

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2208841

两相静止坐标系下并网逆变器的自抗扰控制*

梁文科 苏淑靖 梁东飞 邢震震 周广兴

(中北大学省部共建动态测试技术国家重点实验室 太原 030051)

摘要: 针对三相并网逆变器入网电流控制中存在的电网不确定扰动、系统在 dq 坐标系下存在耦合以及传统控制器设计依赖精确数学模型等问题,提出了一种基于两相静止坐标系下的线性自抗扰控制(LADRC)策略,以 T 型三电平 LCL 并网逆变器为被控对象,设计了三阶线性自抗扰控制器。通过系统的等效传递函数,详细分析了逆变系统的稳定性以及抗扰性,并通过仿真和实验验证了所提控制策略的有效性。结果表明,所设计的控制策略能够提高 T 型三电平 LCL 并网逆变器的稳定性和抗扰性,实现了对入网电流的良好控制,其总谐波失真控制在 2.2%。同时采用的“带宽化”参数整定方法,物理意义明确,参数调节简便,具有较高的工程应用价值。

关键词: 线性自抗扰控制;LCL 滤波器;两相静止坐标系;逆变器

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Active disturbance rejection control of grid-connected inverter in stationary reference frame

Liang Wenke Su Shujing Liang Dongfei Xing Zhenzhen Zhou Guangxing

(State Key Laboratory of Dynamic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: Aiming at the problems of grid uncertainty disturbance in grid-connected current control of three-phase grid-connected inverter, system coupling in dq coordinate system and the dependence of traditional controller design on accurate mathematical model, a linear active disturbance rejection control strategy based on two-phase stationary coordinate system is proposed. Taking T-type three-level LCL grid-connected inverter as the controlled object, a three-order linear active disturbance rejection controller is designed. Through the equivalent transfer function of the system, the stability and immunity of the inverter system are analyzed in detail, and the effectiveness of the proposed control strategy is verified by simulation and experiment. The results show that the designed control strategy can improve the stability and immunity of T-type three-level LCL grid-connected inverter, and achieve good control of the grid current, and the total harmonic distortion is controlled at 2.2%. At the same time, the 'bandwidth' parameter tuning method has clear physical meaning, simple parameter adjustment and high engineering application value.

Keywords: LADRC;LCL filter; $\alpha\beta$ frame;inverter

0 引言

并网逆变器是分布式发电系统以及能馈型电子负载接入公共电网的关键设备^[1-2],良好的控制策略可为逆变器高性能可靠运行提供坚实的基础。在并网逆变器的众多拓扑结构中,T 型三电平 LCL 型逆变器因使用开关器件少,开关损耗分布均匀,输出波形失真小以及入网电流谐波分量低^[3],而得到了广泛应用。为了获得对入网电流的良好控制效果,研究人员提出了多种控制方法。

基于两相同步旋转(dq)坐标系下的比例积分控制,可实现对电网有功和无功电流的独立控制,但在对称三相系

统中,该控制器难以抑制不平衡扰动电流分量,对低次谐波的补偿能力较差。基于静止($\alpha\beta$)坐标下的比例谐振控制可以显著消除工频处的稳态误差^[4],但为了提高控制器的低频谐波抑制能力,需要设计多个谐振项,随着谐振项数量的增多,系统稳定性逐渐变差。模型预测控制^[5],该方法虽然响应速度快,但控制效果受参数影响大,对逆变器数学模型敏感。对传统重复控制进行改进后的重复-比例复合控制^[6],相较于传统重复控制,动态响应快,入网电流谐波抑制能力有所提升,但控制器参数整定较多,且依赖逆变器的精确数学模型。自抗扰控制技术(active disturbance rejection control,ADRC)作为一种继承了 PID 技术优点的

收稿日期:2022-01-13

* 基金项目:国家自然科学基金(51875534)、山西省“1331 工程”重点学科建设项目资助

数字控制技术^[7],因其不依赖精确数学模型的控制器设计方法以及抗干扰能力强的特点,而受到了越来越多的关注。目前,自抗扰控制已经成功应用在压电驱动器的高精度控制、新能源汽车电子差速控制和微电网母线电压控制当中^[8-10]。针对自抗扰控制在并网逆变器中的应用,相关专家学者也进行了一定的研究。例如,针对有源电力滤波器的并网启动控制,采用一阶自抗扰控制器后,与传统 PI 控制相比,大幅降低了系统的并网冲击电流^[11]。还有,针对 LC 型三相并网逆变器设计的二阶非线性自抗扰控制器,可实现对网内电压、电流的无相位差平滑控制^[12],但该方法使用了参数整定较为复杂的非线性自抗扰控制。此外,基于 dq 坐标系下带有源阻尼算法的线性自抗扰控制策略^[13],虽然实现了对 LCL 型逆变器入网电流的良好控制,但由于自抗扰控制技术本身可实现对谐振的抑制,有源阻尼算法的引入增加了控制器设计的复杂程度。

