

# Model Predictive Control of Grid-Connected Inverter Based on Exponentially Extended State Observer

Liu Zhile<sup>1,\*</sup>, Xie Yunyi<sup>2</sup>, Wang Dan<sup>3</sup>

<sup>1</sup>School of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao, China

<sup>2</sup>CATARC Automotive Inspection Center (Wuhan) Co., Ltd, Wuhan, China

<sup>3</sup>School of Electrical and Information Engineering, Hubei Institute of Automotive Technology, Shiyan, China

## Email address:

zhile\_dan@163.com (Liu Zhile), 656968027@qq.com (Xie Yunyi), 2015496994@qq.com (Wang Dan)

\*Corresponding author

## To cite this article:

Liu Zhile, Xie Yunyi, Xie Yunyi. Model Predictive Control of Grid-Connected Inverter Based on Exponentially Extended State Observer. *Science Discovery*. Vol. 10, No. 6, 2022, pp. 396-405. doi: 10.11648/j.sd.20221006.14

**Received:** October 19, 2022; **Accepted:** November 10, 2022; **Published:** November 14, 2022

**Abstract:** Aiming at the problem of low control accuracy and delay compensation failure of the finite control set model predictive current control (FCS-MPCC) under parameter variation and external disturbances of the grid - connected inverter, a hyper-local model extended state observer (An Ultra-local model extended state observer (U-ESO) based predictive control method is proposed. As the nonlinear fal function in the extended state observer (ESO) requires more parameters to be adjusted, the U-ESO is used to estimate the total set perturbation error to correct the state variables in real time, and the corrected state variables are combined with the override control to act on the prediction model, and only the inputs and outputs of the system are used in the control process, which effectively reduces the complexity of the control parameters. In addition, the value function of the prediction model is reconstructed to reduce the control delay of the system, the control parameters are designed using frequency domain analysis to improve the control performance, and the stability of the prediction model is demonstrated using Lyapunov stability criterion. The effectiveness of using U-ESO to compensate the control delay of FCS-MPCC under parameter perturbation is verified by MATLAB/Simulink. Compared with the traditional ESO, U-ESO can simplify the design of the observer and avoid the complicated parameter rectification process, while solving the problem of delay compensation failure in the process of parameter perturbation, improving the dynamic response speed, and having strong anti-interference and Robustness.

**Keywords:** Time Delay Compensation, Parameter Calibration, Extended State Observer, Model Predictive Control, Grid-Connected Inverter, Stability

## 基于ESO的并网逆变器超局部模型预测控制

刘志乐<sup>1</sup>, 谢云毅<sup>2</sup>, 王丹<sup>3</sup>

<sup>1</sup>辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛, 中国

<sup>2</sup>中汽研汽车检验中心(武汉)有限公司, 武汉, 中国

<sup>3</sup>湖北汽车工业学院电气与信息工程学院, 十堰, 中国

## 邮箱

zhile\_dan@163.com (刘志乐), 656968027@qq.com (谢云毅), 2015496994@qq.com (王丹)

**摘要:** 针对并网逆变器在参数变化和外部扰动下, 导致有限控制集模型预测电流控制(Finite control set model predictive current control, FCS-MPCC)控制精度低以及延时补偿失效的问题, 提出了一种基于超局部模型的扩张状态观测器

(Ultra-local model extended state observer, U-ESO)的预测控制方法。由于扩张状态观测器(Extended state observer, ESO)中非线性fal函数需要调节的参数较多,通过U-ESO来估算集总扰动误差以实时修正状态变量,将修正后的状态变量结合超前控制作用于预测模型,控制过程中只利用系统的输入和输出,有效降低了控制参数整定过程的复杂性,而且避免了模型失配的问题;另外对预测模型的价值函数进行重新构造以降低系统的控制延时,采用频域分析法设计控制参数以提高控制性能,利用Lyapunov稳定判据证明了预测模型的稳定性。通过MATLAB/Simulink验证了在参数扰动下利用U-ESO补偿FCS-MPCC控制延时的有效性,与传统ESO相比U-ESO能简化观测器的设计,避免复杂的参数整定过程,同时解决了参数扰动过程中延时补偿失效的问题,提高了动态响应速度,具有较强的抗干扰性和鲁棒性。

**关键词:** 延时补偿, 超局部模型, 扩张状态观测器, 模型预测控制, 并网逆变器, 稳定性

## 1. 引言

为促进碳中和、碳达峰目标的发展,新能源并网发电被广泛的关注。并网逆变器作为并网系统的核心设备,控制性能直接影响并网电能的质量,因此成为目前的研究热点。有限控制集模型预测电流控制(Finite control set model predictive current control, FCS-MPCC)与传统的比例积分控制、滞环控制和滑模变结构控制等相比,具有设计简单、无调制器和易于实现非线性目标等优势[1, 2],因此在并网逆变器控制中取得了较高的关注和应用[3, 4]。然而FCS-MPCC的控制延时,会降低系统的控制精度和响应速度,严重时甚至会失去稳定性[5]。

