

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519014

基于快速终端动态滑模的三相电压型 PWM 整流器控制

张缘 樊春玲 张春堂

(青岛科技大学自动化与电子工程学院 青岛 266061)

摘要: 传统滑模控制在三相电压型 PWM 整流器应用中,由于其固有的不连续切换特性导致直流母线电压出现高频振荡现象,难以获得理想控制效果。因此本文提出一种外环快速终端动态滑模控制和内环前馈解耦 PI 控制相结合的双闭环控制策略。首先内环采用基于前馈解耦 PI 控制,消除数学模型中的耦合项,实现对电流波形的精确跟踪。其次外环通过将切换项转移到高阶微分环节,并引入快速终端滑模面,抑制系统抖振,提升动态性能,实现准确稳定的跟踪参考电压。最后基于 Lyapunov 稳定性理论对控制器进行了稳定性证明,并通过 Simulink 搭建仿真模型进行实验验证。结果表明:所提出策略有效抑制了滑模控制固有的抖振现象。系统启动阶段直流电压过冲仅有 6.5 V,较传统 PI 控制电压差峰值降低 92%,调节时间缩短 91%。电压阶跃响应跟踪时间小于 0.02 s,±50% 额定负载阶跃扰动内,瞬态电压误差均小于±1%。该控制方法在确保高稳态精度的同时,兼具良好的动态响应性能。

关键词: PWM 整流器;动态滑模;快速终端滑模;非线性控制

中图分类号: TN86; TM461 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Fast terminal dynamic sliding mode control-based three-phase voltage-source PWM rectifiers

Zhang Yuan Fan Chunling Zhang Chuntang

(College of Automation and Electronic Engineering, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao 266061, China)

Abstract: In the application of traditional sliding mode control in three-phase voltage-source PWM rectifiers, the inherent discontinuous switching characteristics lead to high-frequency oscillations on the DC bus voltage, making it difficult to achieve ideal control performance. Therefore, a dual-loop control strategy that integrates outer-loop Fast Terminal Dynamic Sliding Mode Control and inner-loop feedforward-decoupled PI control is proposed in this paper. Firstly, inner loop employs feedforward decoupling-based PI control to eliminate the coupling terms in the mathematical model and achieve precise tracking of the current waveform. Secondly, the outer loop transfers the switching term to a higher-order differential element and introduces a fast terminal sliding surface design to suppress system chattering, enhance dynamic performance, and ultimately achieve accurate and stable tracking of the reference voltage. The stability of the controller is proved by Lyapunov stability theory, and experimental validation is conducted through simulations using Simulink. The results demonstrate that the proposed strategy effectively suppresses the inherent chattering phenomenon in sliding mode control. During system startup, the DC voltage overshoot is merely 6.5 V, with the peak voltage deviation reduced by over 92% and the settling time shortened by 91% compared to PI control. Voltage step-response tracking completes within 0.02 s, while transient voltage error remains bounded within ±1% under ±50% rated load disturbances. This control method ensures high steady-state accuracy while maintaining excellent dynamic response performance.

Keywords: PWM rectifier; dynamic sliding mode; fast terminal sliding mode; nonlinear control

0 引言

三相电压型脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器是针对不可控二极管整流器进行的改进。通过高频调制技术对功率器件的通断状态进行实时动态调控,将传

统整流器的“粗放型”能量转换升级为“精细化”可控过程^[1],近年来,三相电压型脉宽调制整流器在工业电源、可再生能源并网、电动汽车及智能电网领域得到广泛应用。在电动汽车中,双向 PWM 整流器支持车辆到电网技术,使车载电池成为分布式储能单元,实现电网负荷的移峰填谷

和可再生能源的高效消纳^[2]。在智能电网中整流器作为光伏、风电等波动性电源的并网接口,电能质量综合治理实现“源-网-荷-储”协同运行^[3]。这些新兴应用场景对整流器的动态响应速度、谐波抑制能力和多目标协调控制提出了更高要求,促使学者不断优化其控制策略。

目前,非线性控制理论已应用到整流器控制中,主要有自适应控制^[4]、模糊控制^[5]、鲁棒控制^[6]、变结构控制^[7]等。滑模变结构控制结构简单,已在 PWM 整流器中得到了广泛的应用,但其固有的抖振现象会激发未建模高频动态特性,限制了工程应用。近年来的研究主要集中在改进滑模面设计和优化趋近律两方面,以提升系统性能。Wang 等^[8]设计在趋近率中加入分数阶微积分算子,利用分数阶微积分算子固有的衰减特性来减小抖动,在此基础上加入扩展状态观测器,有效提高了系统的抗干扰能力,减少了电流谐波畸变率。Jeeranantasi 等^[9]设计了一种新型自适应指数趋近率,在远离滑模面时切换函数增益增大,获得快速趋近;接近滑模面时切换函数增益减小,以减小抖振,应用在多输入控制结构的三相 PWM 整流器中,有效降低了滑模抖振现象,减小了电流总谐波失真。侯波等^[10]设计了一种包含扰动信息的积分滑模面,通过非线性扰动观测器对扰动进行估计,有效抑制了抖振,通过实验验证该策略能够实现抗干扰与抖振抑制。在改进滑模控制减小抖振问题时通常搭配观测器来估计系统扰动,从而在控制器中进行补偿,提高系统性能。

