

三相 Vienna 整流器的二阶非奇异终端滑模模型预测控制

朱艺锋^{1,2}, 夏雷斌^{1,2}, 张艺^{1,2}, 李斌^{1,2}, 李绍令^{1,2}

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003)

摘要: 针对三相 Vienna 整流器采用传统控制在系统负荷变化、网侧电压波动时响应速度慢、抗干扰性差的问题, 以及常用滑模控制存在的抖振、稳态误差等问题, 提出了基于二阶非奇异终端滑模和模型预测的控制策略。在电压外环引入二阶非奇异终端滑模控制, 以实现在负载扰动和电网电压波动时直流侧电压的快速恢复和稳定输出。在内环采用模型预测电流控制, 使输入电流具有快速跟踪速度的同时保持低谐波畸变率。仿真和实验结果验证了所提控制策略的可行性和有效性。

关键词: Vienna 整流器; 二阶非奇异终端; 滑模控制; 抖振; 动态响应

Second-Order Nonsingular Terminal Sliding Mode Model Predictive Control for Three-Phase Vienna Rectifier

ZHU Yifeng^{1,2}, XIA Leibin^{1,2}, ZHANG Yi^{1,2}, LI Bin^{1,2}, LI Shaoling^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo, Henan 454003, China; 2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo, Henan 454003, China)

Abstract: In response to the issues of slow response speed and poor anti-disturbance performance of traditional control methods for three-phase Vienna rectifiers under system load variations and grid-side voltage fluctuations, as well as the problems of chattering and steady-state errors associated with commonly used sliding mode control, a control strategy based on second-order nonsingular terminal sliding mode and model predictive control is proposed. The second-order nonsingular terminal sliding mode control is introduced into the voltage outer loop to achieve rapid recovery and stable output of the DC-side voltage under load disturbances and grid voltage fluctuations. The model predictive current control is adopted in the inner loop to enable the input current to have fast tracking speed while maintaining low harmonic distortion. Simulation and experimental results verify the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: Vienna rectifier; second-order nonsingular terminal; sliding mode control; chattering; dynamic response

0 引言

三相 Vienna 整流器拓扑结构简单, 驱动时无需

设置死区, 可靠性高, 同时具有高功率密度、低电流谐波和可实现单位功率因数校正^[1-3]等多重优势, 因此在电动汽车充电^[4-5]、风力发电系统^[6]以及航空电源^[7]等众多领域中得到广泛应用。

对于 Vienna 整流器, 其核心控制目标是通过有效的电流和电压控制策略实现高效而稳定的直流电压输出。其中, 内环电流控制的主要目标是实现对参考电流的快速、准确跟踪, 常用的内环控制策略包括 PI 控制、滞环电流控制、滑模控制和模型预测控制^[8-10]等。其中, 模型预测控制动态性能好, 算

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52177039); 河南省科技攻关项目(232102240095, 222102240027); 河南省高校基本科研业务费专项资金(NSFRF230638)。

Foundation item: Supported by National Natural Science Foundation of China (52177039); the Science and Technology Research Project of Henan Province of China (232102240095, 222102240027); the Fundamental Research Funds for the Universities of Henan Province (NSFRF230638).

法相对简单且易于实现,能够有效处理系统非线性和不确定性,使 Vienna 整流器更好地适应复杂、多变的应用场景而得到广泛应用^[11-12]。

而电压外环控制主要目标是确保直流输出电压的稳定性和精确性,同时实现对负载变化和电网波动等外部扰动的快速响应。电压外环通常采用比例积分(proportional-integral, PI)控制,在系统启动或负载变化时可能会发生积分饱和的情况,导致系统响应速度减缓,引起较大的电压超调量^[9]。文献[13]中采用线性自抗扰控制来优化 Vienna 整流器的外环控制解决了输出电压快速性与超调之间的矛盾,一定程度提升了系统鲁棒性。滑模控制(sliding mode control, SMC)作为一种典型的非线性控制,具有强鲁棒性、实现简单等优点而广泛应用于整流器外环控制^[14-16]。文献[15]将滑模控制应用于 Vienna 整流器外环电压控制从而抑制了系统的不确定项,进一步提高了系统动态响应速度和抗干扰性能。然而,传统滑模控制在控制律设计中采用带有符号函数的切换项而导致开关特性呈现断续性,存在着抗扰性能和高频抖振之间的矛盾,控制增益小时难以有效抑制扰动,而控制增益过大则可能引发高频抖振,进而导致电网侧电流出现较大的谐波失真。在工程应用中简单有效的解决方法是采用饱和函数替代传统滑模控制中的符号函数以实现对抖振的抑制。但这种方法可能会影响系统的稳态精度,此外饱和函数的平滑特性可能导致系统的响应速度相对较慢^[17]。同时,上述两种滑模控制方法中系统状态到达滑模面后呈指数规律收敛,收敛时间趋于无穷大。针对上述问题,有学者提出高阶非奇异终端滑模控制,高阶滑模控制可以有效抑制抖振问题,非奇异终端滑模控制(non-singular terminal sliding mode control, NTSMC)从滑模面设计入手,不仅保持了终端滑模控制中系统状态的有限时间收敛特性^[18],而且很好地解决了传统 TSMC 中的奇异性问题^[19],已有多篇文献将其成功应用于电机控制^[20-22]、机械臂^[23]及无人机姿态控制^[24]等工业领域,实现了更高的控制精度,有效改善了系统的动、静态性能。

基于上述分析,本文以提升三相 Vienna 整流器跟踪性能和抗干扰性从而提高电网侧电流质量为目标,在三相 Vienna 整流器电压外环中采用二阶非奇异终端滑模控制(second-order NTSMC,

SONTSMC),建立了考虑系统非线性特性的新模型,通过合理选取滑模面、设计滑模控制律以满足滑模面到达条件,实现有限时间收敛;为提升电流跟踪性能,其电流内环采用预测电流控制。通过仿真与实验对比传统 PI、SMC、采用饱和函数的 SMC 控制(SMC_SAT)与所提 SONTSMC 控制的动、静态性能,证明了所提控制策略的优越性。

1 Vienna 整流器数学模型

三相 Vienna 整流器主电路拓扑如图 1 所示,图中, e_x 、 i_x ($x=a, b, c$) 分别为交流侧电网电压和电流; L 、 R 分别为交流侧滤波电感及等效输入电阻;每相 S_{x1} 、 S_{x2} 两开关管反向串联构成双向开关,且同时开通或关断; $C_1=C_2=C$ 为直流侧滤波电容; R_L 为直流侧负载,其两端电压为直流输出电压 u_{dc} 。

