

# 基于模型补偿的逆变器交流电压自抗扰控制

霍思敏<sup>1</sup>, 徐宇新<sup>1</sup>, 黄勇<sup>1</sup>, 李武龙<sup>2</sup>, 聂静<sup>3</sup>

(1. 国网湖南省电力有限公司, 湖南 长沙 410007; 2. 北京中恒博瑞数字电力科技有限公司, 北京 100085; 3. 国网重庆市电力公司, 重庆 400014)

**摘要:**三相逆变器系统是一个非线性、强耦合、负载扰动剧烈的系统,传统基于PI调节器的双环控制效果不尽人意。自抗扰控制(ADRC)将上述影响系统控制的不利因素视为总扰动,予以估计和动态补偿,然后施以合适误差反馈律,以获取理想的控制性能。针对三相逆变器交流电压控制问题,考虑到工程实用性,以交流电压及其一阶导数为状态变量设计二阶线性自抗扰控制器,并结合被控对象LC滤波器电感电流可测的特点,引入模型补偿项,以降低扩张状态观测器扰动观测压力,进一步提高自抗扰控制系统的跟踪精度。对传统自抗扰控制、模型补偿自抗扰控制和电压电流双环PI控制进行了对比实验,结果证明了所提策略在跟踪性能及抗扰性能方面的优势。

**关键词:**三相逆变器;自抗扰控制;模型补偿;扩张状态观测器

**中图分类号:**TM72 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20361

## Active Disturbance Rejection Controller Based Model Compensation for AC Voltage Control of Inverter

HUO Simin<sup>1</sup>, XU Yuxin<sup>1</sup>, HUANG Yong<sup>1</sup>, LI Wulong<sup>2</sup>, NIE Jing<sup>3</sup>

(1. State Grid Hunan Electric Power Company, Changsha 410004, Hunan, China; 2. Beijing Joinbright Digital Electric Technology Co., Ltd., Beijing 100085, China; 3. State Grid Chongqing Electric Power Company, Chongqing 400014, China)

**Abstract:** The three-phase inverter system is characterized by non-linear, strong coupling and severe load disturbance, where performance of the PI regulator based double-loop control may be unsatisfactory. As for active disturbance rejection control (ADRC), the above factors that have effects on system control are regarded as total disturbance, which will be estimated and compensated dynamics. Then appropriate error feedback law is applied to obtain expected control performance. Aiming at the problem of voltage control of three-phase inverters, a second-order linear ADRC controller with AC voltage and its differential as state variables was designed. Combining with the measurable inductance current of the LC filter, a model compensation term was introduced to reduce the disturbance observation pressure of the extended state observer and further improve the tracking accuracy of the ADRC system. The contrast experiment of conventional ADRC, ADRC with model compensation and PI based double-loop control verified the advantages of the proposed strategy in tracking performance and disturbance rejection capability.

**Key words:** three phase inverter; active disturbance rejection control (ADRC); model compensation; extended state observer

逆变器作为系统的能量转换核心,一直以来都是电力电子领域的研究热点<sup>[1-2]</sup>。然而,由于开关器件的非线性特征、死区、非线性/突变负载等因素的存在,传统控制下逆变器输出波形质量难以保证。

韩京清<sup>[3]</sup>教授提出了自抗扰控制(active dis-

turbance rejection control, ADRC)算法,ADRC模型依赖度低,控制精度高、响应快并且抗扰能力强。最早提出的非线性ADRC,存在算法复杂、参数众多、参数调节困难等问题,限制了非线性ADRC的广泛应用<sup>[4]</sup>。高志强<sup>[5]</sup>教授为此对其进行线性化(linear ADRC, LADRC)改造,LADRC保