目前,已有很多关于延时补偿策略的研究。潘东华将采样与控制信号保持同步,减弱了控制延时对系统的影响,但未考虑算法的执行时间对控制延时产生的影响[6];王汉伟通过提高采样频率来优化采样时间,进而缩短控制算法的计算时间,但过高的采样频率,对电路的抗电磁干扰设计提出了严苛的要求[7];杨苓通过增加系统的零极点抵消调制器产生的控制延时,同时也会引入高频噪声干扰。以上方法在增加电路设计或控制难度的基础上,有限地提高了控制的补偿效果[8]。为避免增加系统成本并且降低系统的设计难度,沈坤利用系统模型结合超前控制来消除控制延时的影响[9],由于设计简单和无需额外的成本因此被广泛应用于FCS-MPCC。然而并网逆变器受电流、温度和负载的影响,导致系统的模型值与实际值失配[10],不准确的模型参数不仅会降低FCS-MPCC的控制性能[11],并且在外部参数变化时,无法对状态变量进行准确预测[12],导致延时补偿失效。为此杨林提出一种不依赖被控对象的参数模型,利用线性自抗扰控制(Linear active disturbance rejection control, LADRC)补偿控制误差,取得了较好的控制效果,然而控制参数整定复杂,并且采用线性函数不利于提高系统延时补偿的精度和跟踪

参数扰动的速度[13]。因而杨健利用扩张状态观测器(Extended state observer, ESO)对系统进行补偿,利用ESO中的非线性函数(fal)对状态变量进行观测和估算,极大地提高了系统的响应速度和控制精度,但是也需要对fal函数中复杂的参数进行整定,依赖丰富的设计经验,导致推广应用具有一定的局限性[14]。为了方便叙述,下文将ESO作用在FCS-MPCC中的控制策略简称为ESO-FCS-MPCC。

为解决由于模型参数扰动导致系统延时补偿失效的问题,并且降低观测器控制参数整定的复杂性,本文进行了以下研究。首先,在杨健提出方法的基础上[14],同时以M. Fliess的超局部模型理论为基础[15],根据FCS-MPCC并网逆变器的状态空间模型,提出一种超局部模型的扩张状态观测器(ultra-local model extended state observer, U-ESO)的扰动补偿模型,将历史时刻的状态变量结合系统的超局部超模型以估算集总误差,并利用误差的估算大小实时补偿状态变量。其次,为了解决U-ESO在FCS-MPCC中使用两步预测时无法超前获取集总参数误差的问题,利用无差拍控制原理,使用当前误差近似替代第二步的集总误差,进一步地设计了新价值函数的第二步预测模型,更好地减小了系统的控制延时。再次,为了阐述U-ESO补偿FCS-MPCC集总参数误差过程的稳定性,利用Lyapunov稳定判据进行稳定性分析。最后,通过仿真对参数扰动下利用ESO-FCS-MPCC的集总扰动误差的原理进行对比分析。

## 2. 并网逆变器的FCS-MPCC数学模型及ESO-FCS-MPCC原理

并网逆变器的拓扑结构如图1(a)所示,一共有8个状态矢量,其中6个非零状态矢量( $v_1, v_2, \dots, v_6$ )和2个零状态矢量( $v_0, v_7$ ),如图1(b)所示。

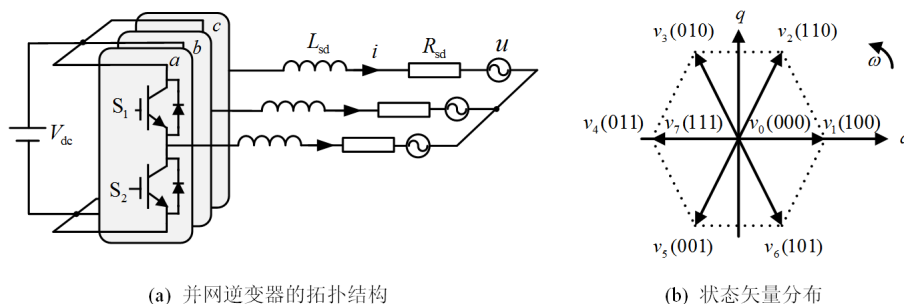


图1 并网逆变器的拓扑结构和状态矢量分布。

在  $dq$  同步旋转坐标系下, 并网逆变器的数学模型为:

$$\dot{x} = A_{sd}x + B_{sd}v_s + U_{sd} \quad (1)$$

其中,  $x$  为状态变量,  $x = [i_d \ i_q]^T$ ;  $v_s$  为输入变量,  $v_s = [v_d \ v_q]^T$ ;  $A_{sd}$ 、 $B_{sd}$  和  $U_{sd}$  为控制矩阵。

$$\begin{cases} A_{sd} = \begin{bmatrix} -R_{sd}/L_{sd} & \omega \\ -\omega & -R_{sd}/L_{sd} \end{bmatrix} \\ B_{sd} = \begin{bmatrix} 1/L_{sd} & 0 \\ 0 & 1/L_{sd} \end{bmatrix} \\ U_{sd} = [-u_d/L_{sd} \ -u_q/L_{sd}]^T \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $i_d$ 、 $i_q$  为网侧  $d$ 、 $q$  轴的电流;  $u_d$ 、 $u_q$  为网侧  $d$ 、 $q$  轴的电压;  $v_d$ 、 $v_q$  为逆变器输出  $d$ 、 $q$  轴的电压;  $R_{sd}$  为网侧等效电阻,  $L_{sd}$  为网侧等效滤波电感,  $\omega$  为电网的角频率。