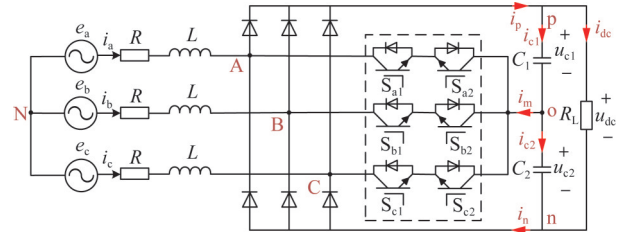


图 1 三相 Vienna 整流器拓扑

Fig. 1 Three-phase Vienna rectifier topology

当某一相的开关管导通时相应的相电压钳位在 0 电平,与电流方向无关,定义为 o 电平状态。在开关管关断时相电压的取值取决于输入电流的方向。若电流方向为正则相电压被钳位至 $u_{dc}/2$,将这一状态定义为 p 电平;相反,若电流方向为负,则相电压被钳位至 $-u_{dc}/2$,定义该状态为 n 电平。

由此,可定义开关函数 S_x ($x=a, b, c$) 如下。

$$S_x = \begin{cases} 1 & , (S_{xp} = 1, S_{xo} = 0, S_{xn} = 0) \\ 0 & , (S_{xp} = 0, S_{xo} = 1, S_{xn} = 0) \\ -1 & , (S_{xp} = 0, S_{xo} = 0, S_{xn} = 1) \end{cases} \quad (1)$$

式中 S_{xp} 、 S_{xo} 和 S_{xn} 分别为 x ($x=a, b, c$) 相的 p、o、n 这 3 种电平状态。

由基尔霍夫电流定律可得图 1 所示拓扑直流侧各电流关系。

$$\begin{cases} i_p = i_{c1} + i_{dc} \\ i_n = i_{c2} + i_{dc} \\ i_m = i_{c1} - i_{c2} \end{cases} \quad (2)$$

式中: i_p 、 i_n 分别为流入整流器直流侧正、负端电

流; i_m 为注入中点电流; i_{c1} 、 i_{c2} 分别为流过直流侧两电容 C_1 、 C_2 的电流; i_{dc} 为直流电流。

进一步, 结合电容特性得到直流输出电压和中点电位动态模型。

$$\begin{cases} C \frac{d(u_{c1} + u_{c2})}{dt} = i_p + i_n - 2i_{dc} \\ C \frac{d(u_{c1} - u_{c2})}{dt} = i_m = i_p - i_n \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{c1} 和 u_{c2} 分别为直流侧上下两电容端电压; C 为直流侧上下两电容; $(u_{c1} - u_{c2})$ 反映了中点电位平衡状态; i_p 、 i_n 满足:

$$\begin{cases} i_p = S_{ap}i_a + S_{bp}i_b + S_{cp}i_c \\ i_n = S_{an}i_a + S_{bn}i_b + S_{cn}i_c \end{cases} \quad (4)$$

式中: S_{ap} 、 S_{an} 分别为 a 相 p、n 电平状态开关函数; S_{bp} 、 S_{bn} 分别为 b 相 p、n 电平状态开关函数; S_{cp} 、 S_{cn} 分别为 c 相 p、n 电平状态开关函数; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 a、b、c 三相电流。

结合上述分析, 考虑到实际运行中因工况和温度变化、开关元件的非线性以及电感和电容元件的参数变化等带来的参数摄动和外部扰动等不确定性, Vienna 整流器 dq 坐标系下数学模型表示为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = e_d - u_d - Ri_d + \omega Li_q + f_d \\ L \frac{di_q}{dt} = e_q - u_q - Ri_q - \omega Li_d + f_q \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - \frac{2u_{dc}}{R_L} + f_u \end{cases} \quad (5)$$

式中: e_d 、 e_q 、 i_d 、 i_q 分别为网侧电压、电流的 dq 分量; S_d 、 S_q 分别为开关函数 S_x 的 dq 分量; u_d 、 u_q 分别为整流器输出电压的 dq 分量, 满足关系式 $u_d = S_d \times u_{dc}/2$, $u_q = S_q \times u_{dc}/2$; f_d 、 f_q 为系统内部参数摄动带来的不确定量的 dq 分量; f_u 为系统外部扰动带来的不确定量。系统稳定运行时不确定量及其导数未知但有界, 即 $|f_i| \leq F_i$ 、 $|\dot{f}_i| \leq D_i$ ($i=d, q, u$), 且 F_i 、 D_i 为正实数, 分别表示 f_d 、 f_q 、 f_u 及其导数的上界。

2 三相 Vienna 整流器电压外环滑模控制

2.1 传统滑模面设计

本文将滑模控制应用于三相 Vienna 整流器电压外环控制以满足系统跟踪速度和抗干扰性要求。具体设计思路为: 设计一个合适的滑模面, 引导电压跟踪误差 e 运动至滑模面 $s \rightarrow 0$ 上, 并通过非线性的控制法则尽可能抵消系统不确定性和外部干扰, 使

跟踪误差按预定轨迹进行滑动模态运动, 从而使误差 e 趋于最小化。

定义直流输出电压指令值 u_{dc}^* , 电压跟踪误差 e_u 为:

$$e_u = u_{dc}^* - u_{dc} \quad (6)$$

滑模面 s_1 设计为:

$$s_1 = e_u + c_1 \dot{e}_u \quad (7)$$

式中 $c_1 > 0$, 由等效控制原理设计的控制律 $u(t)$ 为:

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (8)$$

式中 $u_{eq}(t)$ 、 $u_n(t)$ 分别为等效控制项和非线性控制项。

当系统处于滑动模态时暂时不考虑参数摄动和外部扰动影响, 有 $d(i_d)/dt = d(i_q)/dt = 0$, 且为使系统运行在单位功率因数下, 有 $i_q = 0$, $e_q = 0$, 将其代入式(5)得:

$$\begin{cases} S_d = \frac{2e_d}{u_{dc}} \\ S_q = \frac{2\omega Li_d}{u_{dc}} \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3S_d}{2C} i_d - \frac{2u_{dc}}{CR_L} \end{cases} \quad (9)$$