留了传统非线性自抗扰算法的特有优势,将众多参数归结为观测器带宽和控制器带宽的整定,调参过程大为简化,大大提高了工程实用性<sup>[6-8]</sup>。

自抗扰技术在换流器控制领域引起了研究人员的兴趣,文献[7]提出了基于非线性ADRC的并联型有源滤波器电流内环控制策略;文献[8]在文献[7]的基础上,利用Lyapunov稳定性理论证明了控制系统的渐进稳定性;文献[9]设计了VSC直流电压外环一阶自抗扰控制器,构造了基于反正切函数的光滑非线性状态反馈函数,有助于控制器收敛速度的提升,控制力抖振问题得到了较好的解决;文献[10-11]研究了自抗扰控制在级联型STATCOM静止无功补偿器电流解耦控制、直流电压控制中的应用。

上述研究内容着重将自抗扰控制技术应用于系统某一环节,替换原来的比例积分调节器,鲜有研究从被控对象具体特征出发、系统地设计ADRC控制器。本文以逆变器三相交流电压为被控对象,基于d-q同步旋转坐标系,进行控制系统数学建模,根据被控对象阶数,设计二阶LADRC,基于滤波电感电流可测的特点,引入相应的模型补偿项以降低线性扩张观测器(lineary extended state obseyvey, LESO)的观测压力。基于频域法,对双环PI控制和LADRC控制的动、稳态性能进行了对比分析。通过实验对传统LADRC、模型补偿LADRC和双环PI控制进行了进一步对比验证。

### 1 三相逆变器建模

三相三电平逆变器结构如图1所示,r,L和C分别为滤波电感内阻、滤波电感及滤波电容; $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$ 为逆变器三相电感电流; $i_{oa}$ ,  $i_{ob}$ ,  $i_{oc}$ 为三相负载电流; $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$ 为逆变桥侧三相电压; $U_{oa}$ ,  $U_{ob}$ ,  $U_{oc}$ 为输出电压。

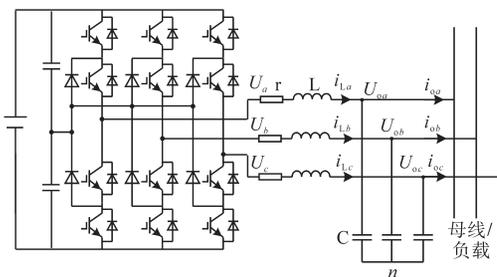


图1 三相逆变器拓扑结构

Fig.1 Structure of three phase inverter

由图1可知,基于派克变换,可得到三相逆变

器在d-q同步旋转坐标系下的模型:

$$\nabla^2 \begin{bmatrix} U_{od} \\ U_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{LC} & \omega\nabla \\ -\omega\nabla & -\frac{1}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{od} \\ U_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{LC} & 0 \\ 0 & \frac{1}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{r}{LC} & \frac{\omega}{C} \\ -\frac{\omega}{C} & -\frac{r}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nabla & 0 \\ 0 & \nabla \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $U_{od}, U_{oq}$ 为输出电压再d,q轴分量; $i_{Ld}, i_{Lq}$ 为LC滤波电流d,q轴分量; $i_{od}, i_{oq}$ 为负载电流d,q轴分量; $U_d, U_q$ 为逆变器侧电压d,q轴分量; $U_{od}, U_{oq}$ 分别为输出电压d,q轴分量; $\omega$ 为系统基频; $\nabla$ 为微分算子d/dt。

三相逆变器是一个多变量、负载扰动剧烈的系统,并且在派克变换后的d-q旋转坐标系下,变量间存在强耦合。采用传统PI双环控制难以取得满意的控制精度和抗扰性能。

### 2 三相逆变器传统LADRC设计

LADRC控制器的整体结构如图2所示。

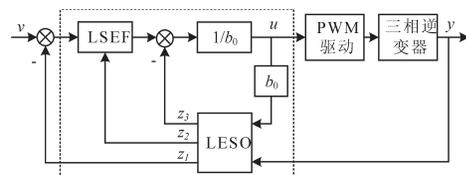


图2 LADRC控制器的整体结构

Fig.2 Overall architecture of LADRC controller

图2中,三相逆变器为以电压 $U_{od}, U_{oq}$ 为状态量的二阶系统,为此针对d,q轴分别设计一个二阶LADRC。在自抗扰体系下,d,q轴间耦合归结为扰动,此时d,q轴的LADRC结构一致,为简化分析,下文以d轴为例展开。