针对上述问题,本文以 T 型三电平 LCL 并网逆变器为被控对象,设计了基于 $\alpha\beta$ 坐标系下三阶线性自抗扰控制器。利用该控制器的等效传递函数,对观测器带宽 ω_o 和控制带宽 ω_c 进行了整定,并分析了控制系统的稳定性和抗扰性。最后,基于 MATLAB/Simulink 平台对所设计控制策略的稳态性、动态性以及抗扰性进行了仿真分析,并在能馈型直流电子负载的 10 kW 逆变器平台上,对所设计控制策略的正确性和有效性进行了验证。

1 LCL 型并网逆变器的数学模型

为了方便研究,首先对逆变器进行建模分析。建模时假定所有开关器件均为理想器件,逆变器工作在平衡状态。其中 L_1, R_1 为逆变器侧滤波电感及其等效电阻, L_2, R_2 为网侧滤波电感及其等效电阻, C_f 为滤波电容, $v_{1k}, v_{2k}, v_{gk}, i_{1k}, i_{2k}$ 分别为逆变器输出电压、滤波电容支路电压、电网电压、流过 L_1 的电流、为流过 L_2 的电流,其中 k 取 a, b, c 。

由 KVL、KCL 定律,将如图 1 的逆变器拓扑基于自然 (abc) 坐标系建立数学模型^[14],如式(1)所示。

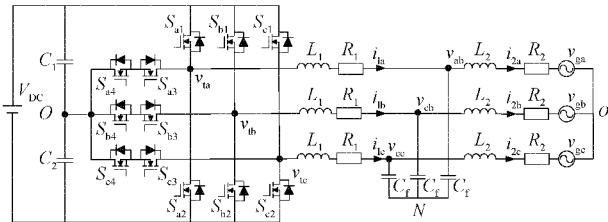


图 1 能馈型直流电子负载中应用的并网逆变器拓扑

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1abc}}{dt} = v_{tabc} - R_1 i_{1abc} - v_{cabc} \\ C_f \frac{dv_{cabc}}{dt} = i_{1abc} - i_{2abc} \\ L_2 \frac{di_{2abc}}{dt} = v_{cabc} - R_2 i_{2abc} - v_{gabc} \end{cases} \quad (1)$$

其中,三相矢量 $i_{1abc}, i_{2abc}, v_{cabc}, v_{tabc}, v_{gabc}$ 用 $\alpha\beta$ 坐标系下的矢量 $i_{1\alpha\beta}, i_{2\alpha\beta}, v_{c\alpha\beta}, v_{t\alpha\beta}, v_{g\alpha\beta}$ 代替,静止坐标系下的矢量为 $\Phi_{\alpha\beta} = \Phi_a + j\Phi_\beta$, 经过 Clarke 变换后,式(1)变换为:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{1\alpha\beta}}{dt} = v_{t\alpha\beta} - R_1 i_{1\alpha\beta} - v_{c\alpha\beta} \\ C_f \frac{dv_{c\alpha\beta}}{dt} = i_{1\alpha\beta} - i_{2\alpha\beta} \\ L_2 \frac{di_{2\alpha\beta}}{dt} = v_{c\alpha\beta} - R_2 i_{2\alpha\beta} - v_{g\alpha\beta} \end{cases} \quad (2)$$

对式(2)进行拉式变换,可得 $\alpha\beta$ 坐标系下的并网逆变器结构框图,如图 2 所示。相较于同步旋转坐标系下三相逆变器的结构, $\alpha\beta$ 轴之间相互独立,不互相干扰。从主动抗扰的角度看,在建模阶段主动降低被控对象的内部扰动,相当于将一部分本应由 ESO 估计后并消除的扰动,提前在建模阶段消除,减少了因建模而人为引入的内部扰动。

