

基于 WACC 的三相光伏并网逆变器 LADRC 控制器设计

陈关旭^{1,2}, 何国锋^{1,2}, 董燕飞^{1,2}, 李国娇^{1,2}

(1.三峡大学 电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2.河南城建学院 电气与控制工程学院, 河南 平顶山 467036)

摘要: 逆变器作为微网光伏发电系统的接口,其控制策略直接影响到并网系统的稳定性。当并网逆变器采用 LCL 滤波器并网时,系统稳定性易受内部、外部参数的影响。针对高阶并网逆变器存在的扰动问题,文章设计了一种基于加权平均电流控制(Weighted Average Current Control, WACC)的自抗扰控制器。基于 WACC 控制原理将系统由三阶降为一阶,同时将逆变器系统的内部、外部扰动视为单一结构的广义扰动,采用控制律对闭环系统进行参数调节。最后,通过仿真和实验验证了该控制策略的有效性。

关键词: 光伏发电; 并网逆变器; 加权平均电流控制; 自抗扰控制

中图分类号: TK51 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5292(2024)06-0789-07

0 引言

太阳能作为一种清洁可再生的能源,具有来源广泛、无污染的特点。近年,光伏并网发电得到了迅速发展^[1],因此,光伏并网逆变器成为研究的焦点^[2]。

为了改善并网电流的质量,通常在逆变器与电网之间接入 LCL 滤波器^[3]。LCL 滤波器的三阶特性导致控制器设计较复杂,且易产生谐振^[4]。并网逆变器电流控制分为逆变器侧电流控制和电网侧电流控制两种。采用逆变器侧电流控制时,由于滤波电容须要消耗无功功率,因此电容值不易太大,否则会减小并网的功率因数^[5];采用电网侧电流控制时,控制系统稳定性较差^[6]。文献[7]提出的电网电压全前馈控制可以改善系统的动态特性和并网电流质量,但不适用于微电网。文献[8]运用分裂电容的方法使系统由三阶降为一阶,但是存在并网电流谐波大的问题。文献[9]提出了一种基于加权平均电流反馈的控制策略,可以很好地解决并网电流谐波分量大的问题。这种控制方法的结构简单,动态响应速度快,稳态误差小,使系统由三阶系统降为一阶系统。自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)并不依赖于系统模型,而是依赖于系统阶数的基本性

质^[10,11]。为了简化 ADRC 控制器参数的设计过程,通常采用带宽法对多个 ADRC 控制器的参数进行归一化处理^[12]。利用扩展状态观测器(Extended State Observer, ESO)能及时地对广义扰动(外扰和内扰)进行有效跟踪^[13,14]。文献[15]结合有源阻尼设计了 LCL 并网逆变器的三阶 ADRC 控制器,改善了入网电流质量,却增加了控制算法的复杂程度。文献[16]通过 Pade 近似建立 LCL 滤波器的低阶近似模型,但没有提供稳定性性能分析。

本文提出了一种基于 WACC 的 LCL 并网逆变器线性自抗扰电流控制策略。首先,采用 WACC 的电流策略,将系统由三阶降为一阶,降低了控制算法的复杂程度;其次,分析一阶线性自抗扰(Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC)结合 WACC 的控制方法和参数整定,提高系统的稳定性和快速性;再次,在 LADRC 的框架下分析了 ESO 的性能;最后,搭建了仿真和实验平台,验证了该策略的有效性。