并网逆变器的  $R_{sd}$  和  $L_{sd}$  会随着电流、温度和负载发生变化。为了对参数扰动进行估算, 可将系统的扰动状态模型表示为:

$$\dot{x} = A'_{sd}x + B'_{sd}v_s + U'_{sd} \quad (3)$$

式中,

$$\begin{cases} A'_{sd} = \begin{bmatrix} -R'_{sd}/L'_{sd} & \omega \\ -\omega & -R'_{sd}/L'_{sd} \end{bmatrix} \\ B'_{sd} = \begin{bmatrix} 1/L'_{sd} & 0 \\ 0 & 1/L'_{sd} \end{bmatrix} \\ U'_{sd} = [-u_d/L'_{sd} \ -u_q/L'_{sd}]^T \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $R'_{sd} = R_{sd} + \Delta R_{sd}$ 、 $L'_{sd} = L_{sd} + \Delta L_{sd}$ ;  $R'_{sd}$  和  $L'_{sd}$  为具有扰动量的等效电阻和电感,  $\Delta R_{sd}$  和  $\Delta L_{sd}$  为电阻和电感的扰动量。

为了分析控制延时误差和参数扰动误差对系统的影响, 将式(3)等效为:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A'_{sd}x + B'_{sd}v_s + U'_{sd} \\ &= A_{sd}x + B_{sd}v_s + (A'_{sd} - A_{sd})x + (B'_{sd} - B_{sd})v_s + U'_{sd} \\ &= A_{sd}x + B_{sd}v_s + d \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $d$  表示控制延时以及  $\Delta R_{sd}$  和  $\Delta L_{sd}$  变化时系统的集总误差。

在参数扰动时, 难以直接计算集总误差值, 杨健利用 ESO 估算扰动值, 将  $d$  扩张为新的状态变量, 并重新设计系统的状态模型[14]:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{sd}x + B_{sd}v_s + d \\ \dot{d} = F_d \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $F_d$  为  $d$  的变化率。

将式(6)中的未知函数  $F_d$  使用非线性函数  $\text{fal}$  函数进行近似估算, 可表示出补偿后的状态变量:

$$\begin{cases} e(t) = \hat{x}_1(t) - x_1(t) \\ \dot{\hat{x}}_1(t) = \hat{x}_2(t) - \beta_1 \text{fal}(e, \alpha_1, \delta_1, t) + ku(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = -\beta_2 \text{fal}(e, \alpha_2, \delta_2, t) \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $\text{fal}(e, \alpha, \delta, t)$  表示为:

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta, t) = \begin{cases} |e(t)|^\alpha \text{sign}(e(t)) & , |e| > \delta \\ e(t)\delta^{\alpha-1} & , |e| \leq \delta \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\hat{x}_1(t)$  是原有状态变量  $x_1(t)$  的输出估计;  $\hat{x}_2(t)$  是经过误差补偿的状态变量;  $\beta_1$  和  $\beta_2$  是系统修正项的增益;  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  和  $\delta$  为滤波因子。

利用 ESO 对  $x(t)$  进行观测和补偿, 并将补偿后的状态变量  $\hat{x}(t)$  作用于预测方程, 就能有效地补偿系统误差, ESO-FCS-MPCC 的控制结构如图2所示。

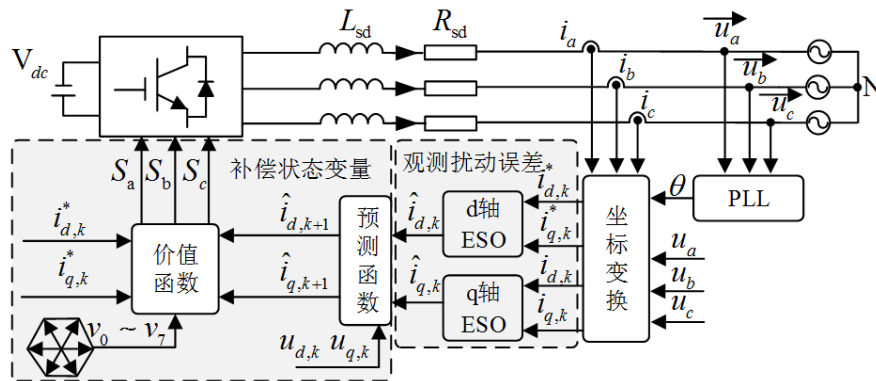


图2 ESO-FCS-MPCC控制方案图。

由以上分析可知, 为了满足ESO观测和估算系统集总扰动的准确性, 需要整定  $\text{fal}(e, \alpha, \delta, t)$  函数中的五个参数 ( $\alpha_i$ 、 $\beta_i$  和  $\delta$ , 其中  $i=1, 2$ ), 导致参数整定复杂。为降低算法设计的复杂性, 同时利用非线性观测器的响应速度快和控制精度高的优势, 需要对传统的非线性函数进行改进。