定义 $A = 3S_d/2C$, $B = 2/CR_L$, 滑模面 s_1 的一阶微分 $\dot{s}_1$ 为:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \dot{e}_u + c_1 \ddot{e}_u \\ &= (Bu_{dc} - Ai_d) - Ac_1 di_d/dt \\ &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

得到 d 轴电流 i_d 等效控制电压 $u_{eq}(t)$ 为:

$$u_{eq}(t) = BA^{-1}u_{dc} \quad (11)$$

为满足滑模到达条件 $s_1(t)\dot{s}_1(t) < 0$, 选取 Lyapunov 函数 $V(t) = 0.5s^2(t)$, 对其求关于时间的一阶导数得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s_1(t)\dot{s}_1(t) \\ &= s_1(Bu_{dc} - A(u_{eq}(t) + u_{non}(t)) - f_{u1}) \end{aligned} \quad (12)$$

式中: $u_{non}(t)$ 为非线性控制电压; f_{u1} 为系统外部扰动带来的不确定量。

代入等效控制项有:

$$\dot{V}(t) = -s_1(Au_{non}(t) + f_{u1}) \quad (13)$$

为达到较好控制效果选用指数趋近律, 则非线性控制电压设计为:

$$u_{non}(t) = A^{-1}((\varepsilon_1 - F_u)\text{sgn}(s_1) + k_1 s_1) \quad (14)$$

式中: ε_1 为趋近律的等速趋近项系数, 可以使滑模面接近平衡点时趋近速度为 ε_1 ; F_u 为系统稳定运行

时外部扰动带来的不确定量的上界; k_1 为指数项系数, 保证以较大的速度趋近平衡点, 且 ε_1 、 $k_1 > 0$ 。此时 $\dot{V}(t)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= -s_1((\varepsilon_1 - F_u)\text{sgn}(s_1) + k_1 s_1 + f_{u1}) \\ &\leq -k_1 s_1^2 - \varepsilon_1 |s_1| \end{aligned} \quad (15)$$

在滑模 $s_1 \neq 0$ 时, 满足滑模到达条件 $\dot{V}(t) < 0$, 联立式(8)、(11)、(14)得到最终控制律为:

$$\begin{aligned} i_{1d} &= u_{eq}(t) + u_n(t) \\ &= A^{-1}(Bu_{dc} + (\varepsilon_1 - F_u)\text{sgn}(s_1) + k_1 s_1) \end{aligned} \quad (16)$$

式中: i_{1d} 为传统滑模控制方法下最终 d 轴电流参考值; $u_n(t)$ 为滑模控制律非线性控制项; $A=3S_d/2C$; $B=2/CR_L$ 。

式(16)中切换控制量 $\text{sgn}(s_1)$ 直接作用在控制律中会导致切换控制的不连续性, 也是滑模控制存在抖振的本质原因, 且抖振幅度与开关增益 ε_1 直接相关。对于本文 Vienna 整流器, 传统 SMC 控制下内环指令电流仿真波形如图 2 所示, 存在明显抖振。

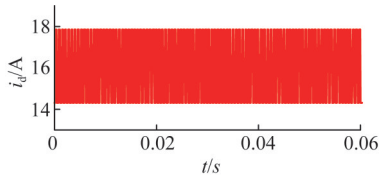


图 2 SMC 控制下指令电流波形

Fig. 2 Command current waveform under SMC control

2.2 采用饱和函数的滑模控制

式(16)所述滑模控制律导致控制信号存在较大抖振, 可能对整流器系统产生不利影响, 如电流波形失真、电子元件寿命缩短等。为了减小抖振并提高控制系统性能, 实际工程应用中通常采用饱和函数来替代符号函数。饱和函数具有平滑的特性, 有助于减小系统振荡, 同时保持控制系统的稳定性。

饱和函数常设计为如式(17)的形式, 式中, Δ 为边界层。与符号函数不同, 饱和函数在边界层外采用切换控制以确保系统能够快速响应, 同时不影响系统的稳定性; 在边界层内采用连续控制减小振荡。这种控制下仿真波形如图 3 所示, 抖振得到明显抑制。

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ ks, & |s| \leq \Delta \\ -1, & s < -\Delta \end{cases}, k = 1/\Delta \quad (17)$$

式中: $\text{sat}(s)$ 为饱和函数; k 为控制系数; Δ 为设定的边界层。

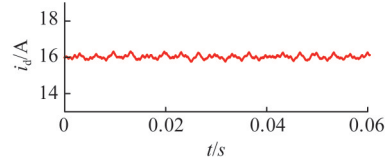


图 3 采用饱和函数时指令电流波形

Fig. 3 Command current waveform with saturated function

2.3 二阶非奇异终端滑模

定义前述电压误差 $e_u = u_{dc}^* - u_{dc}$ 为变量 x , 得到一单变量非线性系统如式(18)所示。

$$\dot{x} = -Bx - Au - f_{u2} \quad (18)$$

式中: u 为控制信号; f_{u2} 为系统不确定量。

高阶滑模的优点是通过积分作用抑制控制量中的抖振。对式(18)所示系统, 以状态 x 和 $\dot{x}$ 为变量, 设计二阶非奇异终端滑模面如下。

$$s_2 = x + c_2 \dot{x}^{m/k} \quad (19)$$

式中: c_2 为常数, $0 < c_2 < 1$; m 、 k 均为正奇数, 且 $1 < m/k < 2$ 。与 2.1 节控制律设计过程类似, 控制律设计为 $u(t) = u_{eq}(t) + u_k(t)$, 不考虑不确定项, 取式(18)中 $\dot{x} = 0$, 得到等效控制项 $u_{eq2}(t)$ 如式(20)所示。

$$u_{eq2}(t) = -BA^{-1}x \quad (20)$$

此时对 Lyapunov 函数 $V(t)$ 求一阶微分如式(21)所示。

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s_2 \dot{s}_2 = s_2(\dot{x} + c_2 m/k \dot{x}^{m/k-1} \ddot{x}) \\ &= s_2(c_2 m/k \dot{x}^{m/k-1})(c_2^{-1} k/m \dot{x}^{2-m/k} + \ddot{x}) \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $\dot{s}_2$ 为 s_2 的一阶微分; $\dot{x}$ 为 x 的一阶微分; $\ddot{x}$ 为 x 的二阶微分。