1 WACC 式三相并网逆变器拓扑结构

1.1 系统拓扑分析

图 1 为基于 WACC 式 LCL 三相并网逆变器的拓扑结构。

收稿日期: 2022-12-28。

基金项目: 河南省自然科学基金面上项目(222300420400)。

通信作者: 何国锋(1971-),男,博士,教授,研究方向为微电网逆变器高效变流器控制、逆变器并联控制。

E-mail: dragonhgf@hncj.edu.cn

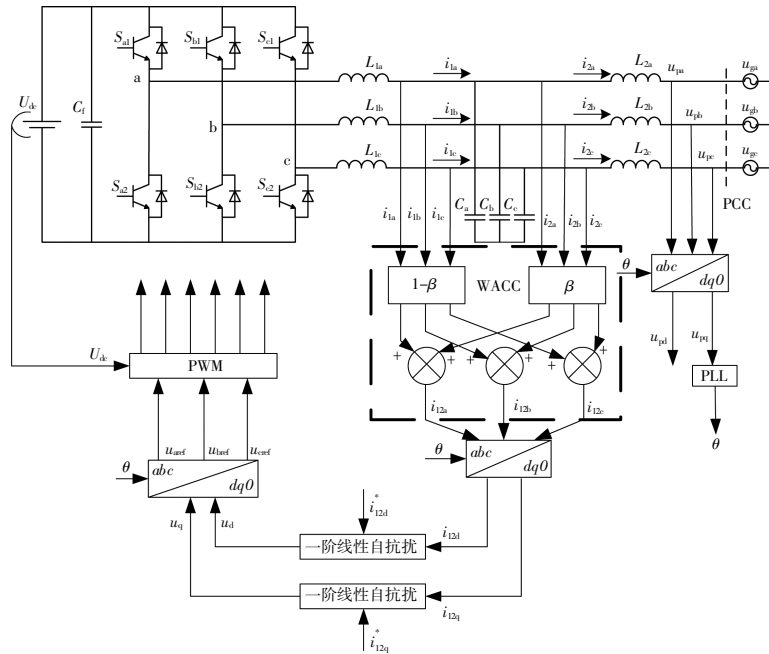


图 1 三相并网逆变器的拓扑结构

Fig.1 Topological structure of three-phase grid-connected inverter

图 1 中: $S_{xm}(x=a,b,c;m=1,2)$ 为 6 个逆变器开关管; C_f 为直流侧支撑电容; L_{1x} 为逆变器侧 x 相电感; C_x 为 x 相滤波电容; L_{2x} 为网侧 x 相电感; U_{dc} 为直流母线电压; u_{px} 为 x 相公共耦合点 (PCC) 电压; u_{gx} 为电网电压; i_{1x} 为 x 相逆变器侧电流; i_{12x} 为 x 相加权平均后的电流值; i_{2x} 为 x 相网侧电流; i_{gx} 为 x 相并网电流, 且 $i_{2x}=i_{gx}$; i_{12d}, i_{12q} 分别为 i_{12x} 在 dq 变换后的 d, q 轴分量; u_{pd}, u_{pq} 分别为 u_{px} 在 dq 变换后的 d, q 轴分量; u_{d}, u_q 分别为电压 u_{gn} 在 dq 变换后的 d, q 轴分量; u_{xref} 分别为 u_d, u_q 在 abc 坐标下的 a, b, c 轴分量; θ 为锁相环 PLL (Phase Locked Loop) 获得的电网电压相位信息; i_{12d}^*, i_{12q}^* 为 dq 变换后的电流给定值分量; β 和 $1-\beta$ 为加权系数。

本文 WACC 式 LCL 三相并网逆变器数学模型应满足以下条件: LCL 滤波器电感为线性, 直流侧电压 U_{dc} 为一个变化的固定值; IGBT 为理想器件; 电网电压满足 $u_{ga}+u_{gb}+u_{gc}=0$; 各相的工作状态相同, 则令 $L_1=L_{1a}=L_{1b}=L_{1c}$; $L_2=L_{2a}=L_{2b}=L_{2c}$; $C=C_a=C_b=C_c$ 。

1.2 加权平均电流控制的分析

在三相系统中, 采用常规的电流感测方式, a, b, c 三相进行拉普拉斯变换到 S 域, 得到传递函数为

$$G_{u_{gn}-i_{1x}}(s) = \frac{i_{1x}(s)}{u_{gn}(s)} = \frac{CL_2s^2+1}{L_1L_2Cs^3+(L_1+L_2)s} \quad (1)$$

$$G_{u_{gn}-i_{2x}}(s) = \frac{i_{2x}(s)}{u_{gn}(s)} = \frac{1}{L_1L_2Cs^3+(L_1+L_2)s} \quad (2)$$

