

# 基于改进型LADRC的SAPF双闭环控制策略研究

周雪松<sup>1,2</sup>, 崔阳阳<sup>1,2</sup>, 马幼捷<sup>1,2</sup>, 孙小桐<sup>1,2</sup>, 陈昱龙<sup>1,2</sup>, 葛建鹏<sup>1,2</sup>

(1. 天津理工大学 电气电子工程学院, 天津 300384;

2. 天津理工大学 天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室, 天津 300384)

**摘要:**为提高并联型有源电力滤波器(SAPF)的动态跟踪速度和抗扰动能力,提出一种基于误差控制原理的改进型线性自抗扰控制器(LADRC)。该改进型LADRC将各状态变量与其观测值之间的误差作为线性扩张状态观测器(LESO)中各状态变量的调节依据。利用频域分析法对改进型LADRC进行了抗扰特性分析,且在系统稳定的前提下,将该控制器应用于SAPF的电流内环和电压外环双闭环控制。最后,通过仿真对比分析改进型LADRC和传统LADRC控制下网侧电流和PWM变流器直流侧电压波形,结果验证了该改进型LADRC的正确性和可行性。

**关键词:**并联型有源电力滤波器;线性自抗扰控制器;误差控制原理;双闭环控制;频域分析

**中图分类号:**TN713 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd21299

## Research on SAPF Double Closed-loop Control Strategy Based on Improved LADRC

ZHOU Xuesong<sup>1,2</sup>, CUI Yangyang<sup>1,2</sup>, MA Youjie<sup>1,2</sup>, SUN Xiaotong<sup>1,2</sup>, CHEN Yulong<sup>1,2</sup>, GE Jianpeng<sup>1,2</sup>

(1. College of Electrical and Electronic Engineering, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China;

2. Tianjin Key Laboratory for Control Theory and Application in Complicated Systems, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

**Abstract:** In order to improve the dynamic tracking speed and anti-disturbance capability of the shunt active power filter (SAPF), an improved linear active disturbance rejection controller (LADRC) based on the error control principle was proposed. The improved LADRC took the error between each state variable and its observed value as the basis for adjusting each state variable in the linear expanded state observer (LESO). The frequency domain analysis method was used to analyze the anti-jamming characteristics of the improved LADRC. Under the premise of stable system, the controller was applied to the SAPF's current inner loop and voltage outer loop dual closed loop control. Finally, through the simulation, the grid-side current and the DC-side voltage waveforms of the PWM converter under improved LADRC and traditional LADRC control were comparative analyzed. The results verify the correctness and feasibility of the improved LADRC.

**Key words:** shunt active power filter(SAPF); linear active disturbance rejection controller(LADRC); error control principle; double closed loop control; frequency domain analysis

随着用电设备的增加以及非线性负荷的大量投入,电网被注入了大量的谐波,使得电网电流波形发生严重畸变,造成电能质量下降,从而对用电设备的正常工作造成了严重的影响<sup>[1]</sup>。因此,有效地治理谐波污染问题,对提高电能质量至关重要。为合理地治理电网谐波污染问题,有源电力滤波器(active power filter, APF)因其良好

的谐波治理功能,受到人们广泛的关注。

目前,APF大多采用传统PID控制,但面对高精度的控制要求,传统PID控制显现出巨大局限性,难以满足要求<sup>[2]</sup>。自抗扰控制技术是韩京清研究员结合传统PID控制器和现代控制理论内在思想,在不断进行深入研究过程中提出的<sup>[3]</sup>。但传统非线性自抗扰控制器(active disturbance re-

**基金项目:**国家自然科学基金(51877152);天津市自然科学基金(18JCYDJC97300)

**作者简介:**周雪松(1964—),男,博士,教授,Email:zxsmj@126.com

jection controller, ADRC)算法较为复杂,参数众多,使得参数整定极为繁琐。基于此,高志强博士提出了LADRC,大大简化了参数整定,具有很好的工程实用价值<sup>[4]</sup>。但传统LADRC在简化了参数整定的同时也降低了控制性能。

为解决以上问题,本文提出一种用于三相三线制SAPF的改进型LADRC,该改进型LADRC基于误差控制原理,通过引入新的误差来作为总扰动的调节依据。同时,应用于SAPF电流内环和电压外环双闭环控制,既加快了SAPF的电流跟踪速度,又提高了直流侧电压的稳定以及系统的抗扰动能力。最后,通过Matlab&Simulink仿真验证了该改进型LADRC的正确性和有效性。

