

基于单环控制结构的三相 PWM 整流器 离散滑模直接功率控制^{*}

侯波 刘唐旺

(陕西理工大学电气工程学院 汉中 723001)

摘要: 针对双环控制结构下三相 PWM 整流器直接功率控制存在的控制结构复杂、动态响应速度慢等问题,同时考虑控制算法在微处理器中应用的适用性,提出一种基于离散非线性扰动观测器的三相 PWM 整流器单环离散滑模直接功率控制方法。首先,将整流器直流侧功率模型和网侧有功功率模型视为整体,得到直流侧-网侧有功功率模型;其次,设计了一种离散非线性扰动观测器,并构建了一种含有功率扰动估计的新型滑模面,以提高单环离散滑模控制的抗功率扰动能力,减小其功率跟踪误差;最后,在处理器在环测试平台上对双环 PI 控制、传统离散滑模控制和本文所提控制进行了对比。相比于双环 PI 控制,阻性负载突变和恒功率负载突变时,所提控制的调节时间和电压跌落分别减少了 90%、35.7% 和 91%、41%。稳态运行时,所提控制的电流总谐波畸变率与传统离散滑模控制和双环 PI 控制相比分别减少了 36% 和 15%。测试结果验证了所提控制方法的有效性和优越性。

关键词: 三相 PWM 整流器;离散滑模控制;直接功率控制;非匹配扰动

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

Discrete sliding mode direct power control of three-phase PWM rectifier based on single-loop control structure

Hou Bo Liu Tangwang

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

Abstract: Aiming at the problems of complicated control structure and slow dynamic response speed of three-phase PWM rectifier direct power control under the double-loop control structure, and considering the applicability of control algorithms applied in microprocessors, a single-loop discrete sliding-mode direct power control method based on the discrete nonlinear disturbance observer for three-phase PWM rectifier is proposed. Firstly, the rectifier DC-side power model and the grid-side active power model are considered as a whole to obtain the DC-side-grid-side active power model. Second, a discrete nonlinear disturbance observer is designed and a novel sliding mode surface containing power perturbation estimation is constructed to improve the power perturbation resistance of single-loop discrete sliding mode control and reduce its power tracking error. Finally, the dual-loop PI control, the traditional discrete sliding mode control and the control proposed in this paper are compared on a processor-in-the-loop testbed. Compared with the dual-loop PI control, the regulation time and voltage dips of the proposed control are reduced by 90%, 35.7% and 91%, 41% for resistive load surge and constant power load surge, respectively. During steady state operation, the total harmonic distortion rate of the current of the proposed control is reduced by 36% and 15% compared with that of the traditional discrete sliding mode control and dual-loop PI control, respectively. The test results verify the effectiveness and superiority of the proposed control method.

Keywords: three-phase PWM rectifiers; discrete sliding mode control; direct power control; mismatched disturbance

0 引言

直流微电网作为未来智能电网的重要组成部分,近年

来获得了飞速发展^[1-2]。其中,维持直流母线电压稳定是直流微电网安全稳定运行的首要条件。三相脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)整流器是交流电网与直流

微电网之间的唯一接口,其主要功能之一是维持直流母线电压的稳定^[3]。然而,接入直流母线的负载有阻性负载和恒功率负载(constant power load,CPL)两种类型。对于CPL,其表现形式为电力电子变换器,输入端表现为负阻抗特性^[4],大大地降低了整体系统阻尼,对直流母线电压稳定性产生了极大的影响,严重时会造成系统崩溃^[5],这就对三相PWM整流器的控制性能提出了更高的要求^[6]。因此,研究高性能的三相PWM整流器控制方法对于直流微电网具有重要的实际意义和应用价值。

目前,PWM整流器控制方法主要分为电流控制(current control,CC)和直接功率控制(direct power control,DPC)^[7]。其中,CC是以网侧电流作为被控对象,采用锁相环(phase-locked loop,PLL)提取电网相位信息,并以交流量转换成直流量的方式减小控制器设计难度和提高电流的控制精度。但是,PLL的使用不仅增加了控制器的复杂程度,而且系统稳定性也易受锁相环的带宽影响^[8]。与CC不同,DPC是以网侧有功和无功功率作为被控对象,无需PLL,有效地避免了PLL所引起的不利因素,因而受到了国内外学者的广泛关注^[9]。

随着现代控制理论不断发展,许多先进的控制方法被应用于功率变换器直接功率控制领域,如反步法^[10-11]、模型预测控制^[12-14]、滑模控制^[15-20]等。其中,滑模控制(sliding-mode control,SMC)具有良好的动态响应速度、对扰动及不确定项的强鲁棒性而成为功率变换器控制领域内的研究热点之一^[21]。针对直流微电网中的功率负载问题,Gui等^[15]设计了一种滑模控制器,提高了微电网直流母线电压的稳态精度和对功率负载的抗扰动能力。朱连成等^[16]设计了一种超螺旋滑模直接功率控制器,提高了双馈风力发电机的功率控制精度,实现了功率绕组的单位功率因数运行,且系统电流总谐波畸变率(total harmonic distortion,THD)较小。针对Vienna整流器在运行时存在模型参数变化及外部扰动等问题,陈才学等^[17]结合反步法,提出了一种反步滑模直接功率控制方法,有效改善了系统的鲁棒性和动态性能。Ouchen等^[18]设计了一种超螺旋二阶滑模功率控制器,提高了并联型有源电力滤波器对外部扰动的鲁棒性。关天一等^[19]提出一种改进的指数趋近律,基于此设计了一种改进滑模直接功率控制策略,提高了模块化多电平换流器高压直流输电系统在非对称电网条件下的动静态特性。Xiao等^[20]通过构建一种自适应滑模观测器,提出了一种改进直接功率控制策略,提高了对虚拟磁链观测的精度和速度,有效地抑制了直流侧电压波动,消除了交流侧的高频噪声。然而,上述关于滑模直接功率控制的文献均基于连续域进行控制器设计和分析的。随着微处理器技术的发展,采用微处理器对功率变换器进行控制成为了电力电子领域的主要趋势。作为控制器的执行机构,微处理器是典型的离散系统。如果直接将连续SMC应用于离散系统中,受限的切换频率将使得滑模面的不变性不再存在^[22],系统稳定性将难以得到保证。此外,连