### 3. 超局部模补偿扰动误差

在估计集总误差  $d$  和  $F_d$  的过程中, 需要整定式(7)中较多的参数。因此以M. Fliess的理论为基础[15], 利用系统的局部超模型对集总误差进行估计, 将估计值替代式(5)中的  $\text{fal}(e, \alpha, \delta, t)$ :

$$\dot{x} = F + \gamma v_s \quad (9)$$

其中,  $F$  为系统已知和未知部分的集总误差,  $F = A'_{sd}x + U'_{sd}$ ;  $\gamma$  为输入状态变量的加权因子,  $\gamma = B'_{sd}$ 。

由于集总误差存在的形式未知, 导致  $F$  难以直接获取, 采用M. Fliess的  $\hat{F}$  进行近似替代[15]:

$$\dot{x} = \hat{F} + \gamma v_s \quad (10)$$

将式(6)进行Laplace变换

$$sx = \frac{\hat{F}}{s} + \gamma v_s + x_0 \quad (11)$$

其中,  $x_0$  是  $[N(k-1)T_s \quad NkT_s]$  的初始值,  $N$  为采样周期的数量, 结合ESO-FCS\_MPCC的控制, 这里选取  $N=3$ 。

为了便于计算, 将式(11)两边同时对  $s$  进行微分以消除  $x_0$ :

$$x + s \frac{dx}{ds} = -\frac{\hat{F}}{s^2} + \gamma \frac{dv_s}{ds} v_s \quad (12)$$

根据张永昌提出的方法[16], 可将式(12)两边同时乘  $s^{-2s}$  变换到时域以求解  $\hat{F}$

$$\hat{F} = \frac{3!}{N^3 T_s^3} \int_0^{NT_s} ((NT_s - 2\sigma)x(\sigma) + \gamma\sigma((NT_s - \sigma))v_s(\sigma))d\sigma \quad (13)$$

利用式(9)集总误差的估计值来替代式(7)中的  $\text{fal}(e, \alpha, \delta, t)$ , 可将系统的状态方程重新表示为:

$$\begin{cases} e = \hat{x} - x \\ \dot{\hat{x}} = \hat{F} + \gamma v_s + \zeta_1 e \\ \dot{\hat{F}} = -\zeta_2 e \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)采用Euler离散化, 系统的离散状态方程为:

$$\begin{cases} e_k = \hat{x}_k - x_k \\ \hat{x}_{k+1} = \hat{x}_k + T_s(\hat{F}_k + \gamma v_s) + \zeta_1 T_s e_k \\ \hat{F}_{k+1} = \hat{F}_k - \zeta_2 T_s e_k \end{cases} \quad (15)$$

将式(13)进行离散化, 可求得  $\hat{F}_k$

$$\hat{F}_k = -\frac{3}{N^3 T_s^3} \sum_{k=1}^N (F_1 + F_2) \quad (16)$$

其中,

$$\begin{cases} F_1 = (N-2(k-1))x(k-1) + (N-2k)x(k) \\ F_2 = \gamma(k-1)T_s(N-(k-1))v_s(k-1) + \gamma k T_s(N-k)v_s(k) \end{cases} \quad (17)$$

为补偿FCS-MPCC的控制延时, 通常采用沈坤提出的方法[9]: 借助系统的预测模型, 利用超前控制来消除控制延时, 具体如下:

第一步预测: 利用  $kT_s$  时刻的采样值  $x_k$  和  $(k-1)T_s$  时刻由价值函数  $g_1$  遴选出  $kT_s$  时刻的最佳电压矢量  $v_x$ , 并结合预测模型(17), 从而计算出  $(k+1)T_s$  时刻的第一步预测值  $\hat{x}_{k+1}$ 。其中, 价值函数  $g_1$  可以表示为:

$$g_1 = (x^* - \hat{x}_{k+1})^T (x^* - \hat{x}_{k+1}) \quad (18)$$

第二步预测: 将第一步预测的电流值  $\hat{x}_{k+1}$  和8个状态矢量代入第二步预测方程(19), 利用价值函数  $g_2$  遴选出  $(k+2)T_s$  时刻的第二步预测电流值  $\hat{x}_{k+2}$ , 就能消除控制延时的影响。

其中, 第二步预测方程为:

$$\begin{cases} e_{k+1} = \hat{x}_{k+1} - x_{k+1} \\ \hat{x}_{k+2} = \hat{x}_{k+1} + T_s(\hat{F}_{k+1} + \gamma v_s(k+1)) + \zeta_1 T_s e_{k+1} \\ \hat{F}_{k+2} = \hat{F}_{k+1} - \zeta_2 T_s e_{k+1} \end{cases} \quad (19)$$

价值函数  $g_2$  为:

$$g_2 = (x^* - \hat{x}_{k+2})^T (x^* - \hat{x}_{k+2}) \quad (20)$$

由于对  $\hat{x}_{k+2}$  使用超前两步控制, 导致在  $kT_s$  时刻无法采样  $x_{k+1}$ , 因而需要对  $\hat{x}_{k+2}$  进行改进。利用无差拍控制原理, 使用  $kT_s$  时刻误差  $e_k$  来近似替代  $(k+1)T_s$  的误差  $e_{k+1}$ , 将式(19)改写为

$$\begin{cases} e_k = \hat{x}_k - x_k \\ \hat{x}_{k+2}^r = \hat{x}_{k+1} + T_s(\hat{F}_{k+1} + \gamma v_s(k+1)) + \zeta_1 T_s e_k \\ \hat{F}_{k+2}^r = \hat{F}_{k+1} - \zeta_2 T_s e_k \end{cases} \quad (21)$$

