### 2.3.1 APFC 的线性化处理

由式(1)的第 2,3 项,得到电流内环控制器的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -Ri_d + \omega Li_q + e_d \\ -Ri_q + \omega Li_d + e_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中  $u_d = s_d u_{dc} \quad u_q = s_q u_{dc}$

式中:  $u_d, u_q$  为交流侧输出电压在  $d-q$  坐标系下的变量。

选择控制变量  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [u_d \ u_q]^T$ , 选择状态变量  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [i_d \ i_q]^T$ , 选择输出变量  $\mathbf{h}(\mathbf{x}) = [h_1(\mathbf{x}) \ h_2(\mathbf{x})]^T = [i_d \ i_q]^T$ 。将式(20)写成两输入、两输出仿射非线性系统数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})u_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})u_2 \\ y_1 = h_1(\mathbf{x}) \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (21)$$

其中 
$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -Ri_d + \omega Li_q + e_d \\ -Ri_q + \omega Li_d + e_d \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/L \end{bmatrix}$$

式中:  $\mathbf{f}(\mathbf{x}), \mathbf{g}_1(\mathbf{x}), \mathbf{g}_2(\mathbf{x})$  为向量场,用于判断系统是否可以线性化。

根据状态反馈线性化控制理论,对式(20)进行李括号运算:

$$ad_f \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L^2} \\ \frac{\omega}{L} \\ -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad ad_f \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\omega}{L} \\ -\frac{R}{L^2} \\ \frac{R}{L} \end{bmatrix}$$

则得到线性化判断矩阵:

$$[\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \ ad_f \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \ \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) \ ad_f \mathbf{g}_2(\mathbf{x})] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R}{L^2} & 0 & \frac{\omega}{L} \\ 0 & -\frac{\omega}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L^2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$[\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \ \mathbf{g}_2(\mathbf{x})] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (23)$$

由式(22)可知,其矩阵的秩为 2,等于状态变量数量,满足线性化条件 1。式(23)中矩阵具有对合性,满足线性化条件 2<sup>[4]</sup>。所以可以对式(20)

进行线性化处理。

对式(20)求李导数,令线性系统的状态变量  $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T = [h_1(\mathbf{x}) \ h_2(\mathbf{x})]^T$ , 可得到式(20)在线性系统下的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h_1(\mathbf{x}) + L_{g_1} h_1(\mathbf{x})u_1 + L_{g_2} h_1(\mathbf{x})u_2 \\ \dot{z}_2 = L_f h_2(\mathbf{x}) + L_{g_1} h_2(\mathbf{x})u_1 + L_{g_2} h_2(\mathbf{x})u_2 \end{cases} \quad (24)$$

式中: 线性系统中  $z_1, z_2$  分别为非线性系统中的有功电流  $i_d$ 、无功电流  $i_q$ 。

李导数表达式  $L_f h_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial h_1(\mathbf{x})}{\partial(\mathbf{x})} f(\mathbf{x})$ , 其余李导数表达式类似。容易得到:

$$L_{g_1} h_1(\mathbf{x}) = L_{g_2} h_2(\mathbf{x}) = -\frac{1}{L}$$

$$L_{g_2} h_1(\mathbf{x}) = L_{g_1} h_2(\mathbf{x}) = 0$$

$$L_f h_1(\mathbf{x}) = -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L}$$

$$L_f h_2(\mathbf{x}) = -\omega i_d - \frac{R}{L} i_q + \frac{e_q}{L}$$

#### 2.3.2 电流内环动态滑模控制律的设计

式(24)可以表示为

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A} + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (25)$$

其中

$$\mathbf{A} = [L_f h_1(\mathbf{x}) \ L_f h_2(\mathbf{x})]^T \quad \mathbf{B}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

式中:  $\mathbf{A}$  为李导数矩阵;  $\mathbf{B}(\mathbf{x})$  为解耦矩阵。

令

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \zeta_1 \\ \dot{z}_2 = \zeta_2 \end{cases} \quad (26)$$