然而在理论上,通过消除或平滑切换过程的阶跃跳变,才能从根本上抑制抖振。直接针对控制输入不连续性的改进方法主要有符号函数替代^[11-12]、高阶滑模^[13]等方法。在三相 PWM 整流器系统中,康家玉等^[14]提出一种双滑模控制策略,其中在电流内环将传统滑模控制的符号函数改为相对饱和的函数,使得控制输入在滑模面附近平滑过渡,实验仿真证明直流电压能够快速且无超调地跟踪给定电压;臧楠等^[15]提出了一种时变边界层滑模控制,通过分段函数实现动态调整饱和函数的边界层厚度,以减小控制输出抖振,实验仿真可以看出该策略可以减弱抖振;梁祺祺等^[16]融合积分滑模面与末端滑模面实现有限时间收敛、低稳态误差和高抗扰性能,并采用高阶滑模趋近律结合 P 控制,将开关函数转移到控制量高阶方程,应用在电流内环中抑制了滑模面抖振现象。之后,梁祺祺^[17]将高阶积分末端滑模控制应用到电压外环,相比应用于电流内环能获得更好的抗干扰性;于鹏等^[18]在电压外环通过将切换项转移到一阶导数的动态滑模方法设计,并结合自适应技术和反演控制改进趋近率,替换饱和和函数增强了系统参数改变时的适应性,但受扰动后直流电压呈渐进稳定,调整时间缓慢。

尽管已有大量研究致力于降低三相 PWM 整流器滑模控制的抖振现象,但这些改进策略往往在扰动发生时牺牲了直流母线电压的控制精度。因此,如何在有效抑制抖振的同时,提升系统抗扰能力并维持高精度控制,仍是当前重

要研究方向。本文针对三相电压型 PWM 整流器的动态响应与控制精度需求,在两相旋转坐标系下,电压外环采用快速终端动态滑模控制(fast terminal dynamic sliding mode control, FTDSMC),调整电流内环参考值实现宏观目标,电流内环则基于前馈解耦 PI 控制的电流内环实现 dq 轴电流独立精准跟踪。所设计快速终端动态滑模控制针对滑模抖振问题,采用状态变量的积分结构实现控制律的平滑化,以解决控制精度与抖振之间的矛盾,进一步引入快速终端滑模面,使滑模快速收敛,增强抗干扰能力。通过 MATLAB/Simulink 搭建三相电压型 PWM 整流器模型,对所提出的方案进行了仿真对比验证。

1 三相 PWM 整流器数学模型

三相 PWM 整流器拓扑结构如图 1 所示。主电路采用三路桥臂,共 6 个开关管构成,每个桥臂均通过滤波电感与电网相连。图 1 中, e_a, e_b, e_c 分别为三相交流侧电源电压, i_a, i_b, i_c 分别为三相交流侧电流, R 和 L 分别为线路等效电阻和滤波电感; C 为直流电容; R_L 为直流负载等效电阻, u_{dc} 为直流侧电压, i_L 为直流侧电流。

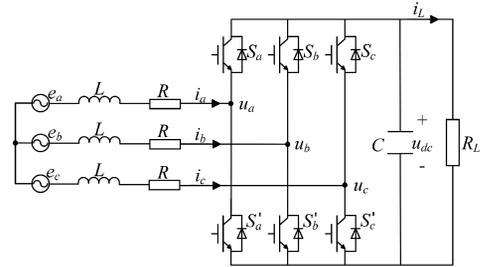


图 1 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构

Fig. 1 Topology of three-phase voltage-source PWM rectifier

当整流器处于正常工作状态时,对于每一相桥臂,始终处于导通或者关断两种状态,即上桥臂开关管导通而下桥臂开关管关断,或者上桥臂开关管关断而下桥臂开关管导通。通过控制这些开关的通断就可以实现整流目的。为便于分析,定义开关函数 S_k 为:

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

在忽略电机参数变化及外部扰动的条件下,根据图 1 拓扑结构,并基于基尔霍夫电压定律和电流定律,建立三相静止坐标系下数学模型表达式为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - u_{dc} (S_a - \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} S_i) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - u_{dc} (S_b - \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} S_i) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - u_{dc} (S_c - \frac{1}{3} \sum_{i=a,b,c} S_i) \\ C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_L} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \end{cases} \quad (2)$$

