

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209488

# 结合有源阻尼的风电变流器改进线性自抗扰控制<sup>\*</sup>

李月超 高志强 周雪松 郭帅朝

(天津理工大学电气工程与自动化学院 天津 300384)

**摘要:** 为提高风电变流器网侧的稳定性,解决负载波动时变流器并网接口的谐波和谐振问题。提出了一种改进的有源阻尼线性自抗扰控制(ADLADRC)策略。首先建立 LCL 型变流器数学模型,分析传统三阶自抗扰控制器原理。在此基础上,为提高传统观测器的观测能力,设计了在观测器总扰动通道上串联滤波器的改进自抗扰控制,并引入有源阻尼与其结合完成改进 ADLADRC 控制策略设计。然后通过频域分析法对改进 ADLADRC 下变流器系统进行频率特性分析可知,改进 ADLADRC 控制具有更好的并网稳定性和谐波谐振抑制力。最后,通过仿真对比所提控制策略与传统 LADRC、传统 PI 控制下的并网点电流波形。仿真结果显示稳态条件改进 ADLADRC 满载谐波率相比 PI 的 2.89%降为 0.39%和半载谐波率相比 PI 的 7.64%降为 0.60%,表明所提控制策略不仅有更好的并网稳定性,还有在负载波动时快速的动态响应和谐波抑制力。

**关键词:** 变流器;线性自抗扰控制;有源阻尼;谐波抑制;频域分析法

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4054

## Improved linear active disturbance rejection control for wind power converter combined with active damping

Li Yuechao Gao Zhiqiang Zhou Xuesong Guo Shuaichao

(College of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

**Abstract:** In order to improve the grid-connected stability of wind power converter, the harmonic and resonance problems of the grid-connected interface of the converter are solved when the load fluctuates. This paper presents an improved active damping linear active disturbance rejection control (ADLADRC) strategy. Firstly, the mathematical model of LCL converter is derived. Traditional active disturbance rejection control technology is analyzed. On this basis, to improve the observation ability of traditional observer, an improved active disturbance rejection control based on series filter in the total disturbance channel of the observer is designed. And the introduction of active damping and its combination to complete the improved ADLADRC control strategy design. Then the frequency characteristics of the converter system under the improved ADLADRC are analyzed by frequency domain analysis method. The improved ADLADRC control has better grid-connection stability and harmonic resonance suppression. Finally, through simulation, the proposed control strategy is compared with the current waveform of traditional LADRC and traditional PI control. Under the steady-state condition, the simulation results show that the full-load harmonic rate of the improved ADLADRC is 2.89% lower than that of PI to 0.39%, and the half-load harmonic rate is 7.64% lower than that of PI to 0.60%. It indicates that the proposed control strategy not only has better grid-connected stability, but also has fast dynamic response and harmonic suppression when the load fluctuates.

**Keywords:** converter; linear active disturbance rejection control; active damping; harmonic suppression; frequency domain analysis

## 0 引言

随着风电在电力行业渗透率的提高,增加了风电变流

器系统在电网中产生谐波的含量,同时增大了变流器并网接口处 LCL 滤波器产生复杂谐振现象的可能,容易导致电网振荡失稳,对电网的高效运行和电能质量造成极大影

收稿日期:2022-04-02

<sup>\*</sup> 基金项目:国家自然科学基金面上项目(51877152)资助

响<sup>[1]</sup>。因此,对提高风电系统并网稳定性与谐波抑制方法的研究,可为风电等新能源的推广应用提供支撑和设计指导,具有重要的现实意义和经济价值。

当前,实际工程中常用 PI 控制策略,结构上虽然简单,但对系统的控制上存在稳态误差<sup>[2]</sup>,对并网谐波和谐振的控制很难达到理想的效果。无源阻尼策略控制方法虽然结构简单安全性高,但是会对系统产生额外阻尼损耗,减小系统能源利用率<sup>[3-7]</sup>。有源阻尼策略是通过对电流或电压的反馈控制产生阻尼效果,达到抑制系统谐波谐振目的,没有额外功率损耗<sup>[8]</sup>。文献[9-11]有源阻尼控制信号是使用滤波电容或并网点的电流;文献[12-13]由变流器的机理与有源阻尼结合,提出改进的有源阻尼方法。但上述大多控制策略在面对强耦合、非线性的复杂系统时容易引入噪声降低系统稳定性和无能进行补偿调节的问题。

早期的自抗扰控制技术(active disturbance rejection control, ADRC)是在结合传统 PID 控制器和现代控制理论思想中提出<sup>[14]</sup>。其可以很好实现对系统总扰动进行观测补偿,无需对系统准确建模。文献[15]优化了 ADRC 参数调节,提出线性自抗扰控制器,通过调节控制器和观测器两个带宽,实现自抗扰控制器整定。文献[16-17]提出参考超前校正思想的改进 LADRC,但其提高观测带宽,忽视对高频衰减影响。文献[18]设计了改进的模糊 LADRC 控制,其模糊规则设计复杂性高,需要依靠经验设计,而且很难分析改进模糊 LADRC 控制系统的稳定性。

文献[19-20]在传统线性自抗扰技术基础上设计有源阻尼,提高系统抑制谐波谐振能力。上述大多文献设计的控制器对谐波和负载波动较敏感,并且传统自抗扰控制存在跟踪参考信号与谐波抑制能力的矛盾问题。

本文提出了一种改进 LADRC 控制,参考串联超前滞后校正的方法,对线性扩张状态观测器进行改造化解矛盾,后将有源阻尼和改进 LADRC 控制结合,最终提出改进 ADLADRC 控制策略。并使用伯德图对比分析传统 PI、传统 LADRC、改进 LADRC 及结合有源阻尼后对系统并网稳定性和抗扰性的影响。使用代数判据给出文中所提控制策略稳定性条件。并通过对比 Matlab/Simulink 仿真结果进一步验证了所提控制方法的有效性。

### 1 风电变流器建模分析

传统永磁直驱风电系统拓扑图如图 1 所示。其主要组成由风电机组、背靠背全功率 IGBT 变流器、LCL 滤波器、变压器和控制系统。机侧控制是通过转速外环控制进行功率跟踪;网侧控制是通过控制电压外环稳定直流母线的电压和控制电流内环保持并网电流稳定输入电网。

网侧 LCL 型变流器电路拓扑图如图 2 所示。由变流器侧电感电阻  $R_1$ , 和其电感  $L_1$ ; 网侧电感电阻  $R_2$  和其电感  $L_2$ ; 滤波电容  $C$  构成了变流器中 LCL 滤波器。图 2 中的  $u_a, u_b, u_c$  和  $i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}$  表示变流器侧产生电压和电流;

