

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2014.12.024

三相PWM整流器积分—线性自抗扰控制器设计*

任丽娜, 齐 欣, 刘爽爽, 刘福才*

(燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 针对现有三相PWM整流系统在快速性和抗扰性等方面存在的问题,对三相PWM整流系统电路拓扑、数学模型进行了研究,分析了线性自抗扰控制策略的工作原理及控制器组成,设计了一种全新的积分—线性自抗扰控制器。通过对系统模型进行坐标变换,实现了电压电流独立控制。控制系统采用电压外环与电流内环相结合的双闭环结构,电流内环采用前馈解耦PI控制,电压外环采用积分—线性自抗扰控制,调制方法采用空间矢量脉宽调制。利用Simulink搭建了仿真模型,进行了验证性仿真实验,并对比了PI、线性自抗扰和积分—线性自抗扰3种控制策略的仿真结果。研究表明,采用积分—线性自抗扰控制器的三相PWM整流系统快速性强、无超调、鲁棒性强。

关键词: PWM整流; 积分—线性自抗扰控制器; 鲁棒性; Simulink

中图分类号: TM461 **文献标志码:** A

文章编号: 1001-4551(2014)12-1629-05

I-LADRC controller of three-phase PWM rectifier

REN Li-na, QI Xin, LIU Shuang-shuang, LIU Fu-cai

(Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University,
Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: Aiming at the problems of three-phase PWM rectifier system on rapidity and robustness, circuit topology and mathematical model were studied. Based on analyzing the working principle of linear active disturbance rejection controller (LADRC) strategy and component, a new integral linear active disturbance rejection controller (I-LADRC) has been proposed. The voltage and current could be controlled independently through the double closed loop control system based on coordinate transformation. In the control system, current inner loop was established on the basis of feedforward decoupling PI controller, and the voltage outer loop was based on I-LADRC. The switching signals were generated by space vector pulse width modulation (SVPWM) method. At last, confirmatory experiments were carried out by Simulink in which the results of PI, LADRC and I-LADRC have been compared. The results indicate that the three-phase PWM rectifier with I-LADRC which has no overshoot is rapid and robust.

Key words: PWM rectifier; integral linear active disturbance rejection controller (I-LADRC); robustness; Simulink

0 引 言

随着绿色能源的快速发展, PWM整流技术在风力发电、混合动力汽车等领域有着广泛应用, PWM整流器是交流电源与用电设备或电网与其他电气设备的理想接口, 可实现无电网污染连接和可调整的功率因

数^[1]。三相PWM整流系统设计中, 关键在于直流侧电容电压的稳定控制和电流矢量控制^[2]。

现在主流的控制方案是先将系统模型进行坐标变换, 然后再对电压、电流分别控制, 电压外环控制直流侧输出电压, 电流内环控制有功电流与无功电流, 以实现网侧电流正弦化。目前, 成熟的做法是电流内环采用前馈解耦PI控制, 电压外环采用PI控制或非线

收稿日期: 2014-07-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61304025); 河北省自然科学基金资助项目(F2014203234)

作者简介: 任丽娜(1982-), 女, 河北秦皇岛人, 博士, 讲师, 主要从事风力发电方面的研究。E-mail: Renlina@ysu.edu.cn

通信联系人: 刘福才, 男, 教授, 博士生导师。E-mail: lfc@ysu.edu.cn

性自抗扰控制^[3-5]。设计为Ⅰ型系统的电流内环可以较快地跟踪电流给定,但设计为Ⅱ型系统的电压外环抗扰性差,负载变化或存在扰动时,很难保证输出电压稳定^[6]。非线性自抗扰控制器继承了PID控制的精髓,它基于“观测+补偿”的控制方法,提高了系统的抗扰性,但其繁多的需调参数使得设计难度增加。线性化和带宽概念的引入给理论研究提供了新的视角^[7]。线性自抗扰控制器将自抗扰控制器非线性形式线性化,保留扩张状态观测器,这种LADRC对系统不确定性仍具有良好补偿作用,且控制参数大幅减少^[8],但其快速性有待提高。