将控制律代入式(18), 结合式(20)得:

$$\dot{x} = -A(u_{k2}(t) + f_{u2}) \quad (22)$$

则有:

$$\ddot{x} = -A(\dot{u}_{k2}(t) + \dot{f}_{u2}) \quad (23)$$

则非线性切换项 $u_{k2}(t)$ 可设计为:

$$u_{k2}(t) = \int v(t) dt \quad (24)$$

其中:

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_k(t) \quad (25)$$

式(21)可重新表示为:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s_2(c_2 m/k \dot{x}^{m/k-1})(c_2^{-1} k/m \dot{x}^{2-m/k} - \\ &\quad A(v_{eq}(t) + v_k(t) + \dot{f}_{u2})) \end{aligned} \quad (26)$$

取

$$\begin{cases} v_{eq}(t) = A^{-1}(c_2^{-1} k/m \dot{x}^{2-m/k}) \\ v_k(t) = (\varepsilon_2 - D_u)\text{sgn}(s_2) + k_2 s_2 \end{cases} \quad (27)$$

式中: ε_2 为趋近律的等速趋近项系数; k_2 为指数项系数, 保证以较大的速度趋近平衡点; D_u 为系统稳定运行时外部扰动带来的不确定量导数的上界。

则滑模面到达条件表示为:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= s_2(c_2 m/k \dot{x}^{m/k-1})(-A(v_k(t) + \dot{f}_{u2})) \\ &\leq c_2 m/k \dot{x}^{m/k-1}(-A(\varepsilon_2 |s_2| + k_2 s_2^2)) \end{aligned} \quad (28)$$

式中: c_2 、 ε_2 、 $k_2 > 0$, 当 $s \neq 0$ 时, 由于 $1 < m/k < 2$, 满足 $\dot{x}^{m/k-1} \geq 0$, 则 $\dot{V} \leq 0$, 当且仅当 $\dot{x} = 0$ 时 $\dot{V} = 0$, 而 $\dot{x} = 0$, $x \neq 0$ 不是一稳定状态, 故 $\dot{V} = 0$ 状态不会持续, 满足滑模到达条件。

联立式(20)、(24)和(27)得到控制律如式(29)所示。

$$\begin{aligned} i_{2d} &= u_{eq2}(t) + u_{k2}(t) \\ &= -BA^{-1}x + \int [A^{-1}(c_2^{-1}k/m \dot{x}^{2-m/k}) + \\ &\quad (\varepsilon_2 - D_u)\text{sgn}(s_2) + k_2 s_2] dt \end{aligned} \quad (29)$$

式中 $u_{eq2}(t)$ 、 $u_{k2}(t)$ 分别为该滑模控制方法下等效控制项和非线性控制项。

与式(16)相比, 符号函数 $\text{sgn}(s_2)$ 的切换控制量经过积分环节后作用在控制律中可以有效削弱抖振。二阶非奇异终端滑模控制下指令电流仿真波形如图4所示, 相较于前两者抖振抑制效果更好。

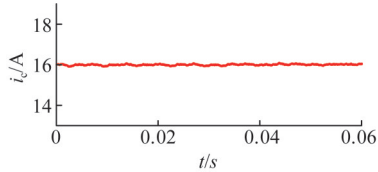


图4 SOTSMC控制下指令电流 i_c 波形

Fig. 4 Command current i_c waveform in SOTSMC control

3 内环模型预测控制

对式(5)进行前向欧拉离散化, 得到 Vienna 整流器内环电流 dq 分量 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 预测模型为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{T_s}{L} (e_d(k) - u_d(k)) + D(k) \\ i_q(k+1) = \frac{T_s}{L} (e_q(k) - u_q(k)) + Q(k) \end{cases} \quad (30)$$

式中: $u_d(k) = m_d(k) \times u_{dc}/2$, $u_q(k) = m_q(k) \times u_{dc}/2$; k 为 k 时刻; T_s 为开关周期; L 为滤波电感; $D(k)$ 、 $Q(k)$ 为式(31)所示; $e_d(k)$ 、 $e_q(k)$ 分别为 k 时刻网侧电压 dq 分量。

$$\begin{cases} D(k) = \omega T_s i_q(k) + i_d(k) \times (1 - \frac{T_s}{L} R) \\ Q(k) = -\omega T_s i_d(k) + i_q(k) \times (1 - \frac{T_s}{L} R) \end{cases} \quad (31)$$

式中: ω 为角频率; R 为等效电阻。

电流内环控制的主要目标是实现对参考电流快速、准确的跟踪, 使预测电流值与参考电流值之间的误差最小。为了量化这一目标, 设计代价函数 g 如下。

$$g = [i_d^* - i_d(k+1)]^2 + [i_q^* - i_q(k+1)]^2 \quad (32)$$

式中: i_d^* 、 i_q^* 分别为 dq 轴参考电流; $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 为预测电流值。为实现最小电流跟踪误差, 对代价函数关于最优调制函数 $m_d(k)$ 、 $m_q(k)$ 分别求导。

$$\frac{\partial g}{\partial m_d(k)} = 0, \quad \frac{\partial g}{\partial m_q(k)} = 0 \quad (33)$$

得到最优调制函数表达式如式(34)所示。

$$\begin{cases} m_d(k) = \frac{e_d(k)}{u_{dc}/2} + \frac{L}{T_s \cdot u_{dc}/2} (D(k) - i_d^*) \\ m_q(k) = \frac{e_q(k)}{u_{dc}/2} + \frac{L}{T_s \cdot u_{dc}/2} (Q(k) - i_q^*) \end{cases} \quad (34)$$

对上式进行反 Park 变换即可得到最终控制律。

综上所述, 在 Vienna 整流器电压外环采用二阶非奇异终端滑模控制, 内环采用模型预测电流控制。PWM 调制方法为混合空间矢量脉宽调制^[25]; 通过调整冗余小矢量作用时间实现直流侧中点电位平衡控制^[26]。得到 Vienna 整流器的整体控制策略框图如图5所示。