## 1 三相三线制SAPF数学模型及传统LADRC控制系统设计

### 1.1 三相三线制SAPF数学模型

三相三线制SAPF主要由电源、非线性负载和有源电力滤波器三部分组成,其中有源电力滤波器控制系统由指令电流运算电路、电流跟踪控制电路以及驱动电路三部分构成<sup>[5]</sup>,如图1所示。图1中, $u_a, u_b, u_c$ 为三相电网电压; $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ 为三相电网电流; $u_A, u_B, u_C$ 为PWM变流器的输出电压; $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ 为负载电流; $i_a, i_b, i_c$ 为滤波器实际输出的谐波补偿电流; $L$ 为滤波器输出滤波电感; $R$ 为IGBT开关损耗的等效电阻; $C$ 为直流侧电容; $U_d$ 为直流侧电压; $i^*$ 为谐波指令电流。

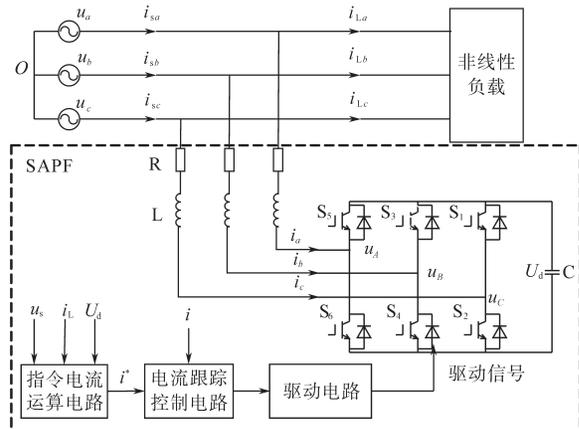


图1 三相三线制SAPF系统原理图

Fig.1 Schematic diagram of three-phase three-wire SAPF system

为建立三相三线制SAPF的数学模型,设 $S_j$  ( $j=A, B, C$ )为开关函数, $S_j = 1$ 表示 $j$ 桥臂上管处于导通且下管处于关断状态, $S_j = 0$ 时的开关状态则相反。 $b_m w_m$  ( $m=a, b, c$ )表示开关损耗、检测

误差以及外部因素等对系统的干扰<sup>[6]</sup>。

由开关函数可得:

$$u_j = S_j U_d \quad (1)$$

由于直流侧电压 $U_d$ 是不断变化的,故可将 $U_d$ 用 $u_d$ 表示。假设三相电源电压和电流对称,针对图1可得三相三线制SAPF交流侧方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = u_a - S_A u_d + b_a w_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = u_b - S_B u_d + b_b w_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = u_c - S_C u_d + b_c w_c \end{cases} \quad (2)$$

则直流侧电流满足:

$$C \frac{du_d}{dt} = S_A i_a + S_B i_b + S_C i_c \quad (3)$$

若开关频率很高,且已经忽略开关损耗,可以用占空比 $d_j$ 代替开关函数 $S_j$ ,得到三相三线制SAPF状态空间表达式为<sup>[7]</sup>

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{d_A}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{d_B}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{d_C}{L} \\ \frac{d_A}{C} & \frac{d_B}{C} & \frac{d_C}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 & b_a w_a \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & b_b w_b \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} & b_c w_c \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$x = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad u_d]^T \quad (7)$$

$$u = [u_a \quad u_b \quad u_c \quad 1]^T \quad (8)$$

上述模型即为系统忽略高频成分的简化数学模型。

### 1.2 传统LADRC控制系统设计

在三相三线制SAPF控制系统中,不仅要跟踪谐波电流,还要对PWM变流器的直流侧电压进行控制,以维持直流侧电压的稳定<sup>[8]</sup>。本文设计的SAPF控制系统采用电流内环和电压外环双闭环控制方式。其控制系统结构图如图2所

示。在该控制系统中,SAPF所产生的谐波补偿电流 $i_a, i_b, i_c$ 以及PWM变流器的直流侧电压 $u_d$ 、系统的电流内环总扰动 $f_i$ 和电压外环总扰动 $f_u$ 作为该系统的模型变量。

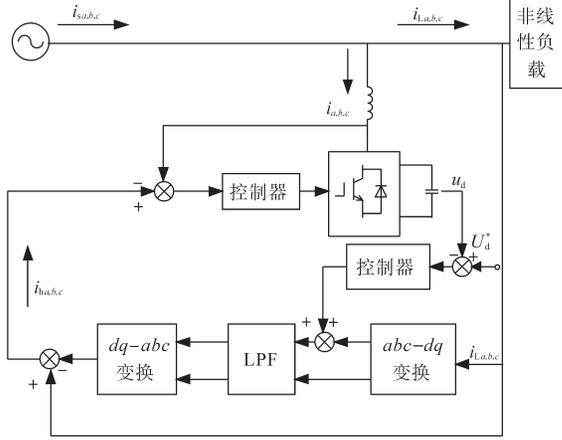


图2 SAPF双闭环控制系统结构图

Fig.2 Structure of SAPF double closed loop control system

传统LADRC控制框图如图3所示。

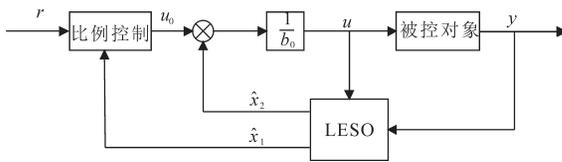


图3 传统LADRC的控制框图

Fig.3 Control block diagram of traditional LADRC

传统LADRC的结构主要包括LESO、线性状态误差反馈控制律(linear state error feedback, LSEF)以及总扰动补偿环节三大部分构成。其控制模型分别如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_1(\hat{x}_1 - y) + b_0 u \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_2(\hat{x}_1 - y) \end{cases} \quad (9)$$