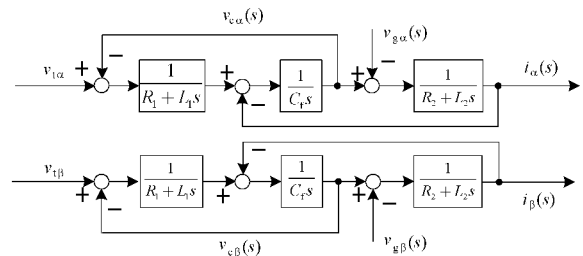


图 2 $\alpha\beta$ 坐标系下逆变器的结构框图

2 线性自抗扰控制器(LADRC)设计

2.1 自抗扰控制原理

对于任意一般三阶系统,如式(3)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = f(x_1, x_2, x_3, u) + b_0 u + w \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3)$$

其中, x_1, x_2, x_3 是系统的状态变量, $f(\cdot)$ 为系统内扰, w 为系统外扰动, u 是控制量, b_0 是对系统整体增益的估计值。在自抗扰控制中,真实的被控对象视作标准型与扰动相加的结构,其中扰动包括 $f(\cdot)$ 和 w ,把扰动视为系统的第 4 个状态,系统的全部状态由扩张状态观测器(ESO)负责实时估计出,将估计出的扰动量直接取反并与状态误差反馈控制率(SEF)计算出的控制量相加,而估计出的输出量及其各阶导数作为反馈量分别送入设计的 SEF 中。

由于自抗扰控制器含非线性结构且参数整定较为复杂,一般工程技术人员的参数整定效果不尽如人意。高志强教授为了简化调参过程,以便工程化实现,创造性地将带宽概念引入^[15],将 ADRC 简化为线性自抗扰控制器(linear ADRC, LADRC),经简化后的 ADRC 仅需要整定 3 个物理意义更加直观的参数,分别为扩张观测器带宽 ω_o 、控制

器带宽 ω_c 和系统增益 b_0 。

2.2 总体控制策略

两相静止坐标系下并网逆变器的自抗扰控制框图如图3所示,逆变器将直流电子负载前级吸收的电能为可被电网接受的同频同相的交流电, U_{dc}^* 为逆变器高压直流母线的给定电压,模拟负载单元吸收的电能为传递到高压直流母线造成电压升高,升高的电压 U_{dc} 与给定的高压直流母线电压值 U_{dc}^* 作差,将误差值作为逆变器向电网馈入有功电流的信号, q 轴的无功电流给定信号为0,将两者同时送入 $dq-\alpha\beta$ 变换模块, $dq-\alpha\beta$ 变换模块根据锁相环提供的电网相位信息将给定的有功功率和无功率转换为静止坐标系下与电网同相的给定量 r_α 、 r_β , 分别送入 α 轴 β 轴中的 LSEF, $abc-\alpha\beta$ 变换模块将电流传感器检测到的入网电流转换为 $\alpha\beta$ 坐标下的实时反馈量 $i_{g\alpha}$ 、 $i_{g\beta}$ 后,送入线性扩张状态观测器(LESO)内,LESO 将异于三阶串联积分标准型的总扰动 $z_{\alpha 4}$ 和输出量 $z_{\alpha 1}$ 及其各阶导数 $z_{\alpha 2}$ 、 $z_{\alpha 3}$ 实时估计出来后送入 LSEF,经过增益模块后,产生 α 轴和 β 轴的控制量 i_{α} 、 i_{β} 并送入 $\alpha\beta-abc$ 变换模块,转换为自然(abc)坐标系下的入网电流控制量,最后经 SVPWM 模块调制生成 PWM 控制信号。

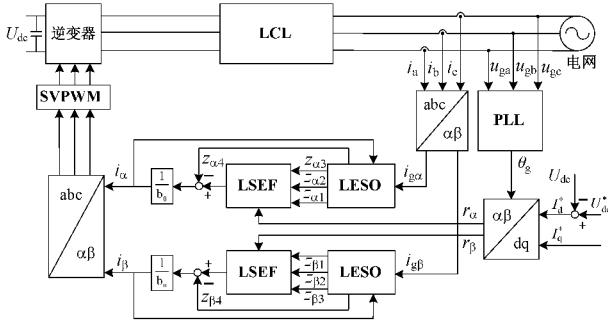


图3 两相静止坐标系下并网逆变器的自抗扰控制框图

2.3 线性扩张状态观测器(LESO)设计

由于 α 轴与 β 轴的结构相同,下面仅详细设计 α 轴的 LADRC。由于寄生电阻较小,因此将其归为系统的内部扰动,由图2得到基于微分方程的模型表达式:

$$\ddot{y}(t) = -\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f} \dot{y}(t) + \frac{k_{PWM}}{L_1 L_2 C_f} u(t) \quad (4)$$