将式(1)中的总和扰动扩张作为新的状态,可得如下的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = 0 & x_1 = y = U_{od} \\ \dot{x}_2 = 0 & x_2 = \dot{y} \\ \dot{x}_3 = 0 & x_3 = \ddot{y} \end{cases} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b_0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ h \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中  $b_0 = K_{PWM}/(LC)$   $x_1 = y = U_{od}$   $x_3 = \ddot{y}(y, \dot{y}, v, w)$  式中: $b_0$ 为控制增益; $K_{PWM}$ 为逆变桥增益; $u$ 为控制量; $x_1, x_2$ 为系统状态变量,对应输出电压及其导数; $x_3$ 为扩充的状态变量; $\ddot{y}(y, \dot{y}, v, w)$ 为系统总扰动,简记为f;h为f的微分。

$$f = -\frac{r}{LC}i_{Ld} + \frac{\omega i_{Lq}}{C} - \frac{U_{od}}{LC} - \frac{1}{C} \frac{di_{od}}{dt} + \omega \frac{dU_{oq}}{dt} \quad (3)$$

根据状态方程式(2),可建立如下三阶 LESO:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \beta_1 \\ b_0 & \beta_2 \\ 0 & \beta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \quad (4)$$

状态误差反馈律 LSEF 设计为

$$u = \frac{-z_3 + u_0}{b_0} = \frac{-z_3 + k_p(v - z_1) - k_d z_2}{b_0} \quad (5)$$

式中: $k_p, k_d$ 为反馈率比例和微分项增益; $u_0$ 为原始控制量; $v$ 为参考量输入。

参考高志强教授<sup>[5]</sup>提出的带宽参数调节理论,LESO和线性状态误差反馈(linear state error feedback, LSEF)的参数可简化为

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_c \\ \beta_2 = 3\omega_c^2 \\ \beta_3 = \omega_c^3 \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} k_p = \omega_c^2 \\ k_d = 2\omega_c \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\omega_c$ 为控制器带宽; $\omega_e$ 为LESO带宽。

如此一来,LADRC调参问题便可归结为LESO带宽 $\omega_e$ 和控制器带宽 $\omega_c$ 的设计,降低了调参难度。

### 3 引入模型补偿的LADRC

作为LADRC的核心,LESO的扰动观测水平直接影响系统的抗扰能力。针对阶跃扰动,LESO可对状态量快速收敛。然而,当扰动较大时,LESO存在幅值和相位的跟踪偏差。

针对传统LESO对扰动的观测问题,基于被控对象的实际情况,引入已知建模动态,以降低LESO的扰动观测压力,保证估计精度。

考虑总和扰动式(3),将其改写为

$$f = f_0 - \frac{1}{C} \frac{di_{od}}{dt} + \omega \frac{dU_{oq}}{dt} \quad (8)$$

其中 
$$f_0 = -\frac{r}{LC}i_{Ld} + \frac{\omega i_{Lq}}{C} - \frac{U_{od}}{LC}$$

式中: $f_0$ 为系统已知扰动项。

扩张状态观测器重构为

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \beta_1 \\ b_0 & \beta_2 \\ 0 & \beta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ f_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

状态误差反馈律 LSEF 重新设计为

$$u = \frac{-z_3 - f_0 + k_p(v - z_1) - k_d z_2}{b_0} \quad (10)$$

上述引入模型补偿的LADRC控制器能最大限度地利用已知建模动态,从而提高了系统的跟踪性能。

下面对LADRC控制下逆变器的跟踪性能进行分析。定义逆变器输出电压跟踪误差为: $e=v-y$ ,结合式(2)和式(10),可得:

$$\begin{aligned} \ddot{e} &= (\ddot{v} - \ddot{y}) \\ &= \ddot{v} - (b_0 u + f) \\ &= \ddot{v} - b_0 \frac{k_p(v - z_1) - k_d z_2 - f_0 - z_3}{b_0} - f \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} &\approx \ddot{v} - k_p(v - z_1) + k_d z_2 \\ &\approx \ddot{v} - k_p e - k_d \dot{e} + k_d \dot{v} \end{aligned}$$

