



尚德、励志、博学、笃行

A Nonsingular fast terminal sliding mode control for two-stage converters of AC island photovoltaic microgrid

作者：滕青芳¹ 刘旭恒¹ 买浩¹ 邢科¹ 李明昕¹ 马喜平²

¹ 兰州交通大学

² 甘肃省电力科学研究院

Applied Energy

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261923013879>



主要内容

Contents



一、课题研究背景及意义

二、课题研究内容

三、理论分析与设计

四、基于Simulink仿真验证

五、基于StarSim的半实物验证

六、研究结论

一、课题研究背景及意义



随着全球能源需求的不断增长，光伏发电（PV）作为可再生能源之一，由于其清洁、低碳、安全和高效等显著优势从而得到了迅速发展。在离岸岛屿、遥远边疆以及偏远农村等建立孤岛微电网是有效开发光伏能源的有效途径。典型PV孤岛微电网包括光伏阵列、两级变换器、储能装置及其双向变换器DC/DC等，其中**两级变换器**包括**前级DC/DC**和**后级DC/AC**，作为孤岛光伏微电网中的核心功率转换接口，在提高新能源电能质量方面起着至关重要的作用。

尚德、励志、博学、笃行

3

一、课题研究背景及意义



针对光照强度的间歇性和环境温度的随机性，为了实现最大功率跟踪（MPPT），研究**前级DC/DC变换器**的有效控制策略具有重要的理论意义和工程价值。

针对负载的不确定性和逆变器系统中LC滤波器参数的变化性，为了保证稳定的微电网电压，以提高微电网发电的电能质量，研究**后级DC/AC变换器**的有效控制策略具有重要的理论意义和工程价值。

针对光照强度的间歇性和负载的不确定性，为了保证PV孤岛微电网系统发电和用电的功率平衡，借助于储能电池的充放电控制，研究**双向DC/DC变换器**的有效控制策略具有重要的工程价值。

尚德、励志、博学、笃行

4

一、课题研究背景及意义



考虑PV孤岛微电网面临的前述各种内外扰动因素，本课题提出了一种非奇异快速终端滑模控制（NFTSMC）策略。

首先，设计了前级DC/DC变换器的NFTSMC cascaded with P&O控制器，以改善MPPT鲁棒性能。

接着，设计后级DC/AC的ESO-based NFTSMC控制器，以增强系统对内外扰动的鲁棒性，提高微电网系统的电能质量。同时，为了降低硬件成本，设计了基于扩展状态观测器（ESO）的无电流传感器，并将其嵌入到NFTSMC控制器。

进一步，为了实现PV孤岛微电网系统的功率平衡，采用了双环PI策略，以控制双向DC/DC变换器。

本文控制策略不仅增强了两级变换器对各种内外扰动的鲁棒性，显著改善了系统的动态性能，实现了系统的功率平衡，而且提高了微电网系统的电能质量。

尚德、励志、博学、笃行

5

二、课题研究内容



针对典型两级变换器的单相孤岛光伏微电网，为了增强系统的鲁棒性并改善系统的动态性能，提出了一种新型的非奇异快速终端滑模控制（NFTSMC）策略。系统整体控制框图如图2.1所示，主要设计过程分为三部分，分别是针对前级DC/DC的NFTSMC cascaded with P&O、针对后级DC/AC的ESO-based NFTSMC、针对双向DC/DC的双环PI，研究核心内容是前两部分。

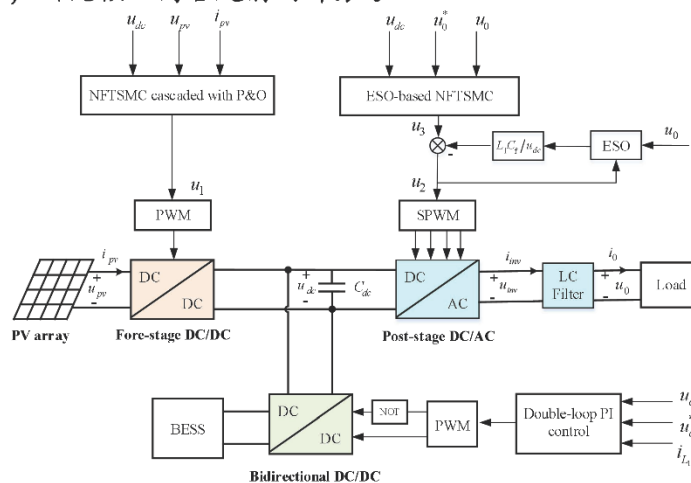


图2.1 典型单相两级变换器的PV孤岛微电网系统框图

尚德、励志、博学、笃行

6

三、理论分析与设计



3.1 针对前级DC/DC的NFTSMC cascaded with P&O策略

3.1.1 前级DC/DC的数学模型

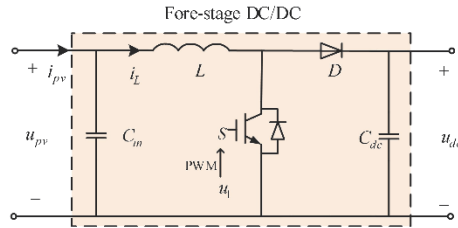


图3.1 前级DC/DC的等效电路

前级DC/DC等效电路如图3.1，其动态数学模型为：

$$\begin{cases} \dot{u}_{pv} = \frac{1}{C_{in}}(i_{pv} - i_L) \\ \dot{i}_L = \frac{1}{L}[u_{pv} - u_{dc}(1 - u_1)] \end{cases} \quad (1)$$

式(1) 可写为二阶微分方程 $\ddot{u}_{pv} = \frac{\dot{i}_{pv}}{r_{pv}C_{in}} - \frac{1}{LC_{in}}u_{pv} + \frac{u_{dc}}{LC_{in}}(1 - u_1)$ (2)

