

基于二阶线性自抗扰的风电并网逆变器 电压控制

马幼捷¹, 赵发庆², 周雪松¹, 刘茂², 杨豹²

(1. 天津理工大学 天津市复杂控制理论重点实验室, 天津 300384;

2. 天津理工大学 电气电子工程学院, 天津 300384)

摘要: 为了提高直驱永磁风电并网逆变器直流侧电压的稳定, 设计了一种二阶线性自抗扰(LADRC)的并网逆变器电压控制器。建立了三相PWM电压源型并网逆变器的数学模型, 分析了其传统的双闭环PI控制方式, 在此基础上设计了二阶LADRC控制器来代替传统的电压外环PI控制器, 目的是使直流侧电压快速稳定, 减小波动。分析了电压外环二阶LADRC控制器的设计原理, 最后通过在Matlab/Simulink搭建1.5 MW直驱永磁风力发电机组仿真验证所设计控制器的有效性。结果表明, 相对于传统的控制方式, 所设计的二阶LADRC控制器电压的稳定速度更快, 并网电流的总谐波畸变率(THD)更小。即使在电网电压发生扰动时, 也能有一个良好的控制性能, 提高了直流侧电压的抗干扰能力。

关键词: 直驱永磁风力发电; 风电并网; 并网逆变器; 线性自抗扰控制

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20388

Voltage Control of Wind Power Grid-connected Inverter Based on Second-order Linear Active Disturbance Rejection

MA Youjie¹, ZHAO Faqing², ZHOU Xuesong¹, LIU Mao², YANG Bao²

(1. Tianjin Key Laboratory for Control and Application in Complicated Systems, Tianjin University

of Technology, Tianjin 300384, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering,

Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: In order to improve the DC voltage stability of direct-drive permanent magnet wind power grid-connected inverters, a voltage controller of second-order linear active disturbance rejection control (LADRC) grid-connected inverters was designed. The mathematical model of three-phase PWM voltage source grid-connected inverters was established, and the traditional double closed-loop PI control mode was analyzed. On this basis, a second-order LADRC controller was designed to replace the traditional voltage outer-loop PI controller in order to make the DC side voltage stable quickly and reduce the fluctuation. The design principle of the second-order LADRC controller with voltage outer loop was analyzed. Finally, the validity of the designed controller was verified by the simulation of an 1.5 MW direct-drive permanent magnet wind turbine set built in Matlab/Simulink. The results show that the designed second-order LADRC controller has faster voltage stability and smaller total harmonic distortion (THD) of grid-connected current than the traditional control method. Even when the grid voltage disturbance occurs, it can also have a good control performance and improve the anti-interference ability of DC side voltage.

Key words: direct-drive permanent magnet wind power generation; wind power integration; grid-connected inverter; linear active disturbance rejection control (LADRC)

随着大功率电力电子器件的快速发展和成力发电的主力机型之一^[1], 直驱永磁风力发电机组功应用, 直驱永磁风力发电系统已经成为我国风 (direct-drive permanent magnet synchronous genera-

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: 马幼捷(1964—), 女, 博士, 教授, Email: zxsmyj@126.com

tor, D-PMSG)通过背靠背双脉宽调制(pulse width modulation, PWM)变流器实现发电机和大电网的隔离。然而由于风力发电具有随机性、间歇性等特点,改善风电并网逆变器的控制策略及并网电能质量依旧是当前的研究热点。并网逆变器作为风力发电系统能量转换的重要部分,所受到的扰动主要包括两个部分:变流器内部参数发生变化和外部条件变动所引起的扰动^[2]。通常可以增大直流侧电容值来抑制直流母线电压的波动,但这会降低系统的响应速度,使发电成本增加、可靠性降低。因此并网逆变器控制策略的研究与应用具有重大的工程意义。

当前并网逆变器的控制方式主要有电压定向控制(voltage orientation control, VOC)、直接功率控制(direct power control, DPC)和非线性控制等^[3-4]。文献[5]分析了基于电网电压矢量定向的网侧逆变器控制策略,实现了系统的单位因数并网,通过仿真验证该控制策略的有效性。文献[6]提出用模糊PI控制技术和神经网络PI控制技术取代传统的PI控制器,提高了并网电流的正弦饱满度,减少了谐波含量。文献[7]通过在电压外环使用滑膜变结构控制,内环采用预测电流控制,有效地抑制了网侧电流谐波,使得直流侧电压更加稳定。然而上述的研究均忽略了外部环境的变化、系统模型不确定性以及内部参数摄动对直流侧电压的影响,严重时会影响系统的稳定。