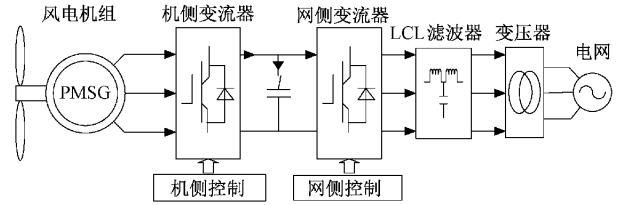


图 1 永磁直驱风电系统拓扑图

$u_{ca}, u_{cb}, u_{cc}$  和  $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$  表示滤波电容产生电压和电流;  $u_{ga}, u_{gb}, u_{gc}$  和  $i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}$  表示电网流入电压和电流;  $u_{dc}$  和  $i_{dc}$  为直流电压和电流;  $N$  为电网中性点;  $N_1$  为电容中性点。  $i_{2dref}, i_{2qref}$  为输入电流的参考值。

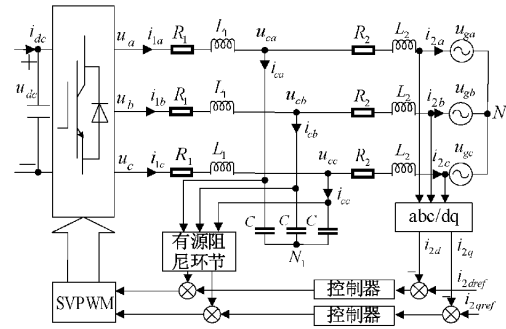


图 2 LCL 型变流器电路拓扑图

LCL 型并网变流器在  $abc$  坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1x}}{dt} = u_x(t) - R_1 i_{1x}(t) - u_{cx}(t) \\ L_2 \frac{di_{2x}}{dt} = u_{cx}(t) - R_2 i_{2x}(t) - u_{gx}(t) \\ i_{cx}(t) = i_{1x}(t) - i_{2x}(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $x = a, b, c$  为三相电路。

由式(1)可得变流器侧电压到并网电流的传递函数为:

$$G_{1,cl}(s) = \frac{i_{2x}(s)}{u_x(s)} = \frac{1}{h_1 s^3 + h_2 s^2 + h_3 s + h_4} \quad (2)$$

$$\text{式中: } \begin{cases} h_1 = L_1 L_2 C, h_2 = L_1 R_2 C + L_2 R_1 C \\ h_3 = R_1 R_2 C + L_1 + L_2, h_4 = R_1 + R_2 \end{cases}$$

由式(1)可得变流器在  $dq$  旋转坐标系中的数学模型为:

$$\begin{cases} L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_1 & L_1 \omega \\ -L_1 \omega & -R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \\ L_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_2 & L_2 \omega \\ -L_2 \omega & -R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} \\ C \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & C\omega \\ -C\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $i_{1d}, i_{1q}$  和  $u_{1d}, u_{1q}$  分别表示在  $d, q$  轴下变流器侧输出电流和电压;  $i_{2d}, i_{2q}$  和  $u_{gd}, u_{gq}$  分别表示在  $d, q$  轴下网侧输入电流和电网电压;  $u_{cd}, u_{cq}$  分别表示在  $d, q$  轴下滤波电容所受电压;  $\omega$  为电网角频率。

由式(3)可得  $dq$  旋转坐标下 LCL 型变流器的控制框图如图 3 所示。根据图 3 可知,  $dq$  旋转坐标下控制变量为直流量, 而且 LCL 型变流器是一个强耦合的复杂系统, 传统 PI 控制很难实现完全解耦。应用线性自抗扰控制器, 将耦合量归结为系统内部扰动的部分分量, 再使用扩张状态观测器对耦合量进行估计补偿, 实现变流器解耦控制。由变流器为三阶系统, 因此设计三阶 LADRC 控制器进行控制,  $dq$  轴完全对称耦合, 为方便分析本文以  $d$  轴进行研究分析。

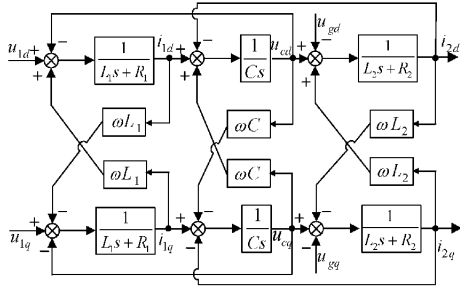


图 3 LCL 型变流器的控制框图

由式(3)中网侧滤波电感的 KVL 方程求导可得:

$$\begin{cases} \frac{d^3 i_{2d}}{dt^3} = b_0 u_{1d} + f_d \\ \frac{d^3 i_{2q}}{dt^3} = b_0 u_{1q} + f_q \end{cases} \quad (4)$$

式中:

$$\begin{cases} b_0 = \frac{1}{L_1 L_2 C} \\ f_d = \left( \frac{R_2^2}{L_2^2} - \frac{1}{L_2 C} \right) \frac{di_{2d}}{dt} - \frac{R_2 \omega}{L_2} \frac{di_{2q}}{dt} + \omega \frac{d^2 i_{2q}}{dt^2} - \frac{R_1}{L_1 L_2 C} i_{1d} + \frac{\omega}{L_2 C} i_{1q} - \frac{R_2}{L_2^2} \frac{du_{cd}}{dt} - \frac{1}{L_1 L_2 C} u_{cd} + \frac{\omega}{L_2} \frac{du_{cq}}{dt} + \frac{R_2}{L_2^2} \frac{du_{gd}}{dt} - \frac{1}{L_2} \frac{d^2 u_{gd}}{dt^2} \\ f_q = \left( \frac{R_2^2}{L_2^2} - \frac{1}{L_2 C} \right) \frac{di_{2q}}{dt} + \frac{R_2 \omega}{L_2} \frac{di_{2d}}{dt} - \omega \frac{d^2 i_{2d}}{dt^2} - \frac{R_1}{L_1 L_2 C} i_{1q} - \frac{\omega}{L_2 C} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2^2} \frac{du_{cq}}{dt} - \frac{1}{L_1 L_2 C} u_{cq} - \frac{\omega}{L_2} \frac{du_{cd}}{dt} + \frac{R_2}{L_2^2} \frac{du_{gq}}{dt} - \frac{1}{L_2} \frac{d^2 u_{gq}}{dt^2} \end{cases}$$