$$u_0 = k_p(r - \hat{x}_1) \quad (10)$$

$$u = \frac{u_0 - \hat{x}_2}{b_0} \quad (11)$$

其中,所有的观测器极点都配置在观测器带宽处,控制器极点则要配置在控制器带宽处,即

$$s^2 + \beta_1 s + \beta_2 = (s + \omega_0)^2 \quad (12)$$

则

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_0 \\ \beta_2 = \omega_0^2 \\ k_p = \omega_c \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\omega_c$ 为控制器带宽; $\omega_0$ 为观测器带宽。

### 1.2.1 基于传统LADRC的电流内环控制器设计

在SAPF电流内环控制中,采用3个一阶LADRC对其进行调节。结构原理图如图4所示。

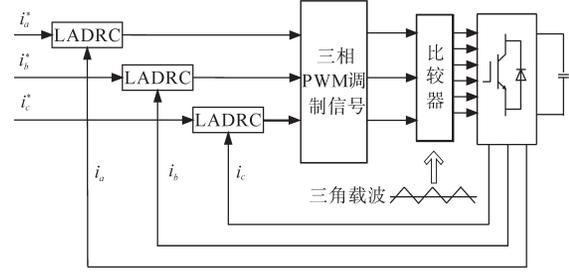


图4 SAPF电流内环控制结构原理图

Fig.4 Schematic diagram of SAPF current inner loop control structure

SAPF的电流跟踪控制技术就是当电网电流发生变化时,SAPF输出电流能够快速跟踪指令电流的变化<sup>[9]</sup>。本文所设计的电流内环控制中的信号调制方式采用PWM跟踪控制技术中的三角波比较方式。

令 $x_1 = i, x_2 = f_i$ 作为该控制系统电流内环的控制变量。对于一阶系统,其LSEF采用纯比例控制,则基于传统LADRC的三相三线制SAPF电流内环控制模型为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_{i1}(\hat{x}_1 - i) + b_{i0} u_i \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_{i2}(\hat{x}_1 - i) \\ u_{i0} = k_{ip}(i^* - \hat{x}_1) \\ u_i = \frac{u_{i0} - \hat{x}_2}{b_{i0}} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $i^*$ 为谐波电流参考信号; $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ 分别为状态变量 $x_1, x_2$ 的估计值。

参数 $\beta_{i1}, \beta_{i2}, k_{ip}$ 的取值同式(13)。

### 1.2.2 基于传统LADRC的电压外环控制器设计

电压外环控制的目的是为了将PWM变流器直流侧电压 $u_d$ 调节至给定值,以维持PWM变流器直流侧电压的稳定。其中的谐波电流检测环节采用基于瞬时无功功率理论的谐波电流检测方法<sup>[10]</sup>。其结构原理图如图5所示。

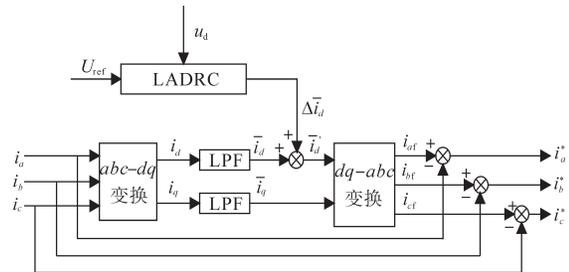


图5 SAPF电压外环控制结构原理图

Fig.5 Schematic diagram of SAPF voltage outer loop control structure

令 $z_1 = u_d, z_2 = f_u$ 作为该控制系统电压外环的控制变量。由以上分析可得传统LADRC的电压

外环控制模型为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{u1}(z_1 - u_d) + b_{u0}u_u \\ \dot{z}_2 = -\beta_{u2}(z_1 - u_d) \\ u_{u0} = k_{up}(U_{ref} - z_1) \\ u_u = \frac{u_{u0} - z_2}{b_{u0}} \end{cases} \quad (15)$$

其中  $u_u = \bar{i}_d'$   
 式中: $u_u$ 为被控对象的输入信号。  
 参数 $\beta_{u1}, \beta_{u2}, k_{up}$ 取值同式(13)。