本研究为解决目前三相PWM整流系统存在的如上问题,设计一种积分—线性自抗扰控制器,该控制方案采用双闭环控制方式,电流内环沿用前馈解耦PI控制,电压外环采用积分—线性自抗扰控制,调制方式采用空间矢量脉宽调制,通过Simulink仿真实验对比PI,线性自抗扰和积分—线性自抗扰的控制效果,验证积分—线性自抗扰控制方案的可行性。

1 三相PWM整流器数学模型

三相PWM整流器主电路拓扑结构如图1所示。网侧电路采用无中线对称解法, O 为电源中性点,整流桥开关器件采用IGBT反并联续流二极管结构, N 为下桥臂节点。

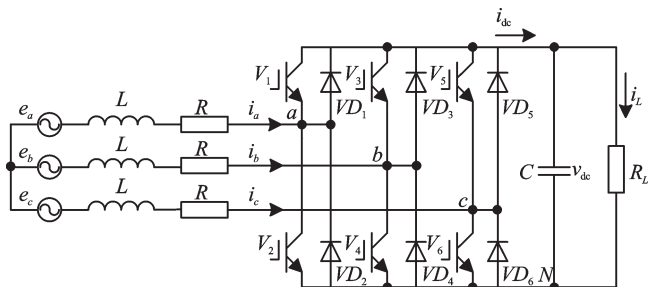


图1 三相VSR主电路拓扑

假设:①电源为三相对称正弦交流电;②滤波电感是线性的,且不考虑饱和;③开关管为理想开关,无导通关断时延,无损耗^[9]。建立其在静止 ABC 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a + \frac{v_{dc}}{3}(-2S_a + S_b + S_c) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b + \frac{v_{dc}}{3}(-2S_b + S_a + S_c) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c + \frac{v_{dc}}{3}(-2S_c + S_a + S_b) \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_L} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: e_a, e_b, e_c —网侧对称电源相电压; i_a, i_b, i_c —

网侧相电流; v_{dc} —直流侧电压; L —交流侧电感; C —直流侧电容; R —电路电阻; $S_{x(x=a,b,c)}$ —开关函数, $S_x=1$,表示 x 桥臂上管导通,下管闭合; $S_x=0$,表示 x 桥臂上管闭合,下管导通。

由式(1)可以看出,该系统为非线性时变系统,不利于控制器设计,参照文献[10]并根据变换前、后总功率不变的原则,得到 d, q 坐标系下模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d + \omega Li_q - v_d \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q + \omega Li_d - v_q \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{v_{dc}}{R_L} + \frac{3}{2}(i_d S_d + i_q S_q) \end{cases} \quad (2)$$

式中: e_d, e_q, i_d, i_q —网侧电压、电流的 d, q 轴分量(d 轴表示有功分量, q 轴表示无功分量); ω —网侧电源角频率, $v_d = S_d v_{dc}, v_q = S_q v_{dc}$ 。

2 积分—线性自抗扰控制器

2.1 LADRC控制器

自抗扰控制技术是深入认识古典控制理论和现代控制理论各自的优、缺点,并大量运用计算机数字仿真试验来探索和改进发展而来的^[11]。自抗扰控制主要包括跟踪微分器(TD),扩张状态观测器(ESO)和非线性误差反馈(NLSEF)3部分组成。这种控制方法基于“观测+补偿”的思路,可以有效处理被控制系统中的非线性问题与不确定性问题。但ADRC需要调整的参数多,且难以进行频域分析,这给设计者带来很多困难。高志强教授提出了线性自抗扰,他将ADRC的非线性形式简化成线性形式,但仍保留其核心部分ESO,研究表明线性形式的控制器对系统不确定性仍具有很好的补偿作用,控制参数大幅减少,并且剩下的参数具有明确的物理意义^[12]。以二阶系统为例其LADRC控制结构如图2所示。

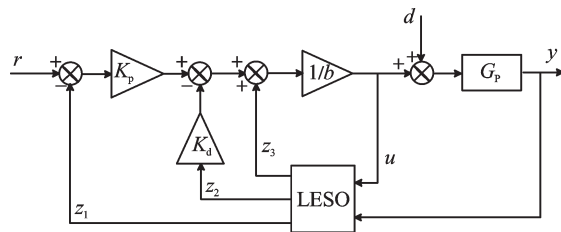


图2 二阶LADRC控制结构框图

设 n 阶被控系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f(x_1, x_2, \dots, x_n, t, w(t)) + bu(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3)$$