式中,  $\hat{x}_{k+2}^r$  为  $\hat{x}_{k+2}$  的估算值。

可将  $\hat{x}_{k+2}^r$  对应的价值函数调整为

$$\bar{g}_2 = (x^* - \hat{x}_{k+2}^r)^T (x^* - \hat{x}_{k+2}^r) \quad (22)$$

通过求解  $\partial \bar{g}_2 / \partial \hat{x}_{k+2}^r = 0$ ，就能遴选出使得价值函数  $\bar{g}_2$  最小的状态矢量  $v_s(k+1)$ ，此时  $v_s(k+1)$  为

$$v_s(k+1) = \gamma^{-1} (x^* - (\hat{x}_{k+1} + T_s \hat{F}_{k+2}^r + \zeta_1 T_s e_k)) / T_s \quad (23)$$

其中， $v_{s,\min}$  为系统约束，满足

$$|v_s(k+1)| \leq v_{s,\min} \quad (24)$$

在模型参数发生扰动时，采用U-ESO补偿系统扰动误差的结构，如图3所示。通过U-ESO实时观测和估算系统的集总误差，并利用误差的大小调整状态变量以补偿扰动误差；利用无差拍控制的原理，设计了新价值函数的第二步预测模型，进而减小系统的控制延时误差。为方便叙述，下文将利用局部超模型估算的ESO-FCS-MPCC的控制方法简称为U-ESO-FCS-MPCC。

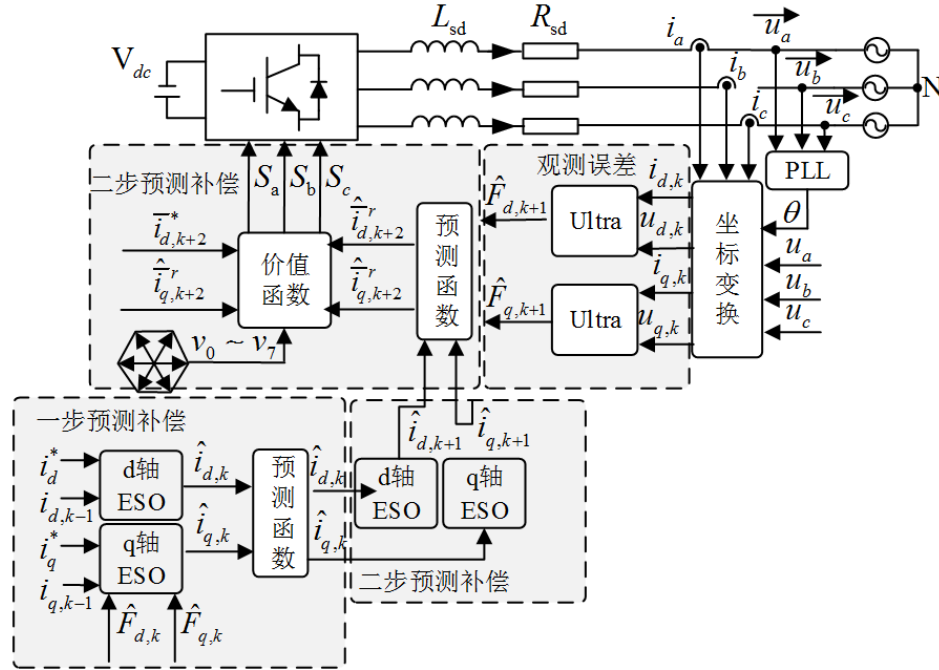


图3 E-ESO-FCS-MPCC的控制原理。

为了使控制过程保持稳定，需要合理的选取  $\zeta_1$  和  $\zeta_2$ ：

#### 4. U-ESO-FCS-MPCC的稳定性分析

为了保证控制系统的稳定性，需要合理的计算出  $\zeta_1$  和  $\zeta_2$ ，系统的矩阵方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \bar{A}_{sd} \hat{x} + \bar{B}_{sd} v_s + \bar{C}_{sd} (\hat{x} - \bar{x}) \\ \dot{\hat{y}} = \bar{D}_{sd} \hat{x} \end{cases} \quad (25)$$

式中， $\hat{x}$  是  $\bar{x}$  扩张后的状态变量， $\bar{x} = [x \ d]^T$ ， $\hat{x} = [\hat{x} \ \hat{d}]^T$ ， $\hat{d}$  是  $d$  的估算值； $\hat{y}$  是输出变量；并且  $\bar{A}_{sd} = \begin{bmatrix} A_{sd} & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 、 $\bar{B}_{sd} = \begin{bmatrix} B_{sd} \\ 0 \end{bmatrix}$ 、 $\bar{C}_{sd} = [\zeta_1 \ \zeta_2]^T$  和  $\bar{D}_{sd} = [1 \ 0]$ 。

由式(25)可知，系统的特征方程为

$$|sI - (\bar{A}_{sd} + \bar{C}_{sd} \bar{D}_{sd})| = s^2 + \zeta_1 s + \zeta_2 \quad (26)$$

$$\begin{cases} \zeta_1 = 2\omega_0 \\ \zeta_2 = \omega_0^2 \end{cases} \quad (27)$$