## 2 基于误差控制原理的改进型LADRC及控制系统设计

传统PID与传统LADRC都是基于误差而消除误差的控制原理<sup>[11]</sup>。他们之间的区别在于, PID作为目前90%工业控制领域的控制器是通过控制被控对象输出的实际值与理想的输入值之间的误差来使被控对象输出的实际值准确无误地跟踪给定值,使他们之间的误差趋近于零;而传统LADRC则是通过控制系统状态变量,使之达到预期的控制效果<sup>[12]</sup>。

由于三相三线制SAPF的任一相均为一阶微分方程,故采用一阶LADRC(LESO为二阶)对其进行控制<sup>[13]</sup>。

对于一阶系统:

$$\dot{y} = f(y, \omega, t) + b_0u \quad (16)$$

其中,令 $y = x_1$ 为系统输出, $x_2$ 为总扰动, $\dot{x}_2 = h$ 。则状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0u \\ \dot{x}_2 = h \\ y = x_1 \end{cases} \quad (17)$$

对应的传统二阶LESO的模型为

$$\begin{cases} e = \hat{x}_1 - x_1 \\ \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_1 e + b_0u \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_2 e \end{cases} \quad (18)$$

上面所有有关 $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ 动态变化的调节过程,均是通过误差 $e$ 对其进行控制的,使它们分别跟踪所要估计的实际状态变量<sup>[14]</sup>。

对传统LADRC中的核心元素LESO而言,理论上,首先要使 $\hat{x}_1$ 趋近于 $x_1$ ,然后才是使 $\hat{x}_2$ 趋近于 $x_2$ ,否则,整个控制系统将失去其控制效果。但在系统实际调节过程中,观测器对 $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ 的控制是同时进行的。当观测器对 $\hat{x}_1$ 跟踪 $x_1$ 到达稳态之前,即 $\hat{x}_1$ 与 $x_1$ 之间的稳态误差 $e$ 趋近于零之前,

对 $x_2$ 的调节将失去其控制价值。由于误差 $e$ 已经非常小,因此当完成 $\hat{x}_1$ 对 $x_1$ 的跟踪控制后,很难再对 $x_2$ 进行调节。为实现对 $x_2$ 的调节,传统LESO仅能通过选取较大的参数 $\beta_2$ 来实现,而过大的参数又降低了LESO的动态性能。

为解决上述问题,可以通过引入新的误差 $e^* = \hat{x}_2 - x_2$ 来替代 $e = \hat{x}_1 - x_1$ 去调节 $\hat{x}_2$ 与 $x_2$ 之间的误差。

由式(18)可得:

$$\hat{x}_1 = e + x_1 \quad (19)$$

$$\hat{x}_2 = \dot{\hat{x}}_1 + \beta_1 e - b_0u \quad (20)$$

将式(17)、式(19)代入式(20)并化简可得:

$$\hat{x}_2 = \dot{e} + x_2 + \beta_1 e \quad (21)$$

由式(21)可知, $\hat{x}_2$ 与 $x_2$ 之间的误差是 $\dot{e} + \beta_1 e$ ,即引入新的误差 $e^* = \dot{e} + \beta_1 e$ 去跟踪 $\hat{x}_2$ 与 $x_2$ 之间的动态变化。由此可得改进型二阶LESO如下式:

$$\begin{cases} e = \hat{x}_1 - x_1 = \hat{x}_1 - y \\ \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_1 e + b_0u \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_2(\dot{e} + \beta_1 e) \end{cases} \quad (22)$$

改进型LADRC的控制框图如图6所示。

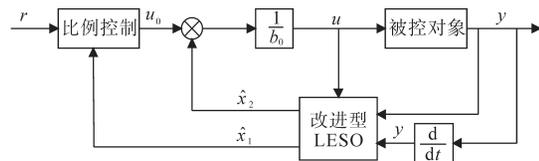


图6 改进型LADRC的控制框图

Fig.6 Control block diagram of improved LADRC

根据自抗扰控制结构以及图6可知,该改进型LADRC包括改进型LESO, LSEF(纯比例控制)和总扰动补偿环节三大部分。改进型LADRC的控制模型分别如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_1(\hat{x}_1 - y) + b_0u \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_2[(\hat{x}_1 - \dot{y}) + \beta_1(\hat{x}_1 - y)] \end{cases} \quad (23)$$

$$u_0 = k_p(r - \hat{x}_1) \quad (24)$$

$$u = \frac{u_0 - \hat{x}_2}{b_0} \quad (25)$$

式中: $\dot{y}$ 为输出 $y = i$ 的微分。

将式(23)化为矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ 0 & -\beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 & \beta_1 & 0 \\ -b_0\beta_2 & 0 & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \\ \dot{y} \end{bmatrix} \quad (26)$$

需重新对该改进型LADRC进行极点配置,即

$$|sI - H| = \begin{vmatrix} s + \beta_1 & -1 \\ 0 & s + \beta_2 \end{vmatrix} \\ = (s + \beta_1)(s + \beta_2) = (s + \omega_0)^2 \quad (27)$$