自抗扰控制器(active disturbance rejection control, ADRC)自带扩张状态观测器(extended state observer, ESO)这个核心部件,能够实时估计并补偿系统中的所有扰动^[8-10],不仅能够控制系统内部参数变化引起的扰动,还能够抑制系统外扰带来的影响。基于此,本文针对并网逆变器的电压外环设计了三阶的线性ESO,通过此观测器将扰动量以及被控量估计出来,然后通过反馈通道对扰动量进行补偿,并设计一种比例微分(proportional differential, PD)控制器以抑制被控量突变而引起的冲击,从而设计了一种基于二阶LADRC的并网逆变器电压外环控制器,构成新的双闭环控制系统,提高了直流侧电压的抗扰能力。

1 并网逆变器的数学模型及控制策略

1.1 并网逆变器的数学模型

三相PWM电压源型并网逆变器的基本结构如图1所示^[6]。

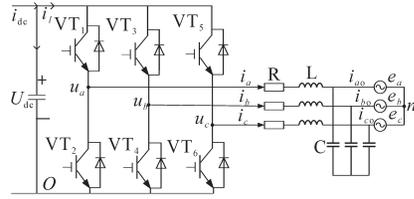


图1 三相PWM电压源型并网逆变器结构图

Fig. 1 Three-phase PWM voltage source type with network side inverter

图1中,直流侧用电容代替;L为网侧滤波电感;R为等效电阻;C为网侧滤波电容; i_a, i_b, i_c 为三相电感电流; i_{a0}, i_{b0}, i_{c0} 为流向电网电流; e_a, e_b, e_c 为电网相电压; u_a, u_b, u_c 为逆变器桥臂中点电压; U_{dc} 为直流母线电压。

为确定三相PWM电压源型并网逆变器的数学模型,针对图1所示的拓扑结构,作出如下的假设^[1]:1)三相电网电压为对称的正弦波电压,且保持相对稳定;2)主回路电力电子开关器件均为理想开关器件;3)直流母线电压 U_{dc} 保持恒定。

首先定义开关函数如下:

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通,下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断,下桥臂导通} \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (1)$$

式中: S_k 为各桥臂开关函数的状态。

定义了开关函数之后则可得并网逆变器的数学模型为

$$\begin{cases} U_{an} = U_{dc} \cdot S_a = U_{ao} + U_{on} = R \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + e_a \\ U_{bn} = U_{dc} \cdot S_b = U_{bo} + U_{on} = R \cdot i_b + L \cdot \frac{di_b}{dt} + e_b \\ U_{cn} = U_{dc} \cdot S_c = U_{co} + U_{on} = R \cdot i_c + L \cdot \frac{di_c}{dt} + e_c \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_{an}, U_{bn}, U_{cn} 是各桥臂中点与电网电压中性点n之间的电压; U_{dc} 为直流侧电压; U_{ao}, U_{bo}, U_{co} 为各桥臂中点与下面桥臂节点O之间的电压; U_{on} 为下面桥臂的节点O与电网电压中性点n之间的电压; i_{dc} 为直流侧流进的电流; i_L 为流入电网的电流。因为三相并网逆变器系统对称,则下式成立:

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (3)$$

联立以上两式可得:

$$U_{on} = -\frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) U_{dc} \quad (4)$$

因此可得逆变器在三相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_a}{dt} = -R \cdot i_a - e_a + (S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})U_{dc} \\ L \cdot \frac{di_b}{dt} = -R \cdot i_b - e_b + (S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})U_{dc} \\ L \cdot \frac{di_c}{dt} = -R \cdot i_c - e_c + (S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})U_{dc} \\ C \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = -S_a \cdot i_a - S_b \cdot i_b - S_c \cdot i_c + i_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)转换为式(6)的状态方程形式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{L} (S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) - \frac{e_a}{L} \\ \frac{U_{dc}}{L} (S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) - \frac{e_b}{L} \\ \frac{U_{dc}}{L} (S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) - \frac{e_c}{L} \end{bmatrix} \quad (6)$$

从状态方程可以看出,通过控制逆变器的开关状态,就可以改变逆变器输出的各相电压,从而改变电流,实现电能从逆变器输出到电网。但网侧逆变器在三相静止坐标系下的数学模型中含有变化的交流量,这对我们实现系统的控制会造成阻碍,所以必须要将三相静止坐标系下的数学模型转换为两相同步旋转坐标系下的模型,将时变的交流量转化直流量,从而简化控制系统设计^[11]。