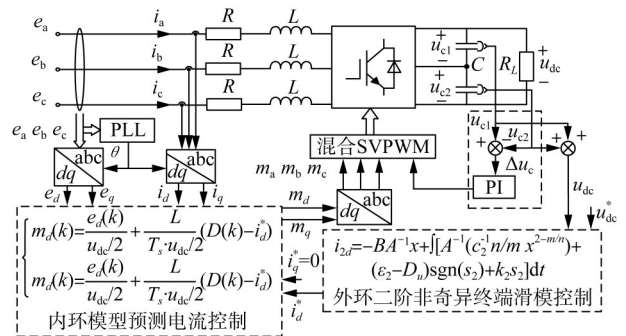


图5 Vienna 整流器整体控制框图

Fig. 5 Overall control block diagram of Vienna rectifier

4 仿真与实验

内环模型预测电流控制可以保持快速电流跟踪速度和低谐波畸变率, 为获得较好的控制效果, 本文后续仿真与实验中不加说明时电流内环均采用模

型预测控制, 控制策略以外环控制类型标识。

4.1 仿真分析

为验证所提控制策略应用于三相 Vienna 整流器的有效性, 在仿真软件中搭建了相应拓扑及控制算法详细分析其控制性能。仿真参数设置如表 1 所示。

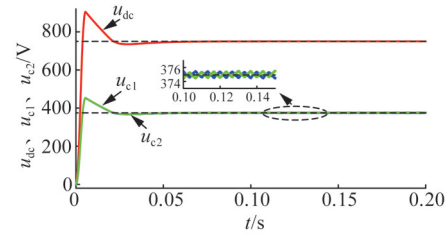
表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

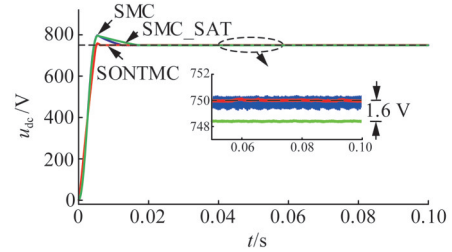
参数	数值
网侧电压 u_s 有效值/V	220
网侧电感 L /mH	1.5
网侧等效电阻 R/Ω	0.05
直流侧给定电压 u_{dc}^*/V	750
直流侧电容 C_1, C_2 /mF	2.2, 2.2
直流侧负载 R_L/Ω	50/100
开关频率 f /kHz	10

图 6 为不同控制策略下启动过程仿真波形, 图 6(a)所示为电压外环 PI 控制下直流侧负载及上下两电容两端电压仿真波形。由图 6 可知 PI 控制下系统存在较大电压超调, 接近 150 V, 且启动速度很慢, 约需 0.12 s。而从电容电压局部放大图来看两电容电压围绕着 $u_{dc}^*/2$ 在很小范围波动, 中点电位平衡控制效果较好。图 6(b)对比了不同滑模控制方法下直流输出电压达到稳态的速度、稳态精度及纹波大小。图 6 可见滑模控制相较于 PI 控制, 在系统启动时电压超调和启动速度有明显改善, SMC 控制和 SMC_SAT 控制下电压超调相较于 PI 控制时降低约 66.7%, 所提 SONTSMC 控制下电压超调更小; 就系统启动时间而言, SMC 约为 0.015 s, SMC_SAT 接近 0.02 s, 而所提 SONTSMC 控制仅需约 0.008 s, 这验证了采用饱和函数可能带来系统响应速度降低, 而终端滑模控制可进一步加快系统的收敛速度。从局部放大图看 SMC 控制存在较大纹波, 而 SMC_SAT 控制存在稳态误差, 所提 SONTSMC 控制纹波小, 无稳态误差, 精确性更高。

图 7 所示为电流给定值突变时整流器电压外环均采用 PI 控制, 而内环分别采用 PI 和模型预测电流控制方法得到的网侧电流 i_a 及其 d 轴分量 i_d 波形。电流指令值在 0.3 s 时由 12.2 A 变化为 24.4 A, 分析图 7 可以发现两种控制下跟踪速度近似。主要差别体现在稳态条件下内环采用模型预测控制方法得



(a) PI 控制直流侧输出电压波形



(b) 滑模控制下输出电压波形

图 6 不同控制策略下启动过程仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of startup process under different control strategies

到的网侧电流 d 轴分量 i_d 相较于 PI 控制围绕电流给定值波动的幅度更小, 电流跟踪精度更高, 反映到网侧电流 i_a 波形来看, 模型预测控制下网侧电流波形正弦化程度更高, 网侧电流失真小。电流指令值变化前后两种控制方法的网侧电流快速傅里叶分析结果分别为: PI 控制下 0.3 s 前基波幅值 12.11 A, 电流 THD 值为 13.22%, 0.3 s 后基波幅值 24.47 A, 电流 THD 值为 7.58%; MPC 控制下 0.3 s 前基波幅值 12.22 A, 电流 THD 值为 10.81%, 0.3 s 后基波幅值 24.37 A, 电流 THD 值为 6.07%, 验证了上述分析的正确性。综上, 内环模型预测电流控制相较于 PI 控制可以使系统获得更精确跟踪效果的同时保持较小的电流畸变率。

图 8 给出了整流器电压外环采用不同控制方法得到的电流指令值变化时网侧电流波形变化。电流指令值在图中 0.1 s 时由 16.1 A 变化为 32.2 A, 分析仿真波形得到 4 种控制方法最终都可以实现对电流给定值的准确跟踪。区别在于外环采用 PI 控制相对于滑模控制的过渡时间相对较长, 跟踪速度相对较慢; SMC 控制下 i_d 存在抖振, 进一步会导致网侧电流波形电流畸变较大; SMC_SAT 控制下电流指令值变化瞬时 i_d 存在电流尖峰, 瞬间网侧电流 i_a 畸变较大; 相对而言, 所提控制策略电流变化更平缓, 跟踪速度和精度表现优异。

