

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416058

基于非线性扰动观测器的三相 PWM 整流器滑模控制^{*}

侯波 刘唐旺

(陕西理工大学电气工程学院 汉中 723001)

摘要: 针对交流微电网中三相 PWM 整流器的运行状态易受负载扰动、滤波电容参数摄动影响的问题,本文提出一种基于非线性扰动观测器的三相 PWM 整流器滑模控制方法。首先,将负载扰动、滤波电容参数摄动等视为集总扰动,构建电压环非线性模型。其次,设计非线性扰动观测器,实现集总扰动的在线估计。为实现主动抗干扰控制和滑模抖振抑制,将估计的集总扰动引入到滑模面中,得到了一种含有扰动估计的新型滑模面。最后,基于滑模控制理论设计电压外环滑模控制器,并采用 Lyapunov 稳定性理论对其进行了稳定性证明。动态性能测试结果表明,非线性扰动观测器能够快速、准确地对集总扰动进行估计;与双环 PI 控制相比,所提控制的过渡过程时间减少了 60%,电压跌落量减少了 54%;滤波电容参数变化时,所提控制的动态性能保持良好。稳态性能测试结果表明,与传统滑模控制和双环 PI 控制相比,所提控制的电流总谐波畸变率分别减少了 70%和 44%,同时滑模抖振得到了有效地抑制。测试结果证明了所提控制方法的强抗负载扰动能力和良好的滤波电容参数鲁棒性。

关键词: 三相 PWM 整流器;非线性扰动观测器;滑模控制;集总扰动

中图分类号: TN386;TM461 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Nonlinear disturbance observer-based sliding-mode control for
three-phase PWM rectifiers

Hou Bo Liu Tangwang

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China)

Abstract: Aiming at the problem that the operation state of three-phase PWM rectifier in AC microgrid is easily affected by load disturbance and filter capacitor parameter perturbation, a sliding mode control method of three-phase PWM rectifier based on nonlinear disturbance observer is proposed in this paper. Firstly, the load disturbance and filter capacitor parameter perturbation are regarded as lumped disturbances, and the nonlinear model of voltage loop is constructed. Secondly, a nonlinear disturbance observer is designed to realize the online estimation of lumped disturbances. In order to achieve active anti-interference control and sliding mode chattering suppression, the estimated lumped disturbance is introduced into the sliding mode surface, and a new sliding mode surface with disturbance estimation is obtained. Finally, the voltage outer loop sliding mode controller is designed based on the sliding mode control theory, and the stability is proved by Lyapunov stability theory. The dynamic performance test results show that the nonlinear disturbance observer can estimate the lumped disturbance quickly and accurately. Compared with the double-loop PI control, the transition process time of the proposed control is reduced by 60%, and the voltage drop is reduced by 54%. When the filter capacitor parameters change, the dynamic performance of the proposed control remains good. The steady-state performance test results show that compared with the traditional sliding mode control and the double-loop PI control, the total harmonic distortion of the current of the proposed control is reduced by 70% and 44% respectively, and the sliding mode chattering is effectively suppressed. The test results show that the proposed control method has strong anti-load disturbance ability and good robustness of filter capacitor parameters.

Keywords: three-phase PWM rectifiers; nonlinear disturbance observer; sliding-mode control; lumped disturbance

0 引言

作为交流微电网交流母线与用户之间能量转换与传输

的重要接口,三相脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)整流器在保证用户端直流母线电压稳定可控的同时,还需要微电网交流母线侧电压电流同相位和较低的电

收稿日期:2024-05-16

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(51705003)、陕西理工大学人才启动项目(SLGRCQD2122)资助

流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)。但是,用电负荷的随机性、整流器模型参数变化、未建模动态等都会引起整流器所接用户端(视为整流器负载)直流母线电压的变化,并给微电网的交流母线带来一定的谐波污染。为避免此种情况的发生,对交流微电网中三相 PWM 整流器控制策略的研究是至关重要的^[1-2]。目前,比例积分(proportional integral, PI)控制具有概念简单、理论成熟、易于实现等优点,在三相 PWM 整流器中得到了广泛的应用^[3-4]。但是,传统 PI 控制的动态响应较慢,全局稳定性也较差。在两相静止坐标系下,吕永灿等^[5]采用多个比例谐振(proportional resonant, PR)控制器并联结构,实现了电流无静差控制和对电网电压中多个特定次谐波的有效抑制,但控制器参数多、阶数高,大大地增加了控制参数的调试难度。此外,三相 PWM 整流器是一个典型的非线性系统。显而易见,以 PI 控制、PR 控制为代表的线性控制对非线性系统进行控制,必然难以取得令人满意的控制效果。

随着控制理论的发展和对三相 PWM 整流器研究的深入,国内外学者们提出了诸多整流器非线性控制方法,主要有自适应控制^[6-7]、模型预测控制^[8-10]、模糊控制^[11-12]、无源控制^[13]、滑模控制^[14-17]等。针对电压外环,Merai 等^[6]提出了一种自适应 PI 控制器,但仅保证了系统的稳态性能。郭鑫等^[7]设计了一种负载自适应控制器,提高了整流器对负载参数的自适应性。此外,自适应控制的控制效果对模型参数辨识精度具有较大的依赖性。模型预测控制(model predictive control, MPC)具有动态响应快、概念直观、适用于多变量系统等优点,近年来被广泛应用于功率变换器领域^[8]。Zhang 等^[9]将改进的双矢量有限控制集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)应用于三相整流器控制中,保持动态性能的同时提高了整流器的稳态性能,开关频率也有所降低。为有效提高 FCS-MPC 在低采样频率下的控制精度,胡林强等^[10]提出了一种新的控制集扩充方法,以较小的代价取得三相整流器系统控制性能的提升。但是, FCS-MPC 的计算量较大,同时开关频率不固定问题也使得滤波器参数设计十分困难。模糊控制是一类智能的非线性控制,不依赖于对象精确的数学模型,鲁棒性较强。黄自鑫等^[11]针对 PWM 整流器电压外环设计了一种模糊 PI 控制器,利用模糊规则实现了控制器增益的在线调整,改善了控制系统的动态及稳态性能。姚强等^[12]针对常规模糊控制存在模糊规则可调范围不高的问题,通过引入变论域伸缩因子来提高规则的适用范围,进一步提高了整流器系统的动态性能。然而,模糊控制的模糊规则设计严重依赖于专家经验。无源控制是一种基于能量函数的非线性控制方法,能够实现系统的全局稳定性。陈美锋等^[13]设计了一种电流内环无源控制器,降低了三相 PWM 整流器交流侧电流的谐波含量,实现了单位功率因数运行。但是,无源控制的收敛速度较慢。

滑模控制(sliding-mode control, SMC)本质上是一类

特殊的非线性控制,具有很强的参数鲁棒性和抗扰动性能^[14]。但是,固有的滑模抖振不仅会影响系统控制性能,还可能激发系统高频未建模动态。针对此问题,徐鹏等^[15]提出了一种基于幂-指趋近率的滑模控制器,相比于传统趋近率,改进后的所提幂-指趋近率能够明显地抑制抖振。梁祺祺等^[16]提出一种高阶滑模趋近律,并结合积分滑模面和末端滑模面构建了积分末端滑模面,有效降低了滑模抖振现象,提高了整流器系统的抗扰性能。徐鹏等^[17]将模型预测控制与滑模控制相结合,设计了一种模型预测滑模控制,提高了三相 PWM 整流器的动态性能以及抗干扰能力。