通过坐标变换原理将时变的交流量转换为直流量,其变换矩阵为^[6]

$$C_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t - 120^\circ) \\ -\sin(\omega t) & -\cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (7)$$

经坐标变换后可得两相同步旋转 $d-q$ 坐标系下状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (S_d \cdot U_{dc} - e_d) \\ \frac{1}{L} (S_q \cdot U_{dc} - e_q) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: ω 为电网角频率; e_d, e_q 分别为电网电压在两相 $d-q$ 同步旋转坐标系下的 d, q 轴分量; i_d, i_q 分别为网侧输入电流在两相 $d-q$ 同步旋转坐标系下的 d, q 轴分量; S_d, S_q 分别为两相 $d-q$ 同步旋转坐标系下 d, q 轴的开关函数。

网侧逆变器开关的输出电压关系如下:

$$\begin{cases} U_d = S_d \cdot U_{dc} \\ U_q = S_q \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (9)$$

由式(8)和式(9)可得风电并网逆变器在两相 $d-q$ 旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} U_d = e_d - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q \\ U_q = e_q - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d \end{cases} \quad (10)$$

从式(10)可以看出,通过坐标变换以后,三相静止坐标系中的交流量在两相 $d-q$ 旋转坐标系下全部转变为直流量,因此建立的系统模型得到简化,系统的控制器设计更加方便。

1.2 电压定向矢量控制策略的原理

并网逆变器的电压定向矢量控制(VOC)一般是采用电压外环和电流内环双PI控制结构^[4]。在该控制方式下能够保持直流侧电压的稳定,并且可以使交流侧输出良好的正弦电流波形,使得逆变器达到单位功率因数并网的要求。电压外环的控制是基于直流侧电压的给定与反馈的差值来调节的,从而实现维持电压稳定的目的,外环的输出作为内环 d 轴电流的给定,而电流内环主要是实现快速跟踪给定。

在坐标变换过程中,使 d 轴方向与电网电压空间矢量 \mathbf{E} 对齐,即以电网电压 a 相峰值点作为旋转角 θ 的零点,此时有 $e_d = |\mathbf{E}|, e_q = 0, \alpha - \beta$ 和 $d-q$ 坐标系下的向量图如图2所示^[4]。

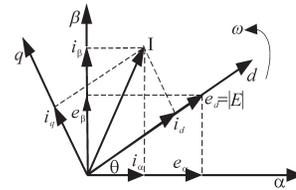


图2 $\alpha-\beta$ 和 $d-q$ 坐标系下网侧电压电流向量图

Fig.2 Voltage and current vector diagrams in the coordinate system at $\alpha-\beta$ and $d-q$ grid-side

图2中, i_d, i_q 分别为侧电流中的有功和无功分量; u_d, u_q 为输出的控制量。在稳态时,由于 i_d, i_q 均为直流,其微分项等于零,则根据式(10)可得:

$$\begin{cases} U_d = e_d - Ri_d + \omega Li_q \\ U_q = -Ri_q - \omega Li_d \end{cases} \quad (11)$$

式中: e_d 为电网电压的前馈分量,该项能够克服由电网电压波动造成的扰动; ωLi_d 和 ωLi_q 为解耦项,这样可以分开控制有功电流和无功电流^[11]。

在双闭环结构中,为保持直流母线电压的稳定,将电压外环的输出作为电流内环有功电流的给定值;无功电流由外部给定,为实现单位功率因

数并网,无功电流给定值设为零^[1]。有功和无功电流经过电流内环反馈后,将闭环输出叠加到稳态

控制方程中,即可输出控制量 u_d, u_q 。图3为三相电压型PWM网侧逆变器电压定向矢量控制框图。

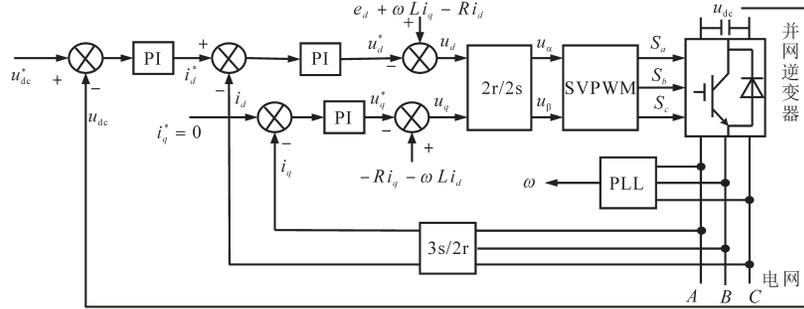


图3 网侧逆变器电网电压定向控制框图

Fig. 3 Block diagram of grid voltage orientation control for grid side inverter

设 k_{up}, k_{ui} 分别为电压外环控制器的比例系数和积分系数; k_{ip}, k_{ii} 分别为电流内环控制器的比例系数和积分系数,可得到最终的系统控制模型^[6]:

$$\begin{cases} \dot{i}_d^* = k_{up}(U_{dc}^* - U_{dc}) + k_{ui} \int (U_{dc}^* - U_{dc}) dt \\ \dot{i}_q^* = 0 \\ \dot{u}_d = e_d - Ri_d + \omega Li_d - k_{ip}(i_d^* - i_d) - k_{ii} \int (i_d^* - i_d) dt \\ \dot{u}_q = -Ri_q - \omega Li_d - k_{ip}(i_q^* - i_q) - k_{ii} \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (12)$$

式中: i_d^*, i_q^* 分别为内环 d, q 轴的给定值; U_{dc}^* 为直流侧电压的给定值。

代入式(10),得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = k_{ip}(i_d^* - i_d) + k_{ii} \int (i_d^* - i_d) dt \\ L \frac{di_q}{dt} = k_{ip}(i_q^* - i_q) + k_{ii} \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (13)$$

从上式可以看出,网侧 d 轴输出电流的控制模型和网侧 q 轴输出电流的控制模型中都只含有各自的分量,系统实现了解耦控制^[12]。这样一来,在设计系统的PI控制器时就会更加的准确和简单,对系统的控制变得更加稳定。设计控制器之后按“一阶最佳”原则来选取电流内环控制器参数,以获得最佳的阶跃响应;电压外环控制器参数根据“模最佳”原则来设^[13],以获得最优的调节性能和保证系统的稳定性。由图3可以看出 u_d, u_q 作为控制量输出后,将与空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)策略接口相连,得到最终的开关函数以控制网侧逆变器的导通和关断。

2 电压外环二阶LADRC控制器的设计

并网逆变器传统的PI控制是基于误差来消

除误差的控制方式,相比扰动的影响该种被动控制方式存在一定的滞后性。还可能由于初始的控制力过大导致系统产生振荡或大的超调,虽然积分能够消除系统的误差,但也会带来系统相角滞后,抑制变化和未知扰动的能力不明显^[14]。自抗扰控制(ADRC)能将影响系统控制的一切不确定性因素看成总扰动,予以估计和补偿^[15],可将复杂系统校正为积分串联型,以获得期望的控制性能,并具有对系统参数和外部干扰不敏感性、鲁棒性强等特点,而且设计简单、参数整定方便、响应速度快。基于此,本文提出基于二阶LADRC的并网逆变器电压外环控制策略,提高并网逆变器电压的控制效果。

2.1 二阶线性自抗扰的基本原理

自抗扰控制器(ADRC)是韩京清教授提出的一种新型控制器,其主要包括跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、非线性状态误差反馈控制律(nonlinear state error feedback, NLSEF)和扩张状态观测器(ESO),是解决不确定性、非线性系统控制问题的强有力的方法。虽然开始ADRC使用了大量的非线性函数,阻碍了其在工程上的应用,但随着研究的深入,美国克利夫兰州立大学的高志强博士利用频率尺度的概念,将ESO线性化并引进PD控制器,从而设计了线性自抗扰控制器(LADRC),并将控制器的参数与带宽相联系^[16],使得ADRC参数的整定更加方便,促进了ADRC的工程应用。接下来具体分析二阶LADRC的核心算法。

假设有二阶系统如下:

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_2 y + b \cdot u + \omega \quad (14)$$

式中: u 为控制输入; y 为系统输出; ω 为未知外部扰动, a_1, a_2 为系统参数, a_1, a_2, ω 都是未知的; b 为

控制增益且部分是可知的,假设已知部分为 b_0 。

因此可以将式(14)改写为

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= -a_1\dot{y} - a_2y + \omega + (b - b_0) \cdot u + b_0u \\ &= f + b_0u \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $f = -a_1\dot{y} - a_2y + \omega + (b - b_0) \cdot u$

式中: f 为包含系统内部不确定和外部不确定的总扰动。

现设 $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f, x_3$ 为系统扩张的状态变量,则式(15)可改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0u \\ \dot{x}_3 = h \\ y = x_1 \end{cases} \quad (16)$$