尚德、励志、博学、笃行

7

三、理论分析与设计



3.1.2 前级DC/DC的NFTSMC cascaded with P&O控制律设计

针对光照强度变化，为了改善光伏MPPT性能，提出了NFTSMC cascaded with P&O策略，控制目标是使光伏输出电压跟踪其参考值，以保证光照强度变化下的MPPT，系统控制框图如图3.2所示，控制律的设计过程如下：

NFTSMC cascaded with P&O

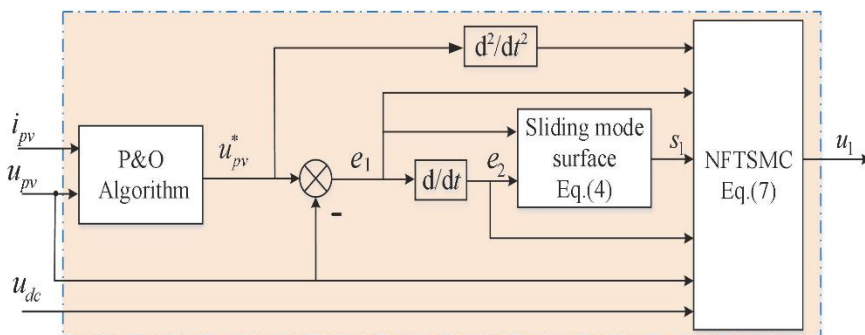


图3.2 前级DC/DC的NFTSMC cascaded with P&O控制框图

尚德、励志、博学、笃行

8

三、理论分析与设计



3.1.2 前级DC/DC的NFTSMC cascaded with P&O控制律设计（续）

首先，建立DC/DC的系统误差二阶状态方程

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = f_1(e_1, e_2) - \frac{u_{dc}}{LC_{in}}(1-u_1) \end{cases} \quad (3)$$

接着，定义具有快速终端吸引子的滑模面

$$s_1 = e_1 + e_1^{g_1/h_1} / \alpha_1 + e_2^{p_1/q_1} / \beta_1 \quad (4)$$

式(4)的一阶导数为

$$\dot{s}_1 = \dot{e}_1 + \frac{g_1}{\alpha_1 h_1} e_1^{(g_1/h_1)-1} \dot{e}_1 + \frac{p_1}{\beta_1 q_1} e_2^{(p_1/q_1)-1} [\dot{u}_{pv} - \frac{\dot{u}_{pv}}{r_{pv} C_{in}} + \frac{1}{LC_{in}} u_{pv} - \frac{u_{dc}}{LC_{in}} (1-u_1)] \quad (5)$$

进一步，定义具有负指数项的改进趋近律

$$\dot{s}_1 = (-\varphi_1 s_1 - \gamma_1 s_1^{m_1/n_1}) e_2^{p_1/q_1-1} \quad (6)$$

最后，令式(5)和式(6)相等，从而得到NFTSMC cascaded with P&O控制律

$$u_1 = 1 - \frac{LC_{in}}{u_{dc}} \left[\frac{\beta_1 q_1}{p_1} (\varphi_1 s_1 + \gamma_1 s_1^{m_1/n_1} + e_2^{2-p_1/q_1} + \frac{g_1}{\alpha_1 h_1} e_1^{g_1/h_1-1} e_2^{2-p_1/q_1}) + \frac{1}{LC_{in}} u_{pv} - \frac{\dot{u}_{pv}}{r_{pv} C_{in}} + \ddot{u}_{pv}^* \right] \quad (7)$$

上式(7)控制律的稳定性证明和收敛性分析详见论文。

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.2 针对后级DC/AC的ESO-based NFTSMC 策略

3.2.1 后级DC/AC的数学模型

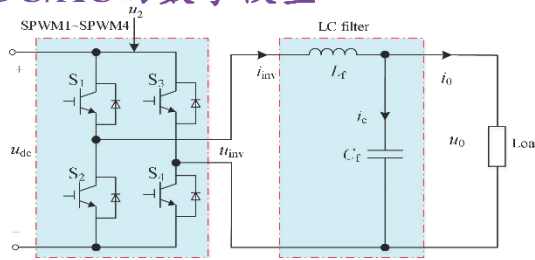


图3.3 后级DC/AC的等效电路

后级单相LC型DC/AC等效电路如图3.3，其动态数学模型为：

$$\begin{cases} L_f \dot{i}_c = u_{inv} - u_0 \\ C_f \dot{u}_0 = i_c - i_0 \end{cases} \quad u_{inv} = u_2 u_{dc}, \quad u_2 \in [-1, 1] \quad (8)$$

式(8)对应的二阶微分方程为

$$\ddot{u}_0 = -\frac{1}{L_f C_f} u_0 + \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_2 - \frac{1}{C_f} \dot{i}_0 \quad (9)$$

式(9)对应的二阶状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L_f C_f} x_1 + \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_2 + d \end{cases} \quad (10)$$

尚德、励志、博学、笃行

10

三、理论分析与设计



3.2.2 后级DC/AC的ESO-based NFTSMC 控制律设计

针对负荷变化和LC滤波器参数变化，为了增强系统鲁棒性，提出了ESO-based的NFTSMC策略。后级DC/AC系统控制框图如图3.4所示，控制器设计包括ESO和基于ESO的NFTSMC，前者用于估计负载电流变化率，后者用于控制DC/AC逆变器。