值得注意的是,从扰动抑制角度考虑,上述所提三相 PWM 整流器控制方法是通过反馈控制来抑制扰动的,属于被动抗干扰控制,无法实现对强扰动的快速抑制^[18]。而主动抗干扰控制是一种有效地解决方法。但是,所使用的传感器增加了硬件成本,对某些扰动也难以用现有的传感器测量^[19]。为此,基于观测器的主动抗干扰控制技术受到了国内外学者的广泛关注,比如扩张状态观测器、滑模观测器以及扰动观测器等^[20-29]。Liu 等^[20]提出一种基于线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)的二阶滑模控制器,提高了三相整流器的整体运行性能。为提高 LESO 的观测精度, Pan 等^[21]构建了一种分数阶 LESO,减小了整流器交流侧电流的 THD。针对永磁同步电机系统性能易受参数变化影响的问题,成天昊等^[22]基于非线性扩张状态观测器(nonlinear extended state observer, NESO)提出了一种无模型预测电流控制方法,有效降低了系统对参数变化的敏感性。陈德海等^[23]引入一种非线性光滑函数构建了 NESO,提高了永磁直驱风力发电机最大功率跟踪精度。Luo 等^[24-25]提出了滑模观测器(sliding-mode observer, SMO),有效提高了观测速度和系统鲁棒性。然而,ESO 和 SMO 的控制参数较多,增加了工程实现难度。基于扰动观测器的控制(disturbance observer based control, DOBC)方法是一种典型且有效地主动抗干扰控制方法,具有结构简单、抑制扰动速度快等优点。为此,黄朝志等^[26-27]采用非线性扰动观测器(nonlinear disturbance observer, NDO)进行扰动观测和补偿,有效地提高了系统抗干扰能力。针对旋转激励平移振荡器受未知扰动影响的问题, Wu 等^[28]设计了一种 NDO,系统稳定性得到了明显的提高。但是,到目前为止 NDO 在三相整流器系统中的应用鲜有报道。针对混合微电网, Wang 等^[29]采用 NDO 和 PI 控制相结合的方式进行直流母线电压调节,但是 PI 控制的全局范围内稳定性较差,控制器的鲁棒性也需进一步提升。

根据以上分析,针对交流微电网中的三相 PWM 整流器,本文以双环控制结构为基础,提出了一种基于 NDO 的三相 PWM 整流器滑模控制方法。对于电压外环,本文采用 NDO 对负载扰动、滤波电容参数摄动等组成的集总扰动进行在线估计,并在滑模控制器中予以补偿。这不仅使

整流器具备了对负载扰动的主动抗干扰能力,同时滑模抖振也被极大地减小。对于电流内环,考虑到内环扰动所引起的误差可由外环控制加以弥补或抑制^[30],电流内环采用基于前馈解耦思想的 PI 控制。所提控制方法可有效地提高直流母线电压的稳态、动态性能以及对滤波电容参数的鲁棒性。仿真和实验对比证明了所提控制方法的有效性和优越性。

1 三相 PWM 整流器数学模型

交流微电网结构示意图如图 1(a)所示。其中,风电机组、光伏发电阵列分别经交流/直流/交流(alternating current/direct current/alternating current, AC/DC/AC)电路、DC/AC 逆变器与三相交流母线相连;储能单元通过双向 DC/AC 变换器与三相交流母线相连。由图 1(a)可知,三相 PWM 整流器是微电网交流母线与直流用户之间的关键接口,其性能的优劣将直接影响用户的用电质量。三相 PWM 整流器结构如图 1(b)所示。

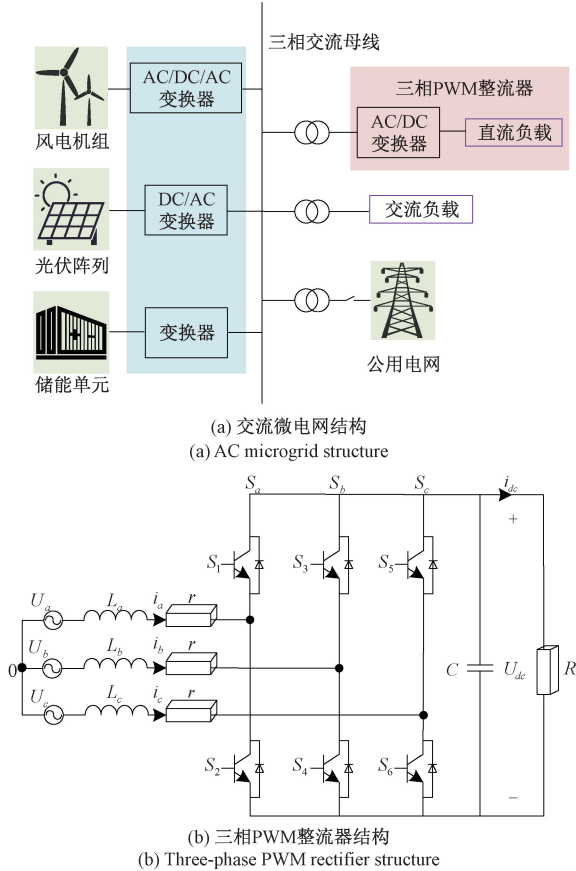


图 1 交流微电网及三相 PWM 整流器结构

Fig. 1 AC microgrid and three-phase PWM rectifier structure

图 1(b)中, U_a 、 U_b 和 U_c 为三相输入电压, i_a 、 i_b 和 i_c 为三相输入电流, U_{dc} 为直流母线电压, i_{dc} 为负载电流, $L_a=L_b=L_c=L$ 为滤波电感, r 为等效电阻, C 为滤波电容, R 为负载电阻。定义开关函数 S_i ($i=a, b, c$)。其中,

$S_i=1$ 表示上桥臂功率开关管(第 i 桥臂)开通,下桥臂的功率开关管关断,反之 $S_i=0$ 。需要说明的是,储能单元通过释放/吸收功率的方式适时调节交流母线电压,使其保持于稳定状态。因此,本文将三相 PWM 整流器的三相输入电压视作理想的三相交流电源。

结合基尔霍夫定律,可得三相静止坐标系下的整流器数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = U_a - ri_a - \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = U_b - ri_b - \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = U_c - ri_c - \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{dc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

由式 (1) 进一步可得三相 PWM 整流器的 dq 模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = U_d - ri_d + \omega L i_q - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = U_q - ri_q - \omega L i_d - u_{rq} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - i_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

上式中, ω 为三相输入电压的角频率, U_d 、 U_q 分别为三相输入电压有功和无功分量, i_d 、 i_q 分别为三相输入电流有功和无功分量, S_d 、 S_q 分别为 d 轴和 q 轴开关分量, $u_{rd} = S_d U_{dc}$ 和 $u_{rq} = S_q U_{dc}$ 为控制输入量。

目前,三相 PWM 整流器大多数采用双环控制结构。根据多环控制理论可知,多环控制结构中外环是决定系统性能的根本因素,而内环主要起改造被控对象以利于外环控制的作用。此外,各种扰动给内环带来的误差可以由外环控制加以弥补或抑制^[30]。因此,双环控制结构中的外环控制器设计是至关重要的。由式 (2) 进一步可知,对于三相 PWM 整流器的电压环,其主要影响因素是负载扰动。然而,负载扰动往往是未知的且具有强扰动特征,这对电压外环控制器的设计提出较高的要求。而传统 PI 控制的动态响应速度较慢,全局稳定性也较差,难以满足三相 PWM 整流器高性能要求。因此,本文结合滑模控制理论和观测器技术对三相 PWM 整流器进行电压外环控制器设计。