式中: $x_1, x_2, \dots, x_n$ —系统的各阶状态变量; y —系统输出; $u(t)$ —控制量; $w(t)$ —未知扰动; $f(x_1, x_2, \dots, x_n, t, w(t))$ —系统不确定性函数; b —输入放大系数。

按照LADRC思路设计上述系统的LESO, 数学表达式为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \dot{z}_2 - \beta_1(z_1 - y) \\ \dot{z}_2 = \dot{z}_3 - \beta_2(z_1 - y) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = \dot{z}_{n+1} - \beta_n(z_1 - y) + bu \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_{n+1}(z_1 - y) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $[\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n, \beta_{n+1}]^T$ —观测器增益; $[z_1, z_2, \dots, z_n, z_{n+1}]^T$ — $[x_1, x_2, \dots, x_n, f(x_1, x_2, \dots, x_n, t, w(t))]$ 的估计量。

2.2 三相PWM整流器I-LADRC

三相PWM整流器电流内环采用前馈解耦PI控制器。电压外环采用I-LADRC, 该控制器不依赖被控对象的精确数学模型, 在LADRC的基础上加入积分环节, 并通过合理地调节积分系数保证系统不产生振荡, 为实现I-LADRC控制, 首先本研究进行LADRC设计, 将系统模型式(2)简化为式(3)的形式, 使用LESO对系统进行观测与补偿, 将系统变为积分串联系统。

假设三相VSR为理想模型, 桥路无损耗, 根据功率不变原则, 交流侧功率等于直流侧功率, 对模型进行等量变化, 有:

$$P_{ac} = \frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) \quad (5)$$

$$P_{dc} = v_{dc} C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_L} \quad (6)$$

由式(5,6)可得:

$$\frac{d}{dt} v_{dc}^2 = -\frac{2}{R_L C} v_{dc}^2 + \frac{3}{C} e_d i_d + \frac{3}{C} e_q i_q \quad (7)$$

令 $x_1 = v_{dc}^2$, 上式变为:

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{2}{R_L C} x_1 + \frac{3}{C} e_d i_d + \frac{3}{C} e_q i_q \quad (8)$$

令网侧一相电动势有效值为 e_0 , 系统采用定向电压控制, 有:

$$\begin{cases} e_d = \sqrt{3} e_0 \\ e_q = 0 \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)可得:

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{2x_1}{R_L C} + \frac{3\sqrt{3}}{C} e_0 i_d \quad (10)$$

令 $x_2 = -2x_1/R_L C$, $b = 3\sqrt{3}e_0/C$, $u = i_d$, 则电压外环状态方程为:

$$\dot{x}_1 = x_2 + bu \quad (11)$$

由式(11)可以看出, 电压外环为一阶方程, 因此可以按照一阶控制器进行设计, 线性扩张状态观测器LESO可设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1(x_1 - z_1) + bu \\ \dot{z}_2 = \beta_2(x_1 - z_1) \end{cases} \quad (12)$$

式中: z_1 —电压状态 x_1 估计值; z_2 —系统扰动 x_2 估计值; β_1, β_2 —可调参数。

为使系统稳定, 通常将状态观测器特征多项式极点配置在观测器带宽 ω_0 处, 闭环特征多项式极点配置在电流闭环带宽 ω_c , 满足:

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

即: $[\beta_1, \beta_2] = [2\omega_0, \omega_0^2]$, $K_p = \omega_c$ 。

其中: ω_0 —观测器带宽, ω_c —电流闭环带宽。 ω_0 越大系统跟踪性越强, 跟踪误差越小, 但太大会影响系统的稳定性。

控制率采用线性形式:

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b} \quad (14)$$

将式(14)代入式(11), 忽略 z_2 的估计误差有 $\dot{x}_1 \approx u_0$, u_0 采用比例控制, $u_0 = K_p(u_{dc1} - z_1)$, 其中: K_p —电流闭环带宽。