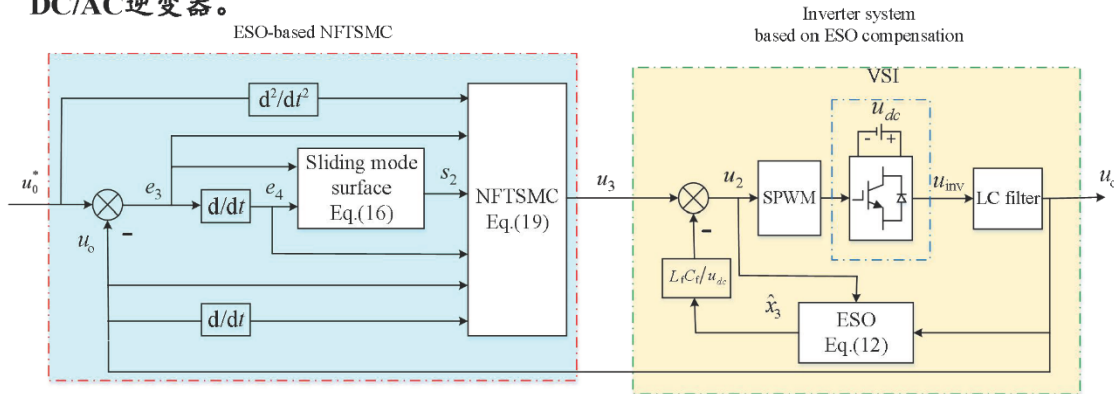


图3.4 后级DC/AC的ESO-based NFTSMC控制框图

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.2.2.1 ESO设计

所设计的ESO是为了估计式(10)中的干扰信号 d 。式(10)可以扩展为如下的三阶状态方程：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L_f C_f} x_1 + \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_2 + x_3 \\ \dot{x}_3 = q(t) \end{cases} \quad (11)$$

相应的线性ESO可构建为：

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + \delta_1(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{1}{L_f C_f} \hat{x}_1 + \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_2 + \hat{x}_3 + \delta_2(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \delta_3(x_1 - \hat{x}_1) \end{cases} \quad (12)$$

式(12)的ESO收敛性分析详见论文。

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.2.2.2 ESO-based NFTSMC 控制律设计

后级DC/AC控制器设计包括两个步骤，第一步是对前述ESO所估计的干扰 d 进行补偿，第二步是针对被补偿后的逆变器系统设计NFTSMC。

第一步 基于ESO补偿的DC/AC动态数学模型

为了补偿源于负载变化引起的干扰 d ，设计图2.1所示的控制信号 u_2

$$u_2 = u_3 - \frac{L_f C_f}{u_{dc}} \hat{x}_3 \quad (13)$$

将式(13)代入式(10)，则基于ESO补偿的逆变器系统动态数学模型为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L_f C_f} x_1 + \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_3 \end{cases} \quad (14)$$

第二步 基于ESO的NFTSMC控制律设计

为了增强DC/AC逆变器系统对LC滤波器参数变化的鲁棒性，ESO-based NFTSMC设计过程如下：

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.2.2.2 ESO-based NFTSMC 控制律设计（续）

首先，建立DC/AC逆变器系统误差的二阶状态方程

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = e_4 \\ \dot{e}_4 = f_2(e_3, e_4) - \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_3 \end{cases} \quad (15)$$

接着，为了加速SMC的收敛率，并避免奇异性，定义具有快速终端吸引子的滑模面

$$s_2 = e_3 + e_3^{g_2/h_2} / \alpha_2 + e_4^{p_2/q_2} / \beta_2 \quad (16)$$

式(16)的一阶导数为

$$\dot{s}_2 = \dot{e}_3 + \frac{g_2}{\alpha_2 h_2} e_3^{(g_2/h_2)-1} \dot{e}_3 + \frac{p_2}{\beta_2 q_2} e_4^{(p_2/q_2)-1} \dot{e}_4 + \frac{1}{L_f C_f} u_0 - \frac{u_{dc}}{L_f C_f} u_3 \quad (17)$$

进一步，定义具有负指数项的改进趋近律

$$\dot{s}_2 = (-\varphi_2 s_2 - \gamma_2 s_2^{m_2/n_2}) e_4^{p_2/q_2-1} \quad (18)$$

最后，令式(17)和式(18)相等，从而得到ESO-based NFTSMC 控制律

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.2.2.2 ESO-based NFTSMC 控制律设计（续）

$$u_3 = \frac{L_f C_f}{u_{dc}} \left(\frac{\beta_2 q_2}{p_2} \left(\varphi_2 s_2 + \gamma_2 s_2^{m_2/n_2} + e_4^{2-(p_2/q_2)} + \frac{g_2}{\alpha_2 h_2} e_3^{(g_2/h_2)-1} e_4^{2-(p_2/q_2)} \right) + \frac{1}{L_f C_f} u_0 + \ddot{u}_0^* \right) \quad (19)$$

上式(19)控制律的稳定性证明和收敛性分析与式(7)类似。

说明1 由式(19)可见，ESO-based NFTSMC控制律与负载无关，因此，该控制策略能够使逆变器系统抵御负载变化干扰，同时能够抵御LC滤波器参数变化的影响，从而负载电压的电能质量显著提升。

说明2 由于采用了无电流传感器技术，从而降低了硬件成本、提高了系统可靠性。

说明3 由于采用了全局终端吸引子，NFTSMC控制律能够加快微电网系统的动态响应。

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.3 针对双向DC/DC的双环PI控制策略

3.3.1 典型双向DC/DC的等效电路

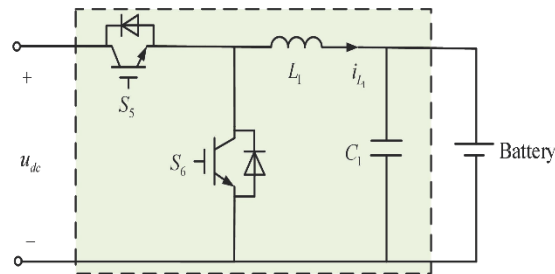


图3.5 双向DC/DC的等效电路

尚德、励志、博学、笃行

三、理论分析与设计



3.3.2 典型双向DC/DC的双环PI控制策略

针对光照强度间歇性、环境温度随机性以及负荷不确定性等造成的PV与负载之间功率不平衡,采用了图3.6所示双向DC/DC的双环PI控制策略,控制目标是通过控制电池的充放电,以保证恒定的直流母线电压,从而实现微电网系统功率平衡。另外,该控制策略还能够抑制直流母线电压中存在的二次谐波。