在 abc 三相静止坐标系下,整流器的时变交流量控制复杂,可通过坐标变换到 dq 两相旋转坐标系下转换成直流量,降低控制器的设计难度。经过坐标变换后,三相 PWM 整流器在 dq 旋转坐标系下数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - Ri_d + \omega Li_q - u_{dc}S_d \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - Ri_q - \omega Li_d - u_{dc}S_q \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}S_d i_d + \frac{3}{2}S_q i_q - \frac{u_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_d, i_q 分别为交流侧电流的 dq 轴分量, e_d, e_q 分别为交流侧电压的 dq 轴分量, ω 为角频率。

2 控制器的设计

三相电压型 PWM 整流器采用传统双闭环控制结构,其中电压外环根据直流母线电压情况调整控制器输出,实现精确稳定的直流电压跟踪,并动态生成电流内环的指令信号;电流内环则通过快速电流跟踪实现扰动抑制,内外环控制器可实现独立设计。系统控制框图如图 2 所示。采集网侧电流电压经过坐标变换后送入控制器进行运算,控制器输出调节信号采用空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)控制功率器件的通断。

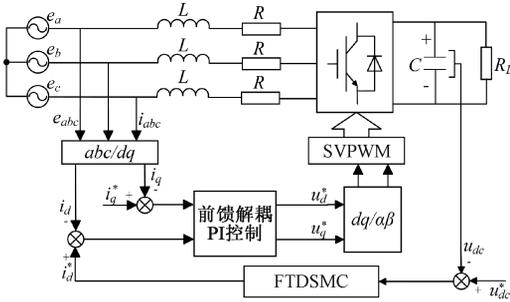


图 2 系统控制结构框图

Fig. 2 System control structure block diagram

2.1 电流内环设计

电流内环主要作用在于快速跟踪外环给定的电流指令,并抑制 dq 轴间的交叉耦合干扰,从而确保 PWM 整流器的高动态性能。在三相电压型 PWM 整流器静止坐标系下的数学模型经过坐标变换后在 dq 坐标系下的数学模型 d 轴与 q 轴存在由电感参数 L 和电网角频率 ω 引起的交叉耦合项。这种耦合效应会导致 d 轴与 q 轴电流控制相互干扰,直接影响系统的解耦性能和功率因数调节精度。为此,控制策略引入基于前馈解耦环节的 PI 控制;通过在电流内环动态方程中叠加反向耦合项,主动抵消数学模型中的耦合效应,实现 dq 轴独立控制。

在此基础上,外环根据直流母线电压调节生成内环的 d 轴电流参考值 i_d^* ,同时为保障整流器高功率因数运行,需控制 $i_q^* = 0$,从而通过内环的快速跟踪实现有功与无功

分量的精确解耦控制。控制方程式为:

$$\begin{cases} u_d^* = e_d + \omega Li_q - (K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s})(i_d^* - i_d) \\ u_q^* = e_q - \omega Li_d - (K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s})(i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (4)$$

式中: K_{p2}, K_{i2} 分别为 PI 控制的比例增益和积分增益。

2.2 电压外环设计

电压外环主要目的是保证准确稳定的跟随参考电压 u_{dc}^* ,针对电压外环高精度跟踪需求,采用动态滑模与快速终端滑模相融合设计 FTDSMC,结合动态滑模的抖振抑制特性和快速终端滑模的快速收敛优势,实现参考电压的稳态无差跟踪与动态抗扰性能提升。

选取系统状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = u_{dc}^* - u_{dc} \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (5)$$

由状态变量,结合式(3)第 3 项,可得:

$$x_2 = -\frac{3S_d i_d}{2C} - \frac{3S_q i_q}{2C} + \frac{u_{dc}}{CR_L} \quad (6)$$

当系统处于稳态时,即 $i_q = 0, e_q = 0, di_d/dt = di_q/dt = 0$ 时,可得到理想情况下 S_d 和 S_q 的值。

$$\begin{cases} S_d = \frac{e_d - Ri_d}{u_{dc}} \\ S_q = -\frac{\omega Li_d}{u_{dc}} \end{cases} \quad (7)$$

将式(6)分解为可控部分和扰动部分,以便通过控制律抵消扰动影响,定义参数敏感度项 ψ ,未建模扰动项 D 。整理得:

$$x_2 = \psi i_d + D \quad (8)$$

$$\begin{cases} \psi = -\frac{3(e_d - Ri_d)}{2u_{dc}C} \\ D = \frac{u_{dc}}{CR_L} \end{cases} \quad (9)$$

采用经典线性滑模面为:

$$s_D = c_1 x_1 + x_2 \quad (10)$$

式中: $c_1 > 0$, 满足 Hurwitz 条件。

动态滑模控制策略通过将离散切换项转移至控制输入的高阶微分环节,并基于积分运算的连续化处理构建动态滑模控制器。将 s_D 视为系统状态,进一步构造滑模面为:

$$\sigma = \lambda s_D + \dot{s}_D \quad (11)$$

式中: $\lambda > 0$ 。

对式(11)求导,采用经典指数趋近率可得:

$$\dot{\sigma} = \lambda \dot{s}_D + \ddot{s}_D = \delta \quad (12)$$

$$\delta = -\epsilon \operatorname{sgn}(\sigma) - k\sigma \quad (13)$$

式中: $\epsilon > 0, k > 0$ 。

对 \dot{s}_D 项积分整理可得:

$$\dot{s}_D = \int (\delta - \lambda s_D) dt \quad (14)$$

结合式(10)整理可得:

$$\dot{x}_2 = -c_1 x_2 + \int (\delta - \lambda s_D) dt \quad (15)$$

联立式(8)和(9),整理可得动态滑模控制率为:

$$\dot{i}_d^* = -\frac{1}{\psi} \left[D + \int (c_1 x_2 + \int (-\delta_1 + \lambda s_D) dt) dt \right] \quad (16)$$