式中:  $\zeta_1, \zeta_2$  为线性系统下的控制输入。

根据式(25),非线性系统控制输入和线性系统控制输入关系如下:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = -\mathbf{B}^{-1}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} L_f h_1(\mathbf{x}) \\ L_f h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

当系统运行在稳态时,有功指令电流  $z_1^* = i_d^*$  和无功指令电流  $z_2^* = i_q^*$  为一恒定值,电流环的控制转变为跟踪控制。适合使用反演自适应动态滑模控制律。选取滑模面如下:

$$\begin{bmatrix} s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 - z_1^* \\ z_2 - z_2^* \end{bmatrix} \quad (28)$$

对式(28)求导得:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_2 \\ \dot{s}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 - \dot{z}_1^* \\ \dot{z}_2 - \dot{z}_2^* \end{bmatrix} \quad (29)$$

采用改进后的切换函数控制律式(13)来设计电流内环控制器,由式(29)可得线性系统下滑

模控制律为

$$\begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -e_2 + (\theta_2 - \hat{\theta}_{22})c_{21}e_2 - k_2 \text{sat}(s_2) \\ -e_3 + (\theta_3 - \hat{\theta}_{32})c_{31}e_3 - k_3 \text{sat}(s_3) \end{bmatrix} \quad (30)$$

综合式(27)和式(30)可得非线性系统下控制变量的表达式为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L} + e_1 - (\theta_2 - \hat{\theta}_{22})c_{21}(i_d - i_d^*) + k_2 \text{sat}(i_d - i_d^*) \\ -\omega i_d - \frac{R}{L}i_q + \frac{e_q}{L} + e_2 - (\theta_3 - \hat{\theta}_{32})c_{31}(i_q - i_q^*) + k_3 \text{sat}(i_q - i_q^*) \end{bmatrix} \quad (31)$$

根据式(31),基于动态滑模控制的电流内环控制器模型如图3所示。

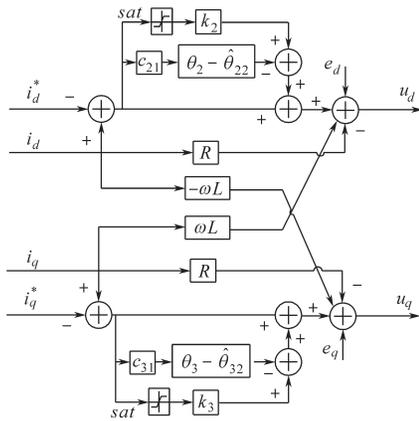


图3 基于动态滑模控制的电流环控制器模型  
Fig.3 Current loop controller model based on dynamic sliding mode control

### 2.4 APFC 控制系统

根据式(19)和式(31)可以得出动态滑模控制的非线性控制系统的结构图,如图4所示。

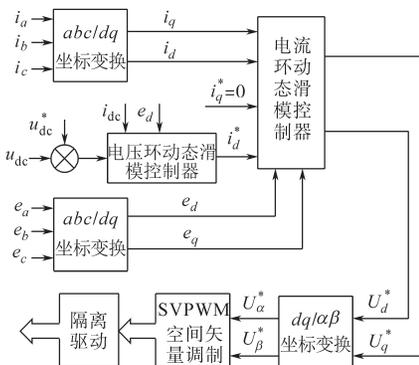


图4 控制系统总结图  
Fig.4 Total structure of the control system

## 3 仿真分析及实验验证

为了验证所提出动态滑模控制器的可行性

和优越性,按照图1和图4所示的APFC主电路和控制结构图在Simulink下构建系统仿真模型。系统所用的仿真参数如下: $c_{i1}=2$ , $\hat{\theta}_{i1}$ 和 $\hat{\theta}_{i2}$ 的初始值取 $[0, 0]$ ,三相交流相电压 $220\text{V}$ ,频率为 $50\text{Hz}$ , $L=3.5\text{mH}$ , $R=0.1\Omega$ , $R_L=10\Omega$ , $u_{dc}^*=600\text{V}$ , $C=2000\mu\text{F}$ ,采样频率 $20\text{kHz}$ ,开关频率 $10\text{kHz}$ 。