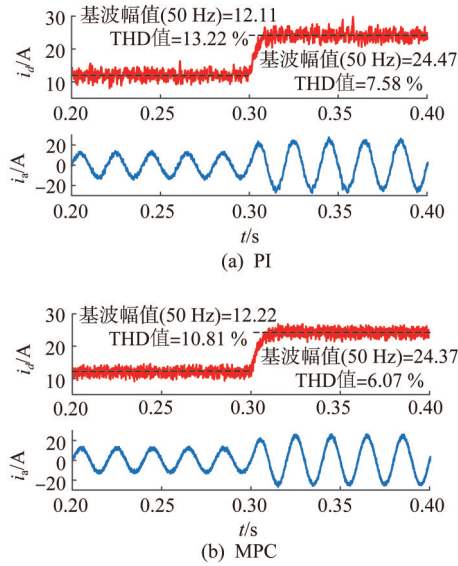


图 7 电流给定值变化时网侧电流波形

Fig. 7 Waveforms of grid-side currents when current given value changes

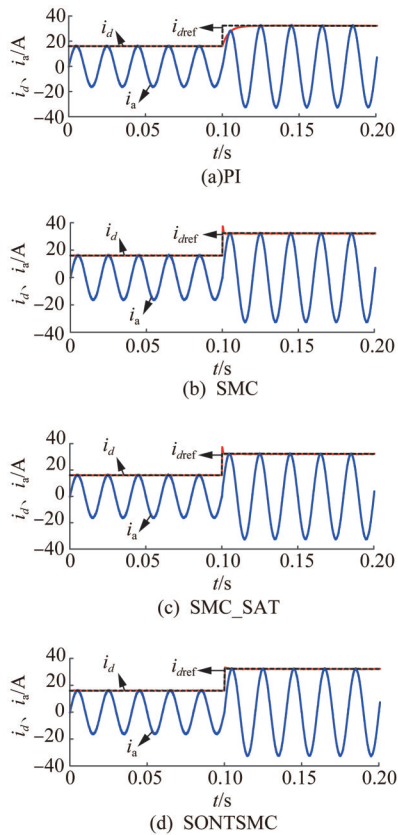


图 8 外环不同控制下电流给定值变化时网侧电流波形

Fig. 8 Waveforms of grid-side currents when current given value changes under different control methods of outer loop

图 9 为相同电流指令值下不同控制方法的网侧电流快速傅里叶(FFT)分析结果, 4 种控制方法下

网侧电流 THD 分别为: PI 控制下为 2.11 %, SMC 和 SMC_SAT 控制下分别为 7.28 % 和 2.02 %, 所提 SONTSMC 控制网侧电流 THD 仅 1.98 %, 电流质量有一定提升。

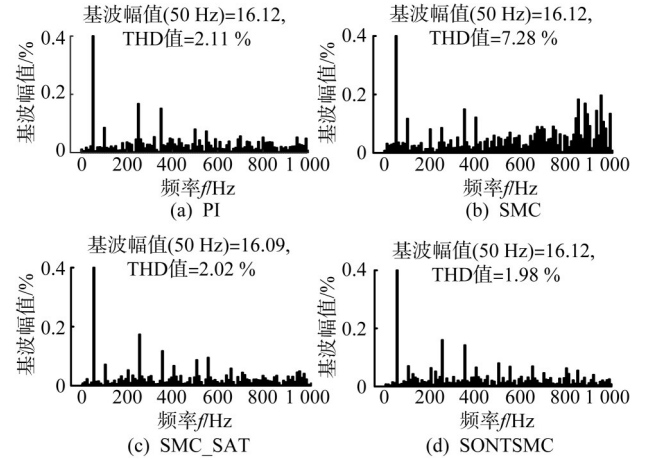


图 9 网侧电流 THDs

Fig. 9 Grid-side current THDs

4.2 实验验证

为进一步验证所提控制策略有效性, 以 TMS320F28335 DSP 作控制器执行实时控制、信号处理和响应任务, 监测和调整整流器系统的运行状态; RT-LAB 充当实时仿真平台实现精确模拟和实时测试, 搭建实验平台如图 10 所示。实验参数选取同表 1 仿真参数。

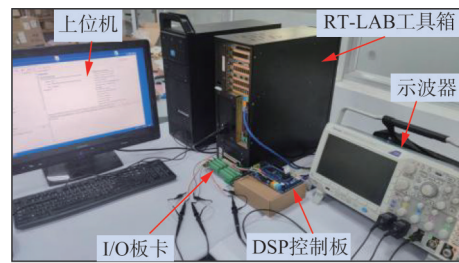


图 10 实验平台

Fig. 10 Experimental platform

图 11 所示为负载由半载突增至满载时不同控制策略下系统输出电压 u_{dc} 和网侧电流 i_a 实验波形, 以虚线表示系统加载时理论上指令电流值 i_{cref} 。图 11(a)所示 PI 控制下网侧电流波形有明显的过渡过程, 而采用滑模控制时网侧电流值基本无变化, 但传统 SMC 控制下网侧电流波形畸变较大。从输出电压局部放大图来看 PI 控制下调节时间约为 150 ms, 电压降落大约为 25 V; SMC 控制下调节时间

仅为 2 ms, 电压降落为 1.8 V, 但输出电压存在较大纹波; SMC_SAT 控制下调节时间约为 8.5 ms, 电压降落为 2V; SONTSMC 控制下调节时间约为 6 ms, 电压降落为 1.9V。相较于 PI 控制, 滑模控制下电压降落极小, 调节时间提升明显, 系统抗干扰性能有很大提升, 但传统 SMC 控制存在较大电压纹波, SMC_SAT 控制下调节时间略长, 所提 SONTSMC 控制效果更好。

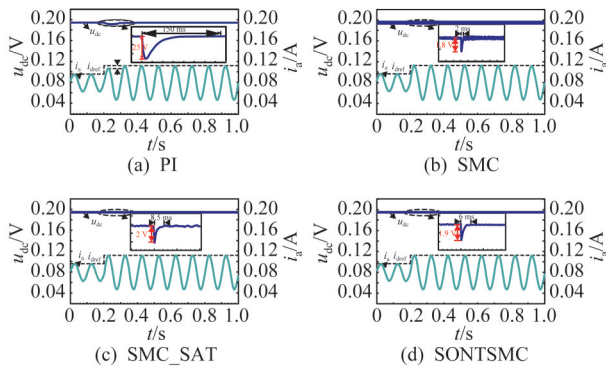


图 11 负载突变时实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms at sudden load changes

图 12 所示为指令电压由 750 V 突增为 800 V 时不同控制策略下系统输出电压 u_{dc} 、网侧电流 i_a 实验波形, 同样以虚线标识理论上指令电流值。从网侧电流波形变化来看, PI 控制下电流波动最大, SMC 和 SMC_SAT 次之, 所提 SONTSMC 控制下电流波动最小, 传统 SMC 控制下网侧电流存在较大谐波畸变。从输出电压局部放大图看, PI 控制下存在 2.8 V 超调, 要达到无稳态误差所需调节时间约为 150 ms。而滑模控制下输出电压均没有超调, 传统 SMC 控制调节时间约为 32 ms; SMC_SAT 控制下约 34 ms 时基本达到指令电压, 但存在 1.6 V 左右的稳态误差; SONTSMC 控制下仅需 20 ms 即可实现对指令电压变化精确跟踪。可见所提 SONTSMC 控制有效提升了系统跟踪性能。