其中 $h = \dot{f}$

式中: x_1, x_2, x_3 为状态变量。

则可以将式(16)转化为连续的状态空间表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx \end{cases} \quad (17)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad C = [1 \ 0 \ 0]$$

对应的连续线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (18)$$

整理后最终表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - l_1(z_1 - y) \\ \dot{z}_2 = z_3 - l_2(z_1 - y) + b_0u \\ \dot{z}_3 = -l_3(z_1 - y) \end{cases} \quad (19)$$

式中: z_1 为 x_1 的估计值; z_2 为 x_2 的估计值; z_3 为 f 的估计值; l_1, l_2, l_3 为观测器增益。

显然,当选择了合适的观测器增益 l_1, l_2, l_3 ,该扩张状态观测器就能估计原系统的各个状态变量。取系统的控制量为

$$u = (-z_3 + u_0)/b_0 \quad (20)$$

忽略 z_3 对 f 的估计误差,则最初的不确定系统可变形为 $\ddot{y} = (f - z_3) + u_0 \approx u_0$,即原来的非线性控制系统变成了线性的积分器串联型控制系统。

则二阶线性自抗扰控制器可设计为

$$\begin{cases} u_0(t) = k_p(v - z_1) - k_d z_2 \\ u = (-z_3 + u_0)/b_0 \end{cases} \quad (21)$$

其中 $k_p = \omega_c^2 \quad k_d = 2\omega_c$

式中: ω_c 为控制器带宽。

其线性扩张状态观测器增益分别为 $l_1 = 3\omega_0, l_2 = 3\omega_0^2, l_3 = \omega_0^3$ 。二阶LADRC结构原理图如图4所示。

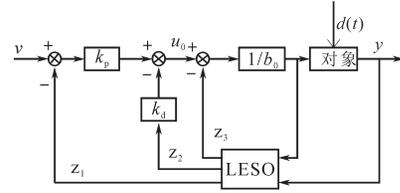


图4 二阶LADRC控制器结构图

Fig. 4 Structure of second-order LADRC controller

由图4可见,这样的结构较为简单,只需要调整 ω_0, ω_c, b_0 等几个参数就可以完成LADRC的参数整定工作,可调参数较少,易于实现。

2.2 LADRC控制器的参数整定原则分析

由式(19)可以得到三阶LESO的特征方程为

$$s^3 + l_1s^2 + l_2s + l_3 = 0 \quad (22)$$

根据文献[16],为保证系统调节时间短、稳定性好,将特征方程的极点配置在 $-\omega_0$ 处,则式(22)变换为

$$s^3 + l_1s^2 + l_2s + l_3 = (s + \omega_0)^3 = 0 \quad (23)$$

由此 ω_0 为LESO中唯一需要整定的参数。 ω_0 越大,LESO的带宽越大^[17],其观测扰动的精度越高,控制器的控制品质越好。但在实际的参数整定中, ω_0 过大也会导致测量噪声被放大,不利于对系统的控制,因此在实际的工程中 ω_0 不宜选取过大,要综合考虑观测噪声对系统的影响,适当调节参数的大小。

由式(21)可得反馈控制系统的特征方程为

$$s^2 + k_d s + k_p = 0 \quad (24)$$

为了保证系统响应的快速性,将特征方程的极点配置在 $-\omega_c$ 处^[18],则式(24)变为

$$s^2 + k_d s + k_p = (s + \omega_c)^2 = 0 \quad (25)$$

可以看出PD控制器中唯一需要整定的参数是 ω_c 。 ω_c 越大,系统的输出响应越迅速,动态过程的时间越短。但在实际工程参数整定过程中 ω_c 越大,会增加PD控制器的负担,导致系统对噪声的敏感程度增加,严重时会导致系统失稳,因此在实际工程中整定时需要平衡系统的快速性与稳定性。

2.3 电压外环LADRC控制器设计

要设计电压外环的二阶LADRC控制器,需首先设计三阶的线性扩张状态观测器。由于ADRC具有不依赖于对象模型的特点,可将系统的一切不确定因素视为总扰动,因此只需要确定

系统的输入和输出即可^[19-20]。风电并网逆变器在 $d-q$ 旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{U_d}{L} + \frac{e_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{U_q}{L} + \frac{e_q}{L} \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{3}{2C} \sum_{k=d,q} S_k i_k + \frac{1}{C} i_{dc} \end{cases} \quad (26)$$