其中， $\omega_0$  是ESO的带宽，决定观测器的稳定性。

由于直接设计  $\omega_0$  较为复杂，因此将式(15)变换到Z域分析  $\omega_0$

$$G(z) = \frac{\hat{x}(z)}{x(z)} = \frac{-T_s \zeta_1 z + T_s \zeta_1 + T_s^2 \zeta_2}{(z-1)^2 - T_s \zeta_1 z + T_s^2 \zeta_2 + T_s \zeta_2} \quad (28)$$

传递函数  $G(Z)$  对应的特征方程为：

$$z^2 - (2 + T_s \zeta_1)z + T_s^2 \zeta_2 + T_s \zeta_1 + 1 = 0 \quad (29)$$

将式(27)代入式(29)可解出  $G(Z)$  的极点：

$$z_{1,2} = 1 + \omega_0 T_s \quad (30)$$

根据系统的极点就能求解出  $\omega_0$ , 其中  $\omega_0 = z_{1,2} - 1/T_s$ 。

为了进一步分析U-ESO-FCS-MPCC稳定性, 结合式(22)可将系统的离散时间Lyapunov函数及其差分函数描述为

$$\begin{aligned} V(k) &= \frac{1}{2} (x^* - \hat{x}_{k+2}^r)^T (x^* - \hat{x}_{k+2}^r) \\ \Rightarrow \Delta V &= V(k+1) - V(k) \\ &= -(2x^* - \hat{x}_{k+3}^r - \hat{x}_{k+2}^r)^T (\hat{x}_{k+3}^r - \hat{x}_{k+2}^r) \end{aligned} \quad (31)$$

由式(23)可知, 在无系统约束( $v_{s,\min}$ )时, 系统满足Lyapunov的判稳条件  $V(k)=0$  且  $\Delta V=0$ , 达到稳定; 存在系统约束时,  $x^* \neq \hat{x}_{k+2}^r$  和  $V(k)>0$ 。表明在非平衡点条件(参数失配和负载扰动)下, 满足  $|v_s(k+1)| > |v_{s,\min}|$  和  $|v_s(k+2)| > |v_{s,\min}|$ 。由式(2)可知,  $B_{sd}$  是正定对称矩阵, 假设  $v_s(k+1) > v_{s,\min}$ , 由式(17)可知

$$\begin{aligned} x^* &= \hat{x}_{k+2}^r(v_s(k+1)) \\ &= \hat{x}_{k+1} + T_s(\hat{F}_{k+1} + \gamma v_s(k+1)) + \zeta_1 T_s e_k > \hat{x}_{k+2}^r(v_{s,\min}) \end{aligned} \quad (32)$$

将  $v_{s,\min}$  代入式(21), 可计算出  $\hat{x}_{k+2}^r(v_{s,\min})$

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+2}^r(v_{s,\min}) &= \hat{x}_{k+1} + T_s(\hat{F}_{k+1} + \gamma v_{s,\min}) + \zeta_1 T_s e_k \\ \Rightarrow x^* &= \hat{x}_{k+2}^r(v_s(k+1)) > \hat{x}_{k+2}^r(v_{s,\min}) \end{aligned} \quad (33)$$

同理分析  $v_s(k+1) < -v_{s,\min}$  和  $|v_s(k+2)| > |v_{s,\min}|$

$$\begin{cases} x^* - \hat{x}_{k+2}^r(-v_{s,\min}) < 0, v_s(k+1) < -v_{s,\min} \\ x^* - \hat{x}_{k+3}^r(v_{s,\min}) > 0, v_s(k+2) > v_{s,\min} \\ x^* - \hat{x}_{k+3}^r(-v_{s,\min}) < 0, v_s(k+2) < -v_{s,\min} \end{cases} \quad (34)$$

将式(21)和(23)代入式(31),  $\Delta V$  可表示为

$$\Delta V = -(2x^* - \hat{x}_{k+3}^r - \hat{x}_{k+2}^r)^T (I + T_s \zeta_1)(\hat{x}_{k+2}^r - \hat{x}_{k+1}) \quad (35)$$

由  $\text{rank}(Q)=2$  可知, 系统是能控的, 因此对于输入变量  $v_x$

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+2}^r < \hat{x}_{k+1}, v_x < v_{s,\min} \\ \hat{x}_{k+2}^r > \hat{x}_{k+1}, v_x > v_{s,\min} \end{cases} \quad (36)$$

由以上分析可知

$$V(k) > 0 \text{ 且 } \Delta V < 0, \begin{cases} v_s(k+1) > |v_{s,\min}| \\ v_s(k+2) > |v_{s,\min}| \end{cases} \quad (37)$$