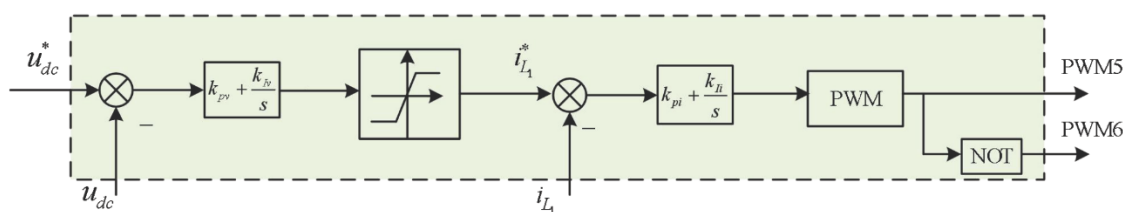


图3.6 双向DC/DC的双环PI控制框图

尚德、励志、博学、笃行

17

四、基于Simulink仿真验证



为了验证所提控制策略的有效性和优越性,在Matlab/Simulink平台上分别搭建了五种单相孤岛PV微电网系统,对应前级和后级变换器控制律分别为: **系统1**—NFTSMC cascaded with P&O 和 ESO-based NFTSMC; **系统2**—PI cascaded with P&O 和 ESO-based NFTSMC; **系统3**—NFTSMC cascaded with P&O 和 NFTSMC; **系统4**—NFTSMC cascaded with P&O 和 ESO-based SMC; **系统5**—TSMC cascaded with P&O 和 ESO-based NFTSMC。这些系统的电气参数和控制参数详见论文。

4.1 系统1和系统2的MPPT性能比较

为了验证所提NFTSMC cascaded with P&O策略对光照强度变化的强鲁棒性,对系统1和系统2进行比较,两个系统采用完全相同的后级变换器ESO-based NFTSMC策略。**图4.1仿真表明,与系统2比较,系统1对光照强度变化具有更强的鲁棒性。**

尚德、励志、博学、笃行

四、基于Simulink仿真实验验证



4.1 系统1和系统2的MPPT性能比较（续）

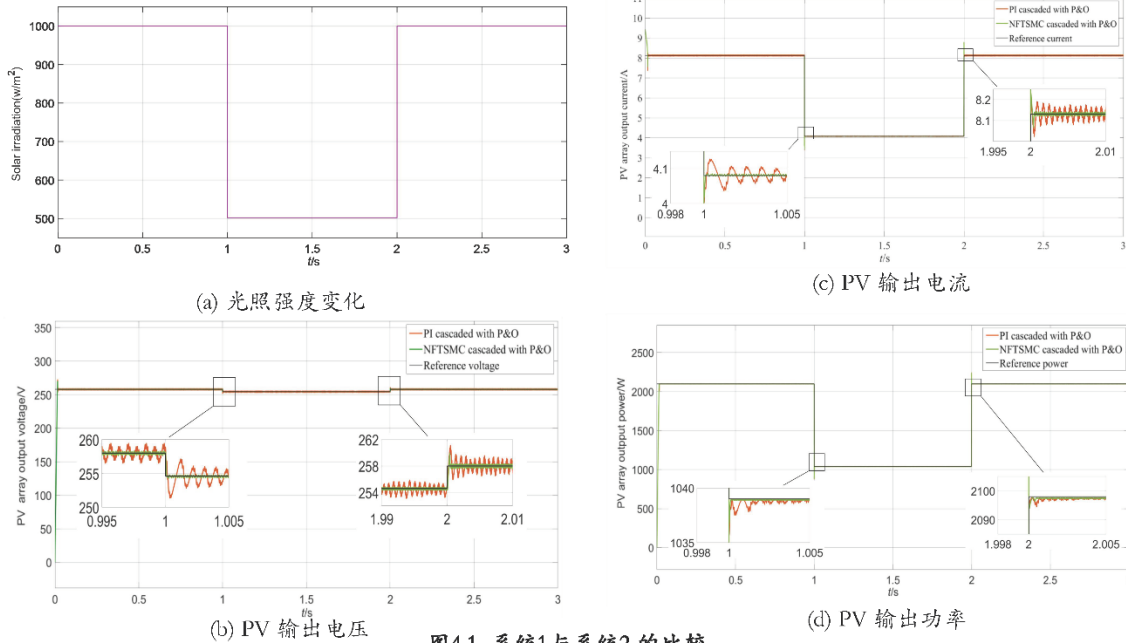


图4.1 系统1与系统2 的比较

尚德、励志、博学、笃行

四、基于Simulink仿真实验验证



4.2 系统1和系统3的抗负载扰动能力比较

为了验证所设计ESO的有效性和精确性，并验证ESO-based NFTSMC策略对负载变化的鲁棒性，对系统1和系统3进行比较。两个系统采用完全相同的前级变换器 NFTSMC cascaded with P&O策略。图4.2仿真表明，系统1与系统3几乎具有同样抗负载扰动能力，由此间接验证了所设计ESO的有效性和正确性。