2 电压外环控制器设计

对于整流器的双环控制结构,通常电流内环的带宽远远大于电压外环的带宽,因而电流内环和电压外环可认为是解耦的^[31]。基于此,电压外环控制器和电流内环控制器可分开独立设计。其中,电压外环控制器的输出是电流内环的参考给定。本小节首先采用滑模控制理论和观测器技术进行电压外环控制器设计。

2.1 电压环非线性模型

对于双环控制,内环的响应速度将远远大于外环。因

此,在设计电压外环控制器时可认为电流内环已完全跟踪上给定参考电流,即 $i_d = i_{dref}$, $i_q = i_{qref}$ 。其中, i_{dref} 为有功参考电流, i_{qref} 为无功参考电流。通常情况下,三相 PWM 整流器运行于单功率因数,即 $i_{qref} = 0$ 。因此,式(2)中的电压方程可改写为:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \psi S_d i_{dref} + \eta i_{dc} \quad (3)$$

式中: $\psi = 3/2C$, $\eta = -1/C$ 。考虑到电容制造商和长期运行过程中电容老化等因素的影响,整流器滤波电容参数往往是非精确的。与此同时,建模过程中也存在难以避免的未建模动态。基于此,将式(3)进一步改写为:

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \phi_0 u + d \quad (4)$$

上式中, $u = S_d i_{dref}$, 为电压外环控制量; $\phi_0 = 3/2C_0$, 其中 C_0 为 C 的标称值; $d = \Delta\psi S_d i_{dref} + \eta i_{dc} + \epsilon$ 为集总扰动, $\Delta\psi$ 为滤波电容参数不确定项, ϵ 代表系统未建模动态。依据三相 PWM 整流器的物理特性, d 是有界的, 即 $|d| \leq d^* = |d|_{\max}$ 。

2.2 SMC 设计

令 $e_u = U_{dc} - U_{dcref}$, U_{dcref} 为直流母线电压参考值, e_u 为直流母线电压跟踪误差。对于传统滑模控制, 本文采用如式(5)所示的滑模面以及如式(6)所示的等速趋近律。

$$s_1 = e_u + c \int_0^t e_u d\tau \quad c > 0 \quad (5)$$

$$\frac{ds_1}{dt} = -k_1 \operatorname{sgn}(s_1) \quad k_1 > 0 \quad (6)$$

其中, c 、 k_1 分别为滑模参数以及切换增益。依据式(4)~(6), 同时忽略式(4)中的 d , 结合滑模控制理论, 可得滑模反馈控制律为:

$$u_{smc} = -\frac{1}{\phi_0} (ce_u + k_1 \operatorname{sgn}(s_1)) \quad (7)$$

由式(4)、(5)和(7)可得:

$$\frac{ds_1}{dt} = d - k_1 \operatorname{sgn}(s_1) \quad (8)$$

为了满足滑模控制的可达性条件 $s_1 \frac{ds_1}{dt} < 0$, 则需满足

$k_1 > d^*$ 。当系统状态量到达滑模面后, 有 $s_1 = \frac{ds_1}{dt} = 0$,

因而:

$$\frac{de_u}{dt} + ce_u = 0 \quad (9)$$

由式(9)可知, e_u 以指数形式收敛于平衡点 0, 即 $U_{dc} = U_{dcref}$ 。但是, 实际工程中 d^* 难以获得。因此, 为了保证 $k_1 > d^*$, 切换增益 k_1 必须足够大, 但这必然会引起剧烈的滑模抖振。

滑模控制与非线性扰动观测器相结合的方式方法进行滑模控制器的设计, 不仅不会增加系统硬件成本, 而且在降低滑模抖振的同时可进一步提高系统的动态响应速度和稳态精

度。为此, 在电压环非线性模型基础上, 本文采用非线性扰动观测器对 d 进行估计, 具体设计过程如 2.3 节所示。

2.3 NDO 设计

对直流母线电压跟踪误差 e_u 求导, 结合式(4)可得:

$$\frac{de_u}{dt} = \phi_0 u + d \quad (10)$$

在式(10)基础上, 依据非线性扰动观测器原理^[32], 本文设计如式(11)所示的非线性扰动观测器。

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = -lp - l(le_u + \phi_0 u) \\ \hat{d} = p + le_u \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\hat{d}$ 、 p 和 l 分别是 d 的估计值、观测器辅助变量和观测器增益。

定义扰动估计误差为 $e_d = d - \hat{d}$, 结合式(11)可得:

$$\frac{de_d}{dt} = \frac{dd}{dt} - le_d \quad (12)$$

稳态时, 整流器输出电压为直流量, 这意味着 $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{dd}{dt} =$

0。因此, 由式(12)可得:

$$\frac{de_d}{dt} + le_d = 0 \quad (13)$$

若 $l > 0$, 式(13)表明 e_d 渐进收敛于 0, 即扰动的估计值 $\hat{d}$ 以渐进形式收敛于实际值 d 。进一步, 依据式(10)、(11)可得 $\hat{d}$ 与 d 之间的关系为:

$$\hat{d}(\sigma) = \frac{1}{1 + T_d \sigma} d(\sigma) \quad (14)$$

其中, T_d 为 NDO 的时间常数, $T_d = 1/l$ 。由式(14)知, NDO 对于 d 可视为一阶惯性环节。由此可知, l 越大, NDO 的响应速度越快, $\hat{d}$ 与 d 之间的相位滞后越小, 但高频噪声抑制能力越差。由式(14)也可知, NDO 具有一定的积分效应, 过大的 l 会导致控制器饱和。此外, 对于观测器而言, 其观测速度应快于主控制器速度^[29]。因此, l 必须折衷取值。

2.4 NDO-SMC 设计

传统滑模控制的滑模面仅含有误差信息。若出现扰动 d , 则只能通过增大切换增益来提高系统闭环增益, 以此实现对扰动 d 的抑制, 但过高的增益往往会导致剧烈的滑模抖振。为此, 本文提出一种新型滑模面, 如式(15)所示。

$$s = e_u + c \int_0^t e_u d\tau + \hat{d} \quad c > 0 \quad (15)$$

由式(15)可知, 所提滑模面包含了跟踪误差和扰动信息。这就意味着, 无论在趋近阶段还是滑模阶段, 扰动 d 都将参与到滑模轨迹调节中, 起到了扰动前馈补偿作用, 因而大大地提高了整流器的抗扰动能力。结合式(15), 设计滑模反馈控制律为:

$$u_{ndo-smc} = -\frac{1}{\phi_0} (ce_u + k \operatorname{sgn}(s) + \hat{d}) \quad (16)$$

式中, k 为待设计的切换增益。

稳定性证明:

首先,对式(15)求导可得:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{de_u}{dt} + ce_u + \frac{d\hat{d}}{dt} \quad (17)$$

将式(10)、(11)及(16)代入上式可得:

$$\frac{ds}{dt} = -k \operatorname{sgn}(s) + (l+1)e_d \quad (18)$$

考虑如下 Lyapunov 函数:

$$V(s) = \frac{1}{2}s^2 \quad (19)$$

对上式沿着式(18)求导可得:

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} = -k|s| + (l+1)e_d s \leq$$

$$- [k - (l+1)e_d^*] |s| = -\sqrt{2} [k - (l+1)e_d^*] V^{\frac{1}{2}} \quad (20)$$