式中: S_k 为开关函数在两相旋转坐标系下 d, q 轴分量; i_k 为网侧电流在两相旋转坐标系下的 d, q 轴分量。

通过对式(26)中的第3个等式求导化简后得:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 U_{dc}}{dt^2} &= \frac{3}{2LC} \sum_{k=d,q} (S_k i_k R - S_k e_k) + \frac{3\omega}{2C} (S_q i_d - S_d i_q) + \\ &\quad \frac{3}{2LC} \sum_{k=d,q} S_k U_k \end{aligned} \quad (27)$$

将式(27)的微分方程转化为状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ b_0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ h \end{bmatrix} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (28)$$

其中 $x_3 = f \quad b_0 = \frac{3}{2LC}$

$$f = \frac{3}{2LC} \sum_{k=d,q} (S_k i_k R - S_k e_k) + \frac{3\omega}{2C} (S_q i_d - S_d i_q) \quad (29)$$

式中: 状态变量 x_1, x_2 分别为输出 $y = U_{dc}$ 及其微分; x_3 为扩张状态变量, 表示为系统的总扰动; h 为 f 的微分。

根据式(19)可得电压外环的三阶 LESO 为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - 3\omega_0(z_1 - y) \\ \dot{z}_2 = z_3 - 3\omega_0^2(z_1 - y) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -\omega_0^3(z_1 - y) \end{cases} \quad (30)$$

当参数 ω_0 准确整定时, 状态观测器的输出 z_1, z_2 和 z_3 分别收敛于直流母线电压 U_{dc} , U_{dc} 的微分信号以及总扰动 f 。

线性控制律可设计为

$$\begin{cases} u_0 = \omega_c^2 (U_{dc}^* - z_1) - 2\omega_c z_2 \\ u = (-z_3 + u_0) / b_0 = i_d^* \end{cases} \quad (31)$$

式中: U_{dc}^* 为直流母线电压的给定; i_d^* 为电流内环的给定。

因此基于 LADRC 的并网逆变器的控制框图如图 5 所示。

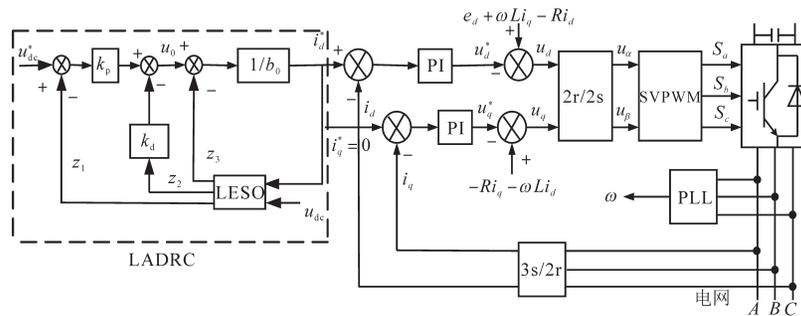


图5 基于LADRC的网侧逆变器控制框图

Fig. 5 Block diagram of LADRC-based grid-side inverter control

3 对比仿真研究

为了验证本文所设计控制方法的有效性,在 Matlab/Simulink 中搭建 1.5 MW 直驱永磁风力发电系统的仿真模型,其主要参数为:额定功率 1.5 MW,网侧线电压 690 V,直流母线电压 1 070 V,直流母线电容 $C=240 \mu\text{F}$,网侧进线等效电阻 0.942Ω ,网侧 LC 滤波器电容 $147 \mu\text{F}$,网侧 LC 滤波器电感 $L_s=120 \mu\text{H}$ 。控制器参数为:观测器带宽 $\omega_0=700 \text{ rad/s}$,控制器带宽 $\omega_c=6\ 000 \text{ rad/s}$;外环 PI 控制器参数 $k_{up}=38.4, k_{ui}=6.144$;内环 PI 控制器参数 $k_{ip}=0.2, k_{ii}=1.57$ 。本文提出的控制方法和传

统的基于电网电压定向的矢量控制方法进行对比仿真分析。

3.1 正常运行时的仿真实验分析

系统在无扰动的情况下,仅是控制方式不同,其他条件相同,仿真时间为 3 s。此时直流母线电压在两种控制方式的仿真波形如图 6 所示。图 6a 为在传统控制方式下,并网逆变器的直流侧母线电压波形,进入稳态之前最大值超过了 1.009(标么值),大约在 0.115 s 时进入稳态,即直流母线电压达到额定值 1.0(标么值),通过在 2~2.5 s 局部放大图可以看出,电压的抖动幅度较大。图 6b 为在本文控制方式下的直流母线电压,