式(4)可通过状态空间方程描述为:

$$\begin{cases} \dot{x}_{\alpha 1} = x_{\alpha 2} \\ \dot{x}_{\alpha 2} = x_{\alpha 3} \\ \dot{x}_{\alpha 3} = b_0 u_\alpha + f_\alpha \\ y_\alpha = x_{\alpha 1} \end{cases} \quad (5)$$

其中,逆变器的状态变量取 $x_{\alpha 1} = y_\alpha$, $x_{\alpha 2} = \dot{y}_\alpha$, $x_{\alpha 3} = \ddot{y}_\alpha$; 电流输出量 $y_\alpha = x_{\alpha 1}$; b_0 为逆变器整体增益的估计量; u_α 为控制输入;将总扰动 f_α 拓展成为系统的第4个状态,即 $x_{\alpha 4} = f_\alpha$, 则新的状态空间方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_\alpha = Ax_\alpha + Bu_\alpha + E f_\alpha \\ y_\alpha = Cx_\alpha \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{其中: } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T, x_\alpha = [x_{\alpha 1} \quad x_{\alpha 2} \quad x_{\alpha 3} \quad x_{\alpha 4}]^T$$

由新的状态空间方程,构造 LESO,如式(7)所示。

$$\begin{cases} \dot{z}_\alpha = Az_\alpha + Bu_\alpha + L[y_\alpha - \hat{y}_\alpha] \\ \hat{y}_\alpha = Cz_\alpha \end{cases} \quad (7)$$

式中: $L = [l_1 \quad l_2 \quad l_3 \quad l_4]^T$ 为 LESO 的误差反馈系数矩阵,其中 $z_\alpha = [z_{\alpha 1} \quad z_{\alpha 2} \quad z_{\alpha 3} \quad z_{\alpha 4}]^T$ 是 LESO 对系统状态变量 $x_\alpha = [x_{\alpha 1} \quad x_{\alpha 2} \quad x_{\alpha 3} \quad x_{\alpha 4}]^T$ 的估计值。

根据带宽化参数整定法,将观测器状态矩阵 $(A - LC)$ 的所有极点都配置在复平面上的 $-\omega_o$ 处,则期望特征多项式为:

$$\lambda(s) = |sI - (A - LC)| = (s + \omega_o)^4 \quad (8)$$

由式(8)求出 LESO 输出误差反馈阵 L 中各元素取值:

$$\begin{cases} l_1 = 4\omega_o \\ l_2 = 6\omega_o^2 \\ l_3 = 4\omega_o^3 \\ l_4 = \omega_o^4 \end{cases} \quad (9)$$

2.4 线性状态误差反馈控制率(LSEF)设计

由于系统已校正为串联积分型结构,因此仅设计比例微分控制器即可消除静差,控制信号可表示为:

$$u_{\alpha 0} = k_p(r_\alpha - z_{\alpha 1}) - k_{d1}z_{\alpha 2} - k_{d2}z_{\alpha 3} \quad (10)$$

其中, r_α 为入网电流给定值, k_p 、 k_{d1} 、 k_{d2} 是控制器增益。LESO 将系统各状态的观测值通过 LSEF 反馈回控制器。总控制输出为:

$$u_\alpha = \frac{u_{\alpha 0} - \hat{f}_\alpha}{b_0} = \frac{u_{\alpha 0} - z_{\alpha 4}}{b_0} \quad (11)$$

当忽略 $z_{\alpha 4}$ 对总扰动 f_α 的估计误差时,系统可以简化成如下结构:

$$\frac{u_\alpha(s)}{r_\alpha(s)} = \frac{k_p}{s^3 + k_{d2}s^2 + k_{d1}s + k_p} \quad (12)$$

求取式(12)的特征方程后,将系统闭环极点均放置 $-\omega_c$ 处,得到如下控制器的参数等式:

$$(s + \omega_c)^3 = s^3 + 3\omega_c s^2 + 3\omega_c^2 s + \omega_c^3 \quad (13)$$

对比式(12)可得:

$$\begin{cases} k_p = \omega_c^3 \\ k_{d1} = 3\omega_c^2 \\ k_{d2} = 3\omega_c \end{cases} \quad (14)$$

3 LADRC 性能分析

3.1 LADRC 的等效结构图

如图 3 所示,由于控制器结构中存在多个反馈通路,直接分析较为复杂,因此先求出 LADRC 的等效结构图,如图 4 所示,再根据等效传递函数分析 LADRC 控制器的性能。