其中, $e_d^* > 0$ 为 e_d 的上界,即 $e_d^* = |e_d|_{\max}$ 。如果 $k > (l+1)e_d^*$, 由式(20)知,系统可在有限时间内到达滑模面,有限时间 T 满足 $T \leq \frac{\sqrt{2}V^{1/2}(s(0))}{[k - (l+1)e_d^*]}$ 。结合式(10)、(11)和(17)可得:

$$\frac{de_u}{dt} + ce_u = -le_d \quad (21)$$

将式(12)与(21)结合有:

$$\begin{cases} \frac{de_u}{dt} = -ce_u - le_d \\ \frac{de_d}{dt} = -le_d + \frac{dd}{dt} \end{cases} \quad (22)$$

将式(13)与(21)相结合,则有:

$$\begin{cases} \frac{de_u}{dt} = -ce_u - le_d \\ \frac{de_d}{dt} = -le_d \end{cases} \quad (23)$$

在给定条件 $c > 0$ 和 $l > 0$ 的情况下,可得系统式(23)

是全局指数稳定的。结合 $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{dd}{dt} = 0$ 可知,系统式(22)是输入状态稳定的^[32],进而可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_u(t) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} e_d(t) = 0$, 证毕。

由以上证明过程可知,本文所提方法的滑模切换增益需满足 $k > (l+1)e_d^*$ 。由 2.3 节分析可知,扰动估计误差 e_d 最终会收敛至零。因此, k 可取十分小值,滑模抖振程度可被显著的改善。

3 电流内环控制器设计

由于各种扰动给内环带来的误差可以由外环控制加以弥补或抑制^[30],故本文采用如式(24)所示的基于前馈解耦思想的 PI 控制来调节电流。

$$\begin{cases} u_{rd} = U_d + \omega L i_q - (k_{pd} e_{id} + k_{id} \int e_{id} dt) \\ u_{rq} = U_q - \omega L i_d - (k_{pq} e_{iq} + k_{iq} \int e_{iq} dt) \end{cases} \quad (24)$$

式中: $e_{id} = i_{dref} - i_d$ 和 $e_{iq} = i_{qref} - i_q$ 分别为 d 轴和 q 轴电流跟踪误差。 k_{pd} 和 k_{id} 是 d 轴 PI 控制器的比例、积分增益。 k_{pq} 和 k_{iq} 是 q 轴 PI 控制器的比例、积分增益。为了实现整流器单功率因数运行, q 轴电流参考值设为零, d 轴电流参考值由电压外环控制器给定。

综上所述,基于 NDO-SMC 方法的三相 PWM 整流器系统控制框图如图 2 所示。

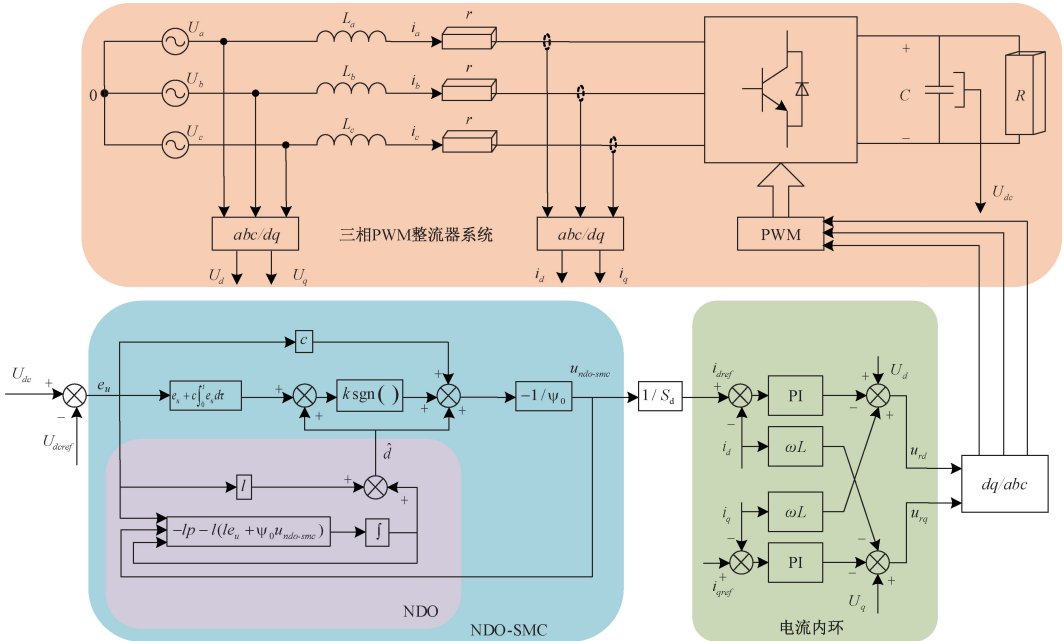


图 2 三相 PWM 整流器系统控制框图

Fig. 2 Control block diagram of three-phase PWM rectifier system

4 仿真及实验结果与分析

采用 Matlab/Simulink 进行仿真,并搭建了如图 3 所示的实验平台,控制算法使用 TI 公司的 TMS320F28335 实现,功率开关管为英飞凌公司的 IRFP460,电压、电流传

感器分别为 LV25-P 和 LA55-P,主电路参数如表 1 所示。为了验证所提 NDO-SMC 方法的有效性和优越性,本文从动态性能和稳态性能两方面,分别与双环 PI 控制和 SMC 进行了仿真和实验对比,所选取的控制参数如表 2 所示,仿真与实验参数一致。

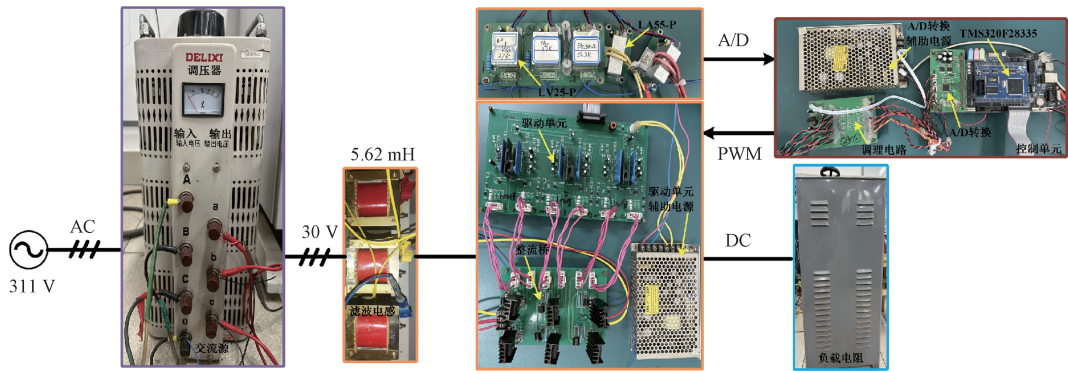


图 3 三相 PWM 整流器实验平台
Fig. 3 Three-phase PWM rectifier experimental platform

表 1 系统参数
Table 1 System parameters

参数	符号	数值
三相输入电压	U	30 V
电压频率	f	50 Hz
直流母线电压参考值	U_{dref}	100 V
滤波电感	L	5.62 mH
等效电阻	r	1.2 Ω
滤波电容	C	1 000 μ F
负载电阻	R	50 Ω
开关频率	f_s	12 kHz

表 2 控制参数
Table 2 Control parameters

电流内环	电压外环		
	PI	SMC	NDO-SMC
$k_{pd} = 50.58$	$k_{pu} = 34.263$	$k_1 = 5\ 000$	$k = 0.5$
$k_{id} = 1\ 980$	$k_{iu} = 740$	$c = 50$	$c = 50$
$k_{pq} = 50.58$	—	—	$l = 43$
$k_{iq} = 1\ 980$	—	—	—