式中: $G_{u_{gn}-i_{1x}}$ 为逆变器侧电流与电网电压的传递函数; $G_{u_{gn}-i_{2x}}$ 为电网侧电流与电网电压的传递函数。

由式(1), (2)可知, 采用 LCL 滤波器的系统是三阶系统, 并且在 LCL 滤波器的谐振频率处存在峰值振荡。因此, 须要更仔细地设计 LCL 滤波器的参数和控制策略, 以保持系统的稳定性。

本文采用 i_{1x}, i_{2x} 的加权平均值 i_{12x} 作为电流反馈来控制逆变器。令 $L=L_1+L_2, L_1=\alpha L$ 。此时, i_{12x} 的值为

$$i_{12x}(s) = (1-\beta)i_{1x}(s) + \beta i_{2x}(s) \quad (3)$$

$$G_{u_{gn}-i_{12x}} = (1-\beta)G_{u_{gn}-i_{1x}} + \beta G_{u_{gn}-i_{2x}} = \frac{(1-\beta)(1-\alpha)LCs^2+1}{(1-\alpha)\alpha L^2s^3+Ls} \quad (4)$$

式中: α 为逆变器侧输出电流反馈系数; $1-\alpha$ 为电网侧电流反馈系数。

当 $\beta=1-\alpha$ 时, 式(4)可以由三阶系统降为一阶系统, 可得降阶后的 LCL 三相并网逆变器在 dq 变换下的状态空间方程为

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{12d}(t) \\ \dot{i}_{12q}(t) \end{pmatrix} = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{pd}(t) \\ u_{pq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{12d}(t) \\ i_{12q}(t) \end{bmatrix} +$$

$$\frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: ω 为电网电压基波角频率。

2 基于 LADRC 的电流控制

本文基于逆变器的降阶模型,设计一阶 LADRC 控制器。LADRC 包括线性扩张状态观测器 LESO (Linear Extended State Observer) 和控制律两部分,其中控制律包括线性状态误差反馈 LSEF (Linear State Error Feedback) 以及扰动补偿。

2.1 自抗扰解耦原理

ADRC 可以通过估计扰动并实时消除来抑制扰动。对于多输入多输出系统的 ADRC 控制,当输入和输出一一对应时,通道间的交叉效应(耦合)被当成每个单输入单输出回路的扰动来估计和消除。因此在分析控制系统时,不须要考虑系统耦合。

2.2 状态方程重构

以 d 轴为例,设计一阶 LADRC 控制器。令 $d_u(t)$ 为系统的未知外部扰动,由式(5)可以得到降阶后该系统的微分表达式为

$$\dot{i}_{12d}(t) = -\frac{1}{L} u_{pd}(t) + \omega i_{12q}(t) + d_u(t) + \frac{1}{L} u_d(t) \quad (6)$$

由于滤波参数在并网运行过程中可能受到扰动,因此考虑了滤波参数的扰动变化,降阶后系统的微分表达式为

$$\dot{i}_{12d}(t) = -\frac{1}{L} u_{pd}(t) + \omega i_{12q}(t) + \left(\frac{1}{L'} - \frac{1}{L} \right) u_d(t) + d_u(t) + \frac{1}{L} u_d(t) \quad (7)$$

式中: $L' = L_1' + L_2'$, L' 为电感 L_1 和 L_2 的实际电感。

式(7)的前四项包括了外部扰动,以及由耦合和模型的参数变化等引起的内部扰动。令 $f(t)$ 表示系统的总扰动,可得:

$$f(t) = \underbrace{\omega i_{12q}(t)}_{\text{耦合}} + \underbrace{\left(\frac{1}{L'} - \frac{1}{L} \right) u_d(t)}_{\text{参数扰动}} + \underbrace{-\frac{1}{L} u_{pd}(t)}_{\text{电网}} + \underbrace{d_u(t)}_{\text{未知}} \quad (8)$$