进入稳定之前的最大幅值为 1.005(标么值),大约在 0.100 s 就进入稳定,较传统方式系统响应速度快,从 2~2.5 s 局部放大图中可以看出电压幅值的抖动范围比传统控制方式小,电压更稳定。

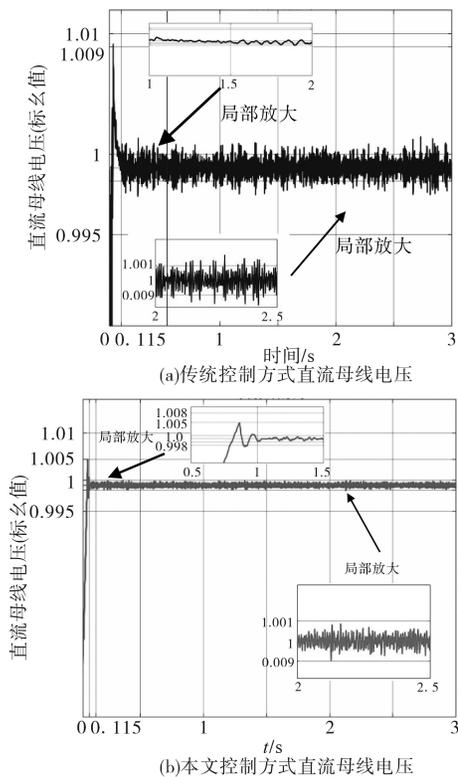


图6 直流母线电压仿真对比图

Fig. 6 Simulation comparison chart of DC bus voltages

图7为 a 相并网电流的谐波分析对比图。

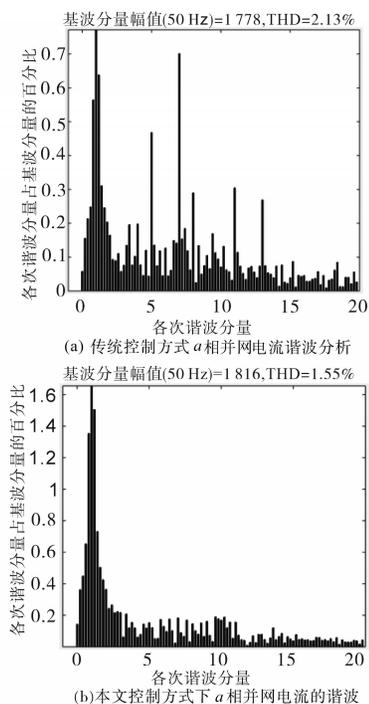


图7 a 相并网电流的谐波分析对比

Fig. 7 Harmonic analysis of a phase current

图8为 a 相电网电压谐波对比仿真图。

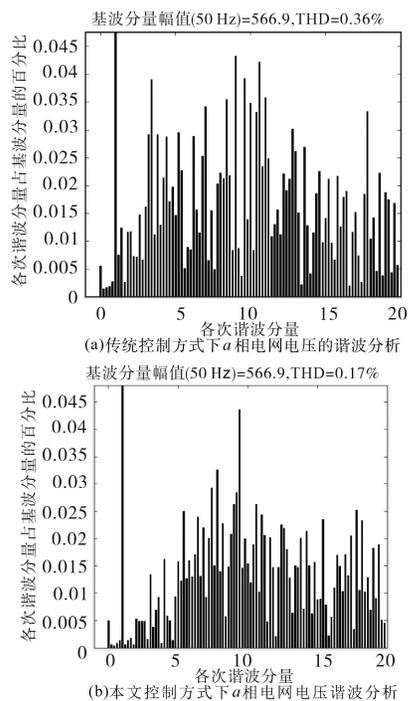


图8 a 相电网电压谐波对比仿真

Fig. 8 Harmonic comparison simulation of a phase voltage at network side

通过图7和图8可以看出本文的控制方式能明显地抑制并网电流的和网侧电压的谐波,并网电流谐波含量由 2.13% 下降到 1.55%,网侧电压的谐波含量由 0.36% 下降到 0.17%,使得输出的正弦波形饱满度更高,提高了并网的电能质量。

3.2 扰动情况下的仿真实验分析

图9为电网电压波动图。如图9所示,当系统在 2.1 s 时电网电压突然升高,持续时间为 0.3 s。系统仿真时间为 3 s,其他条件相同,两种控制方式的直流母线电压波形对比如图10所示。