对式(11)进行拉氏变换,结合式(7),整理得:

$$e(s) = \frac{(s^2 + k_d s)v}{s^2 + k_d s + k_p} = \frac{(s^2 + k_d s)v}{(s + \omega_c)^2} \quad (12)$$

由式(12)可见,所设计的LADRC控制器,对于给定参考信号为阶跃信号,系统的跟踪误差为零。考虑到论文是在 $d-q$ 旋转坐标系下进行LADRC控制器设计的,参考信号为直流量,因此系统满足对参考信号的无差跟踪要求。

## 4 LADRC抗扰特性分析

### 4.1 模型补偿LADRC跟踪误差分析

抗扰能力是LADRC最为突出的特征,下面对其进行分析。

联立式(9)、式(10)可得:

$$u = \frac{1}{b_0 N(s)} [G(s)v - H(s)y] \quad (13)$$

其中

$$\begin{cases} G(s) = k_p(s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3) \\ H(s) = h_2 s^2 + h_1 s + h_0 \\ N(s) = n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s \\ \begin{cases} h_0 = k_p \beta_3 \\ h_1 = k_d \beta_3 + k_p \beta_2 \\ h_2 = \beta_3 + k_d \beta_2 + k_p \beta_1 \\ n_1 = k_p + \beta_2 + k_d \beta_1 \\ n_2 = k_d + \beta_1 \\ n_3 = 1 \end{cases} \end{cases}$$

被控对象记:

$$y = \frac{1}{s^2} (f + b_0 u) \quad (14)$$

联立式(13)和式(14),可得模型补偿LADRC等效控制框图如图3所示。

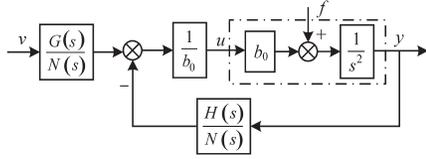


图3 模型补偿LADRC等效控制框图  
Fig.3 Equivalent control block diagram of model compensation based LADRC

根据图3可得模型补偿LADRC控制系统闭环传递函数为

$$y = \frac{G(s)}{s^2 N(s) + H(s)} v + \frac{N(s)}{s^2 N(s) + H(s)} f \quad (15)$$

$$= \frac{k_p}{(s + \omega_c)^2} v + \frac{N(s)}{s^2 N(s) + H(s)} f$$

可见,模型补偿LADRC系统输出 $y$ 由参考信号跟踪项和扰动项构成,跟踪项主要由 $\omega_c$ 决定, $\omega_c$ 越高,对参考信号的响应速度越快,但要考虑系统稳定性和噪声问题。扰动项取决于LESO的性能,模型补偿LADRC抗扰性能分析如图4所示,可见随着 $\omega_c$ 增加,LESO扰动估计水平提高,相应的,系统抗扰能力也随之增强。

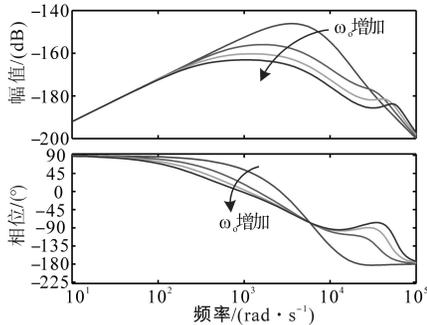


图4 模型补偿LADRC抗扰性能分析  
Fig.4 Analysis of disturbance rejection capability of LADRC with model compensation