根据Lyapunov第二法判断系统稳定的条件  $V(k)>0$  且  $\Delta V < 0$  可知, U-ESO-FCS-MPCC是稳定的。

## 5. 仿真分析与实验验证

在模型参数发生扰动时, 为了验证U-ESO-FCS-MPCC控制延时的有效性, 使用MATLAB/SIMULINK建立U-ESO-FCS-MPCC的模型。在参考电流的扰动量为-50%、 $\Delta L_{sd}$ 和 $\Delta R_{sd}$ 为理论值的-50% ~ +100% (参考电流幅值  $i^{*'} = 0.5i^*$ 、 $L'_{sd} = 2L$ 和 $L'_{sd} = 0.5L$ 、 $R'_{sd} = 2R$ 和 $R'_{sd} = 0.5R$ ) 以及 $\Delta L_{sd}$ 和 $\Delta R_{sd}$ 的多种组合来验证理论的有效性。并网逆变器的系统参数如表1所示, 参数如表2所示。

表1 并网逆变器的系统参数。

参数名称/单位	参数值
直流母线电压 $V_{dc}/V$	700
网侧的等效电阻 $R_s/\Omega$	0.05
网侧的滤波电感 $L_s/H$	$5 \times 10^{-3}$
参考电流幅值 $i^*/A$	30
采样频率 $f/Hz$	$2 \times 10^4$

表2 不同策略的控制参数。

控制策略	参数值
ESO-FCS-MPCC	$\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$
	$\beta_1 = \beta_2 = 1.7 \times 10^4$
	$\alpha_3 = \alpha_4 = 0.55$
	$\beta_3 = \beta_4 = 2 \times 10^7$
	$\delta = 0.03$
U-ESO-FCS-MPCC	$\gamma = 0.1$
	$\zeta_1 = 1 \times 10^{-1}$
	$\zeta_2 = 1 \times 10^{-2}$

### (1) 系统参考电流值发生扰动

在仿真时间为0.15 s时, 参考电流发生扰动, 扰动量为理论值的-50% ( $i^{*'} = 0.5i^*$ ) 来分析控制的性能。在  $i^{*'} = 0.5i^*$  期间, 如图4(a)、(b)所示, U-ESO-FCS-MPCC与ESO-FCS-MPCC均能跟踪给定值、对应的电流误差  $i_{\text{error},d}$  与  $i_{\text{error},q}$  波动较小, 表明系统具有较好的稳定性。如图4(c)所示, 两种控制方式均能快速响应扰动, 扰动前后的响应时间分别为  $\Delta t_1 = 0.6 \text{ ms}$  和  $\Delta t_2 = 1.5 \text{ ms}$ ; 在对集总误差进行观测和状态变量进行遍历寻优的过程中, ESO同时使用  $\exp(x)$ 、 $\text{sign}(x)$  和  $\text{abs}(x)$  等函数会引起较大的计算量, 然而U-ESO仅利用历史采样时刻的采样值, 无需大量的计算, 使得U-ESO响应速度快约1.5%。

虽然电流误差  $i_{\text{error},d}$  与  $i_{\text{error},q}$  能够直观地看出系统的误差, 但是为了进一步分析U-ESO与ESO补偿误差的效果, 采用这段时间内的均方根值 (Root mean square, RMS) 来定量地分析和评价跟踪误差  $i_{\text{RMS},x}^T$  和预测误差  $i_{\text{RMS},x}^P$  [17], 其中  $x = a, b, c, d$  和  $q$ 。将数据量取值为  $N_d = 50$  时, 两种方法的  $i_{\text{RMS},d}^T$  和  $i_{\text{RMS},d}^P$  如表3所示。



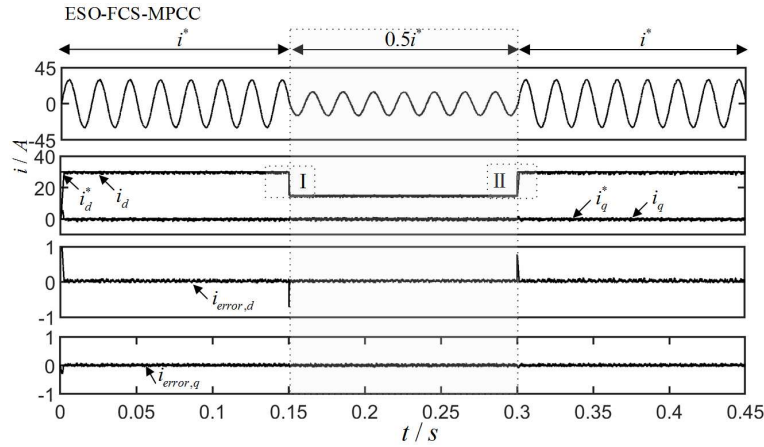
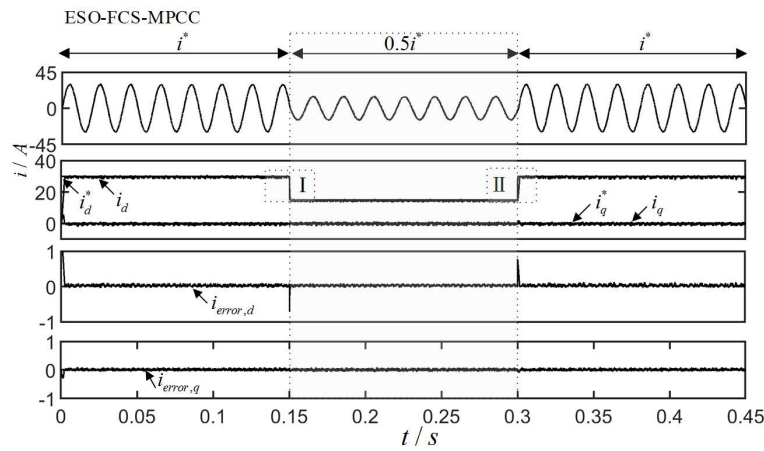
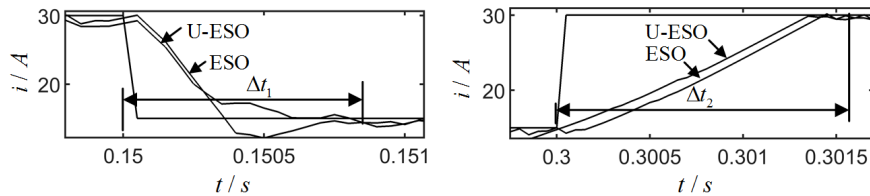
表3 两种策略补偿FCS-MPCC控制延时的效果。