滑模面作为滑模控制的“骨架”决定了滑模运动的稳定性与动态品质。传统线性滑模面虽能实现渐近稳定,但收敛速度慢。为了解决采用线性滑模面时系统状态变量无法在有限时间内收敛的问题,引入快速终端滑模面。

本文建立快速终端滑模面表达式为:

$$s_T = c_2 x_1 + x_2 + \beta x_1^{q/p} \quad (17)$$

式中: $c_2 > 0, \lambda_2 > 0, \beta > 0, 0 < q/p < 1$ (p, q 为正奇数)。

当系统状态变量远离平衡位置时,可视为线性滑模,能够实现快速趋近;当状态接近平衡点时,可视为终端滑模,具有终端滑模的特征。快速终端滑模面可使得整个系统具有全局快速收敛性。

类似的构造动态滑模面,对其积分处理,整理可得 FTDSMC 控制率为:

$$\dot{i}_d^* = -\frac{1}{\psi} \left[D + \int (c_2 x_2 + \beta \frac{q}{p} x_1^{\frac{q}{p}-1} x_2 - \int (\delta_2 + \lambda s_T) dt) dt \right] \quad (18)$$

2.3 稳定性分析

为证明所设计的 FTDSMC 控制器能够实现控制目标,并将 i_d 收敛到稳定状态,采用基于 Lyapunov 稳定性理论对控制器进行稳定性证明。

选取 Lyapunov 函数:

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

根据 Lyapunov 稳定性定理,只需证明 $\dot{V} < 0$, 则系统渐进稳定,对式(19)求导可得:

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} = \sigma (-\epsilon \operatorname{sgn}(\sigma) - k\sigma) = -k\sigma^2 - \epsilon |\sigma| \quad (20)$$

由 Barbalat 引理,如果一个标量函数 $V(t, x)$ 满足:

- 1) $V(t, x) \geq 0$, 即 $V(t, x)$ 有下届;
 - 2) $\dot{V}(t, x) \leq 0$, 即 $\dot{V}(t, x)$ 半负定;
 - 3) $\dot{V}(t, x)$ 关于时间 t 是一致连续的;
- 则当 $t \rightarrow \infty$ 时,有 $\dot{V}(t, x) \rightarrow 0$ 成立。

对式(20)求导得:

$$\dot{V} = \begin{cases} -2k\sigma - \epsilon\sigma \geq 0 \\ -2k\sigma + \epsilon\sigma < 0 \end{cases} \quad (21)$$

可以看出 \dot{V} 一直连续,根据引理, $t \rightarrow \infty$ 时, $V_1 \rightarrow 0$ 成立。进一步根据式(20)可知当 $t \rightarrow \infty$ 时,有 $\sigma \rightarrow 0$ 成立。

对于 DSMC 控制器,求解 $\sigma = 0$ 可推导其动态特性满足指数收敛率:

$$s_D = e(0)e^{-\lambda_1 t} \quad (22)$$

即当 $t \rightarrow \infty$ 时 $s_D \rightarrow 0$ 。

类似的求解 $s_D = 0$, 满足指数收敛率, $t \rightarrow \infty$ 时状态变量 x_1 即电压误差趋近于 0。

对于 FTDSMC 控制器,可知当 $t \rightarrow \infty$ 时 $s_T \rightarrow 0$, 即 $c_2 x_1 + x_2 + \beta x_1^{q/p} \rightarrow 0$, 求解可得:

$$x_1^{-\frac{q}{p}} \dot{x}_1 + c_2 x_1^{1-\frac{q}{p}} = -\beta \quad (23)$$

简化方程,令 $y = x_1^{1-q/p}$, 则 $\dot{y} = (p-q)/p x_1^{-q/p} \dot{x}_1$ 将其代入式(23)得:

$$\dot{y} - \frac{p-q}{p} c_2 y = -\frac{p-q}{p} \beta \quad (24)$$

根据一阶微分方程求解可得到式(24)通解为:

$$y = e^{-\int (\frac{p-q}{p} c_2) dt} \left(\int (-\frac{p-q}{p} \beta e^{\frac{p-q}{p} c_2 t}) dt + C \right) \quad (25)$$