系统的微分方程可以改写为

$$\dot{i}_{12d}(t) = f(t) + \frac{1}{L} u_d(t) \quad (9)$$

设 $x_{1d}(t) = i_{12d}(t)$, $x_{2d}(t) = f(t)$, 状态变量 $x_d(t) = [x_{1d}(t) \ x_{2d}(t)]^T$, 根据式(7)得出该系统的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_{1d}(t) = x_{2d}(t) + \frac{u_d(t)}{L} \\ \dot{x}_{2d}(t) = f(t) \end{cases} \quad (10)$$

令 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T$, $D = [1 \ 0]$, $E = [0 \ 1]^T$, 此时系统的状态方程可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_d(t) = Ax_d(t) + Bu_d(t) + Ef(t) \\ x_{1d}(t) = Dx_d(t) \end{cases} \quad (11)$$

式(11)即为重构后的包含总扰动的一阶并网逆变器的状态方程表达式。

2.3 LESO 的设计

由于 $f(t)$ 在实际工程中不能直接得到,只能使用系统中的输入和输出来构建,并且假设 $f(t)$ 对 t 是可微的, $\dot{f}(t)$ 是有界的。假设 $z_{1d}(t)$, $z_{2d}(t)$ 分别为状态变量 $x_{1d}(t)$, $x_{2d}(t)$ 的估计值,即 $i_{12d}(t)$ 和总扰动 $f(t)$ 的估计值,为满足 Hurwitz 稳定判据的特征值,观测器参数化方法为

$$\lambda(s) = |sI - (A - JD)| = (s + \omega_0)^2 \quad (12)$$

式中: I 为二阶单位矩阵; $J = [\beta_1 \ \beta_2]^T$ 为 ESO 的观测器增益参数,通常被设计为 $(A - JD)$; ω_0 为观测器带宽。

2.4 线性反馈控制律(LSEF)设计

利用扰动估计的变量实现控制律,包括干扰抑制和反馈控制律。一阶自抗扰控制器的控制律为

$$u_d(t) = \frac{u_{0d}(t) - \hat{f}(t)}{b_0} \quad (13)$$

$$u_{0d}(t) = k_p [i_{12d}^*(t) - z_{1d}(t)] \quad (14)$$

式中: k_p 为比例系数,也称控制器带宽;反馈控制律 $u_{0d}(t)$ 是一个比例控制器。

上述 LESO 和 LSEF 构成了基本一阶 LADRC 控制器,如图 2 所示。

图 2 中 δ_u 为系统的扰动,由图 2 可得:

$$\begin{cases} \dot{z}_d(t) = (A - JD)z_d(t) + Bu_d(t) + Jx_{1d}(t) \\ u_d(t) = \frac{k_p [i_{12d}^*(t) - z_{1d}(t)] - z_{2d}(t)}{b_0} \end{cases} \quad (15)$$

综上所述,为了实现基于 WACC 的并网逆变器线性自抗扰电流控制器,须要采取以下 3 个步骤。

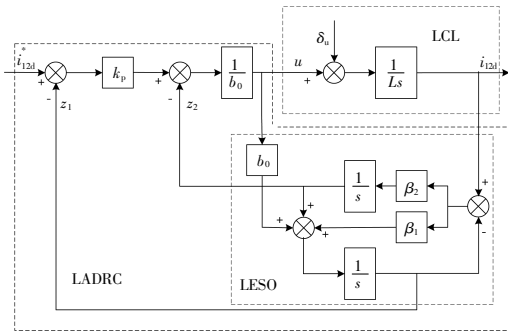


图 2 并网逆变器线性自抗扰控制

Fig.2 The LADRC of Grid-connected inverter

①对于该逆变器,设置 $b_0=1/L$, 其中 b_0 为扰动补偿系数;②构造一个 LESO, 提供控制电流和广义扰动的估计, 然后构造控制律;③观测器带宽由式(14)可以得出, $\beta_1=2\omega_0, \beta_2=\omega_0^2$; 控制器的带宽通常是由一个经验公式得出, $k_p=\omega_c=(1/5\sim 1/2)\omega_0$ 。