跟踪微分器采用线性形式, 参照文献[13], 其形式为:

$$\begin{cases} \dot{u}_{dc1} = u_{dc2} \\ \dot{u}_{dc2} = -1.73ru_{dc2} - r^2(u_{dc1} - u_{dc}^*) \end{cases} \quad (15)$$

式中: r —可调系数, r 越大跟踪速度越快; u_{dc1} —过渡过程; u_{dc2} — u_{dc1} 的广义导数。

积分器的输入 e_1 , $e_1 = u_{dc1} - z_1$, 积分器输出端与LADRC的控制量 u 做代数相加, 合成I-LADRC的控制量, 该控制量为电流内环有功电流 i_d 的给定量 i_d^* , K_i 为积分系数, K_i 的调整从0开始逐步增大, 通过观察仿真曲线, 待系统达到兼顾快速性、无超调、稳态无静差而又不会引起系统震荡为最佳。系统控制框图如图3所示。

3 仿真实验及结果分析

3.1 仿真实验

为验证I-LADRC控制策略的正确性, 本研究利用Simulink进行验证性仿真研究。整流器设计额定功率4.3 kW, 网侧额定相电压有效值160 V, 频率50 Hz, 直流侧额定电压660 V, 额定负载电阻100 Ω , 电路电阻0.5 Ω , 采样频率10 kHz。对于三相PWM整流系统, 交流侧电感与直流侧电容设计至关重要。根据文献[14], 交流侧电感满足:

$$\frac{(2v_{dc} - 3E_m)T_s}{2v_{dc}\Delta i_{\max}} \leq L \leq \frac{2v_{dc}}{3I_m\omega}(v_{dc} > 1.5E_m) \quad (16)$$

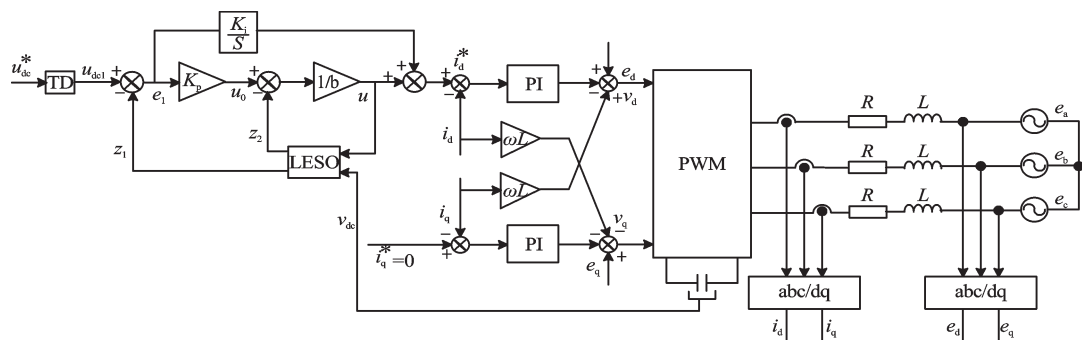


图3 三相PWM整流器积分—线性自抗扰控制框图

式中: E_m —网侧电动势峰值, T_s —采样频率, I_m —网侧电流峰值, $\Delta i_{\max}$ —最大允许谐波脉动量。

直流侧电容满足:

$$\frac{1}{2\Delta V_{\max}^* R_L} \leq C \leq \frac{t_r^*}{0.74R_L} \quad (17)$$

式中: $\Delta V_{\max}^*$ —直流电压最大动态降落相对值, t_r^* —直流电压从初值上升到额定值的最大允许上升时间。

根据式(16,17),并结合仿真情况综合考虑,取交流侧电感10 mH,直流侧电容1 500 μ F。

直流侧电压波形如图4所示。从图4中可以看出,系统启动后I-LADRC完全达到稳态值660 V耗时0.1 s,无超调;LADRC耗时0.25 s达到稳态值,无超调;PI控制耗时0.5 s达到稳态,并存在10.6%超调量。