其中, C 为常数。

因为存在 $c_2 > 0, \beta > 0, 0 < (p-q)/p$ 等约束条件,因此 $t \rightarrow \infty$ 时 $y \rightarrow 0$, 可以看出当 s_T 趋近于 0 时,系统误差能在有限的时间收敛趋近于 0, 系统渐近稳定。

3 仿真及结果分析

3.1 仿真模型

为了验证本文提出的策略可行性,搭建了三相电压型 PWM 整流器的矢量控制系统,对所设计的控制器进行验证和分析,实验所用的系统参数如表 1 所示,各电压外环控制器选取的控制参数如表 2 所示,另外电流内环参数 $k_{p2} = 66, k_{i2} = 20$ 。

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	符号	数值
三相电压幅值	e_{abc}	311 V
电压频率	f	50 Hz
等效电阻	R	0.01 Ω
滤波电感	L	5 mH
滤波电容	C	3 000 μ F
负载电阻	R_L	50 Ω
直流电压参考值	u_{dc}^*	800 V

3.2 稳态响应分析

传统滑模控制增大参数 k_0 有利于误差跟踪并保证状态变量快速趋近,但同时滑动模态时抖振也会增加。这种矛盾特性源于滑模控制理论中固有的高频抖振现象与抗干扰性能之间的非线性折衷关系。为了验证本文的 FTDSMC 的稳态响应效果的优越性,与 PI、SMC、HITSMC 和 DSMC 进行对比实验,三相 PWM 整流器在五种控制下直流母线电压稳态响应曲线如图 3 所示。

从图 3 稳态电压波形对比可见,SMC 控制的直流母线电压存在约 2 V 的抖振,其他控制策略的电压曲线均能保持平稳。DSMC, FTDSMC 方法通过动态滑模结构的设

计,显著削弱了滑动模态时的高频抖振,使电压稳态精度与 PI 控制策略保持同一水平。

表 2 电压外环控制器参数

Table 2 Parameters of voltage outer-loop controller

参考文献 (年份)	方法	控制器参数
文献[19] (2021)	PI	$k_{p1} = 1, k_{i1} = 20$
文献[20] (2022)	sliding mode control (SMC)	$\epsilon_0 = 0.5, k_0 = 1600$
文献[17] (2022)	high-order integral terminal sliding mode control (HITSMC)	$C_u = 5, W = 5$ $k = 800, r = 0.5$
本文 式(15)	dynamic sliding mode control (DSMC)	$\epsilon_1 = 0.5, k_1 = 878$ $c_1 = 2, \lambda_1 = 0.02$
本文 式(17)	FTDSMC	$\epsilon_2 = 0.01, k_2 = 700$ $c_2 = 0.5, \lambda_2 = 2$ $\beta = 50 q/p = 1/25$

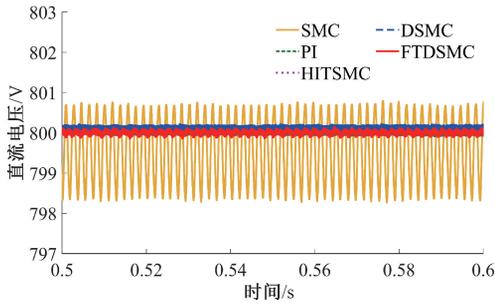


图 3 直流母线电压稳态响应曲线

Fig. 3 Steady-state response curves of DC bus voltage

为了更直观地验证 FTDSMC 优越性,将三种控制策略下启动阶段直流侧电压响应特性、网侧 A 相电流波形质量两个指标进行对比分析,如图 4、5 所示。其中,调整时间定义为电压进入稳态值 ± 0.2 V 误差带的最小持续时间;过冲量取偏离稳态值的最大偏差。

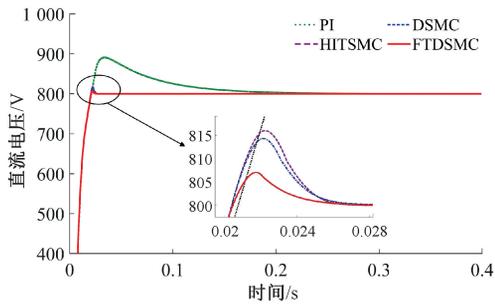
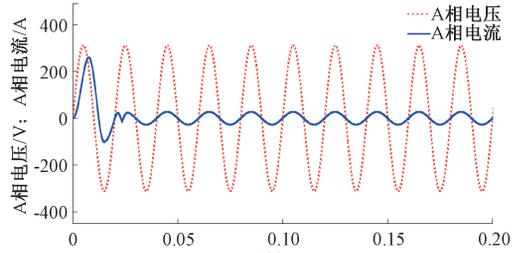