### 3.1 系统的稳态特性

图5为系统直流输出电压稳态特性。从图5a中可以看出,输出电压稳定在 $600\text{V}$ ,波动范围为 $\pm 0.2\text{V}$ ;从图5b图中可以看出,输出电压波动范围为 $\pm 4\text{V}$ 。这是因为采用动态滑模控制策略下,当系统稳态时,系统的运动轨迹被限制在滑模面上,稳定性好。

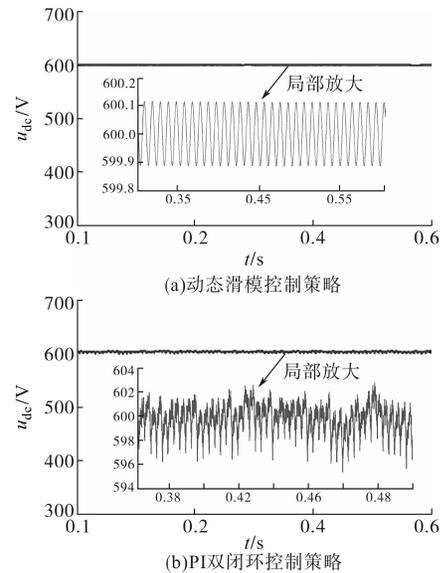


图5 直流侧输出电压稳态特性  
Fig.5 Steady-state characteristics of DC-side output voltage

### 3.2 负载特性

图6为负载特性波形图,在 $0.1\text{s}$ 时,负载 $R_L$ 由 $10\Omega$ 突变为 $5\Omega$ 。

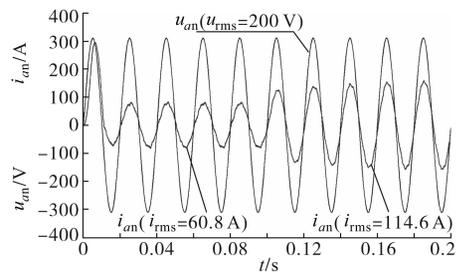


图6 系统的负载特性  
Fig.6 Load characteristics of the system

从图6中可以看出,负载突变后电流以很快的速度跟踪电压波形。这是因为反演自适应动

态滑模控制律在达到稳态后,在滑模面上运动,当负载突变时,运动轨迹变化不大且能够很快再次到达滑模面。

### 3.3 抗干扰特性

图7为a相输入电压变化时直流侧输出响应波形图。当输入电压为190V时,达到稳态时的速度比220V时较慢、时间较长、没有超调量,经过约0.02s输出电压稳定在600V。当输入电压为250V时,电压上升速度比220V时较快,达到稳态时的时间仍然较晚,约有25V的超调量(对于600V可接受),经过约0.02s输出电压稳定在600V。故当电压波动范围在±30V内时能够正常工作。

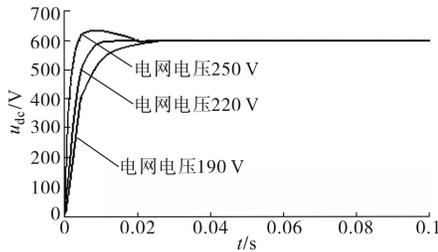


图7 输入电压扰动时直流侧输出电压

Fig.7 DC side output voltage when input voltage disturbed

### 3.4 谐波特性

表1给出了在输入电压为200V时2种不同控制策略下a相电流谐波含量(THD)。PI双闭环谐波含量较大。这是因为动态滑模的快速响应特性,使得输入电流波形更趋于正弦波。