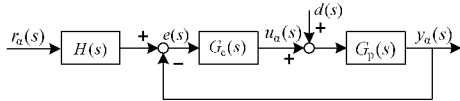


图 4 $\alpha\beta$ 坐标系下 LADRC 等效结构图

等效结构图中, $r_a(s)$ 为给定量, $y_a(s)$ 为系统输出量, $G_c(s)$ 误差反馈控制器,即式(15), $H(s)$ 是等效输入滤波器,即式(16), $G_p(s)$ 为被控对象的传递函数。

$$G_c(s) = \frac{1}{b_0 s} \cdot \frac{C_{n3} s^3 + C_{n2} s^2 + C_{n1} s + C_{n0}}{C_{d3} s^3 + C_{d2} s^2 + C_{d1} s + C_{d0}} \quad (15)$$

$$H(s) = k_p \cdot \frac{H_{n1} s^4 + H_{n3} s^3 + H_{n2} s^2 + H_{n1} s + H_{n0}}{C_{n3} s^3 + C_{n2} s^2 + C_{n1} s + C_{n0}} \quad (16)$$

其中, $\begin{cases} H_{n1} = 1 \\ H_{n3} = l_1 \\ H_{n2} = l_2 \\ H_{n1} = l_3 \\ H_{n0} = l_4 \end{cases}, \begin{cases} C_{n3} = k_p l_1 + k_{d1} l_2 + k_{d2} l_3 + l_4 \\ C_{n2} = k_p l_2 + k_{d1} l_3 + k_{d2} l_4 \\ C_{n1} = k_p l_3 + k_{d1} l_4 \\ C_{n0} = k_p l_4 \end{cases},$

$$\begin{cases} C_{d3} = 1 \\ C_{d2} = k_{d2} + l_1 \\ C_{d1} = k_{d1} + k_{d2} l_1 + l_2 \\ C_{d0} = k_p + k_{d1} l_1 + k_{d2} l_2 + l_3 \end{cases}.$$

3.2 LADRC 稳定性分析

由工程经验可知,控制器带宽通常为开关频率的 1/10 以下,因此先给定控制带宽 $\omega_c = 11\ 000$ rad/s。观测带宽应为控制带宽的 3~5 倍^[16],以 $\omega_o = 50\ 000$ rad/s 为起点, $\omega_o = 100\ 000$ rad/s 为终点,10 000 rad/s 为步长, $T_s = 20\ \mu\text{s}$,将等效传递函数经双线性变换离散化,并绘制出在不同 ω_o 值下的零极点图,如图 5 所示,随着 ω_o 数值增加,更多的噪声被引入控制回路,系统逐渐不稳定。经综合考虑后最终选择 $\omega_c = 11\ 000$ rad/s, $\omega_o = 50\ 000$ rad/s。

3.3 LADRC 抗扰性分析

为了分析控制器参数变化对系统抗扰特性的影响,首先求出网电流 α 轴分量 $y_a(s)$ 到扰动 $d(s)$ 的传递函数 $G_d(s)$,如式(17)所示。

$$G_d(s) = \frac{y_a(s)}{d(s)} = \frac{G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (17)$$

绘制扰动传递函数的伯德图,如图 6、7 所示,随着观测带宽 ω_o 和控制带宽 ω_c 增加,逆变控制系统对中低频扰动的抑制能力明显增强,其中观测器带宽 ω_o 的增加对系统抗扰能力的增强起主要作用。