## 2 传统三阶 LADRC 的结构设计

传统三阶线性自抗扰控制器结构, 如图 4 所示。图中  $r$  为输入参考值;  $b_0$  为控制增益;  $u$  为控制量;  $z_1, z_2, z_3, z_4$  为扩张状态观测器(LESO)观测的系统输出  $y$  及输出微分和二阶微分、总扰动  $f$ 。

将式(4)微分方程化简为式(5)状态空间形式得:

$$\begin{cases} \dot{x}_d(t) = Ax_d(t) + Bu_{1d}(t) + Eh(t) \\ y_d(t) = Cx_d(t) \end{cases} \quad (5)$$

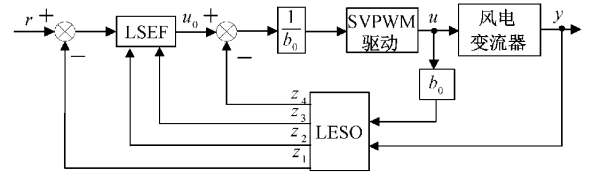


图 4 传统三阶 LADRC 结构

式中:

$$\begin{aligned} x_d &= \begin{bmatrix} x_{1d} \\ x_{2d} \\ x_{3d} \\ x_{4d} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \\ C &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

状态变量  $x_{1d}, x_{2d}, x_{3d}$  分别表示变流器

网侧输入电流  $i_{2d}$  和其微分与二阶微分;  $x_{4d}$  为 LESO 输出的状态变量, 其物理意义表示系统总扰动  $f_d$ ;  $h(t)$  为总扰动  $f_d$  的微分形式。

由式(5)建立四阶 LESO 为:

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = Az(t) + Bu_1(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] = (A - LC)z(t) + Bu_1(t) + Ly(t) \\ \hat{y}(t) = Cz(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{cases} z = [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4]^T \\ B = [0 \ 0 \ b_0 \ 0]^T \\ L = [b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4]^T \\ C = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \\ A - LC = \begin{bmatrix} -b_1 & 1 & 0 & 0 \\ -b_2 & 0 & 1 & 0 \\ -b_3 & 0 & 0 & 1 \\ -b_4 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

$y_d$  为被控系统的输出;  $z_1, z_2, z_3$  分别表示输出  $y$  及输出微分与二阶微分的跟踪信号;  $z_4$  为总扰动  $f_d$  的跟踪信号。

根据三阶 LADRC 控制器的极点配置<sup>[15]</sup>对 LESO 和 LESF 的参数进行配置:

$$\begin{cases} (s + \omega_0)^4 = s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4 \\ k_p = \omega_c^3, k_{1d} = 3\omega_c^2, k_{2d} = 3\omega_c \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\omega_c$  和  $\omega_0$  分别为控制器和为观测器带宽。通过以上参数的配置, 可通过控制  $\omega_c$  和  $\omega_0$  来控制三阶 LADRC 的参数调节。

## 3 改进三阶 LADRC 的结构设计

LADRC 中 LESO 可以将控制器近似转变为三积分器串联的形式, 通过对观测出的总扰动进行补偿, 进而降低未知扰动和忽视的部分耦合项对系统的影响, 增强系统抗扰性。

### 3.1 传统 LESO 存在的问题分析

由式(6)可得  $z_1, z_2, z_3, z_4$  的传递函数为:

$$\begin{cases} z_1 = \frac{(b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)y + b_0su}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_2 = \frac{(b_2s^2 + b_3s + b_4)sy + b_0(s + b_1)su}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_3 = \frac{(b_3s + b_4)s^2y + b_0(s^2 + b_1s + b_2)su}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_4 = \frac{b_4s^3y - b_0b_4u}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \end{cases} \quad (8)$$

通过频域分析法从跟踪性与抗扰性两方面进行分析,验证传统 LESO 的观测能力和谐波抑制力。由文献[21]可知,通过增加观测器带宽,进而增强 LESO 跟踪参考信号能力,改善系统输出暂态效果。

根据式(8)化简出传统 LESO 的扰动观测传递函数:

$$G_1(s) = \frac{z_4}{f_d} = \frac{b_4}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \quad (9)$$

由式(9)可以画出在不同  $\omega_0$  观测器带宽下扰动观测传递函数的频率特性曲线如图 5 所示。由图 5 可知,随着  $\omega_0$  带宽不断增加,线性扩张观测器中频段对总扰动观测能力随之得到提升,但会降低观测器对高频谐波抑制力。而在实际风电系统工况中存在高频谐波因素的影响,所以传统 LADRC 的 LESO 存在观测能力与高频衰减的矛盾<sup>[22]</sup>。LESO 是 LADRC 核心部分,其矛盾是造成 LADRC 控制效果不理想的主要原因,这也是提高 LADRC 控制性能需要解决的问题。

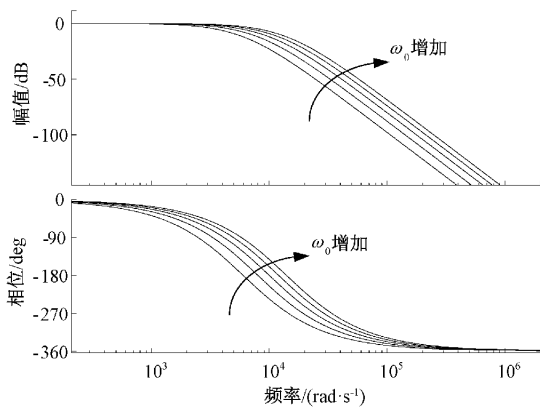


图 5 不同  $\omega_0$  扰动观测传递函数频率特性曲线

### 3.2 改进 LESO 设计分析

#### 1) 改进 LESO 结构设计

为了更好的提高控制系统观测器带宽,增强扰动观测能力,参考超前滞后校正的思想对  $z_4$  的扰动观测做出改进,本文提出在总扰动通道上串联滤波器,构造出改进 LESO 结构,提升了观测器中频增益与高频抑制力,解决了传统 LADRC 增大带宽  $\omega_0$  导致削弱高频谐波抑制力的矛盾,提高了系统稳定性。