则

$$\begin{cases} \beta_1 = \beta_2 = \omega_0 \\ k_p = \omega_c \end{cases} \quad (28)$$

其中

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} -\beta_{i1} & 1 \\ 0 & -\beta_{i2} \end{bmatrix}$$

由以上分析可得基于改进型LADRC的三相三线制SAPF电流内环的控制模型如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_{i1}(\hat{x}_1 - y) + b_{i0}u_i \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_{i2}[(\hat{x}_1 - \dot{y}) + \beta_{i1}(\hat{x}_1 - y)] \\ u_{i0} = k_{ip}(i^* - \hat{x}_1) \\ u_i = \frac{u_{i0} - \hat{x}_2}{b_{i0}} \end{cases} \quad (29)$$

其中,参数 $\beta_{i1}, \beta_{i2}, k_{ip}$ 取值同式(28)。在该控制系统模型中,将系统模型变量中SAPF输出的谐波补偿电流 $y = i$ 以及系统内环总扰动 $f_i$ 作为SAPF电流内环的控制变量(其中 $y = i$ 为SAPF输出的谐波补偿电流 $i_a, i_b, i_c$ 三相中的任意一相)。

同理可得基于改进型LADRC的三相三线制SAPF电压外环的控制模型如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{u1}(z_1 - u_d) + b_{u0}u_u \\ \dot{z}_2 = -\beta_{u2}[(z_1 - \dot{u}_d) + \beta_{u1}(z_1 - u_d)] \\ u_{u0} = k_{up}(U_{ref} - z_1) \\ u_u = \frac{u_{u0} - z_2}{b_{u0}} \end{cases} \quad (30)$$

其中,参数 $\beta_{u1}, \beta_{u2}, k_{up}$ 取值同式(28)。在该控制系统的模型中,将系统模型变量中的PWM逆变器的直流侧电压 $u_d$ 以及系统的外环总扰动 $f_u$ 作为SAPF电压外环的控制变量。

### 3 改进型LADRC的抗扰特性分析

由于LADRC是一个负反馈控制系统,控制系统的本质问题则是抗扰<sup>[15]</sup>。本节主要运用频域分析法,对基于改进型LADRC的三相三线制SAPF电流内环控制模型的抗扰特性进行分析。同理可证明电压外环控制模型的抗扰特性。

将式(29)转化成传递函数并代入式(28)可得:

$$\begin{cases} \hat{X}_1(s) = \frac{\omega_0^2 + 2\omega_0 s}{(s + \omega_0)^2} Y(s) + \frac{b_{i0} s}{(s + \omega_0)^2} U_i(s) \\ \hat{X}_2(s) = \frac{\omega_0 s}{s + \omega_0} Y(s) - \frac{b_{i0} \omega_0}{s + \omega_0} U_i(s) \\ U_i(s) = \frac{1}{b_{i0}} [\omega_c I^*(s) - \omega_c \hat{X}_1(s) - \hat{X}_2(s)] \end{cases} \quad (31)$$

式中: $I^*(s)$ 为指令电流 $i^*$ 的拉普拉斯变换。

由式(31)可得:

$$U_i(s) = \frac{1}{b_{i0}} \cdot \frac{(s + \omega_0)^2}{s^2 + (\omega_0 + \omega_c)s} \cdot [\omega_c I^*(s) - \frac{\omega_0 s^2 + (2\omega_c \omega_0 + \omega_0^2)s + \omega_0^2 \omega_c}{(s + \omega_0)^2} Y(s)] \quad (32)$$

令

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{(s + \omega_0)^2}{s^2 + (\omega_0 + \omega_c)s} \\ H(s) = \frac{\omega_0 s^2 + (2\omega_c \omega_0 + \omega_0^2)s + \omega_0^2 \omega_c}{(s + \omega_0)^2} \end{cases} \quad (33)$$

基于改进型LADRC电流环简化控制系统结构图如图7所示。其中, $G(s)$ 为被控对象的传递函数。

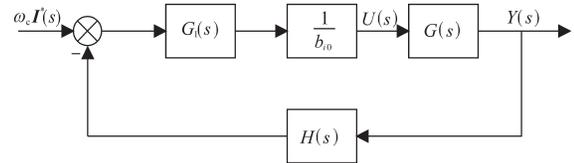


图7 基于改进型LADRC电流内环简化系统结构图

Fig.7 Simplified system structure diagram based on improved LADRC current inner loop

由 $f_i = \dot{i} - b_{i0}u_i = \dot{y} - b_{i0}u_i$ 可得:

$$F_i(s) = sY(s) - b_{i0}U_i(s) \quad (34)$$

由式(32)、式(34)以及图7可得:

$$Y(s) = \frac{1}{s} F_i(s) + \frac{1}{s} \omega_c I^*(s) G_1(s) - \frac{1}{s} Y(s) H(s) G_1(s) \quad (35)$$