#### 4.2 LADRC与双环PI控制抗扰性能对比分析

三相逆变器的扰动主要来自于负载电流,如非线性负载、突变负载等,下面予以分析。

图5为三相逆变器模型补偿LADRC系统结构框图。由图5推导可得关于输出电压的传递函数为

$$U_o = \frac{G(s)}{b_0(LCs^2 + rCs + 1)N(s) + H(s)} U_{ref} - \frac{b_0(sL + r)N(s)}{b_0(LCs^2 + rCs + 1)N(s) + H(s)} i_o$$

$$= G_u(s)U_{ref} - Z_o(s)i_o \quad (16)$$

式中: $U_o$ 为逆变器输出电压; $U_{ref}$ 为电压参考值; $i_o$ 为负载电流; $G_u(s)$ 为 $U_{ref}$ 到 $U_s$ 传递函数; $Z_o(s)$ 为 $i_o$ 到 $U_o$ 传递函数,具有阻抗性质。

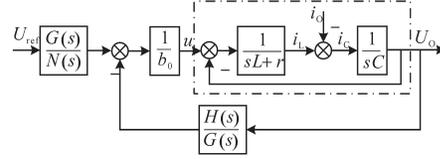


图5 逆变器模型补偿LADRC系统结构框图  
Fig.5 System structure block diagram of model compensation based LADRC for inverter

根据文献[12],传统LADRC控制系统闭环传递函数如图6所示。

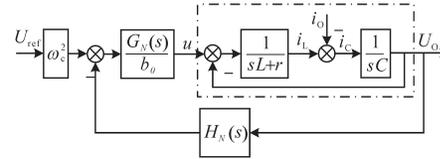


图6 逆变器传统LADRC系统结构框图  
Fig.6 System structure block diagram of conventional LADRC for inverter

图6中, $G_N(s)$ 和 $H_N(s)$ 分别为

$$\left\{ \begin{aligned} G_N(s) &= \frac{(s + \omega_o)^3}{(s + \omega_o)^3 + 2\omega_c s^2 + (\omega_c^2 + 6\omega_o \omega_c)s - \omega_o^3} \\ H_N(s) &= \frac{(3\omega_c^2 \omega_o + 6\omega_c \omega_o^2 + \omega_o^3)s^2 + 3\omega_c^2 \omega_o s}{(s + \omega_o)^3} + \frac{2\omega_c \omega_o^3 s + \omega_c^2 \omega_o^3}{(s + \omega_o)^3} \end{aligned} \right. \quad (17)$$

采用同样方法,可以得到三相逆变器传统LADRC系统关于输出电压传递函数:

$$U_o = \frac{\omega_c^2 G_N(s)}{b_0(LCs^2 + rCs + 1) + G_N(s)H_N(s)} U_{ref} - \frac{(s + Lr)b_0}{b_0(LCs^2 + rCs + 1) + G_N(s)H_N(s)} i_o \quad (18)$$

图7为双环PI、传统LADRC以及模型补偿LADRC控制系统等效阻抗 $Z_o(s)$ 的频率特性曲线。

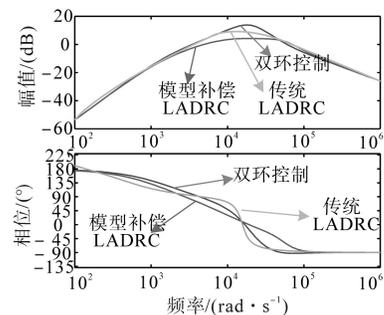


图7 逆变器扰动项等效阻抗频率特性  
Fig.7 Frequency characteristic of equivalent impedance of disturbance for inverter

图7中,在低频段,三者的幅频特性基本相同,在中低频段,模型补偿LADRC对应的幅频特性曲线始终位于双环PI以及传统LADRC对应的幅频特性曲线下方,即模型补偿LADRC对应Z。(s)幅值较双环PI及传统LADRC的要小,能更好地抑制来自负载的扰动;在高频段,两者的频率特性曲线相近,LESO对高频扰动估计能力有限。