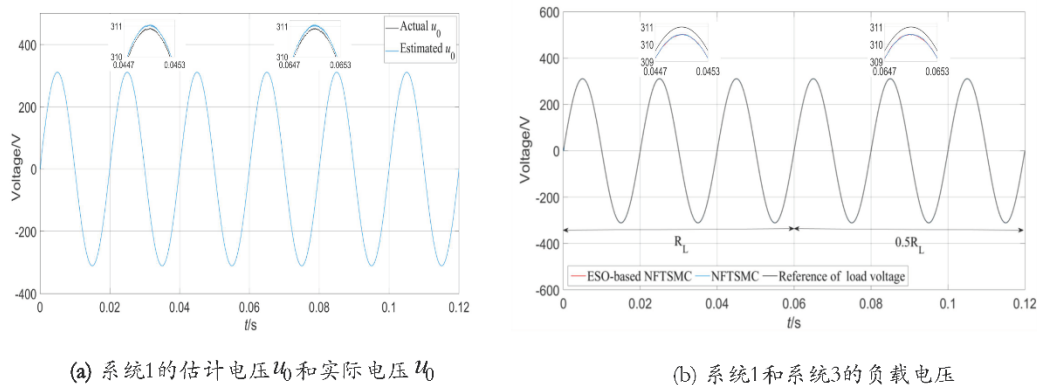


图4.2 负载突变情况下系统1与系统3 的比较

尚德、励志、博学、笃行

四、基于Simulink仿真实验验证



4.3 系统1和系统4的抗LC滤波器参数变化能力比较

为了验证ESO-based NFTSMC策略对LC滤波器参数变化的鲁棒性并减弱系统抖动，对系统1和系统4进行比较。两个系统采用完全相同的ESO，并采用完全相同的前级变换器NFTSMC cascaded with P&O策略。

4.3.1 LC滤波器电感值变化下系统1和系统4的比较

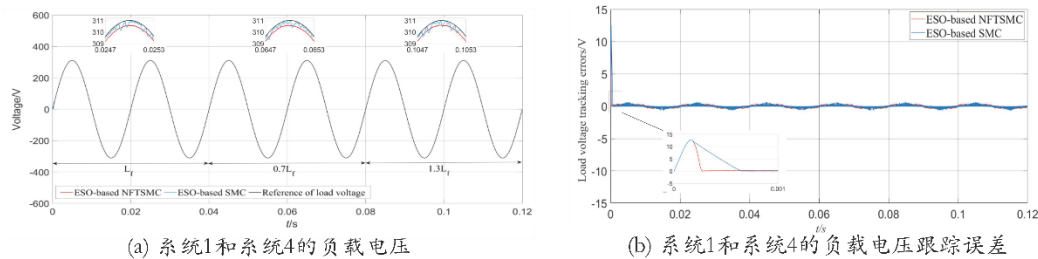


图4.3 电感值突变情况下系统1与系统4 的比较

Table 4.1 不同电感值下负载电压的THD

Control strategy	0.7L	L	1.3L
ESO-based NFTSMC	0.03%	0.03%	0.03%
ESO-based SMC	0.05%	0.05%	0.05%

图4.3和表4.1表明，与系统4相比，系统1的ESO-based NFTSMC策略不仅能够更好的应对电感变化，而且能够弱化系统抖振。

尚德、励志、博学、笃行

四、基于Simulink仿真实验验证



4.3.2 LC滤波器电容值变化下系统1和系统4的比较

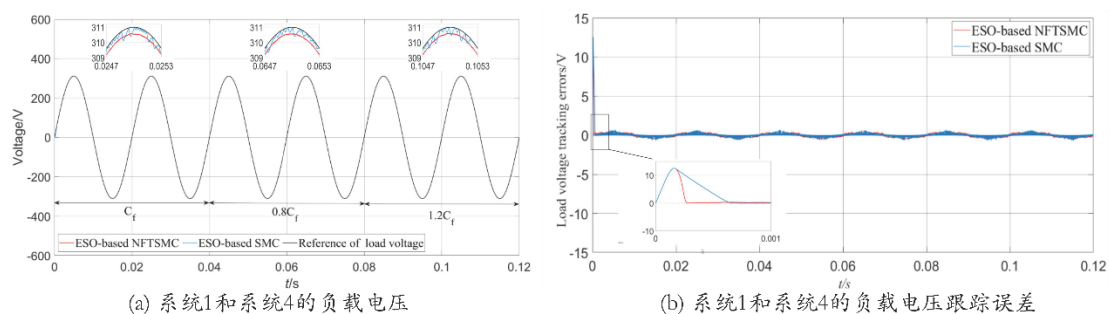


图4.4 电容值突变情况下系统1与系统4 的比较

Table 4.2 不同电容值下负载电压的THD

Control strategy	0.8 C	C	1.2 C
ESO-based NFTSMC	0.03%	0.03%	0.03%
ESO-based SMC	0.05%	0.05%	0.05%

图4.4和表4.2表明，与系统4相比，系统1的ESO-based NFTSMC策略不仅能够更好的应对电容变化，而且能够弱化系统抖振。

综合而言，图4.3、图4.4、表4.1以及表4.2表明，与ESO-based SMC策略相比，ESO-based NFTSMC策略不仅能够增强后级变换器对LC滤波器参数变化的鲁棒性，而且能够明显弱化系统抖振。