改进 LESO 的传递函数为:

$$\begin{cases} z_1 = \frac{(b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)y + b_0su}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_2 = \frac{(b_2s^2 + b_3s + b_4)sy + b_0(s + b_1)su}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_3 = \frac{(b_3s + b_4)s^2y + b_0(s^2 + b_1s + b_2)su}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_4 = \frac{b_4s^3y - b_0b_4u}{s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4} \\ z_5 = \frac{b_4[M_1M_2s^2 + (M_1 + M_2)s + 1]s^3y}{(s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)[T_1T_2s^2 + (T_1 + T_2)s + 1]} \\ \quad - \frac{b_0b_4[M_1M_2s^2 + (M_1 + M_2)s + 1]u}{(s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)[T_1T_2s^2 + (T_1 + T_2)s + 1]} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $z_1, z_2, z_3$  分别表示输出  $y$  及输出微分与二阶微分的跟踪信号,  $z_5$  为最终的作用于系统的总扰动  $f_d$  的跟踪信号。

根据式(10)改进思想做出改进 LESO 的结构框图如图 6 所示。其中  $b_5$  满足:

$$b_5 = \frac{[(M_1 + M_2) - M_1M_2b_1]b_4}{T_1T_2} \quad (11)$$

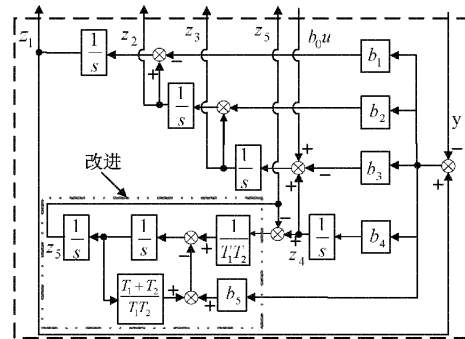


图 6 改进 LESO 结构框图

#### 2) 改进 LESO 性能分析

由式(10)化简出改进 LESO 的扰动观测传递函数:

$$G_2(s) = \frac{b_4[M_1M_2s^2 + (M_1 + M_2)s + 1]}{(s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)[T_1T_2s^2 + (T_1 + T_2)s + 1]} \quad (12)$$

分别做出式(9)与式(12)对应扰动观测传递函数频率特性曲线如图 7 所示。对比可以发现带宽为  $\omega_0 = 10\ 000$  的改进 LESO 截止频率高于带宽为  $\omega_0 = 20\ 000$  的传统 LESO 截止频率,可知本文所提改进 LESO 扰动观测带宽相较传统 LESO 得到有效提升,也改善系统相位滞后。且相比传统 LESO 与参考超前校正的 LADRC 改进算法<sup>[17]</sup>,本文所提改进算法不仅实现中频段带宽增加,同时根据滞后校正思想增大了控制器高频段斜率,增强系统对高频干扰信号抑制能力,并且结构设计较为简单容易。

### 3.3 改进 LADRC 与传统控制对比分析系统性能

传统的 LCL 型变流器系统会存在固有的两个谐振点,

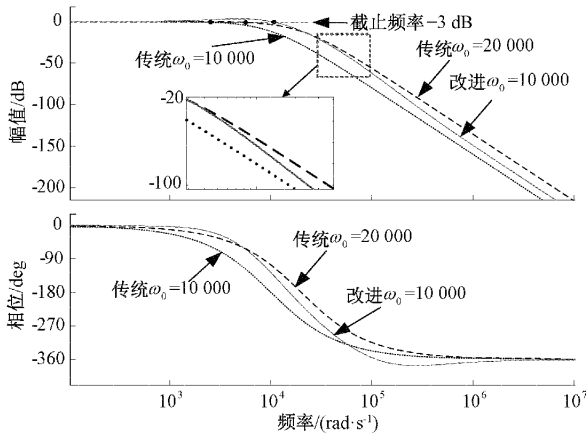


图 7 扰动观测传递函数频率特性曲线

分别为高频段的主谐振点和低频段的副谐振点。下面通过伯德图对比分析传统 PI、LADRC、改进 LADRC 和都结合基于电容电流反馈有源阻尼之后对系统跟踪特性和抗扰特性的影响,并分析不同控制器对系统谐波和谐振抑制效果的变化。

传统的 LADRC 的并网电流的传递函数为:

$$i_{2d} = \frac{A_1(s)}{G_{LCL}(s) + B_1(s)} i_{2dref} - \frac{b_0 N_1(s)(L_1 C s^2 + 1)}{G_{LCL}(s) + B_1(s)} u_{rd} \quad (13)$$

式中:

$$\begin{cases} A_1(s) = (s + \omega_0)^4 \omega_c^3 \\ B_1(s) = (\omega_c^3 b_1 + 3\omega_c^2 b_2 + 3\omega_c b_3 + b_4) s^3 + (\omega_c^3 b_2 + 3\omega_c^2 b_3 + 3\omega_c b_4) s^2 + (\omega_c^3 b_3 + 3\omega_c^2 b_4) s + \omega_c^3 b_4 \\ N_1(s) = (s + \omega_0)^4 + 3\omega_c s^3 + (3\omega_c^2 + 3\omega_c b_1) s^2 + (\omega_c^3 + 3\omega_c^2 b_1 + 3\omega_c b_2) s - b_4 \end{cases}$$

改进 LADRC 的并网电流的传递函数为:

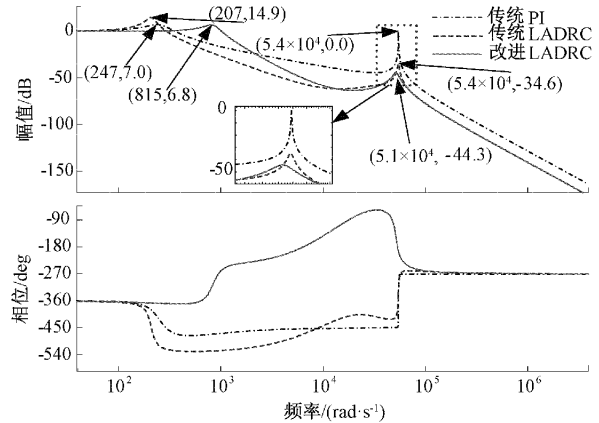
$$i_{2d} = \frac{A_2(s)}{G_{LCL}(s) + B_2(s)} i_{2dref} - \frac{b_0 N_2(s)(L_1 C s^2 + 1)}{G_{LCL}(s) + B_2(s)} u_{rd} \quad (14)$$

式中:

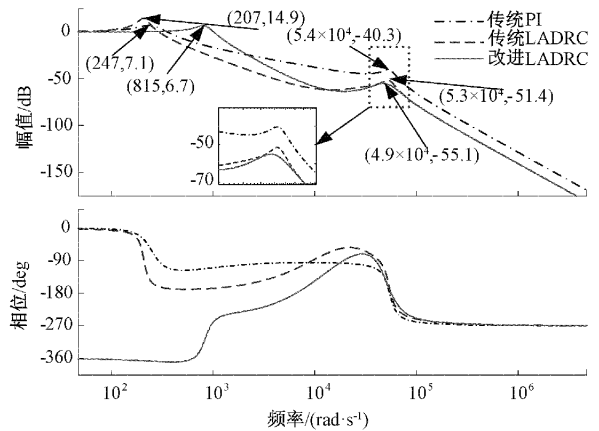
$$\begin{cases} A_2(s) = (s + \omega_0)^4 T(s) \omega_c^3 \\ B_2(s) = [T(s) \omega_c^3 b_1 + T(s) 3\omega_c^2 b_2 + T(s) 3\omega_c b_3 + M(s) b_4] s^3 + [(\omega_c^3 b_2 + 3\omega_c^2 b_3 + 3\omega_c b_4) s^2 + (\omega_c^3 b_3 + 3\omega_c^2 b_4) s + \omega_c^3 b_4] T(s) \\ N_2(s) = (s + \omega_0)^4 T(s) + 3\omega_c T(s) s^3 + (3\omega_c^2 + 3\omega_c b_1) T(s) s^2 + (\omega_c^3 + 3\omega_c^2 b_1 + 3\omega_c b_2) T(s) s - M(s) b_4 \\ T(s) = T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2) s + 1 \\ M(s) = M_1 M_2 s^2 + (M_1 + M_2) s + 1 \end{cases}$$

根据式(13)和(14)电流传递函数做出不同控制策略下系统跟踪项频率特性,如图 8 所示;不同控制策略下系统扰

动项频率特性,如图 9 所示。由图 8(a)可知,在低频段的副谐振点,改进 LADRC 频率 815 rad/s 与幅值 6.8 dB 相比 PI 频率 247 rad/s 与幅值 7.0 dB 和 LADRC 频率 207 rad/s 与幅值 14.9 dB,改进 LADRC 增大了谐振频率,降低谐振幅值;在高频段的主谐振点,改进 LADRC 频率  $5.1 \times 10^4$  rad/s 与幅值 -44.3 dB 相比 PI 频率  $5.4 \times 10^4$  rad/s 与幅值 0.0 dB 和 LADRC 频率  $5.4 \times 10^4$  rad/s 与幅值 -34.6 dB,改进 LADRC 谐振峰值明显减少。表示改进 LADRC 具有更好复现参考信号能力和抑制谐振性能。



(a) 无有源阻尼对跟踪特性的影响



(b) 结合有源阻尼对跟踪特性的影响

图 8 不同控制策略下系统跟踪项频率特性

由图 9(a)可知,在低频段的副谐振点,改进 LADRC 具有最小的扰动增益和谐振幅值;在高频段的主谐振点,改进 LADRC 幅值 -12.2 dB 相比 PI 幅值 42.6 dB 和 LADRC 幅值 -2.4 dB 为最低幅值。表示改进 LADRC 更容易削弱来自变流器或电网低频谐波对系统的影响,提升系统抗扰特性。因此,说明改进 LADRC 比传统 PI 和 LADRC 控制具有更强跟踪和抗扰特性,并且增加了系统对谐波和谐振的抑制力。

由图 8(b)和图 9(b)可知,结合有源阻尼控制后系统谐振点频率和副谐振点几乎没有变化,但在系统跟踪项由图 8(b)可知,结合有源阻尼控制后对系统副谐振点影响较



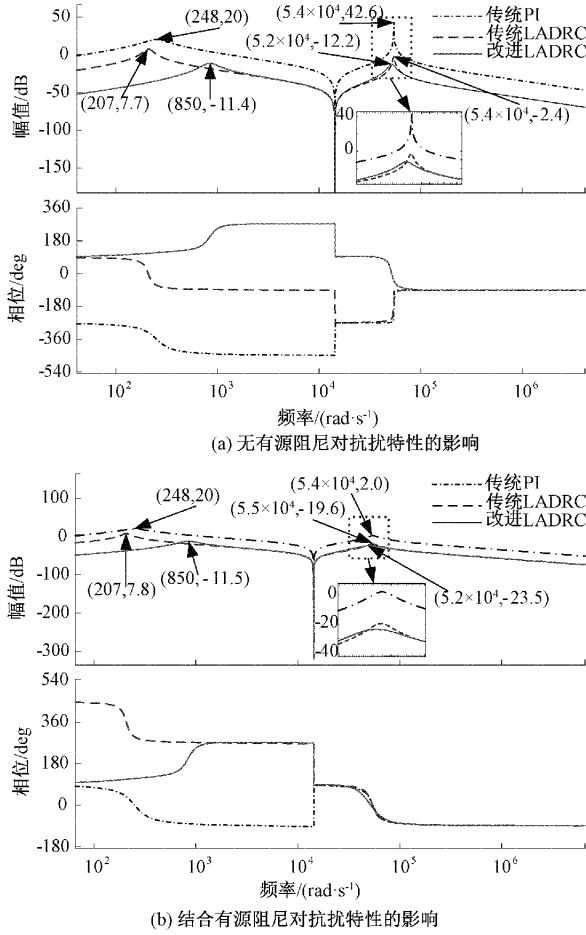


图 9 不同控制策略下系统扰动项频率特性

小,但在高频段的主谐振点改进 LADRC 主谐振点峰值由  $-44.3$  dB 降至  $-55.1$  dB 相比 PI 峰值变为  $-40.3$  dB 和 LADRC 峰值变为  $-51.4$  dB, 结合有源阻尼的改进 LADRC 控制对谐振峰值的抑制效果最好。

由图 9(b)可知, 结合有源阻尼对系统扰动项频率特性副谐振点影响较小,但在系统高频段主谐振点结合有源阻尼的改进 LADRC 相比 PI 和 LADRC 谐振峰值基本完全抑制。因此,通过伯德图验证了改进 LADRC 与有源阻尼结合成的改进 ADLADRC 控制策略比传统 PI 和 LADRC 在跟踪项上具有更佳的主谐振峰抑制作用和扰动项上主要作用为更小的低频增益,表明所提控制策略具有更优的并网稳定性,并且进一步增强了对系统谐波和共振抑制能力。

### 3.4 改进 LADRC 稳定性分析

根据式(14)可得系统闭环传递函数为:

$$i_{2d} = \frac{A_2(s)}{a_9s^9 + a_8s^8 + a_7s^7 + a_6s^6 + a_5s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} i_{2dref} \quad (15)$$