### 5 实验分析

为验证本文所提基于模型补偿的LADRC策略优势,设计了以德州仪器公司的DSP28335芯片为控制核心的三相三电平逆变装置,装置经隔离变压器后供负载接入。隔离变压器连接组别为 $\Delta$ -Y,二次侧中性线引出以供单相负载接入。从LESO扰动估计能力、带不平衡负载、带非线性整流负载、突变负载等方面对双环PI控制、传统LADRC以及模型补偿LADRC控制3种策略进行了对比实验。

系统参数如下:电感 $L=0.74$  mH,采样步长 $50 \mu\text{s}$ ,电容 $C=20 \mu\text{F}$ ,直流电压 $660$  V,寄生电阻 $r=0.1 \Omega$ , $K_{\text{pwm}}=0.176$ 。控制器参数如下:电压环比例系数 $0.21$ ,观测器带宽 $\omega_o=9800$ ,电压环积分系数 $710$ ,控制带宽 $\omega_c=5500$ ,电流环比例系数 $38$ ,增益 $b_0=K_{\text{pwm}}/(LC)$ 。图8为整流负载试验波形。

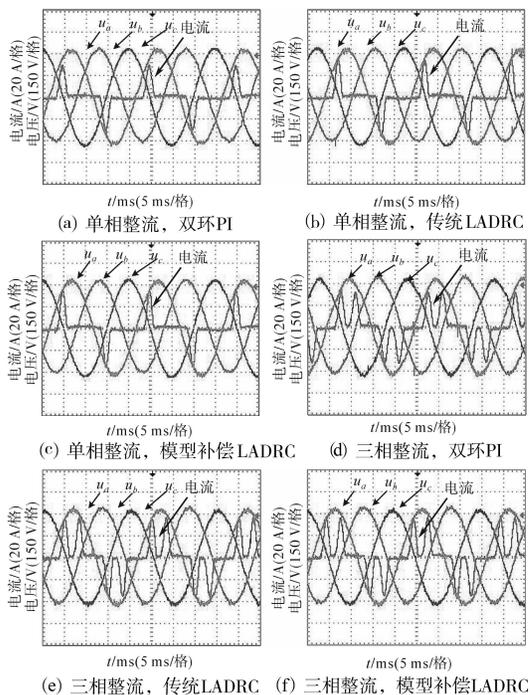


图8 逆变器带整流负载时输出的电压电流波形  
Fig.8 Voltage and current output waveforms of inverter with rectifier load

图8中,在单相整流负载下,双环PI控制、传统LADRC、模型补偿LADRC输出A相电压波形畸变率分别为 $4.12\%$ , $3.52\%$ 和 $2.15\%$ 。三相整流负载下,三种控制策略对应电压波形畸变率分别为 $4.53\%$ , $3.85\%$ 和 $2.34\%$ 。

图9为逆变器在负载突变时输出电流和电压波形。

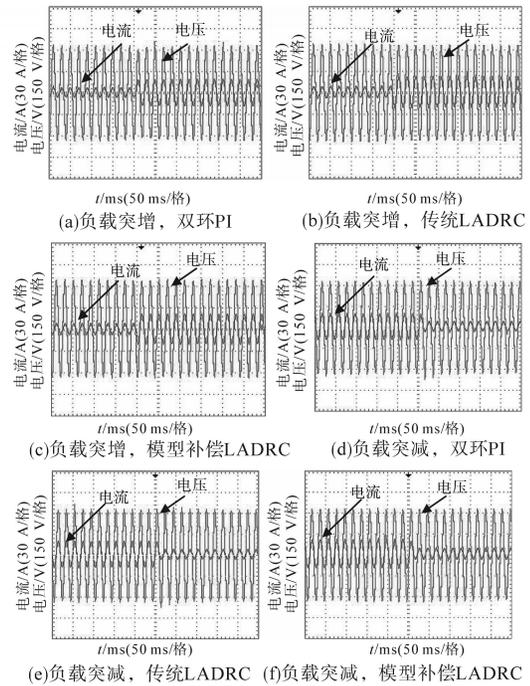


图9 逆变器在负载突变情况下输出电压、电流实验波形  
Fig.9 Voltage and current output experimental waveforms of inverter under condition of load mutation