表1 a相输入电流谐波含量

Tab.1 Harmonic content of a-phase input current

控制策略	动态滑模控制	PI双闭环控制
THD/%	2.617	4.795

### 3.5 实验验证

为进一步验证控制方案的正确性,根据仿真模型搭建了5kW的实验样机。采用TI公司的TMS320F28335作为控制芯片,选用示波器Tektronix TDS2012B作为测量设备。IGBT选用40T120FES,额定电压1200V,额定电流40A;其余元器件参数与仿真参数一致。

图8为实验样机。图9为电路运行至稳态时所测得的实验波形。由图9a可知,a相输入电流波形为正弦波,与电压波形的相位差为零。由图9b可知,输出电压稳定在600V,而且波动较小;负载突变时,输出电压恢复快且幅度小。由图9c

可知,负载突变时,输入电流能很快地跟踪电压波形,保持单位功率因数工作。

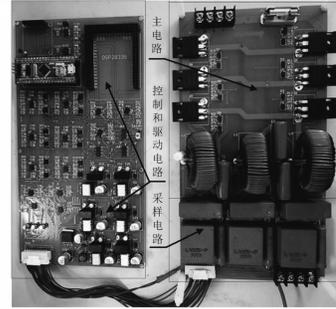


图8 实验样机

Fig.8 Experimental prototype

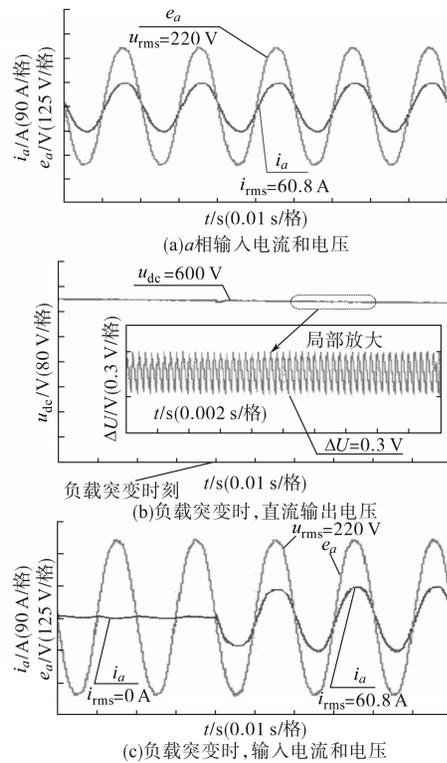


图9 实验波形

Fig.9 Experimental waveforms

综上所述,验证了所提控制策略综合性能较高。

## 4 结论

本文在三相六开关APFC数学模型的基础上,引入了反演自适应动态滑模控制,推导了切换函数控制律。基于切换函数控制律,首先设计了电压外环控制器;然后对电流内环数学模型线性化处理,建立了非线性系统与线性系统下的数学关系式,基于切换函数控制律设计了线性

(下转第101页)

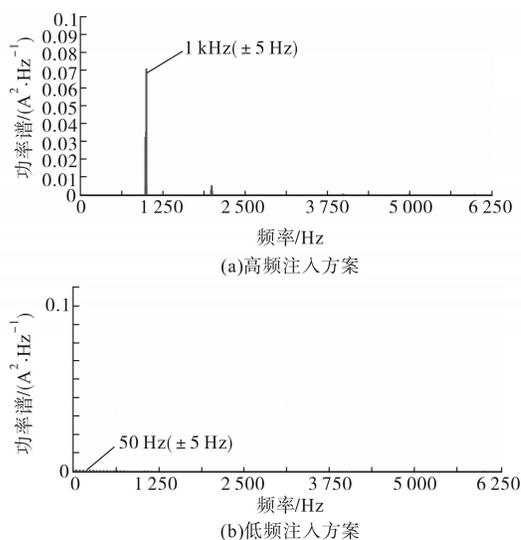


图12 相电流功率谱分析

Fig.12 Power spectrum analysis of phase current

## 5 结论

本文设计了一种新型的PMSM无速度传感器控制策略。通过理论设计和试验,可总结主要结论为:1)注入频率低导致位置估计精度降低,而采用基于增强型矢量跟踪观测器可提高位置估计精度,进一步采用陷波滤波器可降低固定频率谐波;2)PMSM低速运行试验结果验证了新型控制策略的有效性。