式中:

$$\begin{aligned} a_9 &= b_0 L_1 L_2 C T_1 T_2 \\ a_8 &= b_0 L_1 L_2 C (3\omega_c T_1 T_2 + 4\omega_0 T_1 T_2 + T_1 + T_2) \\ a_7 &= b_0 [L_1 L_2 C (3\omega_c^2 T_1 T_2 + 12\omega_0 \omega_c T_1 T_2 + 6\omega_0^2 T_1 T_2 + 3\omega_c T_1 + 3\omega_c T_2 + 4\omega_0 T_1 + 4\omega_0 T_2 + 1) + L_1 T_1 T_2 + L_2 T_1 T_2] \\ a_6 &= b_0 [(L_1 L_2 C T_1 T_2)(\omega_c^3 + 12\omega_0 \omega_c^2 + 18\omega_0^2 \omega_c + 4\omega_0^3) + (3\omega_c T_1 T_2 + 4\omega_0 T_1 T_2)(L_1 + L_2) + (3L_1 L_2 C \omega_c^2 + 12L_1 L_2 C \omega_0 \omega_c + 6L_1 L_2 C \omega_0^2 + L_1 + L_2)(T_1 + T_2) + L_1 L_2 C (3\omega_c + 4\omega_0)] \\ a_5 &= \omega_0^4 M_1 M_2 (-b_0 L_1 L_2 C + 1) + b_0 T_1 T_2 [L_1 L_2 C \omega_0^4 + 3(\omega_c^2 + 4\omega_0 \omega_c + 2\omega_0^2)(L_1 + L_2)] + \omega_0 \omega_c T_1 T_2 (6\omega_0 \omega_c^2 + 4\omega_c^2 + 12\omega_0^2 \omega_c + 18\omega_0 \omega_c + 3\omega_0^3 + 12\omega_0^2) + b_0 [L_1 L_2 C (\omega_c^3 + 12\omega_0 \omega_c^2 + 18\omega_0^2 \omega_c + 4\omega_0^3) + (3\omega_c + 4\omega_0)(L_1 + L_2)] (T_1 + T_2) + 3b_0 L_1 L_2 C (\omega_c^2 + 4\omega_0 \omega_c + 2\omega_0^2) + b_0 L_1 + b_0 L_2 \\ a_4 &= \omega_0^4 [(-b_0 L_1 L_2 C + 1)(M_1 + M_2)] + b_0 T_1 T_2 (\omega_c^3 + 12\omega_0 \omega_c^2 + 18\omega_0^2 \omega_c + 4\omega_0^3)(L_1 + L_2) + [b_0 L_1 L_2 C \omega_0^4 + b_0 (3\omega_c^2 + 12\omega_0 \omega_c + 6\omega_0^2)(L_1 + L_2) + \omega_0 \omega_c (6\omega_0 \omega_c^2 + 4\omega_c^2 + 12\omega_0^2 \omega_c + 18\omega_0 \omega_c + 3\omega_0^3 + 12\omega_0^2)] (T_1 + T_2) + b_0 L_1 L_2 C (\omega_c^3 + 12\omega_0 \omega_c^2 + 18\omega_0^2 \omega_c + 4\omega_0^3) + b_0 (3\omega_c + 4\omega_0)(L_1 + L_2) \\ a_3 &= b_0 \omega_0^4 (-M_1 M_2 + T_1 T_2)(L_1 + L_2) + \omega_0^3 \omega_c^2 T_1 T_2 (4\omega_c + 3\omega_0) + b_0 (\omega_c^3 + 12\omega_0 \omega_c^2 + 18\omega_0^2 \omega_c + 4\omega_0^3)(L_1 + L_2)(T_1 + T_2) + b_0 (3\omega_c^2 + 12\omega_0 \omega_c + 6\omega_0^2)(L_1 + L_2) + \omega_0 \omega_c (6\omega_0 \omega_c^2 + 4\omega_c^2 + 12\omega_0^2 \omega_c + 18\omega_0 \omega_c + 3\omega_0^3 + 12\omega_0^2) + \omega_0^4 \\ a_2 &= b_0 \omega_0^4 (-M_1 - M_2)(L_1 + L_2) + \omega_0^4 \omega_c^3 T_1 T_2 + (b_0 \omega_0^4 L_1 + b_0 \omega_0^4 L_2 + 4\omega_0^3 \omega_c^3 + 3\omega_0^4 \omega_c^2)(T_1 + T_2) + b_0 (\omega_c^3 + 12\omega_0 \omega_c^2 + 18\omega_0^2 \omega_c + 4\omega_0^3)(L_1 + L_2) \\ a_1 &= \omega_0^4 \omega_c^3 (T_1 + T_2) + 4\omega_0^3 \omega_c^3 + 3\omega_0^4 \omega_c^2 \\ a_0 &= \omega_0^4 \omega_c^3 \end{aligned}$$

由于系统控制器带宽  $\omega_c$  和系统观测器带宽  $\omega_0$  等参数均为正值,可知系统闭环传递函数分母的系数均大于 0,使用李纳德-威帕特判据,保持系统稳定其参数需满足奇数阶赫尔维兹行列式都是正数,  $\Delta_i > 0, i = 1, 3, 5, 7, 9$

$$\Delta_1 = a_9, \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_9 & a_7 & a_5 \\ 0 & a_8 & a_6 \\ 0 & a_9 & a_7 \end{vmatrix}, \Delta_5 = \begin{vmatrix} a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 \\ 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 \\ 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 \\ 0 & 0 & a_8 & a_6 & a_4 \\ 0 & 0 & a_9 & a_7 & a_5 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_7 = \begin{vmatrix} a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 & 0 \\ 0 & 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 \\ 0 & 0 & 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 \end{vmatrix}, \Delta_9 =$$

$$\begin{pmatrix} a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_8 & a_6 & a_4 & a_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_9 & a_7 & a_5 & a_3 & a_1 \end{pmatrix}, \text{ 可让改进}$$

LADRC 控制系统在一定的参数取值范围内具有较好的系统稳定性。

#### 4 仿真验证

为验证文章提出改进 ADLADRC 控制的正确性和有效性,基于 Matlab/Simulink 数字仿真平台,建立永磁直驱风电 LCL 型并网变流器仿真模型,系统和改进 ADLADRC 控制器部分仿真参数如表 1、2 所示。

表 1 并网变流器系统参数

参数	数值
额定功率/MW	1.5
直流母线电压/V	800
网侧线电压/V	690
电网频率/Hz	50
滤波电感 $L_1$ /mH	0.5
滤波电感 $L_2$ /mH	0.06
滤波电容 $C$ / $\mu$ F	10