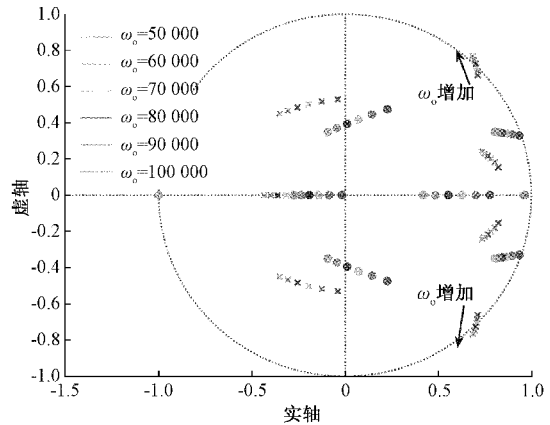


图 5 系统零极点分布

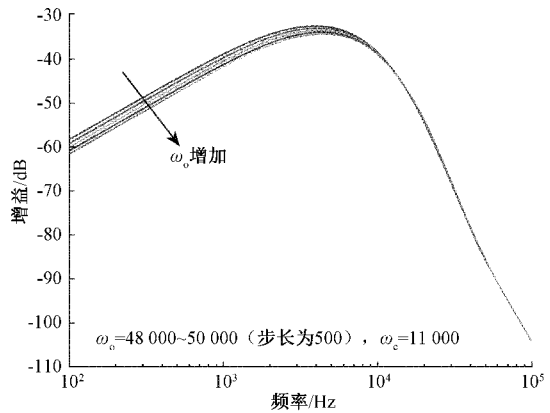


图 6 观测带宽对系统抗扰性影响

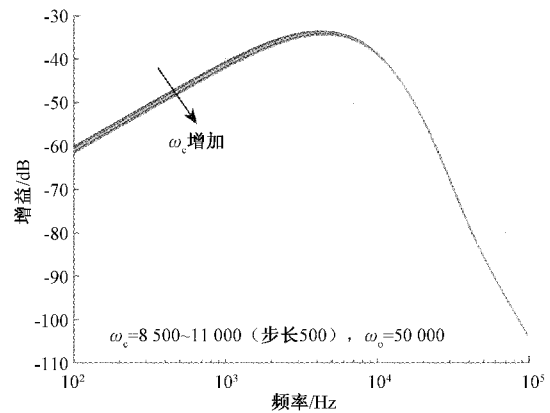


图 7 控制带宽对系统抗扰性影响

4 仿真及实验验证

为了分析所设计的控制器性能,在 MATLAB/Simulink 平台中搭建基于两相静止坐标系下 LADRC 控制的 T 型三相 LCL 并网逆变器仿真模型,并依据表 1 所示参数,对仿真模型的进行配置。

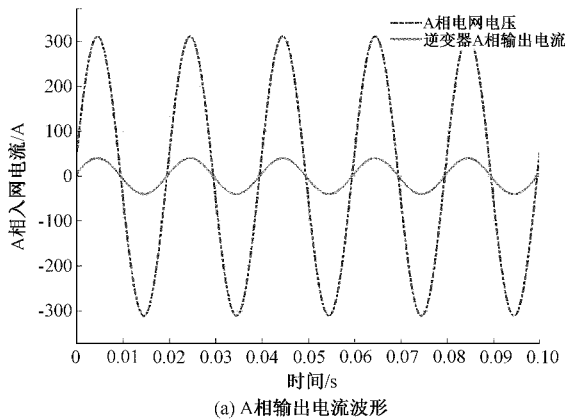
4.1 稳态性能及入网电流谐波抑制

对系统的稳态性能进行仿真分析,设定入网电流为 40 A。仿真结果如图 8(a)所示,逆变器以接近 1 的功率因数工作,

表1 基于LADRC控制的并网逆变器参数

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	1 200
功率 P/kW	10
开关频率 f_{sw}/kHz	50
采样频率 f_s/kHz	50
滤波电感 $L_1/\mu H$	340
滤波 $L_2/\mu H$	190
滤波电容 $C/\mu F$	10
LESO 带宽 $\omega_o/(rad/s)$	50 000
控制器带宽 $\omega_c/(rad/s)$	11 000

A相入网电流以较高正弦度跟踪电网电压。入网电流的THD为1.53%，如图8(b)所示。仿真结果说明控制系统有良好的稳态性能和较强的谐波抑制能力。



幅值(50 Hz) = 40 A, THD = 1.53%

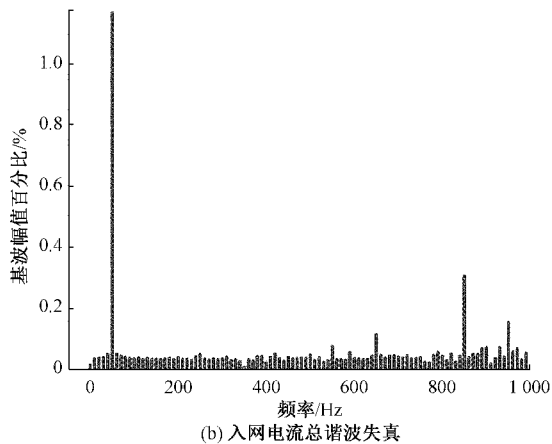


图8 稳态仿真结果

4.2 功率突变

为了分析系统的动态性能,给定入网电流信号为20 A,无功功率始终设定为0,在0.05 s时由20 A阶跃至40 A,仿真结果如图9所示。从图9(a)中可以看出,入网电流 α 轴分量跟踪给定交流信号效果较好,在给定信号跳变瞬间依然能够准确跟踪指令。如图9(b)所示,入网电流在给定