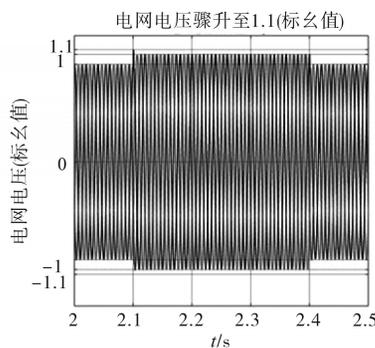


图9 电网电压骤升 110%

Fig. 9 The grid voltage swells 110%

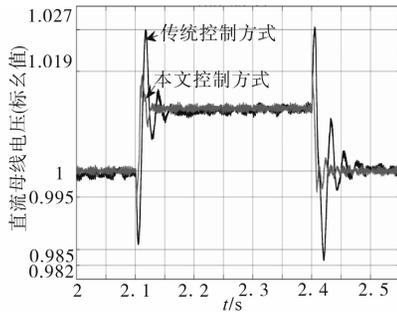


图10 电网电压骤升时两种控制方式下直流母线电压对比
Fig. 10 Comparison of DC bus voltages with two control methods when the grid voltage rised

由图10可以看出当电网电压突然升高至1.1(标么值)时,传统控制方式直流母线电压骤升至1.027(标么值),而本文LADRC控制则为1.019(标么值)。故障结束后传统控制方式在2.5s时刻恢复稳定,而LADRC控制在2.45s就恢复稳定了。可见,本文控制方式明显优于传统控制方式。

4 结论

为了提高直驱永磁风力发电并网逆变器直流侧电压的稳定,针对传统PI控制器的不足,首次设计一种二阶LADRC的电压外环控制器,并实现了良好的控制效果。仿真对比实验表明,所设计的电压外环控制器大幅度提高了电压的响应速度、减小了直流电压的波动、减小了并网电流和网侧电压的谐波、提高了风能利用率,即使受到外界的扰动时,控制效果也优于传统的基于PI的控制器,仿真实验也充分证明了所设计控制器的有效性。本文设计的二阶LADRC控制器为风电并网逆变器控制提供了新的思路,具有一定的工程应用价值。

参考文献

[1] 史磊. 1.5 MW 风电机组并网逆变器控制技术研究[D]. 长春: 长春工业大学, 2018.
[2] 魏选. 三电平PWM整流器线性自抗扰控制策略的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2018.
[3] 刘鑫蕊, 高超, 王智良. 基于非线性扰动观测器的光伏并网逆变器直流侧母线电压控制[J]. 电网技术, 2020, 44(3): 897-

906.
[4] Hossain M A, Pota H R, Haruni A M O, et al. DC-link voltage regulation of inverters to enhance microgrid stability during network contingencies[J]. Electric Power Systems Research, 2017, 147: 233-244.
[5] 郭瑾, 王雷, 李易, 等. 永磁直驱变速恒频风电系统并网逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2017, 51(10): 24-26.
[6] 冯典森. 风电并网逆变器控制技术研究[D]. 株洲: 湖南工业大学, 2018.
[7] 王归新, 金申义. 基于三相电压型PWM整流器控制策略研究[J]. 电气传动, 2019, 49(10): 34-38.74.
[8] 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.
[9] 何文云, 周肖飞, 李晓辉, 等. 基于自抗扰的内置式永磁同步发电机矢量控制[J]. 电气传动, 2019, 49(5): 7-12.
[10] 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.
[11] 王明雷, 侯波, 董锋斌, 等. 带Y形负载的三相电压型逆变器数学模型分析与设计[J]. 电气应用, 2018, 37(8): 54-58.
[12] Song Z, Tian Y, Yan Z, et al. Direct power control for three-phase two-level voltage-source rectifiers based on extended-state observation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4593-4603.
[13] 陈瑶. 直驱型风力发电系统全功率并网变流器技术的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2008.
[14] Muslem U, Saad M, Marco R. High performance modified model predictive control of a voltage source inverter[J]. Electric Power Components and Systems, 2018, 46(5): 600-613.
[15] 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, 2013.
[16] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller-tuning[C]// Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003: 4989-4996.
[17] Gao Z, Huang Y, Han J. An alternative paradigm for control system design[C]// Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on. IEEE, 2001.
[18] 郭世伟. 积分型线性自抗扰控制器的参数整定与应用[D]. 镇江: 江苏大学, 2017.
[19] 徐晓宁, 周雪松, 马幼捷, 等. 基于自抗扰控制技术的微网运行控制器[J]. 高压技术, 2016, 42(10): 3336-3346.
[20] 高志强, 李松, 周雪松, 等. 线性自抗扰在光伏发电系统MPPT中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(15): 52-59.

收稿日期: 2019-06-13
修改稿日期: 2019-07-31