表 2 控制器参数

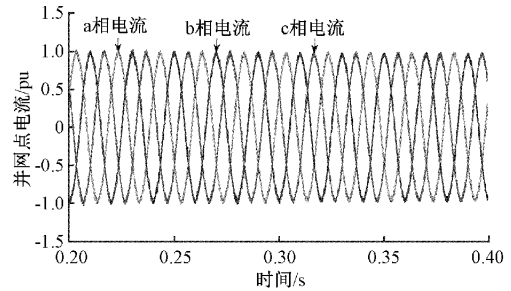
参数	数值
控制器带宽容 $\omega_c$	10
观测器带宽 $\omega_o$	100
LADRC 参数 $b_5$	$8.8 \times 10^{10}$
LADRC 参数 $T_1$	$8 \times 10^{-6}$
LADRC 参数 $T_2$	$1 \times 10^{-5}$
有源阻尼参数 $H_c$	112

为了方便对比分析传统 PI 控制、传统 LADRC 控制和改进 ADLADRC 控制对并网点电流波形的影响,以 a 相电流为例进行验证分析,实验分为在系统稳态时和并网点电流发生满载切半载时两部分。

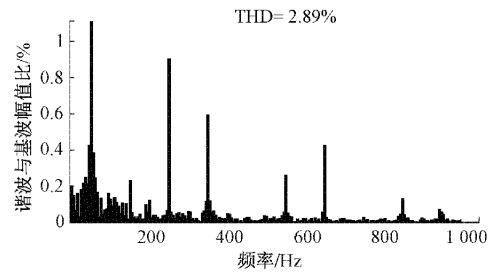
工况 1:并网稳定性对比分析

图 10 为稳态条件下并网点电流仿真结果。由图 10(a)和(b)可知,传统 PI 控制策略并网点电流波形有畸变现象,峰值处有明显的谐振电流抖动,电流畸变率为 2.89%,200 Hz 以上高频谐波含量较高。由图 10(c)和(d)可知,传

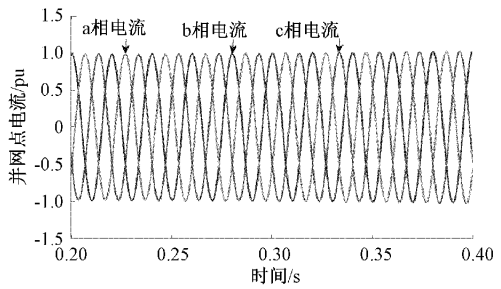
统 LADRC 控制策略并网点电流中谐振现象基本消除,电流畸变率得到明显的改善,电流畸变率为 1.06%,200 Hz 以上高频谐波含量明显降低。由图 10(e)和(f)可知,改进 ADLADRC 控制策略电流畸变率降为 0.39%,电流波形基



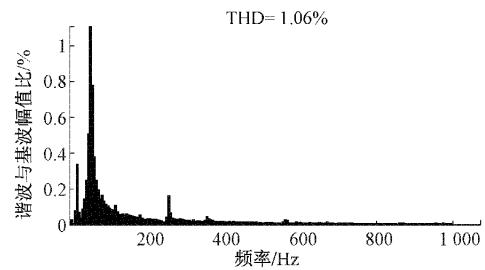
(a) 传统PI控制下并网点电流



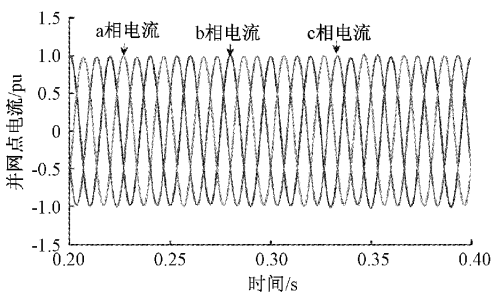
(b) 传统PI控制下并网点电流FFT结果



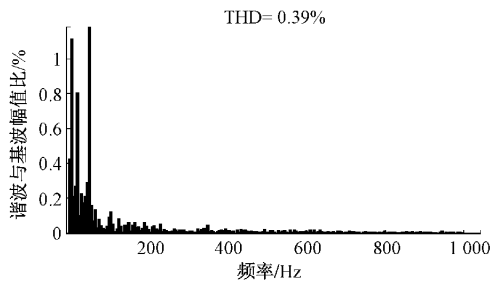
(c) 传统LADRC控制下并网点电流



(d) 传统LADRC控制下并网点电流FFT结果



(e) 改进ADLADRC控制下并网点电流



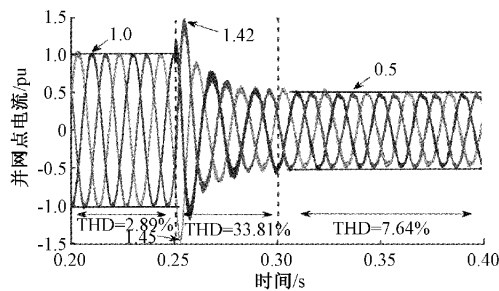
(f) 改进ADLADRC控制下并网电流FFT结果

图 10 稳态条件下并网点电流

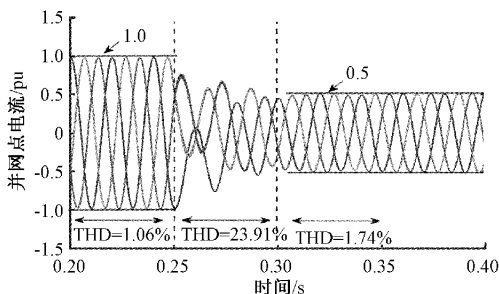
本无畸变现象,200 Hz 以上高频谐波基本消除。因此,相比于传统 PI 和 LADRC,可明显发现改进 ADLADRC 控制策略对风电系统具有更好的并网稳定性和谐波抑制能力。

工况 2: 负载变化时对比分析

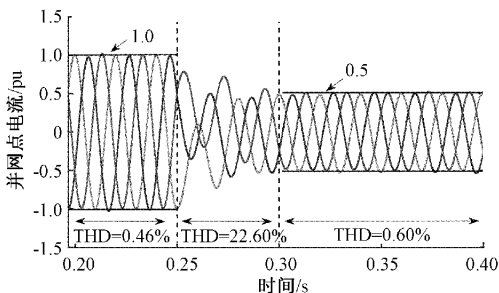
图 11 为系统发生满载切半载 0.5 pu 时并网点电流仿真,对比分析在 0.25 s 系统发生切变到稳态全过程电流波形及谐波率。由图 11(a)可知,传统 PI 控制下,并网点电流由 1.0 pu 升至 1.42 pu,后在 0.5 pu 附近波动,并且过程中并网电流产生严重的谐波及谐振。在稳态时电流畸变率由