信号跳变瞬间有波形畸变,经过0.002 s调整后,逆变器继续输出高质量入网电流。

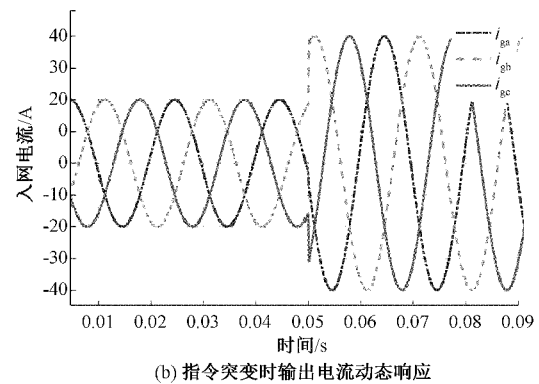
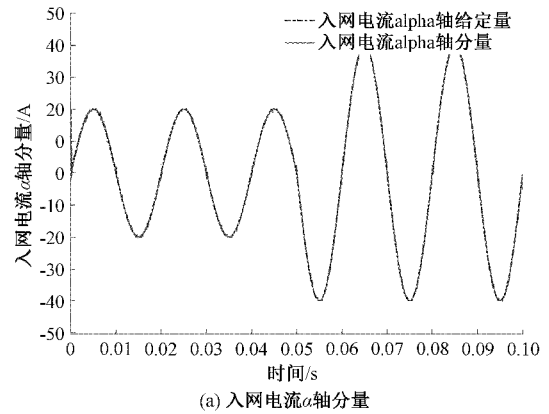
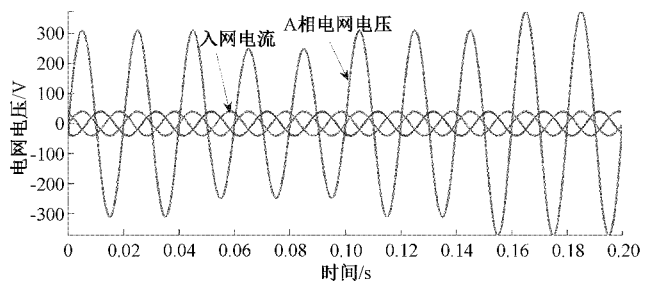


图9 入网电流的动态响应

4.3 电网电压幅值扰动

为了分析电网电压扰动对控制系统的影响,模拟电网电压在0.05 s时突然跌落至0.8倍额定电压,持续0.05 s后恢复至额定幅值,之后在0.15 s时突然增加至1.2倍额定电压。图10为电网电压出现扰动时入网电流的波形。从图10中可以看出,在整个扰动过程中,逆变器始终输出正弦度较高的电流,控制器表现出良好的动态抗扰性能。



4.4 实验验证

基于能馈型直流电子负载中的T型三电平LCL并网逆变器平台对所设计控制策略进行验证,该逆变器采用的碳化硅功率开关管型号为LSICM01200E0080,开关频率为50 kHz,主控芯片为TMS320F28379D,并网逆变器入网

电流稳态波形如图 11 所示。从图中可以看出,逆变器入网电流实现了对 20 A 给定信号的良好跟踪。

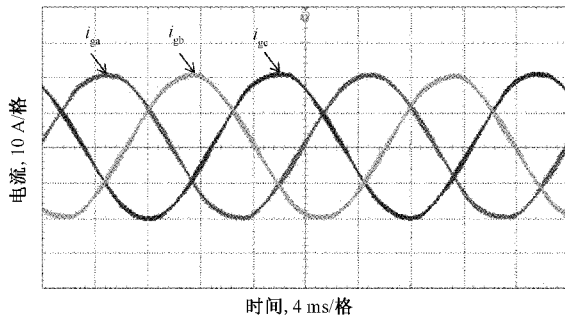


图 11 并网逆变器入网电流稳态波形

此时电网电能质量和入网电流的总谐波畸变及其功率因数,如表 2 所示。从表中可以看出,在电网电能质量不平衡时,各相入网电流依然以接近单位功率因数向电网馈入电流,每相的入网电流的总谐波畸变率在 2.2% 左右。

表 2 测试结果

参数	A 相	B 相	C 相
接入的公共电网 THD/%	2.6	2.9	2.5
入网电流 THD/%	2.2	2.2	2.1
功率因数	0.996	0.994	0.996