图 4 直流母线电压启动响应曲线

Fig. 4 Start-up response curve of DC bus voltage

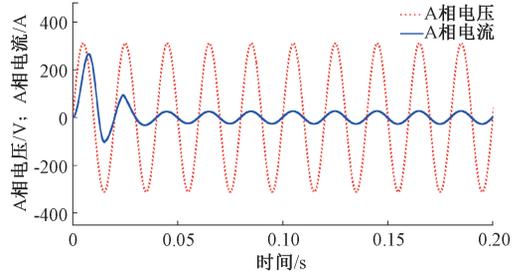
图 4 为启动阶段,电压环分别为 PI、HITSMC、DSMC、FTDSMC 四种方法时直流侧电压波形。从图中可以看出,在启动过程中,PI 控制电压过冲较大(约 90 V),调整时间

较长(约 0.3 s),其他控制策略表现出暂态响应时间具有一致性($t \approx 27$ ms)。但它们各自的过冲量有所不同:HITSMC 约为 16 V,DSMC 为 14.5 V,FTDSMC 为 6.5 V。所设计的 FTDSMC 控制策略不仅能够有效缩短系统的调节时间,还能减少电压过冲现象。



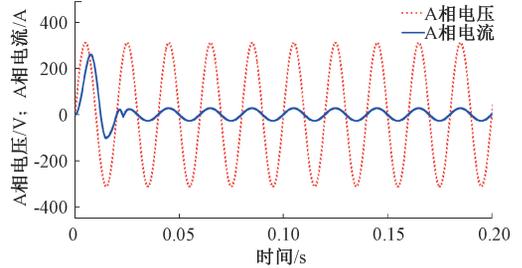
(a) PI控制网侧A相电压和电流波形

(a) PI-controlled grid-side phase A voltage/current waveforms



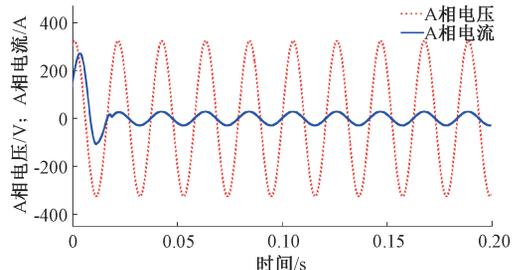
(b) HITSMC控制网侧A相电压和电流波形

(b) HITSMC grid-side phase A voltage/current waveforms



(c) DSMC控制网侧A相电压和电流波形

(c) DSMC grid-side phase A voltage/current waveforms



(d) FTDSMC控制网侧A相电压和电流波形

(d) FTDSMC grid-side phase A voltage/current waveforms

图 5 网侧 A 相电压和电流波形

Fig. 5 Grid-side phase A voltage and current waveforms

图 5 为 PI、HITSMC、DSMC、FTDSMC 四种控制下启动时网侧 A 相电压和电流波形。这些方法都能够在两个工频周期内实现整流器交流测电流和电压同相位,以单位功率因数运行,其中 FTDSMC 控制下电流过度更加平滑。

3.3 动态响应分析

为量化评估控制策略的动态调节性能,设计了直流电压设定值阶跃变化和负载电阻突变两种典型动态工况,对比分析了 PI、HITSMC、DSMC、FTDSMC 四种控制算法的跟踪精度及抗扰能力。

在直流电压设定值突变工况下:系统在 1 s 时执行 800→700 V 的电压设定值阶跃变化,并在 1.5 s 时执行反向阶跃变化,直流母线响应曲线如图 6 所示。为量化评估不同控制策略的瞬态性能,表 3 提取了关键动态指标。

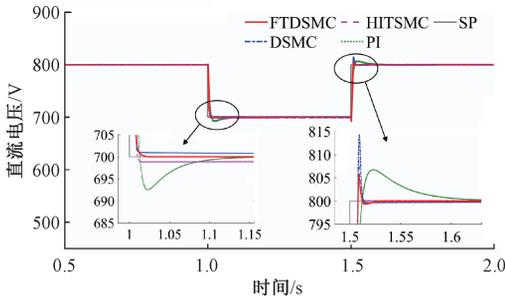


图 6 直流电压设定值变化时响应曲线

Fig. 6 Response curves during DC voltage setpoint variation

表 3 直流电压阶跃变化下响应结果

Table 3 Response results under DC voltage step change

控制方法	电压变化方向	瞬态误差/V	响应时间/s
PI	下降	跌落 7.2	0.130
	上升	过冲 6.7	0.130
DSMC	下降	0	>0.5
	上升	过冲 14.3	0.013
HITSMC	下降	0	0.013
	上升	过冲 8.5	0.014
FTDSMC	下降	0	0.015
	上升	过冲 5.8	0.012

从图 6 和表 3 可以看出,当直流电压设定值从 800 V 降至 700 V 时,PI 控制出现了电压跌落;HITSMC 控制表现出大于 1 V 的稳态误差,直流母线电压精度下降。而 DSMC 控制在设定值附近表现出渐进收敛的特性,收敛速度很慢。FTDSMC 通过其非线性项,能够主动抵消工作点转移带来的误差,从而加快收敛速度。直流电压从 700 V 升至 800 V 的跟踪过程中,PI 控制响应速度较慢;DSMC 控制响应迅速,但存在较大过冲。HITSMC 能够在较小过冲下快速跟踪但 FTDSMC 表现效果更佳。