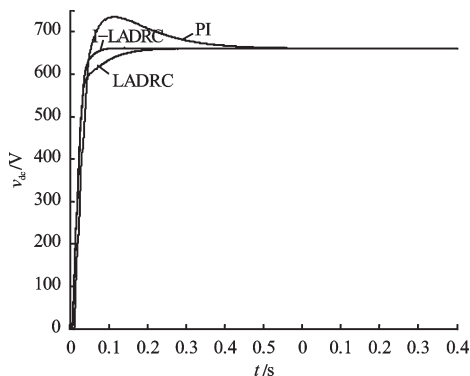


图4 额定负载下直流侧电压波形

网侧A相电压和电流波形如图5所示。控制算法采用I-LADRC,I-LADRC控制量 u 作为电流内环有功

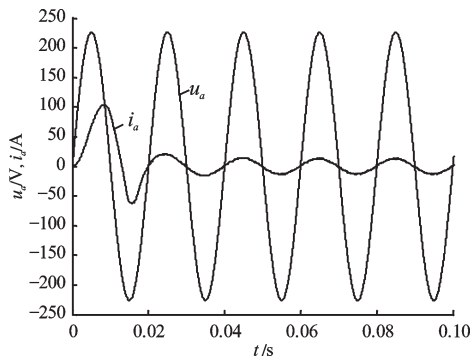


图5 I-LADRC控制的A相电压电流波形

电流给定值 i_d^* ,无功电流给定为0。由图5可以看出,电流经过一个周期调整迅速跟踪上电压波形,并达到同相位,实现单位功率因数运行。

为验证系统的鲁棒性,笔者分别进行改变负载、改变网侧电压、改变网侧频率的仿真研究。

(1)改变负载。0.5 s时,系统负载由100 Ω 突降为50 Ω ,其他条件不改变,各控制策略下的直流侧电压波形如图6所示。由图6看出:受到负载扰动后,I-LADRC恢复时间约为0.12 s,压降约为34 V,LADRC恢复时间约为0.18 s,压降约为36 V,PI恢复时间约为0.45 s,压降约为42 V。

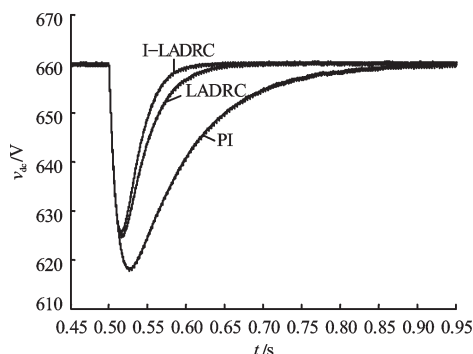


图6 负载突变时直流侧电压波形

(2)改变网侧输入电压。0.5 s时,网侧相电压有效值由160 V升到220 V,其他各参数不变。各控制策略下的直流侧电压波形如图7所示。由图7看出:I-LADRC恢复时间约为0.08 s,压升约为6 V,LADRC恢复时间约为0.13 s,压升约为6 V,PI恢复时间约为0.3 s,压升约为7 V。

(3)改变直流侧给定电压。0.5 s时,直流输出给定电压由660 V降为500 V,其他条件不改变。各控制策略下的直流侧电压波形如图8所示。由图8可知:I-LADRC调整时间约为0.13 s,无超调,LADRC调整时间约为0.13 s,超调量约为0.4%,PI调整时间约为0.2 s,超调量约为4.4%。