续域和离散域滑模控制的稳定性分析理论也有所不同^[23]。因此,对离散滑模控制(discrete SMC,DSMC)在功率变换器中的应用研究是十分有必要的。就目前文献报道来看,离散滑模控制多被应用于Buck变换器^[22-24]和电机调速系统^[25-26]等,并取得了一定成效。然而,经文献查阅,对于三相PWM整流器离散滑模直接功率控制方面的研究还未见文献报道。

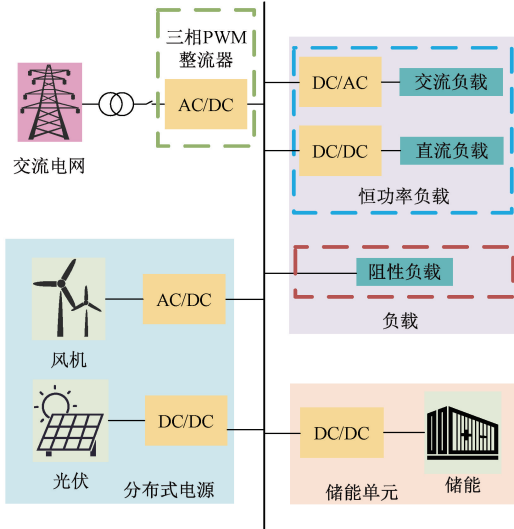
就控制结构而言,现有的三相PWM整流器直接功率控制方法均为双环控制结构。相对于单环控制结构,双环控制结构存在控制参数多,控制参数的设计和调试难度大等问题。此外,为避免过大的超调和振铃现象,控制带宽必须受到一定限制^[27],因而动态响应速度难以得到进一步提升。基于此,Wang等^[28]提出了一种单环控制结构的永磁同步电机速度控制方法,实现了转速和电流的同时控制。Ma等^[29]基于切换系统理论设计了一种鲁棒单环控制方法,显著地提高了动态响应速度及鲁棒性。上述有关单环控制的文献证明了单环控制结构在电力电子系统中的可行性和有效性。然而,基于单环控制结构的三相PWM整流器离散滑模直接功率控制方法还未见文献报道。

综上所述,本文提出了一种单环控制结构的三相PWM整流器离散滑模直接功率控制方法。首先,该方法将直流侧功率模型和网侧有功功率模型视为整体,以离散滑模理论为基础进行控制器设计,得到了单环结构的离散滑模控制器,实现了直流侧电压和网侧有功功率的同时控制。其次,构建了一种离散非线性扰动观测器(discrete nonlinear disturbance observer,DNDO),并得到了一种含有扰动估计的新型离散滑模面。在此基础上,采用DSMC进行了DNDO+DSMC控制器设计。所提DNDO+DSMC不仅具有单环控制结构的优点,同时通过DNDO对非匹配扰动在线观测和补偿,从而有效地提高了整流器系统对直流母线负载扰动的抑制能力和对滤波电容参数的强鲁棒性。最后,通过处理器在环测试(processor in loop,PIL)仿真验证了所提控制方法的有效性。

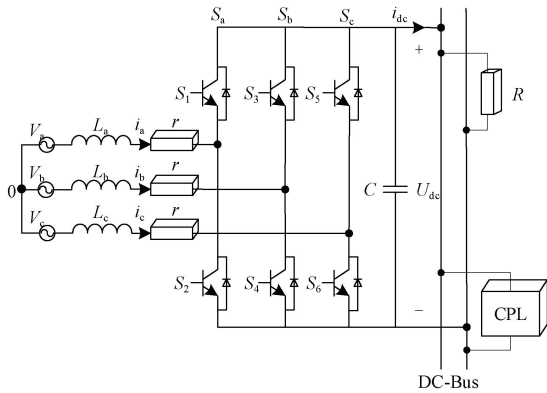
1 三相 PWM 整流器离散功率模型

典型的直流微电网结构如图1(a)所示,分布式电源、储能单元、负载以及交流电网等通过功率变换器与直流母线相连,以实现电能的流动。由图1(a)知,作为交流电网与直流母线之间的关键接口,三相PWM整流器良好的运行品质对于维持直流母线电压的稳定起着至关重要的作用。三相PWM整流器结构如图1(b)所示,其中, V_a 、 V_b 和 V_c 为三相网侧电压, i_a 、 i_b 和 i_c 为三相网侧电流, U_{dc} 为微电网直流母线电压, i_{dc} 为直流侧电流, $L_a=L_b=L_c=L$ 为滤波电感, r 为等效电阻, C 为滤波电容, R 为阻性负载,CPL为恒功率负载。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 $S_i=0$ 。由基尔霍夫定律,可得三相静止坐标系下的整流器数学模型为:

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



(a) 直流微电网结构
(a) DC microgrid structure



(b) 三相 PWM 整流器结构
(b) Three-phase PWM rectifier structure

图 1 直流微电网及三相 PWM 整流器结构

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

式(1)经 ABC/ $\alpha\beta$ 坐标变换可得三相 PWM 整流器在两相静止坐标系下的模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = V_\alpha - ri_\alpha - U_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = V_\beta - ri_\beta - U_\beta \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

其中, V_α, V_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的网侧电压, i_α, i_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的网侧电流, S_α, S_β 分别为 α 轴和 β 轴的开关分量, $U_\alpha = S_\alpha U_{dc}$ 和 $U_\beta = S_\beta U_{dc}$ 为整流器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的控制输入。根据瞬时功率理论可得有功功率 P 和无功功率 Q 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的定义为:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta) \\ Q = \frac{3}{2} (V_\beta i_\alpha - V_\alpha i_\beta) \end{cases} \quad (3)$$

假设三相网侧电压平衡, 则有:

$$\begin{cases} V_\alpha = V_g \cos(\omega t) \\ V_\beta = V_g \sin(\omega t) \end{cases} \quad (4)$$

其中, V_g, ω 分别为网侧电压的幅值和角频率。对式(4)求导可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_\alpha}{dt} = -\omega V_g \sin(\omega t) = -\omega V_\beta \\ \frac{dV_\beta}{dt} = \omega V_g \cos(\omega t) = \omega V_\alpha \end{cases} \quad (5)$$

联立式(2)、(3)和(5)化简可得三相 PWM 整流器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的网侧功率模型为:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = -\frac{r}{L} P - \omega Q - \frac{3}{2L} (V_\alpha U_\alpha + V_\beta U_\beta) + \frac{3}{2L} V_g^2 \\ \frac{dQ}{dt} = \omega P - \frac{r}{L} Q + \frac{3}{2L} (V_\alpha U_\beta - V_\beta U_\alpha) \end{cases} \quad (6)$$