将式(33)代入式(35)可得:

$$Y(s) = \frac{s^2 + (\omega_0 + \omega_c)s}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} F_i(s) + \frac{(s + \omega_0)^2}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \omega_c I^*(s) \quad (36)$$

其中

$$\begin{aligned} a_3 &= 1 & a_2 &= 2\omega_0 + \omega_c \\ a_1 &= 2\omega_0 \omega_c + \omega_0^2 & a_0 &= \omega_0^2 \omega_c \end{aligned}$$

由式(36)可知,扰动项的影响只与 $\omega_0$ 和 $\omega_c$ 有关。图8为改进型LADRC与传统LADRC扰动项传递函数的伯德图,从图中可以看出,改进型

LADRC的系统带宽增加,抗扰能力增强。

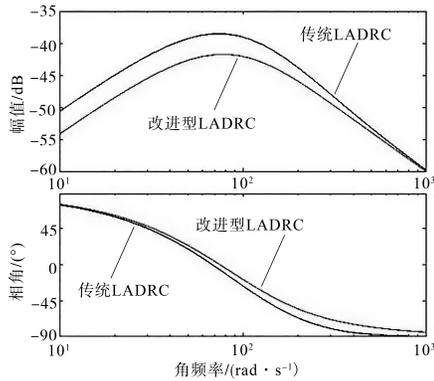


图8 改进型LADRC与传统LADRC扰动项伯德图

Fig.8 Improved LADRC and traditional LADRC disturbance item Bode diagram

令  $\omega_0 = 10$ ,  $\omega_c$  分别取 10, 20, 30 时, 可得改进型 LADRC 扰动项的伯德图如图 9a 所示。令  $\omega_c = 10$ ,  $\omega_0$  取 10, 20, 30 时, 则改进型 LADRC 扰动项的伯德图如图 9b 所示。

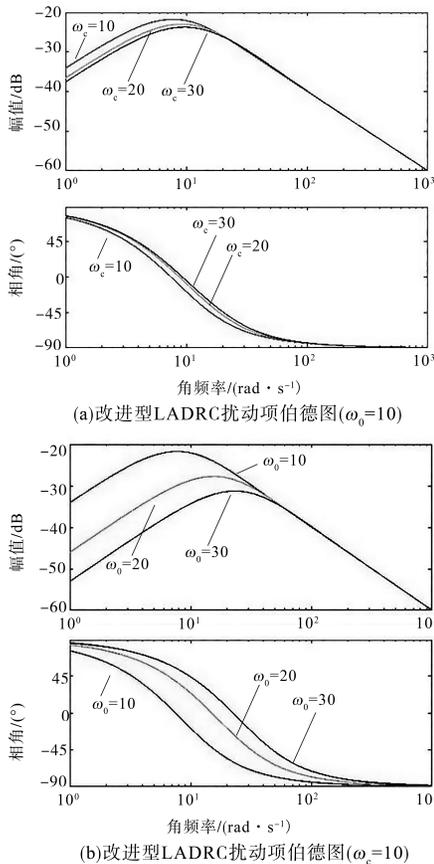


图9 改进型LADRC扰动项伯德图

Fig.9 Improved LADRC disturbance item Bode diagram

由图9可知,增加  $\omega_0$  和  $\omega_c$  都能够增加系统的带宽,使系统抗扰能力增强。通过以上分析可知,改进型 LADRC 较传统 LADRC 对扰动具有更好的抑制能力。

## 4 仿真分析

根据图1所示系统结构图,利用 Matlab&Simulink 仿真软件对 SAPF 进行仿真分析。三相三线制 SAPF 系统参数为:线电压有效值 380 V,系统频率 50 Hz,直流侧电容值 2 200  $\mu\text{F}$ ,直流侧电压设定值 800 V,滤波器输出电感值 2 mH。LADRC 控制器参数为:控制器带宽  $\omega_c = 60$ ,观测器带宽  $\omega_0 = 300$ ,控制增益  $b_0 = 10\ 000$ 。

### 4.1 直流侧稳态电压对比分析

图 10 为采用传统 LADRC 和改进型 LADRC 控制器时 SAPF 的直流侧电压曲线图,从图中可以看出,采用传统 LADRC 控制后 PWM 变流器直流侧电压曲线存在着波动,而采用改进型 LADRC 控制后的直流侧电压曲线无振荡地到达稳态值,从而说明改进型 LADRC 控制器对控制 SAPF 电压外环的 PWM 变流器直流侧稳态电压的效果要优于传统 LADRC。