4.1 NDO 增益 l 的选取

由 2.3 节可知, l 必须折衷取值。依据一阶惯性环节约经过 $3T_d \sim 5T_d$ 后稳定和观测器响应时间须小于主控制器的原则^[29], l 必须大于 10。其中,主控制器的响应时间预设为 300 ms。当三相 PWM 整流器负载由空载切换到满载(50 Ω)时,不同 l 取值条件下的直流母线电压仿真波形如图 4 所示。由图 4 知, $l=23$ 时 NDO-SMC 的过渡过程时间约为 300 ms,电压跌落量约为 18 V; $l=33$ 时

NDO-SMC 的过渡过程时间约为 250 ms,电压跌落量约为 16 V。由此可知,随着 l 增加,NDO-SMC 的过渡过程时间和电压跌落量均有所减小。但由图 4 可知,随着 l 进一步增大,NDO-SMC 的过渡过程时间和电压跌落量变化均不明显。结合上述结果,同时考虑到过大的 l 可能导致系统失稳,本文最终选取 l 为 43。

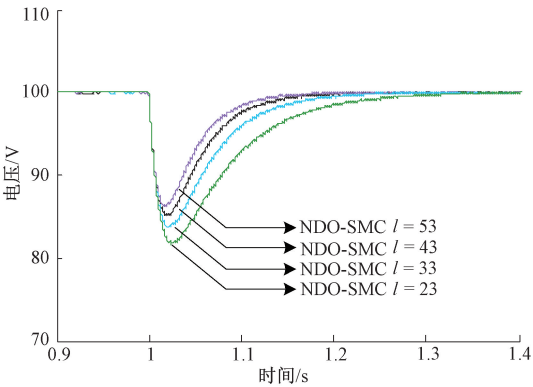


图 4 不同 l 条件下的直流母线电压仿真波形($C_0=1\ 000\ \mu$ F)
Fig. 4 Simulation waveforms of DC bus voltage under different l conditions($C_0=1\ 000\ \mu$ F)

4.2 动态性能和鲁棒性测试

当 $C_0=1\ 000\ \mu$ F,负载由空载切换到满载(50 Ω)时,双环 PI 和 NDO-SMC 的 U_{dc} 动态响应实验波形分别如图 5 和图 6 所示。由图 5 和图 6 知,双环 PI 的过渡过程时间约为 252 ms,电压跌落量约为 31.2 V;NDO-SMC 的过渡过程时间约为 100 ms,电压跌落量约为 14.4 V。相比于双环 PI,NDO-SMC 的过渡过程时间和电压跌落量分别减少了 60%和 54%。由此说明,相对于双环 PI,所提 NDO-SMC 具有更好的动态性能。取不同 C_0 时,NDO-SMC 的

U_{dc} 动态响应仿真波形如图 7 所示。 $C_0=1\ 100\ \mu\text{F}$ 和 $C_0=1\ 200\ \mu\text{F}$ 时的 U_{dc} 动态响应实验波形分别如图 8 和图 9 所示。由图 7~9 知, C_0 对 NDO-SMC 的过渡过程时间和电压跌落量影响不明显。由此证明,所提 NDO-SMC 对整流器的滤波电容参数具有很强的鲁棒性。引起以上结果的主要原因是,NDO-SMC 利用 NDO 对负载扰动和滤波电容参数摄动所组成的集总扰动进行了实时估计和补偿,为主动抗干扰控制,从而有效地提高了整流器对负载扰动和滤波电容参数摄动的抑制能力;相反,双环 PI 控制是以跟踪误差来调整控制输出的方式实现扰动抑制的,为被动抗干扰控制。当扰动存在时,扰动对系统的影响在跟踪误差中往往无法快速体现,因而 PI 控制的抗扰动能力较差^[19,34]。

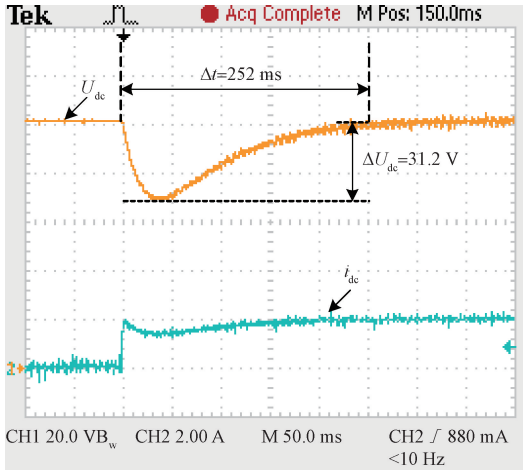


图 5 双环 PI 控制下的直流母线电压和负载电流动态响应实验波形($C_0=1\ 000\ \mu\text{F}$)

Fig. 5 Experimental waveforms of dynamic response of DC bus voltage and load current under dual loop PI control($C_0=1\ 000\ \mu\text{F}$)

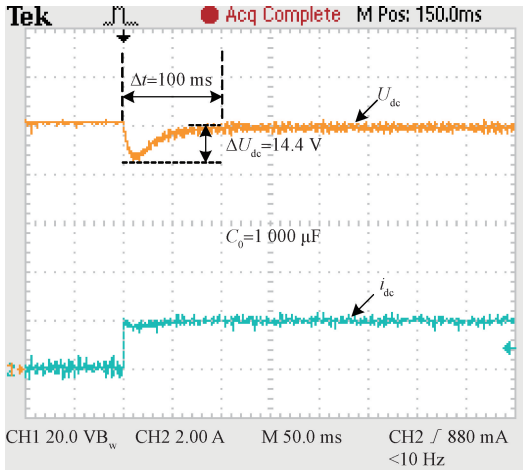


图 6 NDO-SMC 下的直流母线电压和负载电流动态响应实验波形($C_0=1\ 000\ \mu\text{F}$)

Fig. 6 Experimental waveforms of dynamic response of DC bus voltage and load current under NDO-SMC($C_0=1\ 000\ \mu\text{F}$)

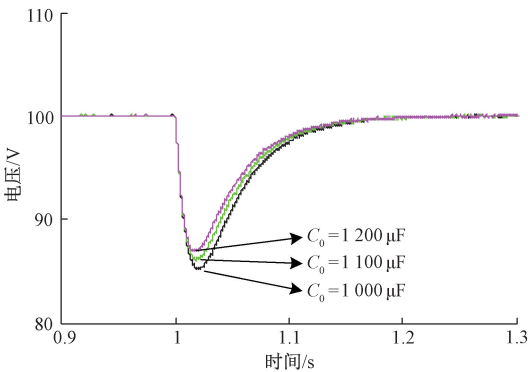


图 7 不同 C_0 下直流母线电压动态响应仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of dynamic response of DC bus voltage under different C_0

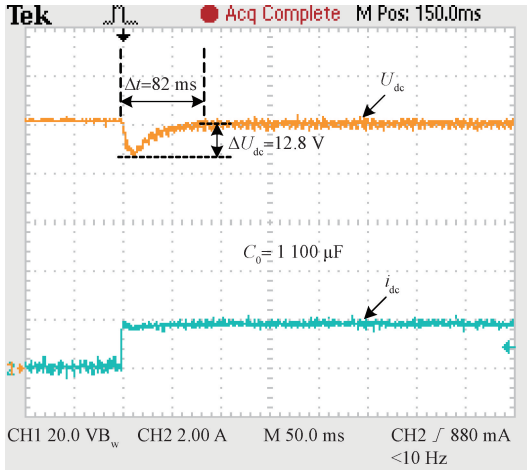


图 8 NDO-SMC 下的直流母线电压和负载电流动态响应实验波形($C_0=1\ 100\ \mu\text{F}$)