结合式(6), 重新定义网侧功率模型的控制输入为:

$$\begin{cases} u_P = V_\alpha U_\alpha + V_\beta U_\beta \\ u_Q = V_\alpha U_\beta - V_\beta U_\alpha \end{cases} \quad (7)$$

将式(4)带入式(7), 并写成矩阵形式可得:

$$\begin{bmatrix} u_P \\ u_Q \end{bmatrix} = V_g \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = V_g \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, U_d, U_q 为整流器在 dq 坐标系下的控制输入。由此可知, 通过定义新的控制输入, 式(7)中的控制输入 u_P, u_Q 与 dq 坐标系下的 U_d, U_q 是等价的。因此, 本文在 $\alpha\beta$ 坐标系下所建立的功率模型与 dq 坐标系下整流器系统具有相同属性, 即直流系统特性。这大大简化了控制器的设计难度, 同时还未使用 PLL。将式(7)带入式(6)有:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = -\frac{r}{L} P - \omega Q - \frac{3}{2L} u_P + \frac{3}{2L} V_g^2 \\ \frac{dQ}{dt} = \omega P - \frac{r}{L} Q + \frac{3}{2L} u_Q \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)知, P 和 Q 之间存在耦合现象。为此, 本文定义如式(10)所示的辅助控制量。

$$\begin{cases} u_1 = -\omega Q - \frac{3}{2L} u_P + \frac{3}{2L} V_g^2 \\ u_2 = \omega P + \frac{3}{2L} u_Q \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)带入式(9)可得:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = -\frac{r}{L}P + u_1 \\ \frac{dQ}{dt} = -\frac{r}{L}Q + u_2 \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)知,通过本文定义的辅助变量实现了 P 和 Q 的解耦。

忽略网侧滤波电感内阻功率损耗、功率开关管的开关损耗、线路损耗等,依据网侧和母线侧功率平衡原理,可得直流侧功率模型为:

$$CU_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = P - U_{dc}i_{dc} \quad (12)$$

在实际运行过程中,接入微电网直流母线的负载是多样的、未知的,且制造工艺、元件的老化等因素会导致滤波电容实际值与标称值不一致,式(12)可改写为:

$$\frac{dU_{dc}^2}{dt} = \frac{2}{C_0}P + d_1 \quad (13)$$

其中, $C_0 = C - \Delta C$, C_0 为 C 的标称值, ΔC 为 C 的摄动量; d_1 为包含功率扰动、滤波电容参数摄动以及系统未建模动态 ρ 的集总功率扰动,具体形式如下:

$$d_1 = \frac{-2}{C_0 + \Delta C} \left(\frac{\Delta C}{C_0} P + U_{dc}i_{dc} \right) + \rho \quad (14)$$

结合式(11)和(13),应用前向欧拉离散化方法,可得三相 PWM 整流器的离散功率模型为:

$$\begin{cases} P(k+1) = (1 - \frac{rT}{L})P(k) + Tu_1(k) \\ Q(k+1) = (1 - \frac{rT}{L})Q(k) + Tu_2(k) \\ U_{dc}^2(k+1) = U_{dc}^2(k) + \frac{2T}{C_0}P(k) + Td_1(k) \end{cases} \quad (15)$$

其中, T 为系统采样周期。

2 基于 DSMC 的单环控制器设计

目前,大多数三相 PWM 整流器直接功率控制采用电压外环、功率内环的双环控制结构^[9]。然而,该结构存在内外环耦合、控制参数较多、动态响应速度慢等问题。为此,本小节采用单环控制结构对三相 PWM 整流器进行功率控制器设计。首先,将直流侧功率模型和网侧有功功率模型视为整体,得到直流侧-网侧有功功率模型。其次,采用传统离散滑模控制(traditional DSMC, TDSMC)进行单环控制器设计。

2.1 直流侧-网侧有功功率离散误差模型

定义直流母线电压跟踪误差 $e_1(k)$ 为:

$$e_1(k) = U_{dc}^2(k) - U_{dc}^2(k) \quad (16)$$

其中, $U_{dc}(k)$ 为微电网直流母线电压参考值。在此基础上,同时令:

$$e_2(k) = \frac{2}{C_0}P(k) \quad (17)$$

由式(15)、(16)和(17)可得直流侧-网侧有功功率离散误差模型为:

$$\begin{cases} e_1(k+1) = e_1(k) + Te_2(k) + Td(k) \\ e_2(k+1) = (1 - \frac{rT}{L})e_2(k) + \frac{2T}{C_0}u_1(k) \end{cases} \quad (18)$$

$$\text{其中, } d(k) = d_1(k) - \frac{U_{dc}^2(k+1) - U_{dc}^2(k)}{T}.$$

注意到,扰动 $d(k)$ 和控制输入 $u_1(k)$ 是从不同的通道影响系统的,故 $d(k)$ 是典型的非匹配扰动^[30]。

2.2 基于 TDSMC 的单环控制器设计

为了便于后续控制器的设计与分析,本文首先给出相应的引理以及扰动的假设条件。

引理 1^[31]: 考虑如式(19)所示的标量动态系统。

$$z(k+1) = z(k) - lz(k) + g(k) \quad (19)$$

如果满足 $|l| < 1$ 和 $|g(k)| < \gamma, \gamma > 0$, 这时可得到状态 $z(k)$ 始终有界,且存在一个有限的数值 $K^* > 0$ 对于状态 $z(k)$ 满足 $|z(k)| \leq \gamma/|l|, \forall k > K^*$ 。

假设 1: 扰动 $d(k)$ 是有界的,即 $|d(k)| \leq d^*$ 。其中, $d^* = |d(k)|_{\max}$ 。

假设 2: 扰动 $d(k)$ 在一个采样周期内的变化率是有界的,即 $|\Delta d(k)| = |d(k+1) - d(k)| \leq \delta^*, \delta^* > 0$ 。且当采样频率足够高时,认为 $\Delta d(k) = 0$ 。

首先,定义离散滑模面为:

$$s_1(k) = e_2(k) + k_p e_1(k), 0 < Tk_p < 1 \quad (20)$$

其中, k_p 为滑模面系数。由式(18)和(20)可得:

$$(1 - \frac{rT}{L})e_2(k) + \frac{2T}{C_0}u_1(k) + k_p(e_1(k) + Te_2(k) + Td(k)) = 0 \quad (21)$$