5 结论

本文针对三相 Vienna 整流拓扑采用传统控制时在面对外部扰动和内部不确定性情况存在的动态响应慢、鲁棒性差、抖振和稳态误差等问题, 研究了基于二阶非奇异终端滑模和内环模型预测相结合的双闭环控制策略, 得到结论如下。

1) 二阶非奇异终端滑模控制在面对系统不确定

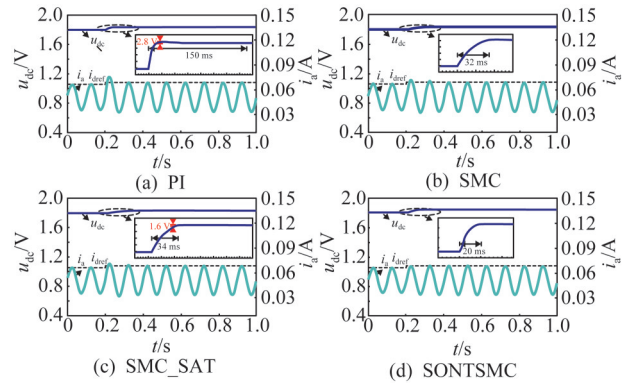


图 12 指令电压突增时实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms during command voltage surges

性和外部干扰时表现出较好的鲁棒性。整流器系统能够更好地应对不同工况和环境变化, 提高了系统的可靠性和稳定性。

2) 采用二阶非奇异终端滑模控制很好抑制了传统滑模控制的抖振问题, 提高了网侧电流质量, 改善了采用饱和函数滑模控制的动态性能, 提升了系统的控制精度和动态响应速度。

3) 相较于 PI 控制, 内环模型预测电流控制策略的使用可以实现对参考电流更精确跟踪的同时保持低谐波畸变率。它与所提外环滑模控制策略相结合使系统获得更好的动、静态性能。

参考文献

- [1] 宋卫章, 黄骏, 钟彦儒, 等. 带中点电位平衡控制的 Vienna 整流器滞环电流控制方法[J]. 电网技术, 2013, 37(7): 1909 - 1914.
SONG Weizhang, HUANG Jun, ZHONG Yanru, et al. Hysteresis current control method for Vienna rectifier with midpoint voltage balancing [J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 1909 - 1914.
- [2] 罗异, 刘和平, 程章格. VIENNA 整流器网侧电流过零点波形畸变抑制方法[J]. 南方电网技术, 2016, 10(2): 18 - 23.
LUO Yi, LIU Heping, CHENG Zhangge. Methods for suppressing waveform distortion of grid-side current at zero crossing in VIENNA Rectifiers[J]. Southern Power System Technology, 2016, 10(2): 18 - 23.
- [3] 李萍, 王久和. 基于无源与自抗扰的 Vienna 整流器控制策略研究[J]. 电网技术, 2022, 46(4): 1575 - 1586.
LI Ping, WANG Jiuhé. Research on control strategy of Vienna rectifier based on passive and active disturbance rejection [J]. Power System Technology, 2022, 46(4): 1575 - 1586.
- [4] RAJENDRAN G, VAITHILINGAM C A, MISRON N, et al. Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations[J]. IEEE Access, 2021(9): 50798 - 50809.
- [5] 曾伟哲, 曾启林, 黎恒, 等. 基于 HPSOGA 的多目标电动汽