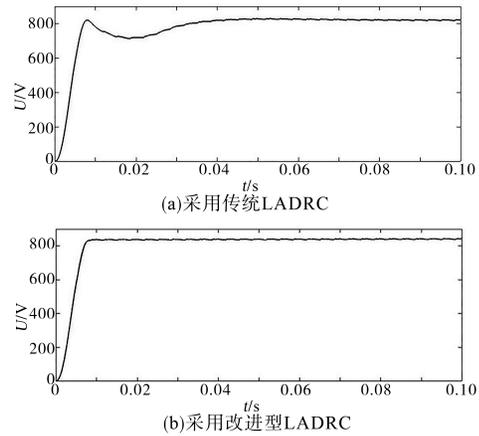


图10 采用不同控制器时 SAPF 直流侧电压曲线图

Fig.10 Voltage curves of SAPF DC side when using different controllers

### 4.2 跟踪性能对比分析

以系统 A 相为例,图 11 为补偿前 A 相负载电流的波形图和频谱图,此时谐波总畸变率为 23.98%。

图 12 为采用传统 LADRC 与改进型 LADRC 控制下对谐波的指令电流信号的跟踪效果图。

从图 12b 可以看出,在改进型 LADRC 控制下,谐波补偿电流能够快速地跟踪指令电流信号的变化,并且跟踪误差近似为零;但采用传统 LADRC 控制器时,谐波补偿电流的波形与指令电流的波形之间仍存在跟踪误差,如图 12a 所示。由此得出,传统 LADRC 控制器下 SAPF 所输出的补偿电流跟踪指令电流速度比较缓慢,从而验证了改进型 LADRC 控制器的动态跟踪性能要优于

传统LADRC控制器。

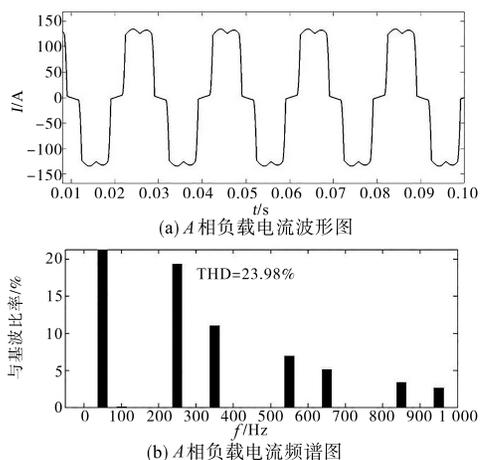


图11 A相负载电流

Fig.11 Phase A load current

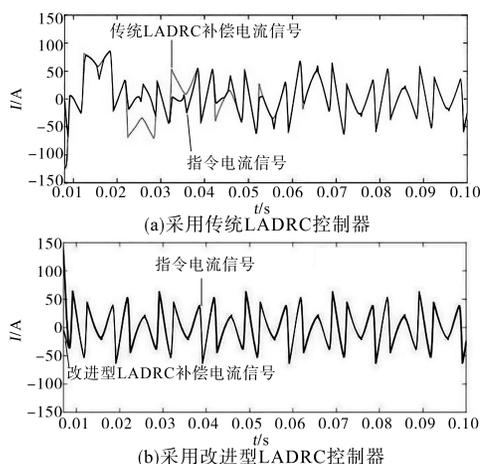


图12 采用不同控制器时A相补偿电流

Fig.12 Phase A compensation current when using different controllers

图13为采用改进型LADRC控制器补偿后的A相网侧电流的波形图和频谱图。从图中可以看出,采用改进型LADRC补偿后的A相网侧电流的谐波畸变率为1.55%,远远低于国标。

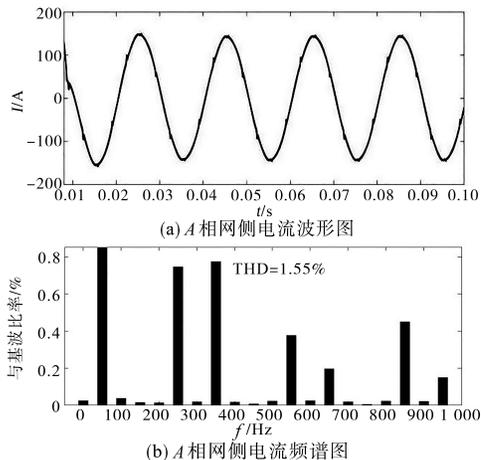


图13 采用改进型LADRC补偿后A相网侧电流

Fig.13 Phase A grid side current after using the improved LADRC compensation

### 4.3 抗扰特性对比分析

为验证改进型LADRC比传统LADRC具有更好的抗扰特性,在系统运行过程中突然增加负载作为扰动。设在 $t=0.15$  s时,突然增加负载,然后分别用改进型LADRC和传统LADRC控制器去跟踪谐波电流的变化。图14为突然增加负载后的负载侧电流波形图。图15为分别采用传统LADRC和改进型LADRC补偿后的A相网侧电流波形图。由图15可以看出,采用改进型LADRC控制的系统在受到外界扰动之后要比采用传统LADRC控制器恢复到稳态的时间要短,从而验证了改进型LADRC比传统LADRC具有更好的抗扰特性。