在滑模控制器设计过程中, TDSMC 通常不考虑扰动 $d(k)$ 。因此,在式(21)的基础上,结合 DSMC 的等效控制思想,可得 TDSMC 的反馈控制律为:

$$u_1(k) = \frac{C_0}{2T}(-k_p e_1(k) + (\frac{rT}{L} - 1 - k_p T)e_2(k)) \quad (22)$$

将式(22)带入 $s_1(k+1)$ 可得:

$$s_1(k+1) = k_p Td(k) \quad (23)$$

式(23)结合假设 1 知 $s_1(k)$ 满足:

$$|s_1(k)| \leq k_p Td^* \quad (24)$$

由式(18)和(20)知, $e_1(k+1)$ 为:

$$e_1(k+1) = e_1(k) + Te_2(k) + Td(k) = (1 - Tk_p)e_1(k) + Ts_1(k) + Td(k) \quad (25)$$

结合假设 1、式(24)、式(25)和引理 1 知,存在一个有限的正整数 K_1^* , 使得当 $k > K_1^*$ 时, $e_1(k)$ 满足:

$$|e_1(k)| \leq \frac{T|s_1(k) + d(k)|}{Tk_p} \leq \frac{k_p Td^* + d^*}{k_p} = (\frac{1}{k_p} + T)d^* \quad (26)$$

3 基于 DNDO+DSMC 的单环控制器设计

由第 2 节知, TDSMC 能够实现功率控制的稳定跟踪。然而, 由式 (26) 知, TDSMC 的跟踪误差有待于进一步减小。基于观测器的滑模控制方法在保留滑模控制强鲁棒性的同时能够有效地抑制非匹配扰动对系统控制性能的影响, 减小系统跟踪误差^[32]。为此, 结合观测器理论, 本小节提出一种单环结构的 DNDO+DSMC 方法, 以进一步提高 TDSMC 的抗扰能力和控制精度。

3.1 DNDO 设计

依据观测器的设计思想^[32], 本文设计了如式 (27) 所示的 DNDO。

$$\begin{cases} p(k+1) = p(k) - Tm\hat{d}(k) - Tme_2(k) \\ \hat{d}(k) = p(k) + me_1(k) \end{cases} \quad (27)$$

其中, $\hat{d}(k)$ 是扰动 $d(k)$ 的估计值, $p(k)$ 和 m 分别为 DNDO 的辅助变量以及控制增益。此外, m 满足 $0 < m < \frac{1}{T}$, 并设定 $\hat{d}(0) = 0, p(0) = 0$ 。

稳定性证明:

首先, 定义扰动估计误差为:

$$\tilde{d}(k) = d(k) - \hat{d}(k) \quad (28)$$

其次, 由式 (28) 可得:

$$\tilde{d}(k+1) - \tilde{d}(k) = d(k+1) - \hat{d}(k+1) - d(k) + \hat{d}(k) \quad (29)$$

将式 (18)、式 (27) 代入式 (29) 可得:

$$\tilde{d}(k+1) = (1-mT)\tilde{d}(k) + \Delta d(k) \quad (30)$$

结合假设 2, 式 (30) 可改写为:

$$\tilde{d}(k+1) = (1-mT)\tilde{d}(k) \quad (31)$$

本文采用离散 Lyapunov 理论对 DNDO 进行稳定性证明^[33]。为此, 定义离散李雅普诺夫函数为:

$$V(k) = \tilde{d}^2(k) \quad (32)$$

结合式 (31) 和 (32), 可得:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) = \tilde{d}^2(k+1) - \tilde{d}^2(k) = \\ &= (1-mT)^2 \tilde{d}^2(k) - \tilde{d}^2(k) = (m^2 T^2 - 2mT) \tilde{d}^2(k) \end{aligned} \quad (33)$$

结合 $0 < m < \frac{1}{T}$, 得 $\Delta V(k) < 0$ 。依据离散

Lyapunov 稳定性理论知^[33], $k \rightarrow \infty, \tilde{d}(k) \rightarrow 0$ 。由此可知, 所设计的 DNDO 能准确估计 $d(k)$ 。考虑到实际工程因素, 可认为 $|\tilde{d}(k)| \leq \epsilon^*$, 其中, ϵ^* 为扰动估计误差的上界且 $\epsilon^* \ll d^*$ 。

3.2 基于 DNDO+DSMC 的单环控制器设计

由 2.1 节知, $d(k)$ 为非匹配扰动。然而, TDSMC 对非匹配扰动的抑制能力往往较差^[32]。为此, 本文将 $\hat{d}(k-1)$

引入到如式 (20) 所示的滑模面中, 得到了一种如式 (34) 所示的新型离散滑模面。

$$s(k) = e_2(k) + k_p e_1(k) + \hat{d}(k-1), 0 < Tk_p < 1 \quad (34)$$

与 TDSMC 的反馈控制律推导过程类似, 由式 (18) 和 (34) 可得离散滑模反馈控制律为:

$$\begin{aligned} u_1(k) &= \frac{C_0}{2T}(-k_p e_1(k) + (\frac{rT}{L} - 1 - k_p T)e_2(k) - \\ &(1 + k_p T)\hat{d}(k)) \end{aligned} \quad (35)$$

由式 (18)、(28)、(34) 和 (35), 进一步得 $s(k+1)$ 为:

$$s(k+1) = k_p T(d(k) - \hat{d}(k)) = k_p T\tilde{d}(k) \quad (36)$$

结合式 (18) 和式 (34), 可得 $e_1(k+1)$ 为:

$$\begin{aligned} e_1(k+1) &= e_1(k) + Te_2(k) + Td(k) = (1 - \\ &Tk_p)e_1(k) + Ts(k) + T(d(k) - \hat{d}(k-1)) \end{aligned} \quad (37)$$

由引理 1 和式 (37) 知, 存在一个有限的正整数 K_s^* , 使得当 $k > K_s^*$ 时, $e_1(k)$ 满足:

$$\begin{aligned} |e_1(k)| &\leq \frac{T|s(k) + \tilde{d}(k)|}{Tk_p} \leq \frac{k_p T|\tilde{d}(k)| + |\tilde{d}(k)|}{k_p} \leq \\ &(\frac{1}{k_p} + T)\epsilon^* \end{aligned} \quad (38)$$