图10为逆变器在负载突变情况下多种控制方式下电压有效值曲线。

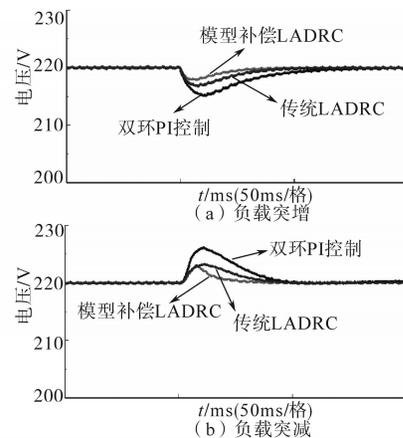


图10 负载突变工况下逆变器电压有效值  
Fig.10 Voltages RMS of inverter under condition of load mutation

由图10可知,突增负载情况下,由 $20\%$ 增加到 $80\%$ ,此时三种策略对应的逆变器电压凹陷幅

度分别为6.9 V,4.5 V及3.8 V,电压恢复时间分别为47 ms,35 ms及29 ms。突减负载情况下,由80%减到20%,此时三种策略电压超调分别为6.3 V,3.4 V及2.7 V,恢复时间分别为45 ms,33 ms及26 ms。由上述的非线性负载和突变负载实验可见,LADRC的负载扰动抑制能力要强于双环PI控制。

## 6 结论

本文以三相逆变器为研究对象,设计了以交流输出电压为状态量的二阶线性自抗扰控制器(LADRC),基于频域法分析了LADRC的跟踪性能,引入模型补偿,以降低LESO的扰动观测压力,提高LADRC抗扰性能。

从非线性、不平衡、突变等不同负载工况对PI控制、常规LADRC和模型补偿LADRC三种算法进行了实验分析验证。相比双环PI控制,模型补偿LADRC受非线性整流负载影响更小,输出波形质量更高,电压跌落和电压恢复时间均优于双环PI控制,能较好地负载突变扰动进行估计和补偿。

文中模型补偿LADRC需要额外的电流传感器,另外,模型补偿LADRC控制器参数 $\omega_o$ 和 $\omega_c$ 是通过实验调试得到,不一定是最优,如何对模型补偿LADRC控制器参数进行设计是接下来的一个研究方向。

### 参考文献

[1] Wai R J. Design of high-performance stand-alone and grid-con-

- nected inverter for distributed generation applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4):1542-1555.
- [2] 李月芳,周皓.基于LCL光伏逆变器并网电流的重复控制研究[J]. 电气传动, 2016, 46(9):39-43.
- [3] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2008.
- [4] 李杰,齐晓慧,万慧,等. 自抗扰控制:研究成果总结与展望[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(3):281-295.
- [5] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]// American Control Conference, 2003-proceedings of the, IEEE, 2003:4989-4996.
- [6] Xue W, Bai W, Yang S, *et al.* ADRC with adaptive extended state observer and its application to air-fuel ratio control in gasoline engines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9):5847-5857.
- [7] 钟庆,吴捷,徐政. 自抗扰控制器在并联型有源滤波器中的应用[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(16):22-25.
- [8] 马幼捷,赵健,周雪松,等. 并联混合型有源电力滤波器的线性自抗扰控制及稳定性分析[J]. 电网技术, 2012, 36(11):211-216.
- [9] 郭源博,周鑫,张晓华,等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16):87-93.
- [10] Xu R, Yu Y, Yang R, *et al.* A novel control method for transformerless H-bridge cascaded STATCOM with star configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3):1189-1202.
- [11] 于雁南,杨荣峰,严继池,等. 级联H桥静止无功发生器的多变量自抗扰解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8):2233-2241.
- [12] 袁东,马晓军,曾庆含,等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12):1630-1640.

收稿日期:2019-06-05

修改稿日期:2019-07-26