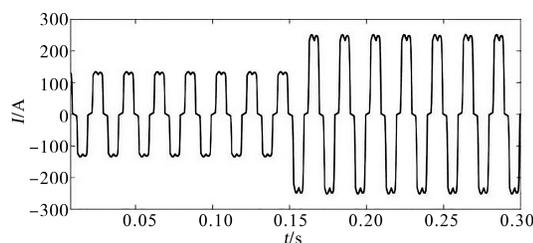
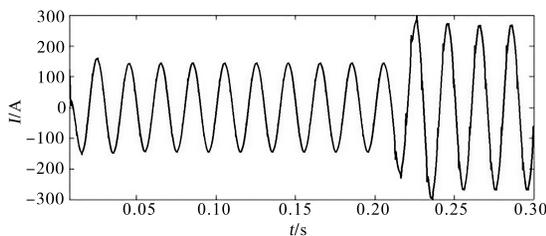
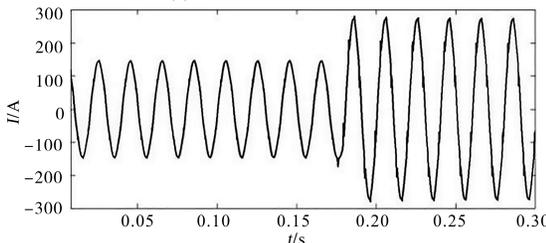


图14 系统增加负载后A相负载侧电流波形图

Fig.14 Phase A load side current waveform after the system increases the load



(a)采用传统LADRC补偿后



(b)采用改进型LADRC补偿后

图15 采用不同控制器补偿后A相网侧电流

Fig.15 Phase A grid side current after compensation with different controllers

## 5 结论

为提高三相三线制SAPF的动态跟踪速度和抗扰能力,本文提出了一种基于误差控制原理的改进型LADRC,即通过引入新的误差 $e^*$ 去调节 $\hat{x}_2$ 与 $x_2$ 之间的变化。且在系统稳定的前提下,将该改进型LADRC应用于三线三相制SAPF的电流内环和电压外环双闭环控制,并在频域中分析

了其抗扰特性。最后通过仿真验证了SAPF在改进型LADRC的控制下其直流侧电压可以无振荡地达到稳态值,同时系统跟踪指令电流信号的速度快,且相对于传统的LADRC具有更强的抗扰动能力。该控制器更适合于SAPF的控制,具有良好的工程应用价值。

#### 参考文献

- [1] 熊杰锋,李群,袁晓冬,等.电力系统谐波和间谐波检测方法综述[J].电力系统自动化,2013,37(11):125-133.
- [2] 周雪松,田程文,马幼捷,等.基于LADRC的SHAPF模型及其电流跟踪控制策略[J].电力自动化设备,2013,33(4):49-54.
- [3] 韩京清.自抗扰控制器其应用[J].控制与决策,1998,13(1):19-23.
- [4] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].控制理论与应用,2013,30(12):1498-1510.
- [5] 田飞燕.并联型有源电力滤波器的研究[D].太原:太原理工大学,2017.
- [6] 田程文.并联混合型有源电力滤波器的应用研究[D].天津:天津理工大学,2012.
- [7] 田飞燕,高云广,宋建成,等.并联型有源电力滤波器的复合电流控制方法[J].电气传动,2017,47(7):67-71.
- [8] 周雪松,田程文,马幼捷,等. SHAPF的双闭环线性自抗扰控制[J].电力电子技术,2012,46(3):1-3.
- [9] 周雪松,刘伟,马幼捷,等.基于LADRC的三相四线制并联型有源电力滤波器系统分析[J].高电压技术,2016,42(4):1290-1299.
- [10] 尹春杰,王芳,石磊,等.基于瞬时电压矢量定向的有源电力滤波器补偿电流检测[J].电工技术学报,2017,32(7):112-118.
- [11] 孙佃升,章跃进.线性扩张状态观测器的改进及观测精度分析[J].国防科技大学学报,2017,39(6):111-117.
- [12] Chen Chen, Chen Jie, Xin Bin. Hybrid optimization of dynamic deployment for networked fire control system[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2013, 24(6): 954-961.
- [13] 刘伟.三相四线制有源电力滤波器控制策略与应用优化的研[D].天津:天津理工大学,2016.
- [14] 凌毓畅,曾江. LCL型并网逆变器的线性自抗扰控制[J].电气传动,2018,48(9):34-41.
- [15] 刘春强,骆光照,涂文聪,等.基于自抗扰控制的双环伺服系统[J].中国电机工程学报,2017,37(23):7032-7039.

收稿日期:2019-12-24

修改稿日期:2020-03-12