结合式 (26) 和 (38) 可知, 相对于 TDSMC, 本文所提 DNDO+DSMC 能够极大的降低系统跟踪误差, 理论上证明了所提控制方法的优越性。对于无功功率控制, 本文采用比例积分(proportional integral, PI)控制进行调节, 以实现三相 PWM 整流器的单功率因数运行。综上所述, 基于 DNDO+DSMC 的三相 PWM 整流器系统控制框图如图 2 所示。

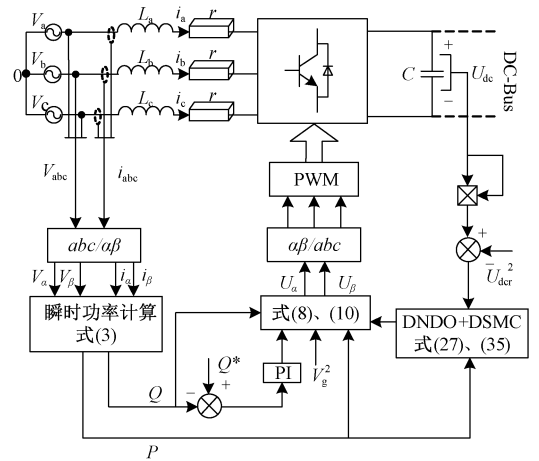


图 2 三相 PWM 整流器系统控制框图

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

4 性能测试结果与分析

PIL 将 PSIM 中的控制器模型直接生成 DSP 代码, 将

代码写入微处理器中,通过 PSIM 和微处理器进行控制算法的联合测试。PIL 省去了程序编写的过程,提高了控制算法开发的效率,同时减小了硬件损坏的风险,因而被广泛应用于电力电子技术开发领域^[34-35]。基于此,本文采用 PIL 对所提控制算法进行合理性和有效性测试,测试平台如图 3 所示。其中,微处理器选用 TI 公司的 TMS320F28335。为验证本文所提控制算法的优越性,分别与 TDSMC 和 Gui 等^[36]所提双环 PI 控制(double-loop PI control, DL-PIC)进行了对比。系统参数如表 1 所示,控制参数如表 2 所示。



图 3 PIL 测试平台
Fig. 3 PIL test platform

4.1 标称参数下的动态及稳态性能测试

阻性负载由空载突变至带载(50 Ω)时,三种控制算法的动态响应波形如图 4 所示。由图 4 可知,TDSMC 和

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	符号	数值
三相网侧电压	V	30 V
网侧电压频率	f	50 Hz
直流母线电压参考值	U_{dcr}	100 V
滤波电感	L	5.62 mH
等效电阻	r	1.2 Ω
滤波电容	C_0	1 000 μF
阻性负载	R	50 Ω
恒功率负载	CPL	200 W
采样周期	T	83 μs

表 2 控制参数

Table 2 Control parameters

DL-PIC	TDSMC	DNDO+DSMC
$k_{\text{pdc}}=51$	$k_{\text{p}}=250$	$k_{\text{p}}=250$
$k_{\text{idc}}=740$	$k_{\text{pq}}=4\ 228$	$m=216$
$k_{\text{pp}}=4\ 228$	$k_{\text{iq}}=9\ 869\ 604$	$k_{\text{pq}}=4\ 228$
$k_{\text{ip}}=9\ 869\ 604$	—	$k_{\text{iq}}=9\ 869\ 604$
$k_{\text{pq}}=4\ 228$	—	—
$k_{\text{iq}}=9\ 869\ 604$	—	—

DNDO+DSMC 对 U_{dc} 的调节时间分别约为 35 ms 和 40 ms;DL-PIC 的调节时间约为 400 ms。阻性负载突变后,DNDO+DSMC 和 DL-PIC 均能使 U_{dc} 达到参考电压 100 V;DNDO+DSMC 的电压跌落约为 4.5 V,DL-PIC 的电压跌落约为 7 V,相较于 DL-PIC,DNDO+DSMC 的调节时间和电压跌落分别减少了 90%和 35.7%。而 TDSMC

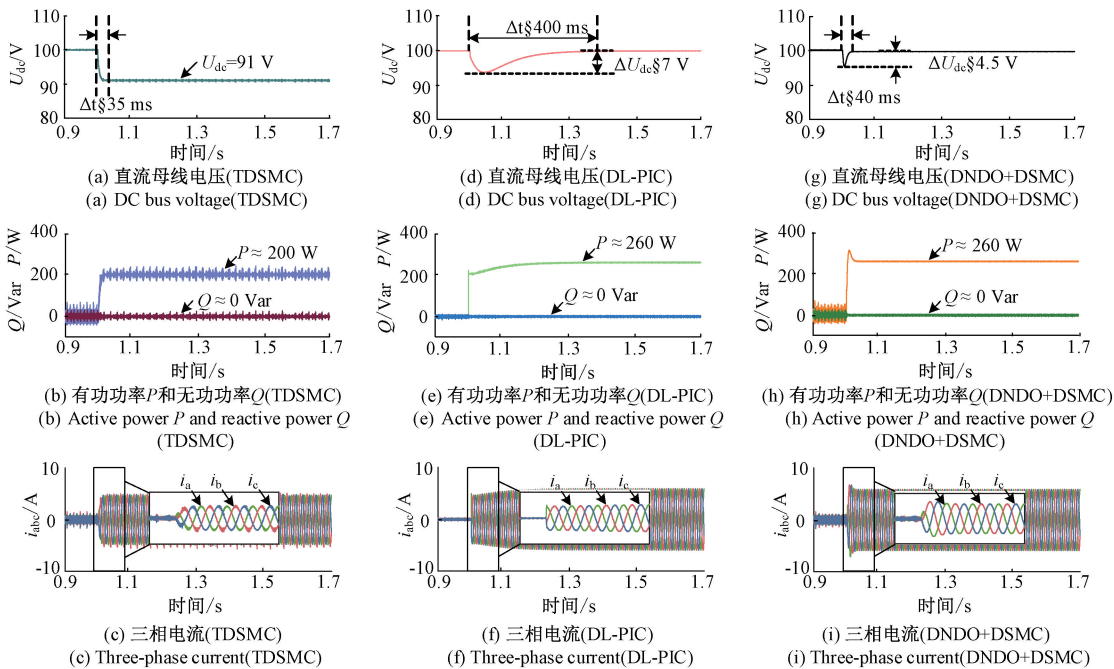


图 4 阻性负载条件下的直流母线电压、有功功率、无功功率以及三相电流动态响应波形

Fig. 4 Dynamic response waveforms of DC bus voltage, active power, reactive power and three-phase current under resistive load conditions