### 参考文献

- [1] 刘英培,栗然.一种永磁同步电机直接转矩控制无传感器运行优化方法[J].中国电机工程学报,2014,34(30):5368-5377.
- [2] 韩世东,张广明,梅磊,等.基于瞬时无功型MRAS的PMSM无速度传感器控制[J].电气传动,2016,46(10):13-16.

(上接第90页)

系统下的控制器,转换为非线性的电流环控制器。仿真和实验证明动态滑模控制器的综合性能很好。

### 参考文献

- [1] 贲洪奇,张继红,刘桂花,等.开关电源中的有源功率因数校正技术[M].北京:机械工业出版社,2010:182-190.
- [2] 黄晶晶,孙元岗,同向前.基于滑模变结构方法的APF电流控制策略[J].电气传动,2016,46(5):44-48.
- [3] 王良.基于滑模变结构的电压型整流器的研究[D].武汉:武

- [3] 段家珩,张昆仑.基于磁链叠加高频信号的PMSM速度位置观测法[J].电气传动,2017,47(4):22-26.
- [4] 林环城,王志新.高频注入PMSM无位置传感器位置观测器设计[J].电机与控制应用,2014,41(4):1-5.
- [5] 周长攀,苏健勇,杨贵杰,等.基于双零序电压注入PWM策略的双三相永磁同步电机矢量控制[J].中国电机工程学报,2015,35(10):2522-2533.
- [6] Yu C Y, Tamura J, Reigosa D D, *et al.* Position Self-sensing Evaluation of a FI-IPMSM Based on High-frequency Signal Injection Methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(2): 880-888.
- [7] 张越雷,黄科元,蒋智,等.基于估算电流模型的永磁同步电机无速度传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(11):68-74.
- [8] Tauchi Y, Kubota H. Audible Noise Reduction Method in IPMSM Position Sensorless Control Based on High-frequency Current Injection[C]// Power Electronics Conference. IEEE, 2014: 3119-3123.
- [9] Medjmadj S, Diallo D, Mostefai M, *et al.* PMSM Drive Position Estimation: Contribution to the High-frequency Injection Voltage Selection Issue[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 349-358.
- [10] Kereszty T, Leppanen V M, Luomi J. Sensorless Control of Surface Magnet Synchronous Motors at Low Speeds Using Low-frequency Signal Injection[C]// Industrial Electronics Society, IECON '03. the, Conference of the IEEE. IEEE, 2003: 1239-1243.
- [11] Wang G, Yang L, Yuan B, *et al.* Pseudo-random High-frequency Square-wave Voltage Injection Based Sensorless Control of IPMSM Drives for Audible Noise Reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7423-7433.
- [12] Xie G, Lu K, Dwivedi S K, *et al.* Minimum-voltage Vector Injection Method for Sensorless Control of PMSM for Low-speed Operations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1785-1794.

收稿日期:2019-01-15

修改稿日期:2019-03-27

汉理工大学,2017:1-50.

- [4] 陆翔,谢运祥,桂存兵,等.基于多滑模变结构控制的三相PWM整流器非线性控制[J].电工技术学报,2016,31(4):79-87.
- [5] 刘金琨.滑模变结构控制MATLAB仿真[M].北京:清华大学出版社,2005:289-297.
- [6] 薛太林,陈治强,张学军,等.滑模变结构控制在三相电压型PWM整流器中的应用[J].电气传动,2018,48(5):21-26.

收稿日期:2019-04-29

修改稿日期:2019-05-28