为了方便分析一阶 LADRC 并网逆变器系统, 通过分析得出一阶自抗扰控制系统的传递函数:

$$\begin{cases} M_1(s) = \frac{k_p s^2 + \beta_1 k_p s + \beta_2 k_p}{(\beta_2 + \beta_1 k_p) s + \beta_2 k_p} \\ M_2(s) = \frac{(\beta_2 + \beta_1 k_p) s + \beta_2 k_p}{b_0 s^2 + (b_1 \beta_1 + b_0 k_p) s} \end{cases} \quad (16)$$

通过式(16)可以推导出一阶 LADRC 传递函数框图, 如图 3 所示。其中 $G(s)$ 表示被控对象。

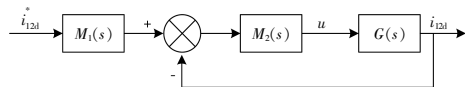


图 3 一阶自抗扰控制框图

Fig.3 The block diagram of the first-order ADRC

3 系统性能分析

一阶 LESO 是一阶 ADRC 系统的核心, 不仅提供了反馈电流, 还提供了系统广义扰动的实时估计, 一阶 LESO 的性能会影响一阶 LADRC 的有效性。令 LESO 的观测误差 $x_e(t) = [x_{e1}(t) \ x_{e2}(t)]^T$, 进行拉普拉斯变换, 再由式(11)可得:

$$\begin{cases} X_{e1}(s) = \frac{s}{(s+\omega_0)^2} F(s) \\ X_{e2}(s) = \frac{s^2+2\omega_0 s}{(s+\omega_0)^2} F(s) \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可以得出 $X_{e2}(s)$ 和 $F(s)$ 之间传递函

数为

$$\phi_{xe2-f}(s) = \frac{s^2+2\omega_0 s}{(s+\omega_0)^2} \quad (18)$$

由式(18)可得 bode 图, 如图 4 所示。

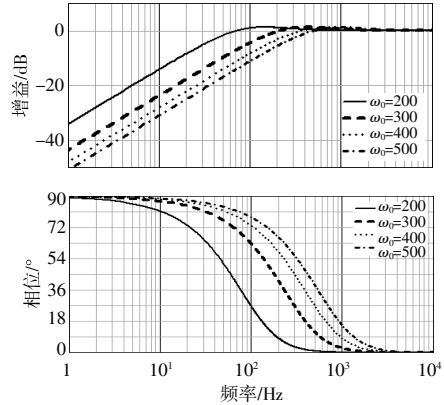


图 4 ϕ_{xe2-f} 的伯德图

Fig.4 Bode diagram of ϕ_{xe2-f}

由图 4 可以看出, 当 $\omega_0=200, 300, 400, 500$ rad/s, 干扰是由低频信号组成时, z_2 可以很好地跟踪扰动 f 。

此外, 随着 ω_0 的增加, 估计误差将减小。但是 LESO 的带宽越高, 意味着 LESO 对测量噪声的灵敏度越大, 从而影响 LESO 的性能, 因此应在调解参数时折中选择。故本文 ω_0 的取值为 500。

4 系统仿真与实验

4.1 仿真实验

在 Matlab/Simulink 环境下搭建图 1 的一阶 LADRC 的逆变器系统, 具体参数如表 1 所示。

表 1 系统参数
Table 1 System parameter

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	400
电网相电压 u_g/V	220
输出功率 S/kW	10
开关频率 f_s/kHz	10
逆变器侧电感 L_1/mH	1
电网侧电感 L_2/mH	1
滤波器电容 $C/\mu F$	20

4.1.1 功率突变

在不同的控制方式下, 当系统的参考电流 $i_{12q}^* = 0, i_{12d}^*$ 由 100 A 突变到 200 A 时, 入网电流波形如图 5 所示。