逆变系统给定信号由 20 A 突变至 10 A 时的输出电流波形如图 12 所示。从图中可以看出,在给定信号跳变瞬间,入网电流能够准确跟踪指令,没有超调和振荡出现,验证了所提控制策略能实现对入网电流的良好控制。

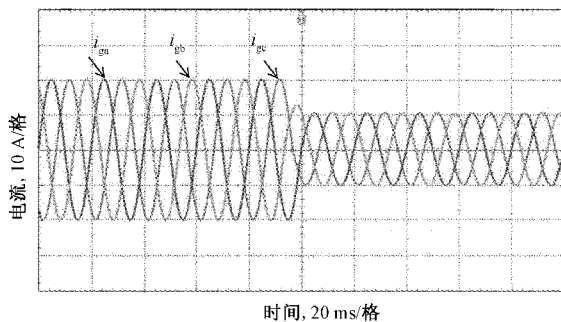


图 12 给定值突变时入网电流波形

5 结 论

本文针对并网逆变器入网电流控制中存在的电网时变扰动、系统在 dq 坐标系下存在耦合等问题,提出了在两相静止坐标系下以网侧电流为受控变量的线性自抗扰控制策略。首先利用控制系统的等效传递函数,建立了考虑控制延时的系统模型,并对系统的动态特性、稳定性及抗扰性进行了分析。其次搭建了仿真和实验平台,验证了基于两相静止坐标系下线性自抗扰控制策略有效性。仿真及实验结果表明,所提控制策略可实现对入网电流的良好控制,逆变

器以接近单位功率因数工作,入网电流总谐波失真控制在 2.2%,达到了预期效果。此外,所设计的控制策略采用了“带宽化”的参数整定方法,物理意义明确且参数调节方便,具有较高的工程应用价值。

参考文献

- [1] 张兴,李明,郭梓暄,等. 新能源并网逆变器控制策略研究综述与展望[J]. 全球能源互联网, 2021, 4(5): 506-515.
- [2] 蔡慧,陈俐宏,魏缪宇,等. 一种用于光伏发电系统特性测试的能馈型电子负载[J]. 太阳能学报, 2021, 42(10): 61-67.
- [3] 季宁一,赵涛,徐友,等. T型三电平并网逆变器的设计与实现[J]. 电气技术, 2018, 19(8): 11-15.
- [4] 程启明,褚思远,程尹曼,等. Z源三电平并网逆变器的PR控制系统[J]. 高电压技术, 2016, 42(10): 3075-3082.
- [5] ZHANG X, TAN L, XIAN J, et al. Direct grid-side current model predictive control for grid-connected inverter with LCL filter[J]. IET Power Electronics, 2019, 11(15): 2450-2460.
- [6] 赵强松,陈莎莎,周晓宇,等. 用于并网逆变器谐波抑制的重复-比例复合控制器分析与设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(24): 5189-5198.
- [7] 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.
- [8] 刘瑞娟,聂卓赟,马亦婧,等. 基于自抗扰重复控制的压电驱动器高精度跟踪控制[J]. 仪器仪表报, 2019, 40(11): 197-203.
- [9] 姚芳,赵晓鹏,吴正斌,等. 一种基于自抗扰控制的电子差速控制策略研究[J]. 仪器仪表报, 2021, 42(3): 177-191.
- [10] 付建哲,郭昆丽,闫东. 直流微电网内双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(3): 47-52.
- [11] 杨剑锋,丁宇,刘洋,等. 带有过渡过程的一阶自抗扰 SAPF 并网启动策略研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 140-147.
- [12] 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]. 高电压技术, 2016, 42(10): 3336-3346.
- [13] 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.
- [14] 付子义,张宇远,董彦杰. 弱电网条件下 LCL 型三相光伏并网逆变器研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(4): 193-199.
- [15] 陈增强,刘俊杰,孙明玮. 一种新型控制方法——自抗扰控制技术及其工程应用综述[J]. 智能系统学报,

2018,13(6):865-877.

- [16] 吕勤,王金跃,周竹菁. LCL 滤波并网逆变器的自抗扰控制[J]. 电力电子技术,2020,54(1):5-9.

作者简介

梁文科,硕士研究生,主要研究方向为能馈电子负载,逆

变器。

E-mail:165862941@qq.com

苏淑靖(通信作者),工学博士,教授,主要研究方向为感知与探测,信号处理。

E-mail:1015645377@qq.com