下的 U_{dc} 始终存在 9 V 左右的稳态误差,有功功率也存在 60 W 左右的稳态误差,且有功功率的纹波较大。

恒功率负载是影响微电网直流母线稳定性十分重要的一个因素。为此,在恒功率负载条件下,本文对 3 种控制算法进行了动态性能测试,测试结果如图 5 所示。其中,恒功率负载由空载突变至带载(200 W)。从图 5 可以看出,TDSMC 和 DNDO+DSMC 对 U_{dc} 的调节时间分别

约为 37 ms 和 42 ms,而 DL-PIC 的调节时间约为 470 ms。恒功率负载突变后,DNDO+DSMC 和 DL-PIC 均能使 U_{dc} 达到参考电压 100 V;DNDO+DSMC 的电压跌落约为 5.3 V,DL-PIC 的电压跌落约为 9 V,而 TDSMC 下的 U_{dc} 始终存在 12 V 左右的稳态误差。此外,相较于 DL-PIC, DNDO+DSMC 的调节时间和电压跌落分别减少了 91% 和 41%。

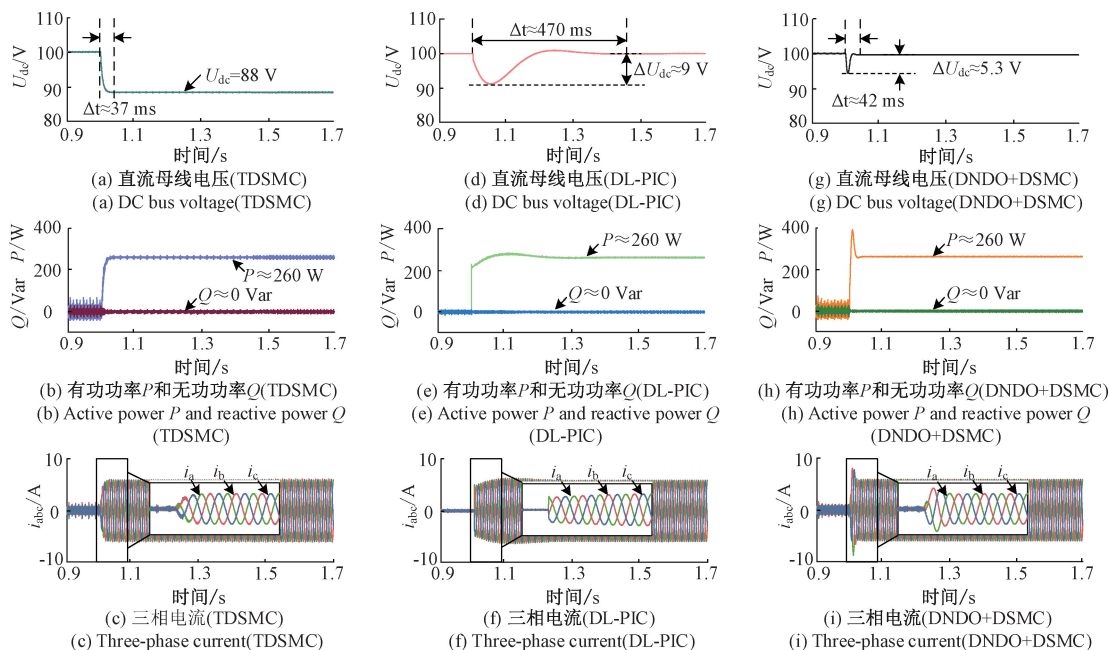


图 5 恒功率负载条件下的直流母线电压、有功功率、无功功率以及三相电流动态响应波形

Fig. 5 Dynamic response waveforms of DC bus voltage, active power, reactive power and three-phase current under constant power loading conditions

由上述结果可以看出,相对于 TDSMC 和 DL-PIC,无论是阻性负载还是恒功率负载,本文所提 DNDO+DSMC 均能够对 U_{dc} 和 P 实现良好的控制精度以及对负载扰动具有很好的抗干扰能力。这是由于 DNDO+DSMC 通过 DNDO 在线观测非匹配扰动 $d(k)$,并在 DSMC 中对 $d(k)$ 进行了实时补偿。此外,在三种控制算法中,DL-PIC 对 U_{dc} 和 P 的调节时间最长,其主要原因是 DL-PIC 为双环控制结构,为避免过大的超调和振铃现象,DL-PIC 的控制带宽受到了限制,而 TDSMC 和

DNDO+DSMC 为单环控制结构,因而本质上避免了 DL-PIC 的不足。DNDO 的动态响应波形如图 6 所示。由图 6 可知,无论是阻性负载还是恒功率负载,DNDO 均可对 $d(k)$ 实现快速、精准的估计,证明了 DNDO 的有效性和正确性。其中, $d(k)$ 的理论值为 -5.2×10^5 ,DNDO 估计值约为 -5.21×10^5 。由图 4(a)、图 4(g)、图 5(a)和图 5(g)知,在相同的 k_p 作用下,TDSMC 的稳态误差远远大于 DNDO+DSMC,验证了式(26)和(38)的正确性。

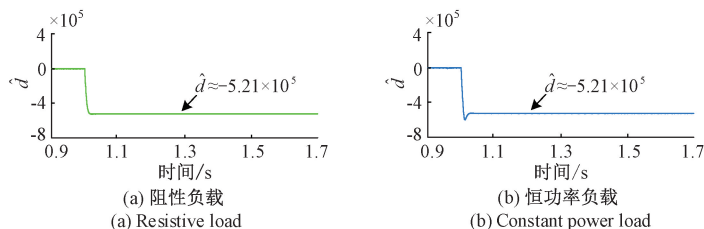


图 6 DNDO 动态响应波形

Fig. 6 DNDO dynamic response waveform

恒功率负载的条件下,3 种控制算法的稳态波形如图 7 所示,网侧电流 THD 如图 8 所示。其中,恒功率负载

为 200 W。由图 7 知,3 种控制算法均实现了单功率因数运行。但是,DL-PIC 和 DNDO+DSMC 的网侧电流正弦

度较好,而 TDSMC 的较差。由图 8 知,3 种控制算法的 THD 均满足 IEEE519-2014 中对 THD 小于 5% 的要求。但是,本文所提 DNDO + DSMC 的 THD 比 TDSMC 和