3.2 结果分析

三相PWM整流器是一个非线性时变系统,传统

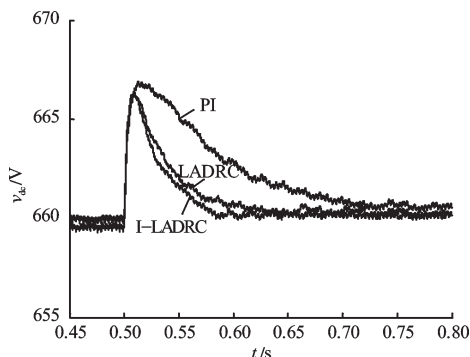


图7 输入电压改变时直流侧电压波形

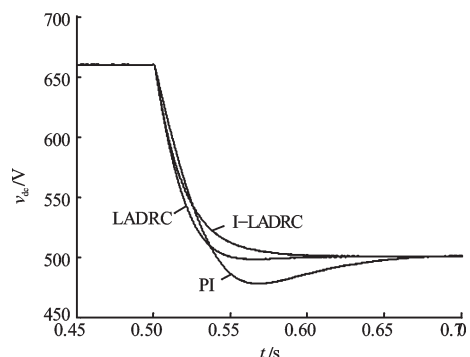


图8 给定电压突变时直流侧电压波形

的PI控制器对于非线性系统控制能力有限,因而表现出具有超调量和更长的调整时间,而线性自抗扰控制器由于受到时变开关函数的影响使其“观测+补偿”的核心方法性能下降。积分—线性自抗扰控制器结合了线性自抗扰控制器与PI控制器的优点,系统由零初始状态启动时,由于存在较大偏差,积分介入启动过程,迅速提升输出电压到稳态值;当系统受到来自外部或内部扰动时,扩张状态观测器能够及时观测到偏差信号,并进行补偿,从而提高了系统的抗扰性。

4 结束语

针对三相PWM整流器快速性和抗扰性存在的问题,本研究提出一种新的积分—线性自抗扰控制器。本研究完成了系统数学模型建立、坐标变换、积分—线性自抗扰控制器设计等工作。本研究通过搭建Simulink模型,进行了额定情况仿真实验,同时还进行了负载突变、给定电压突变、网侧电压突变情况下的扰动仿真实验,每组实验都进行了3种不同控制方法的对比,结果验证了积分—线性自抗扰控制器控制性

能的优越性,适用于三相PWM整流系统,这同时为其他研究者提供了一种控制方法的新思路,但该研究还存在一些不足,缺乏对积分—线性自抗扰控制器的稳定性分析以及观测估计能力的证明。

在今后的研究中,笔者将深入研究该控制方法的理论基础,并与实践相结合,取得更高的理论价值与使用价值。

参考文献(References):

- [1] 薛应枫,何礼高. 基于电压定向矢量控制的三相PWM整流器研究[J]. 电力电子技术,2010,44(4):74-76.
- [2] 方太勋,吴小丹,杨浩,等. 三相PWM整流器控制系统研究[J]. 电力电子技术,2010,44(7):68-70.
- [3] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程,2002,9(3):13-18.
- [4] 韩京清. 控制系统鲁棒性与GODEL不完备性定理[J]. 控制理论与应用,1999(16):150-155.
- [5] ZHAO Chun-zhe, HUANG Yi. ADRC based input disturbance rejection for minimum-phase plants with unknown orders and/or uncertain relative degrees[J]. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2012, 25(4): 625-640.
- [6] AHMED T, NAKAOKA M, TANAKA T, et al. Advanced Control of a Boost AC-DC PWM Rectifier for Variable-speed Induction Generator [C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas: IEEE, 2006: 956-962.
- [7] 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.
- [8] GAO Zhi-qiang. Scaling and Bandwidth-parameterization based Controller Tuning [C]//Proceedings of the American Control Conference. Denver: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [9] VAN DER BROECK H W, SKUDELYNY H C, STANKE G V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors[J]. *Industry Applications*, 1988, 24(1): 142-150.
- [10] 陆熙,石健将,何湘宁. 基于DQ变换的三相PWM整流器控制方案[J]. 机电工程, 2008, 25(1): 78-81.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2008.
- [12] GAO Zhi-qiang. Active Disturbance Rejection Control: a Paradigm Shift in Feedback Control System Design [C]//American Control Conference. Minneapolis: IEEE, 2006: 2399-2405.
- [13] 邵立伟,廖晓钟. 自抗扰控制器在电压型PWM整流器中的应用[J]. 北京理工大学学报, 2008, 28(1): 50-53.
- [14] 张崇魏,张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2003.

[编辑:洪炜娜]

本文引用格式:

任丽娜,齐欣,刘爽,等. 三相PWM整流器积分—线性自抗扰控制器设计[J]. 机电工程, 2014, 31(12): 1629-1633.

REN Li-na, QI Xin, LIU Shuang-shuang, et al. I-LADRC controller of three-phase PWM rectifier[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2014, 31(12): 1629-1633.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>