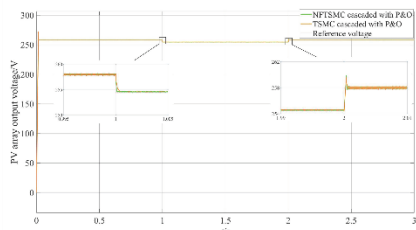
尚德、励志、博学、笃行

四、基于Simulink仿真验证

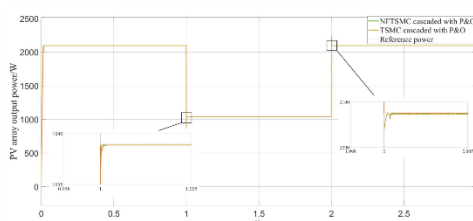


4.4 光照强度变化下系统1和系统5的动态响应快速性比较

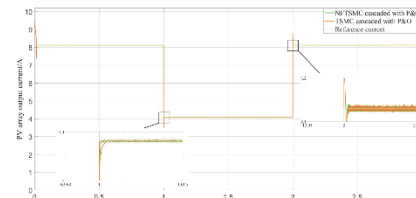
为了验证NFTSMC cascaded with P&O相较TSMC cascaded with P&O有更快动态响应速度，对系统1和系统5进行了比较。两个系统采用完全相同的后级变换器ESO-based NFTSMC策略。



(a) 系统1和系统5的PV输出电压



(c) 系统1和系统5的PV输出功率



(b) 系统1和系统5的PV输出电流

图4.5 光照强度突变情况下系统1与系统5 的比较

图4.5表明，在两次光照强度阶跃变化情况下，与系统5相比，系统1的PV输出电压、电流以及功率都具有快的响应速度。因此，就响应的快速性而言，NFTSMC 策略优于TSMC策略。

尚德、励志、博学、笃行

五、基于StarSim的半实物验证



为了进一步验证所提控制策略的有效性和优越性，在如图5.1所示的StarSim实时仿真平台上搭建系统1、系统2、系统3以及系统4，这四个系统参数与仿真时相应系统参数完全一致。

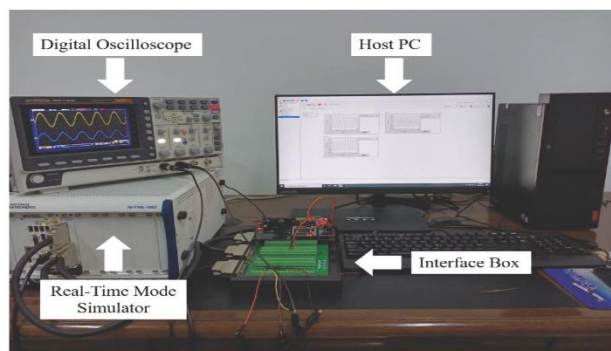


图5.1 HIL实验平台

图5.1的StarSim试验平台主要由基于NI FPGA的实时模拟器、StarSim软件、基于DSP的控制器、上位机、示波器以及接线盒等组成，控制器的采样周期设定为50us。以下5.1、5.2以及5.3的三个StarSim试验工况与前述对应仿真工况完全相同。

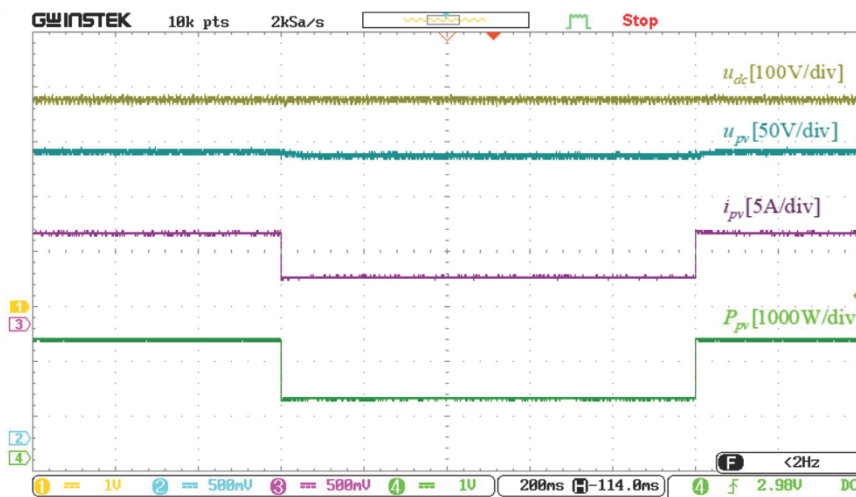
尚德、励志、博学、笃行

五、基于StarSim的半实物验证



5.1 系统1和系统2的MPPT性能比较

为了验证所提NFTSMC cascaded with P&O策略对光照强度变化的强鲁棒性，对系统1和系统2进行比较，两个系统采用完全相同的后级变换器ESO-based NFTSMC策略。



(a) 系统1的响应曲线

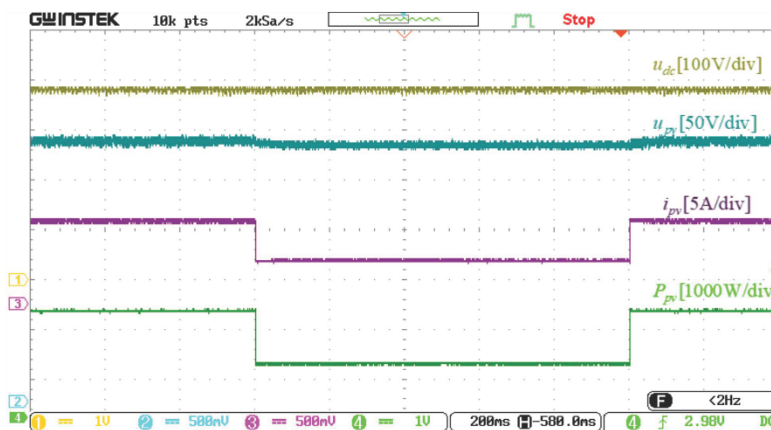
尚德、励志、博学、笃行

25

五、基于StarSim的半实物验证



5.1 系统1和系统2的MPPT性能比较（续）



(b) 系统2的响应曲线

图5.2 光照强度突变情况下系统1与系统2 的比较

图5.2表明，当光照强度变化时，NFTSMC cascaded with P&O策略比PI cascaded with P&O策略使前级变换器系统具有更强的鲁棒性。同时从图5.2可见，直流母线电压保持恒定，说明双环PI策略对双向DC/DC变换器控制的有效性。