DL-PIC 分别减少了 36% 和 15%。以上结果说明,相对于 DL-PIC 和 TDSMC, DNDO + DSMC 具有更好的入网性能。

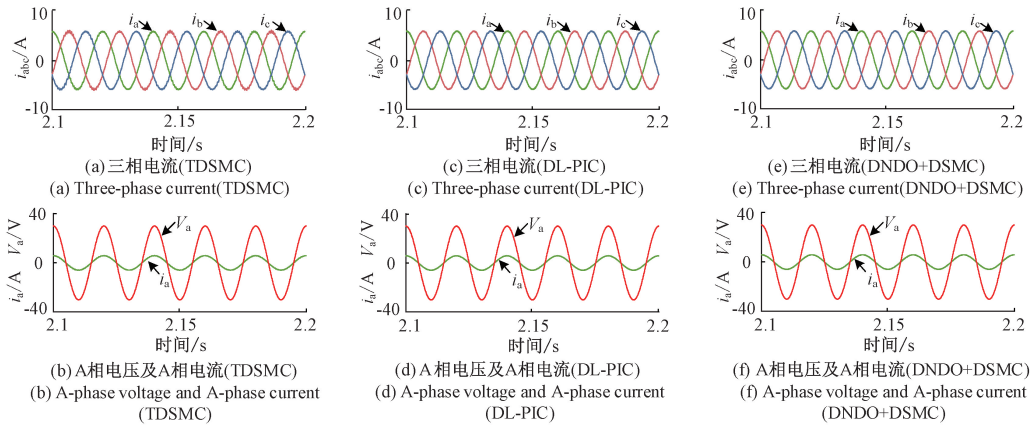


图 7 三相电流以及 A 相电压稳态响应波形
Fig. 7 Steady-state response waveforms of three-phase current and A-phase voltage

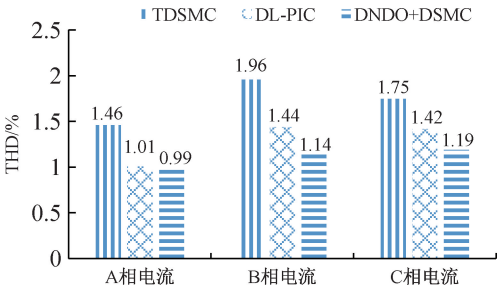


图 8 三种控制算法下的网侧电流 THD
Fig. 8 The grid-side current THD under three control algorithms

4.2 鲁棒性能测试

实际运行中,整流器的滤波电容参数往往是非精确的,同时存在一定摄动。为此,本文对 DNDO + DSMC 进行了滤波电容参数鲁棒性测试,测试结果如图 9 所示。由图 9 可知,当恒功率负载由空载突变至带载(200 W)时, U_{dc} 的调节时间分别约为 50 ms($C=1.2C_0$)和 31 ms($C=0.8C_0$),电压跌落分别约为 4.8 V 和 6.3 V。由此可知,滤波电容参数存在摄动的情况下, DNDO + DSMC 的动态及稳态性能几乎不变,证明了 DNDO + DSMC 对滤波电容参数具有强鲁棒性。

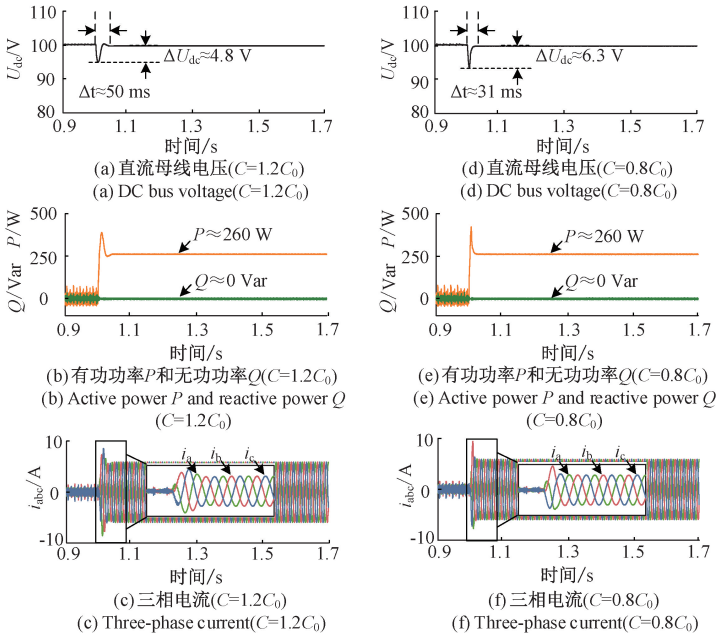


图 9 不同滤波电容参数下的直流母线电压、有功功率、无功功率以及三相电流动态响应波形
Fig. 9 Dynamic response waveforms of DC bus voltage, active power, reactive power and three-phase current under different filter capacitor parameters

5 结 论

本文提出了一种单环控制结构的三相 PWM 整流器离散滑模直接功率控制方法,避免了传统双环控制结构下的直接功率控制动态响应速度慢、控制结构复杂等缺点。设计了一种 DNDO,给出了一种含有非匹配扰动估计的新型离散滑模面,并以 TDSMC 与 DNDO 相结合的方式设计了 DNDO+DSMC 控制器,可同时控制网侧有功功率和直流侧电压。通过以上方式,不仅提高了控制器的控制精度和抗扰动能力,同时具备了对滤波电容参数的强鲁棒性。以 PIL 测试平台为基础,在阻性负载和恒功率负载条件下,分别对 DNDO+DSMC、DL-PIC 和 TDSMC 进行了测试。测试结果表明,相对于 DL-PIC 和 TDSMC,无论是阻性负载还是恒功率负载,所提 DNDO+DSMC 的动态响应速度更快、稳态误差更小,网侧电流 THD 最小,同时还对滤波电容参数具有强鲁棒性。所提 DNDO+DSMC 可以进一步推广到其他三相功率变换器中,比如三相三电平功率变换器,因而具有很好的理论和工程应用价值。