- 车充电优化[J]. 南方电网技术, 2023, 17(1): 94 – 102.
- ZENG Weizhe, ZENG Qilin, LI Heng, et al. Multi-objective electric vehicle charging optimization based on HPSOGA [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(1): 94 – 102.
- [6] SATPATHY A S, KASTHA D, KISHORE N K. Vienna rectifier-fed squirrel cage induction generator based stand-alone wind energy conversion system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10186 – 10198.
- [7] 徐子梁, 任小永, 吴玲燕, 等. 航空 Vienna 整流器缺相控制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5560 – 5571.
- XU Ziliang, REN Xiaoyong, WU Lingyan, et al. Aircraft Vienna rectifier out-of-phase control method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5560 – 5571.
- [8] 马辉, 谢运祥. 基于滑模变结构的 Vienna 整流器新型双闭环控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 143 – 151.
- MA Hui, XIE Yunxiang. Research on novel dual-loop control strategy of Vienna rectifier based on sliding mode variable structure [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 143 – 151.
- [9] 杜贵平, 杜发达. 有限集模型预测控制在 VIENNA 整流器中的应用[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2018, 46(10): 9 – 14.
- DU Guiping, DU Fada. Application of finite set model predictive control in VIENNA rectifier [J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2018, 46(10): 9 – 14.
- [10] 朱艺锋, 岳豪, 赵海龙, 等. 含耦合电感的四管五电平整流器模型预测控制[J]. 电网技术, 2021, 45(2): 768 – 775.
- ZHU Yifeng, YUE Hao, ZHAO Hailong, et al. Model predictive control of four-switch five-level rectifier with coupled inductors [J]. Power System Technology, 2021, 45(2): 768 – 775.
- [11] LIU C, XING X, DU C, et al. An improved model predictive control method using optimized voltage vectors for vienna rectifier with fixed switching frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 358 – 371.
- [12] MONTEIRO V, OLIVEIRA C, SOUSA T, et al. Model predictive control of a single-phase five-level VIENNA rectifier [C]// 2021 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies. September 6 – 8, 2021, Vaasa, Finland. New York: IEEE, 2021: 1 – 6.
- [13] 冯兴田, 崔晓, 马文忠, 等. 基于电网不平衡的三相 Vienna 整流器双闭环控制策略[J]. 电网技术, 2021, 45(5): 1976 – 1984.
- FENG Xingtian, CUI Xiao, MA Wenzhong, et al. Dual-loop control strategy for three-phase Vienna rectifier based on grid imbalance [J]. Power System Technology, 2021, 45(5): 1976 – 1984.
- [14] 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]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3996 – 4005.
- CHEN Caixue, OUYANG Gang, WANG Zhaohong, et al. Improved sliding mode backstepping direct power control for Vienna rectifier with zero-crossing distortion compensation [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3996 – 4005.
- [15] 党超亮, 王飞, 刘丁, 等. 基于优选矢量合成的 Vienna 整流器滑模预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8699 – 8708.
- DANG Chaoliang, WANG Fei, LIU Ding, et al. Sliding mode predictive control of Vienna rectifier based on optimal vector synthesis [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8699 – 8708.
- [16] 朱艺锋, 赵海龙, 张国澎, 等. 单相五电平整流器滑模模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2030 – 2039.
- ZHU Yifeng, ZHAO Hailong, ZHANG Guopeng, et al. Sliding mode model predictive control of single-phase five-level rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2030 – 2039.
- [17] 冯勇, 鲍晟, 余星火. 非奇异终端滑模控制系统的设计方法[J]. 控制与决策, 2002, 17(2): 194 – 198.
- FENG Yong, BAO Sheng, YU Xinghuo. Design method of non-singular terminal sliding mode control system [J]. Control and Decision, 2002, 17(2): 194 – 198.
- [18] 汪凤翔, 何龙. 永磁直线电机快速终端滑模预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 160 – 169.
- WANG Fengxiang, HE Long. Fast terminal sliding mode predictive current control for permanent magnet linear motors [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(6): 160 – 169.
- [19] 康尔良, 贺建智, 王一琛. 永磁同步电机非奇异终端滑模控制器的设计[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(12): 58 – 64.
- KANG Erliang, HE Jianzhi, WANG Yichen. Design of non-singular terminal sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(12): 58 – 64.
- [20] 东野亚兰, 杨淑英, 王奇帅, 等. 基于增强型扩张状态观测器的永磁同步电机低抖振高抗扰二阶终端滑模电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2434 – 3448.
- DONGYE Yalan, YANG Shuying, WANG Qishuai, et al. Second-order terminal sliding mode current control for permanent magnet synchronous motor with enhanced extended state observer for low vibration and high disturbance rejection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2434 – 3448.
- [21] 方馨, 王丽梅, 张康. 基于扰动观测器的永磁直线电机高阶非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 409 – 421.
- FANG Xin, WANG Limei, ZHANG Kang. High-order non-singular fast terminal sliding mode control of permanent magnet linear motor based on disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 409 – 421.
- [22] 梁戈, 黄守道, 李梦迪, 等. 基于高阶快速终端滑模扰动观测器的永磁同步电机机械参数辨识[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S2): 395 – 403.
- LIANG Ge, HUANG Shoudao, LI Mengdi, et al. Mechanical parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on high-order fast terminal sliding mode disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S2): 395 – 403.
- [23] TRUONG T N, VO A T, KANG H J. A backstepping global fast terminal sliding mode control for trajectory tracking control of industrial robotic manipulators [J]. IEEE Access, 2021(9): 31921 – 31931.
- [24] LIAN S, MENG W, LIN Z, et al. Adaptive attitude control of a quadrotor using fast nonsingular terminal sliding mode [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1597 – 1607.

- [25] 陈杰, 沈禹廷, 沈佳茜, 等. 三相 VIENNA 整流器的混合空间矢量脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(S2): 665 – 675.
- CHEN Jie, SHEN Yuting, SHEN Jiaqian, et al. Hybrid space vector pulse width modulation strategy for three-phase VIENNA rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S2): 665 – 675.
- [26] ZHANG H, ZHANG C, XING X, et al. Three-layer double-vector model predictive control strategy for current harmonic reduction and neutral-point voltage balance in Vienna rectifier [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification,

2022, 8(1): 251 – 262.

收稿日期: 2024-03-20; 网络首发日期: 2024-07-31

作者简介:

朱艺锋(1979), 男, 副教授, 硕士生导师, 博士, 研究方向为功率变流器的建模与控制, zyfn@hpu.edu.cn;

夏雷斌(2000), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为功率变流器的建模与控制, xialeibin@163.com;

张艺(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率变流器的建模与控制, zy571548753@163.com。

(上接第 10 页 Continued from Page 10)

- [19] 夏超英, 门旭明, 于佳丽. 模块化多电平矩阵变换器一致渐近稳定控制器设计[J]. 电网技术, 2021, 45(7): 2692 – 2705.
- XIA Chaoying, MEN Xuming, YU Jiali. Design of global asymptotical stable control scheme for modular multilevel matrix converter [J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2692 – 2705.
- [20] 李姝玉, 于弘洋, 葛菁, 等. 双端口矩阵变换器在工/低频电网互联下的电容及电压波动特性分析[J]. 电网技术, 2020, 44(4): 1437 – 1444.
- LI Shuyu, YU Hongyang, GE Jing, et al. Analysis of capacitance and voltage fluctuation characteristics of two-port matrix converter under power/low frequency interconnection [J]. Power System Technology, 2020, 44(4): 1437 – 1444.
- [21] 程启明, 谢怡群, 马信乔, 等. 不平衡电网模块化多电平矩阵换流器的控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(5): 1975 – 1984.
- CHENG Qiming, XIE Yiqun, MA Xinqiao, et al. Control strategy of modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions [J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 1975 – 1984.
- [22] 余冰, 程尹曼, 程启明, 等. MMC 两侧电流基于 Lyapunov 函数的控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 45 – 55.
- YU Bing, CHENG Yinman, CHENG Qiming, et al.

Lyapunov function based control strategy for bilateral currents of modular multilevel matrix converter [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 45 – 55.

- [23] 程启明, 赖宇生, 李剑辉, 等. 基于六边形变换器的无源滑模控制策略[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 4323 – 4337.

CHENG Qiming, LAI Yusheng, LI Jianhui, et al. Research on passivity-based sliding-mode control strategy based on hexagonal converter [J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 4323 – 4337.

- [24] 彭光强, 黄之笛, 苏蕊, 等. 基于电流注入法的模块化多电平换流器损耗建模[J]. 南方电网技术, 2024, 18(2): 12 – 20.

PENG Guangqiang, HUANG Zhidi, SU Rui, et al. Modelling of modular multilevel converter loss based on current injection method [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(2): 12 – 20.

收稿日期: 2024-04-18; 网络首发日期: 2024-07-16

作者简介:

程启明(1965), 男, 教授, 博士生导师, 博士, 研究方向为电力系统自动化、新能源发电过程控制, chengqiming@sina.com;

张梁(1999), 通信作者, 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, 2642036182@qq.com;

王为涛(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制, 1648468498@qq.com。