尚德、励志、博学、笃行

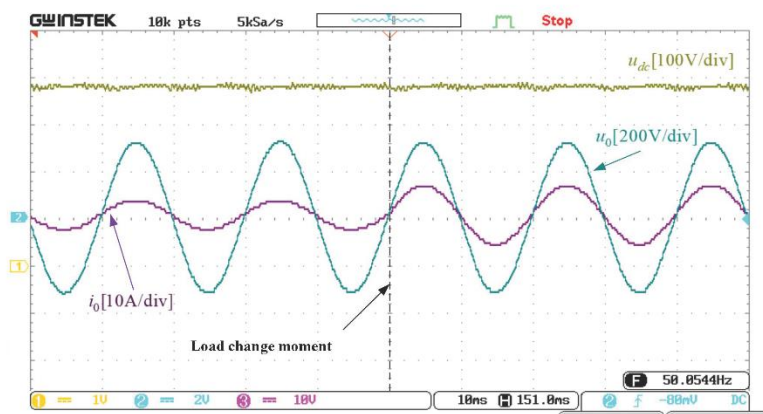
26

五、基于StarSim的半实物验证



5.2 系统1和系统3的的抗负载扰动能力比较

为了验证所提ESO-based NFTSMC策略对负载变化的强鲁棒性，对系统1和系统3进行比较，两个系统采用完全相同的前级变换器NFTSMC cascaded with P&O策略。



(a) 系统1的响应曲线

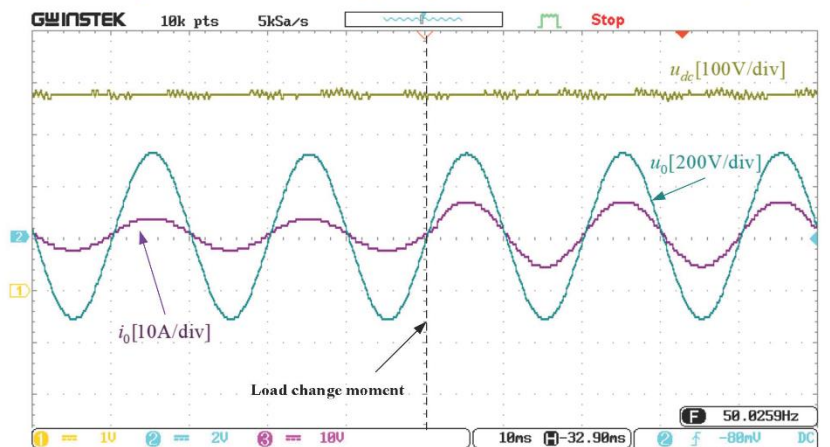
尚德、励志、博学、笃行

27

五、基于StarSim的半实物验证



5.2 系统1和系统3的的抗负载扰动能力比较（续）



(b) 系统3的响应曲线

图5.3 负载突变情况下系统1与系统3 的比较

图5.3表明，一方面，所设计ESO是有效和可行，另一方面，所设计ESO-based NFTSMC策略使后级逆变器系统对负载扰动具有较强的鲁棒性。

尚德、励志、博学、笃行

28

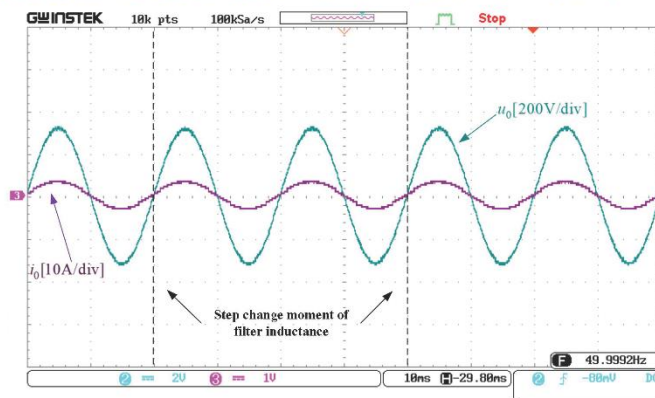
五、基于StarSim的半实物验证



5.3 系统1和系统4的抗LC滤波器参数变化能力比较

为了验证ESO-based NFTSMC策略对LC滤波器参数变化的鲁棒性并减弱系统抖动，对系统1和系统4进行比较。两个系统采用完全相同的前级变换器NFTSMC cascaded with P&O策略。

5.3.1 LC滤波器电感值变化下系统1和系统4的比较



(a) 系统1的响应曲线

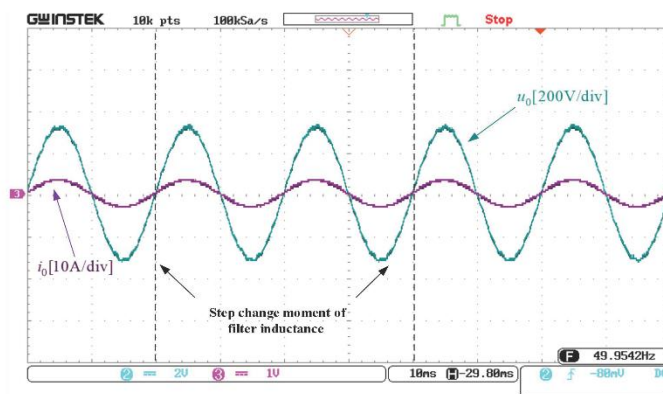
尚德、励志、博学、笃行

29

五、基于StarSim的半实物验证



5.3.1 LC滤波器电感值变化下系统1和系统4的比较（续）



(b) 系统4的响应曲线

图5.4 滤波器电感值突变情况下系统1与系统4 的比较

图5.4表明，尽管两个系统负载电压和负载电流的响应波形类似，但是在电感值发生两次突变前后，系统1响应曲线的纹波要小一些，由此表明ESO-based NFTSMC策略不仅对电感变化具有鲁棒性，而且能够弱化系统抖振。