由于整流器电压升降速率特性,控制器在升压阶段会出现积分补偿残留,这导致控制量过度增大,引发过冲现象。尤其实验中设定值电压的上升变化幅度相比下降时更大,导致在升压和降压两种情况存在过冲量与跌落量不同的差异。FTDSMC 的非线性项能够在升压时抑制过度的积分补偿,并在降压时增强精准的收敛,减弱积分残留的影响,缓解这

种过冲现象。FTDSMC 无论在电压升高还是降低过程中,都展现出了优异的性能,能够在较小过冲量下并在 0.02 s 内实现精准跟踪,显著提高了暂态响应效率和系统稳定性。

在整流器负载突变工况下:整流器平稳运行时,在 1 s 时直流侧负载电阻从 50 Ω 突减到 25 Ω,观察其直流侧电压的变化情况如图 7 所示。

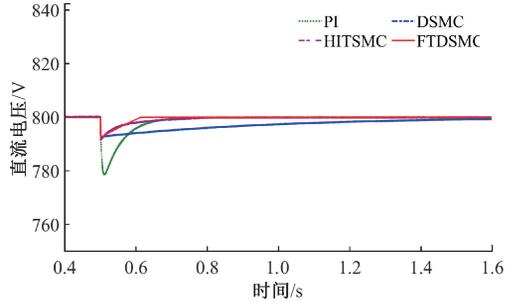


图 7 突变负载时响应曲线

Fig. 7 Response curves under sudden load change

从图 7 突变负载时响应曲线可以看到负载突变时 PI 控制产生 20 V 的电压跌落且恢复时间约 0.2 s。HITSMC 存在 8.2 V 电压跌落,与 PI 控制调整时间一致;DSMC 控制的电压跌落相对更小约 7.3 V,但延长了调节时间;而 FTDSMC 通过非线性滑模面设计将恢复时间缩短至 0.11 s,较 PI 和 DSMC 分别提升 45% 和 89%,适用于高动态需求场景。

为量化评估 FTDSMC 控制策略在多扰动场景下的动态鲁棒性,构建包含 ±50% 额定负载阶跃变化的 10 组突变工况,通过对网侧电流进行 FFT 频谱分析,提取总谐波失真(total harmonic distortion, THD)及直流母线电压调节时间和瞬态误差,实验数据如表 4 所示。

表 4 不同突变电阻值下实验数据

Table 4 Experimental data under different sudden-change resistance values

突变后阻值/Ω	THD/%	调节时间/s	瞬态误差/V
25	1.03	0.106	-7.3
30	1.20	0.075	-4.8
35	1.38	0.050	-3.0
40	1.55	0.028	-1.6
45	1.69	0.015	-0.6
50	1.66	—	—
55	2.09	0.012	+0.6
60	2.27	0.018	+1.1
65	2.46	0.028	+1.6
70	2.64	0.035	+1.9
75	2.81	0.040	+2.3

注: - :表示电压跌落;+表示电压过冲。

由表 4 可以看到系统的动态响应调节时间小于 0.2 s,

实现了快速收敛;网侧电流总谐波失真均在 3% 以下,低于工业标准规定的 5% 阈值,且瞬态误差绝对值在额定电压(800 V)的 $\pm 5\%$ 以内。可以充分证明 FTDSMC 控制策略在三相电压型 PWM 整流器系统直流负载突变扰动下的强鲁棒性。

4 结 论

本文以三相电压型 PWM 整流器为对象,建立其数学模型并分析拓扑结构特性,在有功/无功分量解耦控制的架构下,提出基于动态滑模的电压外环控制策略,并在此基础上集成快速终端滑模控制,设计了 FTDSMC 电压环控制器。通过 MATLAB/Simulink 平台构建对比实验框架,在统一实验条件下,将本文设计 FTSMC 电压环与 PI 控制、SMC、HITSMC 和 DSMC 电压环进行对比分析。通过多组对比仿真结果表明:动态滑模策略的应用显著降低滑模控制带来的抖振问题,而 FTDSMC 控制器较传统 PI 控制 HITSMC 和 DSMC 具有动态响应速度快、直流电压纹波小、负载适应性强且鲁棒性优良的特性,并且在直流电压设定值变化时仍能精准跟踪,验证了 FTDSMC 策略的工程应用价值。本文所设计的基于快速终端动态滑模的控制方案为高动态、强干扰场景下的电能质量控制提供了新思路,其核心方法可扩展至其他多变量电力电子系统,推动非线性控制在智能电网中的工程化应用。