Fig. 8 Experimental waveforms of dynamic response of DC bus voltage and load current under NDO-SMC($C_0=1\ 100\ \mu\text{F}$)

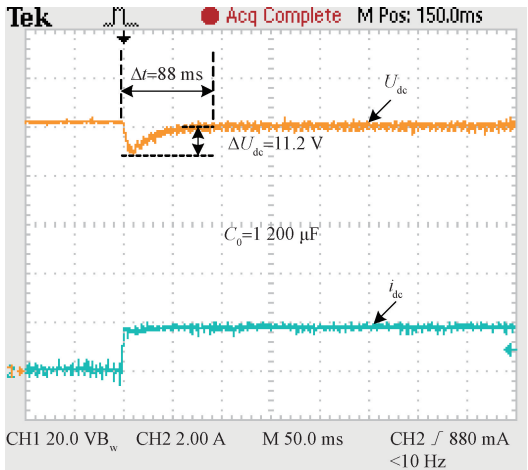


图 9 NDO-SMC 下的直流母线电压和负载电流动态响应实验波形($C_0=1\ 200\ \mu\text{F}$)

Fig. 9 Experimental waveforms of dynamic response of DC bus voltage and load current under NDO-SMC($C_0=1\ 200\ \mu\text{F}$)

NDO-SMC 作用下的 d 轴电流、 q 轴电流及 NDO 动态响应实验波形如图 10 所示。由图 10 知, d 轴电流突变时 q 轴电流始终保持为零。由此说明, 电流内环控制器实现了完全解耦。由图 10 进一步可知, NDO 的过渡过程时间约为 50 ms, 估计值 $\hat{d}$ 约为 $-2\ 200$, 理论计算值 d 为 $-2\ 000$, 实验与理论基本一致。由此说明, NDO 能够快速、准确地对集总扰动 d 进行估计。

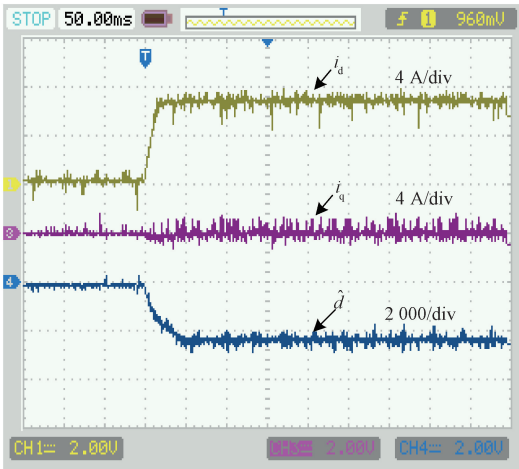


图 10 d 轴电流、 q 轴电流及 NDO 动态响应实验波形($C_0=1\ 000\ \mu\text{F}$)

Fig. 10 Experimental waveforms of dynamic response of d -axis current, q -axis current and NDO($C_0=1\ 000\ \mu\text{F}$)

4.3 稳态性能测试

SMC 和 NDO-SMC 作用下的 U_{dc} 稳态响应仿真波形如图 11 所示, 图 12 和 13 为实验波形。由图 11~13 知, 随着 k_1 的增加, SMC 的直流母线电压跟踪误差逐渐减小, 但过大的 k_1 将导致 U_{dc} 出现剧烈的振荡。这是由于 SMC 理论上就存在抖振与抗扰性能相矛盾的问题^[35]。相反, NDO-SMC 利用 NDO 对集总扰动实时估计, 并对其予以补偿, 因而可以使用较小的 k 实现了整流器对集总扰动的强抑制能力, 同时减小了滑模抖振。以上仿真与实验结

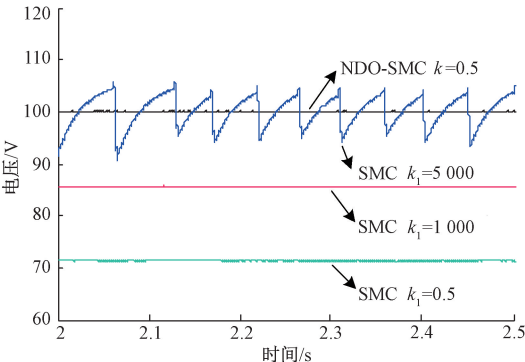


图 11 不同切换增益下直流母线电压稳态响应仿真波形
Fig. 11 Simulation waveforms of steady-state response of DC bus voltage under different switching gains

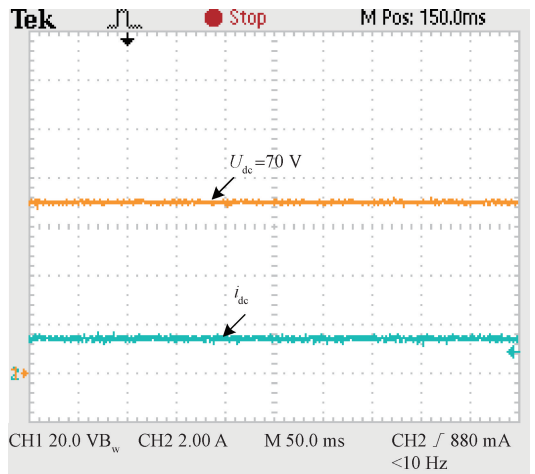


图 12 SMC 下的直流母线电压和负载电流稳态响应实验波形($k_1=0.5$)

Fig. 12 Experimental waveforms of steady-state response of DC bus voltage and load current under SMC($k_1=0.5$)

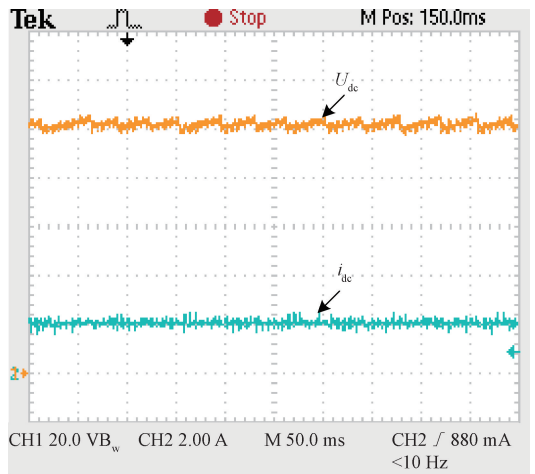
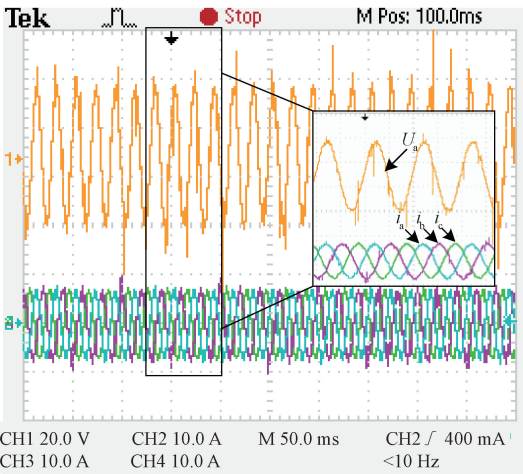


图 13 SMC 下的直流母线电压和负载电流稳态响应实验波形($k_1=5\ 000$)