参考文献

- [1] XU L, GUERRERO J M, LASHAB A, et al. A review of DC shipboard microgrids—Part I: Power architectures, energy storage, and power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5155-5172.
- [2] 卢自宝, 龚莉, 赵传超, 等. 直流微电网中 DC-DC 变换器的切换控制方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 41(8): 202-209.
LU Z B, GONG L, ZHAO CH CH, et al. Research on switching control method of DC-DC converter in DC microgrid [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 41(8): 202-209.
- [3] WU B N, GAO ZH Q, ZHOU X S, et al. Research and simulation of DC microgrid three-phase AC-DC converter control strategy based on double loop[J]. IEEE Access, 2020, 8: 186448-186461.
- [4] 张泽华, 宋桂英, 张晓璐, 等. 考虑恒功率负载的直流微电网稳定性与鲁棒性控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4391-4405.
ZHANG Z H, SONG G Y, ZHANG X L, et al. Stability and robustness control strategy of DC microgrid considering constant power load [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4391-4405.
- [5] SINGH S, GAUTAM A R, FULWANI D. Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 72: 407-421.
- [6] LIU B, BEN H Q, ZHANG X B. Large-signal stabilization of three-phase VSR with constant power load[J]. Energies, 2018, 11(7): 1706.
- [7] 张盟. 三相电压型 PWM 整流器直接功率控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
ZHANG M. Research on direct power control of three-phase voltage source PWM rectifier [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2015.
- [8] XIE Z W, WU W H, CHEN Y D, et al. Admittance-based stability comparative analysis of grid-connected inverters with direct power control and closed-loop current control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8333-8344.
- [9] YAN SH, YANG Y H, HUI S Y, et al. A review on direct power control of pulsewidth modulation converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11984-12007.
- [10] SUN D, WANG X H, FANG Y. Backstepping direct power control without phase-locked loop of AC/DC converter under both balanced and unbalanced grid conditions[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(8): 1614-1624.
- [11] YAN X M, CHENG M. Backstepping-based direct power control for dual-cage rotor brushless doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2668-2680.
- [12] KIM J C, PARK J C, KWAK S. Predictive direct power control technique for voltage source converter with high efficiency[J]. IEEE Access, 2018, 6: 23540-23550.
- [13] YANG W CH, MIAO SH H, LIU ZH W, et al. Model predictive direct power control of grid-connected converters considering unbalanced filter inductance and grid conditions[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2021, 9(6): 1279-1288.
- [14] COSTA J S, LUNARDI A, RIBEIRO P C, et al. Performance-based tuning for a model predictive direct power control in a grid-tied converter with L-filter[J]. IEEE Access, 2023, 11: 8017-8028.
- [15] GUI Y H, BLAABJERG F, WANG X F, et al. Improved DC-link voltage regulation strategy for grid-connected converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 4977-4987.
- [16] 朱连成, 肖阳, 苏晓英, 等. 双定子无刷双馈风力发电机无速度传感器超螺旋滑模直接功率控制[J]. 太阳能学报, 2024, 45(8): 595-602.
ZHU L CH, XIAO Y, SU X Y, et al. Sensorless super-twisting sliding mode direct power control for dual-stator brushless doubly-fed wind power generator [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024, 45(8): 595-602.
- [17] 陈才学, 欧阳港, 王昭鸿, 等. 带过零畸变补偿的 Vienna 整流器改进滑模反推直接功率控制[J]. 高压技术, 2022, 48(10): 3996-4005.

- CHEN C X, OUYANG G, WANG ZH H, et al. Improved sliding-mode backstepping direct power control of Vienna rectifier with zero-crossing distortion compensation[J]. *High Voltage Engineering*, 2022, 48(10): 3996-4005.
- [18] OUCHEN S, BENBOUZID M, BLAABJERG F, et al. Direct power control of shunt active power filter using space vector modulation based on super twisting sliding mode control[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(3): 3243-3253.
- [19] 关天一, 王怡博, 王睿, 等. 非对称电网状态下 MMC-HVDC 改进滑模直接功率控制策略[J]. *北京航空航天大学学报*, 2025, 51(5): 1428-1439.
- GUAN T Y, WANG Y B, WANG R, et al. An improved sliding mode direct power control strategy for MMC-HVDC under asymmetric grid state is proposed [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2025, 51 (5): 1428-1439.
- [20] XIAO X, ZHANG Y J, SONG X, et al. Virtual flux direct power control for PWM rectifiers based on an adaptive sliding mode observer[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(5): 5196-5205.
- [21] 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.
- [22] WANG Z, LI SH H, LI Q. Discrete-time fast terminal sliding mode control design for DC-DC buck converters with mismatched disturbances [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(2): 1204-1213.
- [23] 郑长明, 张加胜, 许睿, 等. Buck 变换器的鲁棒离散积分滑模控制[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(20): 4306-4313.
- ZHENG CH M, ZHANG J SH, XU R, et al. Robust discrete integral sliding mode control for buck converters[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(20): 4306-4313.
- [24] CHENG Y Y, WEN G H, DU H B. Design of robust discretized sliding mode controller: analysis and application to buck converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(12): 10672-10681.
- [25] REPECHO V, BIEL D, ARIAS A. Fixed switching period discrete-time sliding mode current control of a PMSM [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(3): 2039-2048.
- [26] BERNARDES T, MONTAGNER V F, GRÜNDLING H A, et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(4): 1679-1691.
- [27] GUO T L, SUN ZH X, WANG X Y, et al. A simple current-constrained controller for permanent-magnet synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 15(3): 1486-1495.
- [28] WANG Y, YU H T, LIU Y L. Speed-current single-loop control with overcurrent protection for PMSM based on time-varying nonlinear disturbance observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(1): 179-189.
- [29] MA W J, ZHANG B, QIU D Y. Robust single-loop control strategy for four-level flying-capacitor converter based on switched system theory[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(8): 7832-7844.
- [30] 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.
- [31] LI SH H, DU H B, YU X H. Discrete-time terminal sliding mode control systems based on Euler's discretization[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2014, 59(2): 546-552.
- [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] SMIDT G T, GRÜNDLING H A, PADILHA V R. Discrete-time sliding mode control based on disturbance observer applied to current control of permanent magnet synchronous motor[J]. *IET Power Electronics*, 2021, 14(4): 875-887.
- [34] SAMI I, ULLAH S, KHAN L, et al. Integer and fractional-order sliding mode control schemes in wind energy conversion systems: comprehensive review, comparison, and technical insight [J]. *Fractal and Fractional*, 2022, 6(8): 447.
- [35] ULLAH N, SAMI I, CHOWDHURY M S, et al. Artificial intelligence integrated fractional order control of doubly fed induction generator-based wind energy system[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 5734-5748.
- [36] GUI Y H, LI M SH, LU J H, et al. A voltage modulated DPC approach for three-phase PWM rectifier [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(10): 7612-7619.

作者简介

侯波(通信作者), 博士, 讲师, 硕士生导师, 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