尚德、励志、博学、笃行

30

五、基于StarSim的半实物验证



5.3.2 LC滤波器电容值变化下系统1和系统4的比较

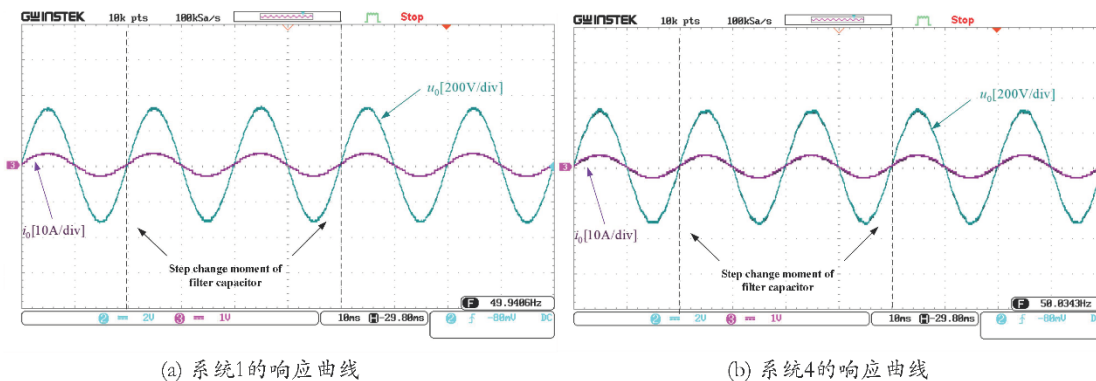


图5.5 滤波器电容值突变情况下系统1与系统4的比较

图5.5表明，尽管两个系统负载电压和负载电流的响应波形类似，但是在电容值发生两次突变前后，系统1响应曲线的纹波要小一些，由此表明ESO-based NFTSMC策略不仅对电容变化具有鲁棒性，而且能够弱化系统抖振。

综合图5.4和图5.5试验结果可知，ESO-based NFTSMC策略不仅增强了后级变换器系统对LC滤波器参数变化的鲁棒性，而且弱化了系统抖振。

尚德、励志、博学、笃行

31

六、研究结论



1. 针对前级DC/DC变换器，在光照强度变化和温度变化情况下，所提NFTSMC cascaded with P&O策略能够有效改善光伏MPPT鲁棒性能。
2. 针对后级DC/AC变换器，在负载变化和LC滤波器参数变化情况下，所提ESO-based NFTSMC策略不仅能够显著增强系统鲁棒性，而且能够削弱系统抖振水平、加快系统动态响应速度。
3. 针对双向DC/DC变换器，在光照强度变化和负载变化情况下，所采用的双环PI策略能够保证恒定的直流母线电压，从而实现微电网系统的功率平衡。
4. 所设计嵌入到NFTSMC策略中的ESO无电流传感器，能够降低硬件成本、提高系统可靠性。

总体而言，本文所提出的控制策略增强了两级变换器对各种内外扰动的鲁棒性，显著改善了系统的动态性能，实现了系统的功率平衡，提高了微电网系统的电能质量。

尚德、励志、博学、笃行

32

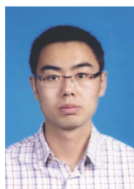
作者简介



滕青芳，女，教授，博士生导师。在IEEE Transactions on Energy Conversion、International Journal of Electrical Power and Energy Systems、自动化学报、控制理论与应用等权威期刊和知名国际会议发表学术论文80余篇，一篇入选中国精品科技期刊顶尖学术论文（领跑者F5000），主持完成国家自然科学基金等多项项目，荣获甘肃省科技进步二等奖等奖项。研究方向为高精度电机驱动系统控制、基于新能源的微电网运行控制等。



刘旭恒，男，于2019年在兰州交通大学获得自动化专业学士学位，于2023年获得兰州交通大学电气工程及其自动化专业硕士学位，研究方向为光伏微电网系统控制策略研究。



买浩，男，讲师，毕业于北京交通大学光学专业，现于兰州交通大学自动化与电气工程学院任教并攻读博士学位，工作以来一直从事电工领域的教学和科研工作，现主持甘肃省科技厅青年科学基金项目1项，甘肃省教育厅创新能力提升项目1项，获发明专利2项，软件著作权2项。

尚德、励志、博学、笃行

33

作者简介



邢科，男，于2017年在兰州交通大学获得电气工程及其自动化专业学士学位，于2023年获得兰州交通大学电气工程及其自动化专业硕士学位，研究方向为光储微电网模型预测控制策略研究。



李明昕，男，2021年毕业于兰州交通大学电气工程及其自动化专业，获得工学学士学位，现就读于兰州交通大学自动化与电气工程学院攻读硕士学位，研究方向为电机无传感器控制。



马喜平，男，国网甘肃省电力公司电力科学研究院高级工程师，担任甘肃省分布式电源与微电网工程研究中心负责人。主持或参与国家自然科学基金、甘肃省重点研发项目、国家能源局项目、国家电网公司科技项目、国网甘肃电力公司科技项目、甘肃省青年人才托举项目等20余项，发表学术论文30多篇，主持或参与编写10多项国际、国家、行业、企业技术标准。

尚德、励志、博学、笃行

34

致 谢



兰州交通大学
LANZHOU JIAOTONG UNIVERSITY

感谢您的关注

Thank you for your attention



尚德、励志、博学、笃行

35