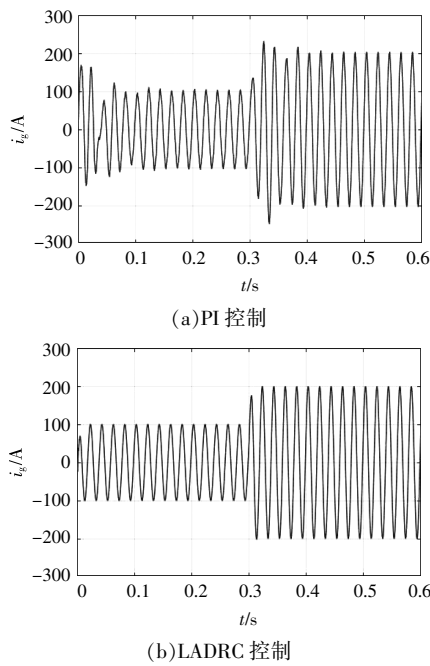


图 5 入网电流波形
Fig.5 Waveform of grid current

由图 5 可知,在并网系统中采用一阶 LADRC 控制时,在给定的突变时刻电网电流无超调,可以更快地跟踪参考信号,系统的调节时间更短。

电流突变前后的 THD 分析如图 6,7 所示。通过比较图 6,7 可知,相较于 PI 控制,一阶 LADRC 能够使入网电流有更好的电流质量和更高的跟踪精度。

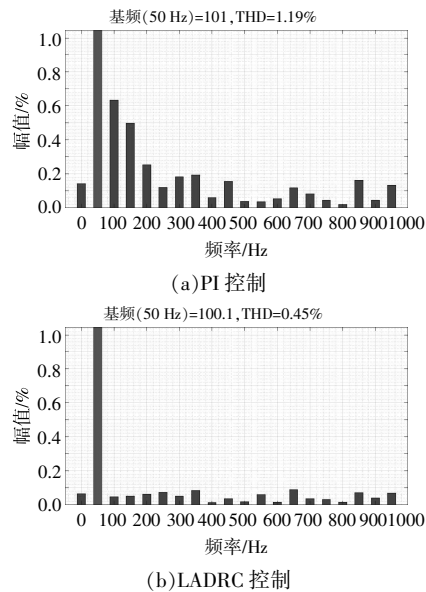


图 6 电流突变前的 THD
Fig.6 THD without current mutation

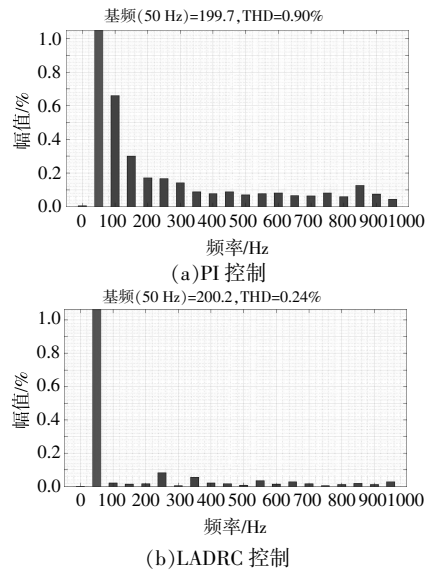


图 7 电流突变后的 THD

Fig.7 THD with current mutation

4.1.2 电网电压跌落

当电网电压跌落 50%时,波形如图 8,9 所示。

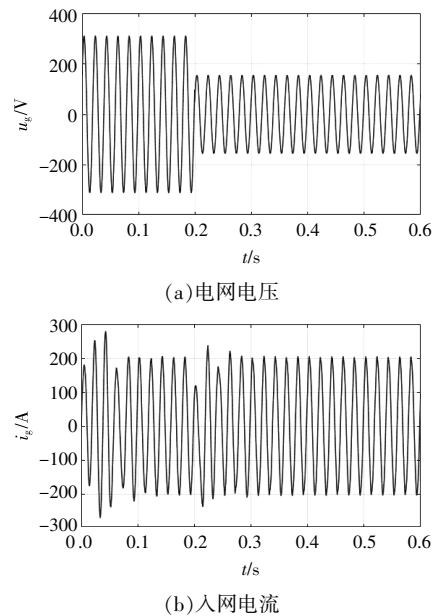
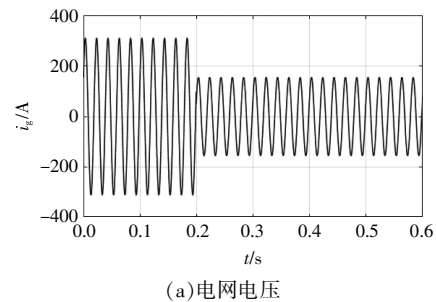
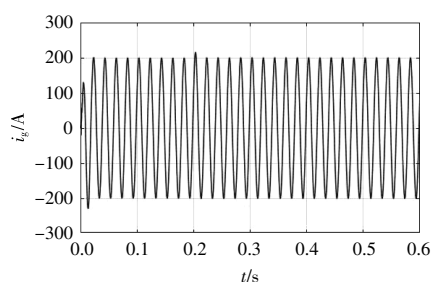