(a) 传统PI控制下并网电流



(b) 传统LADRC控制下并网电流



(c) 改进ADLADRC控制策略下并网电流

图 11 满载切半载时并网点电流

满载时 2.89% 增至半载时 7.64%, 并网电流波形发生严重畸变, 说明传统 PI 控制不能有效地实现系统并网稳定控制。由图 11(b) 可知, 传统 LADRC 控制在系统发生切变时并网电流存在轻微波形抖动的谐振现象, 但并网过程中无过电流产生, 在稳态时电流畸变率由满载时 1.06% 增至半载时 1.74%, 相比传统 PI 控制稳态时电流波形畸变有明显改善, 但系统仍存在谐波及谐振问题。由图 11(c) 可知, 改进 ADLADRC 控制策略下并网电流波形相比 LADRC 和 PI 控制, 波形光滑和基本无谐振现象与过电流, 稳态时电流波形基本无畸变现象。电流畸变率由满载时 0.39% 增至半载时 0.60%, 仍满足谐波含量国家标准。并且满载切半载时并网点电流波形比较稳定和迅速, 动态响应更优。表明本文提出的改进 ADLADRC 控制相比传统 PI 和 LADRC 具有更好解决负载变化对系统影响和更优越控制性能。

5 结 论

为了提高风电变流器并网的稳定性和解决负载波动时容易产生谐波和谐振的问题, 在传统三阶 LADRC 控制器的基础上, 文中提出一种改进 ADLADRC 控制策略。改进的自抗扰控制器是在总扰动通道上串联滤波器, 并将滤波后的信号变成总扰动的观测值构成。其化解了传统 LESO 的固有矛盾, 提高 LESO 的观测观测精度和信号保真性, 并提升控制系统的跟踪和抗扰特性。其与有源阻尼控制结合成的改进 ADLADRC 控制策略, 增强了系统谐振抑制能力。仿真结果表明, 改进 ADLADRC 控制策略对系统并网稳定性和谐波抑制效果均优于传统 PI 和 LADRC 控制能力, 改进 ADLADRC 控制策略有更强的鲁棒性和自适应性, 并提升了风电系统并网控制性能。此外, 本文所提改进 ADLADRC 控制策略相比传统 LADRC 控制增加了三个设计参数, 提升了系统参数调节的复杂性。如何简化参数设计和进一步提高控制效果有待解决, 后续会在相关方面深入研究。

参考文献

- [1] 李庆, 程鹏, 王伟胜, 等. 考虑电网背景谐波影响的直驱风电机组谐波电流建模与分析[J]. 电网技术, 2018, 42(7): 2178-2184.
- [2] 徐志英, 许爱国, 谢少军, 等. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(7): 36-41.
- [3] 张计科, 王美臣. LCL 型光伏并网逆变器无源阻尼控制策略[J]. 电源技术, 2020, 44(9): 1334-1337.
- [4] 贾科, 陈金锋, 钮厚敏, 等. 光伏并网系统的谐振抑制策略及无源阻尼选取方法[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(15): 109-114.
- [5] 刘宝泉, 郭华, 朱一昕, 等. 三相变流器无源阻尼型 LCL 滤波器的分析与设计[J]. 电工技术报, 2017, 32(2):



- 195-205.
- [6] 邹叶,汪飞,李鹏,等. 逆变并网中 LCL 无源阻尼分裂电容设计[J]. 计算技术与自动化,2016,35(1):36-40.
- [7] 许德志,阮毅,王伟胜. LCL、LLCL 和 LLCCL 滤波器无源阻尼分析[J]. 中国电机工程学报,2015,35(18):4725-4735.
- [8] 许津铭,谢少军,肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(9):27-33.
- [9] WANG X, BLAABJERG F. Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 31(1): 213-223.
- [10] 林盛超,熊健,贺诗明,等. 基于并网电流反馈的新型有源阻尼方法[J]. 电网技术,2021,45(3):926-939.
- [11] 王渝红,叶葳,宋瑞华,等. 基于阻抗分析法的三相 LCL 型并网逆变器附加有源阻尼设计[J]. 电网技术,2021,47(8):2645-2656.
- [12] 侯超群,杨岸,侯超众. 基于 LCL 型逆变器有源阻尼研究[J]. 建筑电气,2018,37(1):58-63.
- [13] 吴文进,苏建徽,汪海宁,等. 一种改进型的有源阻尼方法与谐振抑制机理分析[J]. 太阳能学报,2020,41(11):71-78.
- [14] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策,1998,13(1):19-23.
- [15] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[J]. IEEE, 2003, 4989-4996.
- [16] MA Y, WEI C, ZHOU X. MPPT control of photovoltaic system combined with correction link and LADRC [J]. IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2021, 36(11): 426-430.
- [17] 陶珑. 永磁直驱风电系统并网侧逆变器的分析与控制[D]. 天津:天津理工大学,2020.
- [18] 王海星,岳云凯,朱军,等. 小型离网风力发电系统逆变器控制研究[J]. 电子测量技术,2017,40(2):20-24.
- [19] 周雪松,崔阳阳,马幼捷,等. 并联型有源电力滤波器的改进线性自抗扰控制[J]. 电力系统及其自动化学报,2020,32(12):7-15.
- [20] 杨林,曾江,黄仲龙,等. 线性自抗扰技术在 LCL 逆变器并网电流控制及有源阻尼中的应用[J]. 电网技术,2019,43(4):1378-1386.
- [21] 袁东,马晓军,曾庆含. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 电网技术,2013,30(12):1630-1640.
- [22] 马幼捷,姜欣宇,周雪松. 基于三相四线制 DSTATCOM 的新型线性自抗扰控制策略[J]. 电子测量技术,2021,44(16):23-30.

#### 作者简介

**李月超**, 硕士研究生, 主要研究方向为自抗扰控制技术、风电并网技术。

E-mail: lyc4042@126.com

**高志强**, 博士, 教授, 主要研究方向为自抗扰控制技术。

E-mail: sjteam2020@126.com

**周雪松**, 博士, 教授, 主要研究方向为电力系统及其自动化、新能源发电技术。

E-mail: zxsmyj@126.com

**郭帅朝**, 硕士研究生, 主要研究方向为自抗扰控制技术、光伏并网技术。

E-mail: shuaichao8253@126.com