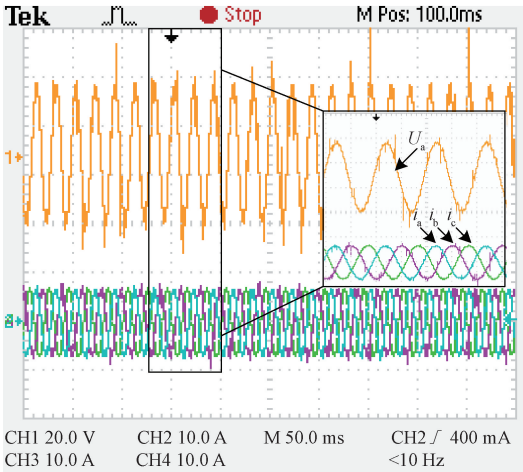
Fig. 13 Experimental waveforms of steady-state response of DC bus voltage and load current under SMC($k_1=5\ 000$)

果也直接验证了 2.3 节和 2.4 节理论分析的正确性。

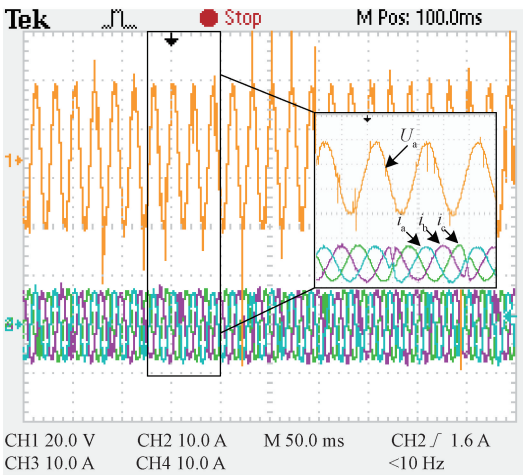
图 14 为 3 种控制方法作用下的输入电流稳态实验波形, 图 15 为与之对应的 A 相电流谐波分析。由图 14(a) 和(b)可知, 双环 PI 和 NDO-SMC 的电流畸变很小, 而由图 14(c) 知, SMC 作用下三相输入电流出现了明显的畸变。由图 15(a)~(c) 知, 双环 PI 和 NDO-SMC 作用下的电流 THD 均满足 IEEE519-2014 中对 THD 小于 5% 的要求, 但 NDO-SMC 的电流 THD 比 SMC 和双环 PI 的电流 THD 分别减少了 70% 和 44%。以上结果说明, 相比于 SMC 和双环 PI 控制, NDO-SMC 具有更好的稳态性能和整流器并网效果。



(a) 双环PI
(a) double-loop PI

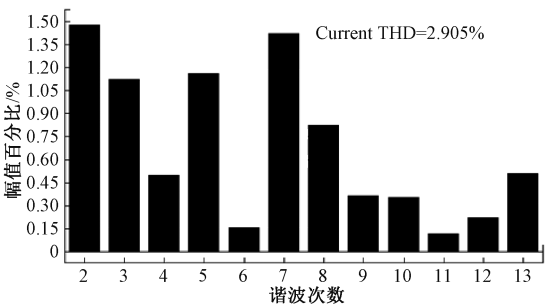


(b) NDO-SMC

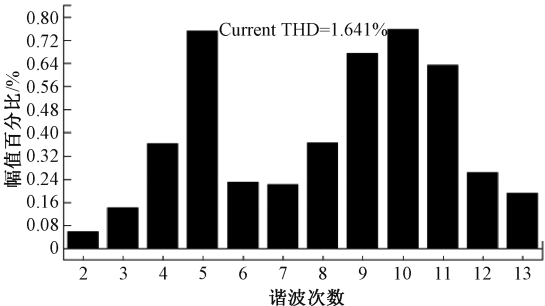


(c) SMC($k_1=5\ 000$)

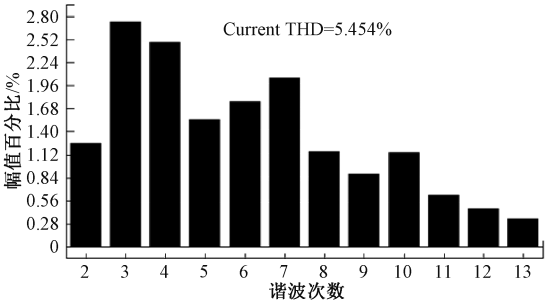
图 14 A 相输入电压及三相输入电流稳态响应实验波形
Fig. 14 Experimental waveforms of steady-state response of A-phase input voltage and three-phase input current



(a) 双环PI
(a) double-loop PI



(b) NDO-SMC



(c) SMC($k_1=5\ 000$)

图 15 i_a 谐波分析

Fig. 15 i_a harmonic analysis

5 结 论

本文以双环控制结构为基础,提出了一种三相 PWM 整流器 NDO-SMC 方法。其中,电流内环采用传统的 PI 控制。针对电压外环,本文设计了一种 NDO,实现对负载扰动、滤波电容参数摄动所组成的集总扰动的在线估计。以此为基础,基于扰动补偿思想和 SMC,设计了具备主动抗干扰能力的 NDO-SMC 控制器,所提 NDO-SMC 无需负载电流传感器。仿真和实验对比结果表明:与 SMC 和双环 PI 控制相比,所提 NDO-SMC 方法具有良好的动态性能和稳态性能,电流 THD 最小,对滤波电容参数鲁棒性强,避免了滑模抖动对直流母线电压的影响。所提控制方法可以进一步推广到其他种类的整流系统中,比如三相三电平 PWM 整流器,因而具有很好的工程实用价值。