图 8 PI 控制下电网电压跌落时电网电压和入网电流
Fig.8 Grid voltage and grid-connected current when grid voltage drops in PI control



(a) 电网电压



(b)入网电流

图9 一阶 LADRC 控制下电网电压跌落时电网电压和入网电流

Fig.9 Grid voltage and grid-connected current when grid voltage drops in first-order LADRC

对比图 8,9 可知,采用一阶 LADRC 控制的系统具有较高的稳定性和较强的动态抗扰能力。

4.2 实验验证

为验证本文提出的控制方法的有效性,搭建了实验平台,如图 10 所示。本实验采用远宽能源 StarSim HIL 系统对系统进行验证。实时模拟器通过 IO 信号或通信与被测控制板形成闭环,对弱电控制板(一般为 DSP 板)进行测试。

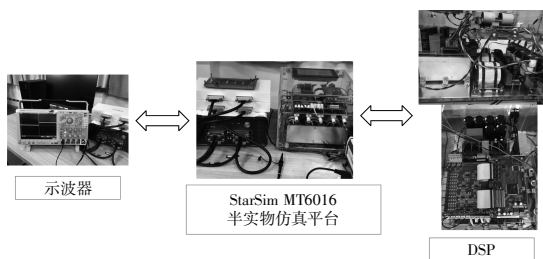


图 10 系统实物

Fig.10 System physical diagram

4.2.1 系统的有效性

实际三相系统中,a 相的入网电流 i_{2a} ,电压 u_{ga} 波形如图 11 所示。

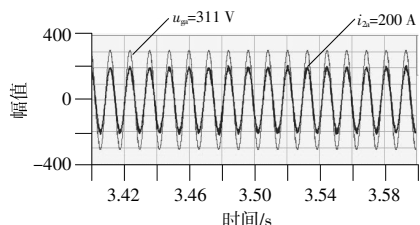


图 11 单相入网电流与电压波形

Fig.11 Waveform diagram of single-phase grid current and voltage

由图 11 可以看出,入网电流和电网电压的相位相同。实现了逆变器控制的电流有效并入电网。

4.2.2 系统的动态特性

一阶 LADRC 控制下的网侧电流波形如图 12 所示。

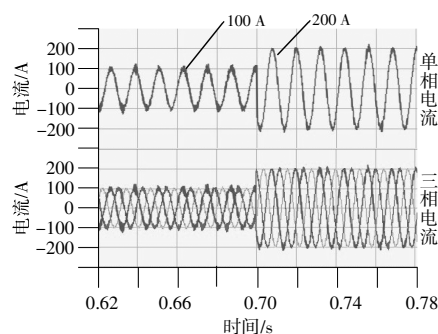


图 12 系统动态特性

Fig.12 System dynamic characteristic diagram

当系统的参考电流在 0.7 s 由 100 A 突变到 200 A 时,一阶 LADRC 控制的系统几乎可以在瞬间使电流达到稳定的状态。由此可知,本文提出的控制策略可以使入网电流有很好的质量和很高的控制精度。