参考文献

- [1] SAKRI D, LAIB H, FARHI S E, et al. Sliding mode approach for control and observation of a three phase AC-DC pulse-width modulation rectifier[J]. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023(2): 49-56.
- [2] PANCHANATHAN S, VISHNURAM P, RAJAMANICKAM N, et al. A comprehensive review of the bidirectional converter topologies for the vehicle-to-grid system[J]. *Energies*, 2023, 16(5): 2503.
- [3] 康重庆, 杜尔顺, 郭鸿业, 等. 新型电力系统的六要素分析[J]. *电网技术*, 2023, 47(5): 1741-1750.
KANG CH Q, DU ER SH, GUO H Y, et al. Primary exploration of six essential factors in new power system[J]. *Power System Technology*, 2023, 47(5): 1741-1750.
- [4] 高崇禧, 颜景斌, 李学东, 等. 脉冲负载下 PWM 整流器自适应线性自抗扰控制[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(1): 55-64.
GAO CH X, YAN J B, LI X D, et al. Adaptive linear active disturbance rejection control method of PWM rectifier under pulse load[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(1): 55-64.
- [5] 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.
- [6] 韩磊. PWM 整流器鲁棒预测控制和电流谐波抑制技术研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2024.
HAN L. Research on robust predictive control and current harmonic suppression for PWM rectifiers[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2024.
- [7] 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.
- [8] WANG T, LI X, ZHANG J, et al. Fractional sliding mode observer control strategy for three-phase PWM rectifier[J]. *World Electric Vehicle Journal*, 2024, 15(7): 316.
- [9] JEERANANTASIN N, NUNGAM S. Sliding mode control of three-phase AC/DC converters using exponential rate reaching law[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2022, 33(1): 210-221.
- [10] 侯波, 刘唐旺. 基于非线性扰动观测器的三相 PWM 整流器滑模控制[J]. *电子测量技术*, 2024, 47(15): 89-100.
HOU B, LIU T W. Nonlinear disturbance observer-based sliding-mode control for three-phase PWM rectifiers[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(15): 89-100.
- [11] 康尔良, 朱金荣, 韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(7): 112-119, 130.
KANG ER L, ZHU J R, HAN K W. Design of new reaching law of sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor[J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(7): 112-119, 130.
- [12] 张蕊, 夏岩, 黄桂平, 等. 一种基于新型滑模趋近律的异步电机调速方法[J]. *电气传动*, 2025, 55(3): 13-20.
ZHANG R, XIA Y, HUANG G P, et al. An asynchronous motor speed regulation method based on a new sliding mode reaching law[J]. *Electric Drive*, 2025, 55(3): 13-20.
- [13] 刘陆. 高阶滑模控制理论若干问题研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2020.
LIU L. Study on several problems of high-order sliding

- mode control theory [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2020.
- [14] 康家玉, 王安琦, 刘甲琛, 等. 基于改进型双闭环滑模控制的三相 PWM 整流器研究[J]. 陕西科技大学学报, 2020, 38(1): 136-141.
- KANG J Y, WANG AN Q, LIU J CH, et al. Research on three-phase pwm rectifier based on improved double closed-loop sliding mode control[J]. Journal of Shaanxi University of Science & Technology, 2020, 38(1): 136-141.
- [15] 臧楠, 黄连生. 一种改进的 PWM 整流器滑模控制方法[J]. 陕西理工大学学报(自然科学版), 2024, 40(5): 45-53.
- ZANG N, HUANG L SH. Improved sliding mode control method for PWM rectifiers [J]. Journal of Shaanxi University of Technology (Natural Science Edition), 2024, 40(5): 45-53.
- [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] 梁祺祺. 基于 FPGA 的 V2G 用三相 PWM 整流器研究[D]. 石家庄: 河北科技大学, 2022.
- LIANG Q Q. Research on three-phase PWM rectifier for V2G based on FPGA [D]. Shijiazhuang: Hebei University of Science and Technology, 2022.
- [18] 于鹏, 王旭东, 柳忠, 等. 基于动态滑模控制的三相六开关 APFC 的研究[J]. 电气传动, 2020, 50(10): 85-90,101.
- YU P, WANG X D, LIU ZH, et al. Research on three-phase and six-switch APFC based on dynamic sliding mode control [J]. Electric Drive, 2020, 50(10): 85-90,101.
- [19] 张晓莹. 三相电压型 PWM 整流器的双闭环控制策略 [D]. 大庆: 东北石油大学, 2021.
- ZHANG X Y. Double closed-loop control strategy for three-phase PWM rectifier [D]. Daqing: Northeast Petroleum University, 2021.
- [20] 豆冲. 基于滑模控制的三相 PWM 整流器研究与实现 [D]. 西安: 西安科技大学, 2022.
- DOU CH. Research and implementation of three-phase PWM rectifier based on sliding mode control [D]. Xi'an: Xi'an University of Science and Technology, 2022.

作者简介

张缘, 硕士研究生, 主要研究方向为信息检测与处理。

E-mail: zhangy_uan00@163.com

樊春玲(通信作者), 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为图像信息处理技术和多相流传感系统与流体流动。

E-mail: chunlingfan@qust.edu.cn

张春堂, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为深度学习、图像处理、模式识别、检测技术与智能装置。

E-mail: zct1999@163.com