参考文献

[1] FU CH, ZHANG CH H, ZHANG G G, et al. Finite-

- time adaptive fuzzy control for three-phase PWM rectifiers with improved output performance[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(8): 3044-3048.
- [2] HE H CH, SI T T, SUN L, et al. Linear active disturbance rejection control for three-phase voltage-source PWM rectifier[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45050-45060.
- [3] TRINH Q N, WANG P, CHOO F H. An improved control strategy of three-phase PWM rectifiers under input voltage distortions and DC-offset measurement errors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1164-1176.
- [4] 石荣亮, 刘维莎, 王国斌, 等. 基于二自由度 PID 的三相 PWM 整流器调速改进策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(3): 149-156, 178.
- SHI R L, LIU W SH, WANG G B, et al. An optimization strategy for voltage regulation of three-phase PWM rectifier based on two-degree-of-freedom PID[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(3): 149-156, 178.
- [5] 吕永灿, 林桦, 杨化承, 等. 基于多谐振控制器和电容电流反馈有源阻尼的 PWM 变换器电流环参数解耦设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 44-51.
- LYU Y C, LIN H, YANG H CH, et al. Decouple design of current loop parameters for PWM converters based on multi-resonant controllers and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 44-51.
- [6] MERAI M, NAOUAR M W, SLAMA-BELKHODJA I. An improved DC-link voltage control strategy for grid connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3575-3582.
- [7] 郭鑫, 任海鹏. 三相 PWM 变换器的负载自适应控制[J]. 电子学报, 2015, 43(10): 2088-2094.
- GUO X, REN H P. Load adaptive control for three-phase PWM converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(10): 2088-2094.
- [8] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [9] ZHANG Y CH, PENG Y B, YANG H T. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 6016-6030.
- [10] 胡林强, 雷万钧, 代宇琦, 等. 三相电压源整流器有限控制集扩充方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1961-1973.
- HU L Q, LEI W J, DAI Y Q, et al. Research on finite control set expansion method of three-phase voltage source rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(5): 1961-1973.
- [11] 黄自鑫, 汪伟, 王乐君. 基于模糊控制的 PWM 整流器电压调速策略[J]. 深圳大学学报(理工版), 2024, 41(1): 101-107.
- HUANG Z X, WANG W, WANG L J. Fuzzy control based voltage regulation strategy for PWM rectifier[J]. Journal of Shenzhen University (Science and Engineering), 2024, 41(1): 101-107.
- [12] 姚强, 曾国辉, 黄勃, 等. 基于变论域模糊 PI 的三相 PWM 整流器控制策略设计[J]. 制造业自动化, 2022, 44(4): 73-76.
- YAO Q, ZENG G H, HUANG B, et al. Control strategy design of three-phase PWM rectifier based on variable universe fuzzy PI[J]. Manufacturing Automation, 2022, 44(4): 73-76.
- [13] 陈美锋, 王久和, 李万军, 等. 三相 PWM 整流器混合无源控制策略[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2021, 36(6): 1-5.
- CHEN M F, WANG J H, LI W J, et al. A hybrid passive control strategy of three phase PWM rectifier[J]. Journal of Beijing Information Science & Technology University, 2021, 36(6): 1-5.
- [14] KOMURCUGIL H, BIRICIK S, BAYHAN S, et al. Sliding mode control: Overview of its applications in power converters[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2021, 15(1): 40-49.
- [15] 徐鹏, 付文聪, 但远宏, 等. 基于幂-指数趋近率的三相 PWM 整流器滑模控制方法研究[J]. 电工技术, 2022(20): 170-174.
- XU P, FU W C, DAN Y H, et al. Research on sliding mode control method of three-phase PWM rectifiers based on power exponential reaching rate[J]. Electric Engineering, 2022(20): 170-174.
- [16] 梁祺祺, 程旭峰, 张逾良, 等. 三相 PWM 整流器高阶积分末端滑模控制策略[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(6): 37-43.
- LIANG Q Q, CHENG X F, ZHANG Y L, et al. High-order integral terminal sliding mode control strategy of three-phase PWM rectifier[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(6): 37-43.
- [17] 徐鹏, 苏鑫, 郭铖, 等. 三相电压型 PWM 整流器的模型预测滑模控制[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 58-65.
- XU P, SU X, GUO CH, et al. Model predictive

- sliding mode control for three-phase voltage PWM rectifier[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2023, 18(4): 58-65.
- [18] 姜丽敏, 陈曙暄, 路坤峰. 基于干扰观测器的飞行器主动抗干扰控制方法[J/OL]. *系统工程与电子技术*, 2024-1-12[2024-07-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.tn.20240507.1641.002.html>.
- JIANG L M, CHEN SH X, LU K F. Design of vehicle attitude active disturbance rejection controller based on disturbance observer [J/OL]. *Systems Engineering and Electronics*, 2024-1-12[2024-07-01]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.tn.20240507.1641.002.html>.
- [19] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods—an overview [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [20] LIU J X, VAZQUEZ S, WU L G, et al. Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(1): 22-31.
- [21] PAN ZH T, WANG X H, ZHENG Z Y, et al. Fractional-order linear active disturbance rejection control strategy for grid-side current of PWM rectifiers[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(4): 3827-3838.
- [22] 成天昊, 吴晓新, 於锋. 基于扩张状态观测器的 PMSM 三电平无模型预测控制[J]. *电子测量技术*, 2024, 47(4): 36-43.
- CHENG T H, WU X X, YU F. Model-free predictive control of three-level inverter-fed PMSM based on extended state observer[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(4): 36-43.
- [23] 陈德海, 赖正贵, 李志远, 等. 基于 NLESO 的永磁直驱风力发电最大功率追踪滑模控制[J]. *国外电子测量技术*, 2023, 42(8): 47-53.
- CHEN D H, LAI ZH G, LI ZH Y, et al. Maximum power tracking sliding mode control of permanent magnet direct drive wind power heneration based on NLESO [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2023, 42(8): 47-53.
- [24] LUO W SH, VAZQUEZ S, LIU J X, et al. Control system design of a three-phase active front end using a sliding-mode observer [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2022, 52(2): 739-748.
- [25] 史梓豪, 刘细平, 张瑞恒, 等. 基于新型滑模观测器和非奇异快速终端滑模的永磁同步电机控制[J]. *国外电子测量技术*, 2023, 42(5): 135-141.
- SHI Z H, LIU X P, ZHANG R H, et al. Permanent magnet synchronous motor control based on a new sliding mode observer and non-singular fast terminal sliding mode [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2023, 42(5): 135-141.
- [26] 黄朝志, 孙燕文, 张文进. 基于自适应趋近律和扰动观测器的开关磁阻电机控制[J]. *电子测量技术*, 2023, 46(22): 32-40.
- HUANG CH ZH, SUN Y W, ZHANG W J. Switched reluctance motor control based on adaptive reaching law and disturbance observer[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2023, 46(22): 32-40.
- [27] 闫宏亮, 张嘉楠, 龙虎林. 基于改进滑模趋近律和非线性干扰观测器的 PMSM 位置跟踪[J]. *电子测量技术*, 2022, 45(13): 104-108.
- YAN H L, ZHANG J N, LONG H L. PMSM position tracking based on improved sliding mode reaching law and nonlinear disturbance observer[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2022, 45(13): 104-108.
- [28] WU X Q, ZHAO Y T, XU K X. Nonlinear disturbance observer based sliding mode control for a benchmark system with uncertain disturbances [J]. *ISA Transactions*, 2021, 110: 63-70.
- [29] WANG CH SH, LI X L, GUO L, et al. A nonlinear-disturbance-observer-based DC-bus voltage control for a hybrid AC/DC microgrid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(11): 6162-6177.
- [30] 陈喜杨. 基于 DSP 的永磁无刷直流电机伺服控制系统设计[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2016.
- CHEN X Y. Design of servo control system for permanent magnet brushless DC motor based on DSP[D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science & Technology, 2016.
- [31] 毛景魁. 电压和电流约束条件下 SMPMSM 驱动系统无模型无级联转速控制研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2022.
- MAO J K. Research on model-free non-cascade speed control of PMSM drive system under voltage and current constraints [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2022.
- [32] YANG J, LI SH H, YU X H. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(1): 160-169.
- [33] 雷荣华, 付晓东, 陈力. 基于加幂积分法的空间机器人二阶滑模全局固定时间控制[J]. *控制与决策*,

2024,39(10):3270-3278.

LEI R H, FU X D, CHEN L. Second-order sliding mode global fixed-time control of the space robot based on the power-addition integral method[J]. Control and Decision,2024,39(10):3270-3278.

[34] YANG J, CHEN W H, LI SH H, et al. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives—A survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3273-3285.

[35] 孟高军, 袁野, 孙玉坤, 等. 带定位力补偿的扩张观测器磁通切换永磁直线电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(17): 4091-4101.

MENG G J, YUAN Y, SUN Y K, et al. Extended state observer with cogging force compensation for sensorless control strategy of linear flux-switching permanent magnet machine[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(17): 4091-4101.

作者简介

侯波(通信作者),博士研究生,硕士生导师,讲师,主要研究方向为电力电子建模与控制、非线性控制理论与应用。
E-mail:hou_bo1671979@snut.edu.cn

刘唐旺,硕士研究生,主要研究方向为功率变换器建模与控制。
E-mail:liutangwang@snut.edu.cn.