5 结论

本文针对 LCL 滤波器潜在的系统谐振和系统不确定的问题,利用加权平均电流的方式,将系统由三阶降为一阶,并提出了一种基于 WACC 的并网逆变器 LADRC 控制方法。该方法将系统的内扰(系统耦合和参数摄动)和外扰(电网电压以及未知扰动)归类为广义扰动,并通过 LESO 和控制律对系统进行调节。最后,搭建了仿真和实验平台,通过比较 PI 控制和 LADRC 控制下的系统稳定性,验证了基于 WACC 的三相并网逆变器 LADRC 控制方法的有效性。

参考文献:

- [1] 郑伟强,高长伟,郑炜亮,等.一种改进的光伏并网逆变器双闭环控制策略[J].可再生能源,2022,40(2): 260-265.
- [2] 朱诗宸,张建良.基于扰动补偿器与矢量比例积分控制器的单相光伏并网逆变器谐波抑制方法研究[J].可再生能源,2019,37(7):984-988.
- [3] Y Guan,Y Wang,Y Xie,et al. The dual-current control strategy of grid-connected inverter with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(6): 5940-5952.
- [4] 高家元,涂春鸣,肖凡,等.弱电网下基于 SISO 阻抗模型的 LCL 滤波并网逆变器在不同域下的稳定性差异

- 分析[J].中国电机工程学报,2022,42(18):6777-6788.
- [5] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [6] 刘吉宏,刘鹏飞,张树新,等.LCL型光伏并网逆变器全局鲁棒滑模变结构双闭环控制 [J]. 可再生能源, 2020, 38(11): 1495-1499.
- [7] 边志维,何远彬,吴圆圆,等.一种提高 LCL 型并网逆变器无源性及抗扰性的网侧电流控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(6):2175-2186.
- [8] 苑忠奇,金国彬.基于系统导纳的并网逆变器谐振机理分析[J].东北电力大学学报,2022,42(4):79-87.
- [9] 朱坤龙,孙鹏菊,王林,等.弱电网下 LCL 型并网逆变器的高鲁棒性加权平均电流控制策略[J].中国电机工程学报,2020,40(11):3592-3602.
- [10] 张钊,杨忠,段雨潇,等.主动变形四旋翼自抗扰飞行控制方法[J].控制理论与应用,2021,38(4):444-456.
- [11] J Yang, W Chen, S Li, et al. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives—a survey [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2017, 64(4): 3273-3285.
- [12] Wang G, Liu R, Zhao N, et al. Enhanced linear ADRC strategy for HF pulse voltage signal injection-based sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 514-525.
- [13] W Xue, R Madonski, K Lakomy, et al. Add-on module of active disturbance rejection for set-point tracking of motion control systems [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2017, 53(4): 4028-4040.
- [14] 陈宗斌,廖健,刘帮会.新型电液舵机的自抗扰控制算法及试验研究[J].中国舰船研究,2022,17(1):166-175.
- [15] 杨林,曾江,黄仲龙.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.
- [16] 马明,廖鹏,蔡雨希,等.LCL 并网逆变器的自抗扰控制策略[J].高电压技术,2021,47(6):2223-2231.

LADRC controller design of three-phase photovoltaic grid-connected inverter based on WACC

Chen Guanxu^{1,2}, He Guofeng^{1,2}, Dong Yanfei^{1,2}, Li Guojiao^{1,2}

(1.School of Electrical and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China; 2.School of Electrical and Control Engineering, Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467036, China)

Abstract: As the interface of micro-grid photovoltaic power generation system, inverter control strategy directly affects the stability of grid-connected system. The stability of grid-connected inverter is easily affected by the internal and external parameters of the system, especially when the grid-connected inverter adopts LCL filter, the design and operation conditions of the system become more and more complex. In this paper, an active disturbance rejection control strategy based on weighted average current is proposed to solve the disturbance problem of high-order grid-connected inverter system. Firstly, based on the WACC control principle, the system is reduced from third order to first order. At the same time, the internal and external disturbances of the inverter system are regarded as generalized disturbances of a single structure, and the control law is used to adjust the parameters of the closed-loop system. Finally, the effectiveness of the control strategy is verified by simulation and experiment.

Keywords: photovoltaic power generation; grid-connected inverter; WACC; LADRC