控制策略	ESO-FCS-MPCC		U-ESO-FCS-MPCC	
时间区间	0-0.15s	0.15-0.3s	0-0.15s	0.15-0.3s
$i_{\text{RMS,d}}^T$	0.1165	0.1153	0.1171	0.1161
$i_{\text{RMS,d}}^P$	0.1691	0.1624	0.1702	0.1637

由表3可知，在 $i^{*'} = i^*$ 期间，U-ESO-FCS-MPCC的 $i_{\text{RMS,d}}^T$ 和 $i_{\text{RMS,d}}^P$ 相对于ESO-FCS-MPCC分别增加了0.5150%

和0.6505%；在 $i^{*'} = 0.5i^*$ 期间，U-ESO-FCS-MPCC的 $i_{\text{RMS,d}}^T$ 和 $i_{\text{RMS,d}}^P$ 相对于ESO-FCS-MPCC分别增加了0.6938%和0.8005%。

通过分析参考电流扰动对系统的影响，表明利用局部超模型来替代 $\text{fal}(e, \alpha, \delta, t)$ 函数估算集总误差的过程，没有增加系统的跟踪误差和预测误差，并且利用历史采样时刻的采样值对误差进行估算，进一步降低对模型参数 $R_{\text{sd}}$ 和 $L_{\text{sd}}$ 的严重依赖性，保证了在参数扰动时能够有效地补偿控制延时。

(a)  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 和q轴的电流波形(b)  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 和q轴的电流波形

(c) 图(a)、(b)中区域I与II局部放大图

图4 两种控制策略的仿真波形图。

## (2) 电感和电阻扰动单独作用

在0.5~0.1 s和0.15~0.2s期间，电感的扰动量 $\Delta L_{\text{sd}}$ 为理论值的-50% ~ +100%，如图5(a)、(b)中区域I和II的

$L'_{\text{sd}}=2L$ 和 $L'_{\text{sd}}=L/2$ ；在0.25~0.3 s和0.35~0.4 s期间，电阻的扰动量 $\Delta R_{\text{sd}}$ 为理论值的-50% ~ +100%，如图5(c)、(d)中区域III和IV的 $R'_{\text{sd}}=2R$ 和 $R'_{\text{sd}}=R/2$ 。

由图5(a)、(b)中区域的 I、II、III和IV可知，在 $\Delta L_{sd}$ 和 $\Delta R_{sd}$ 单独作用时，U-ESO-FCS-MPCC与ESO-FCS-MPCC均能跟踪理论值，表明利用局部超模型

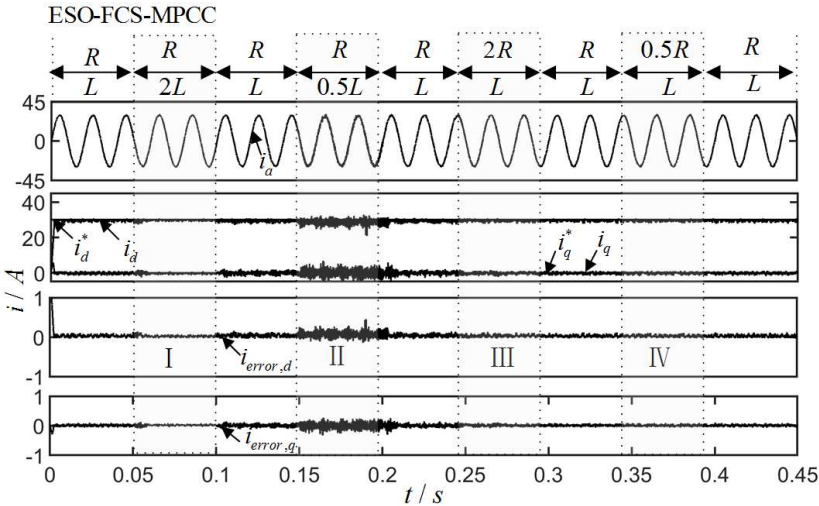
能够有效地对集总误差进行估算，并有效地对ESO补偿集总误差。在每个区域内，对应的 $i_{RMS,d}^T$ 和 $i_{RMS,d}^P$ 如表4所示。

表4 两种策略补偿FCS-MPCC控制延时的效果。

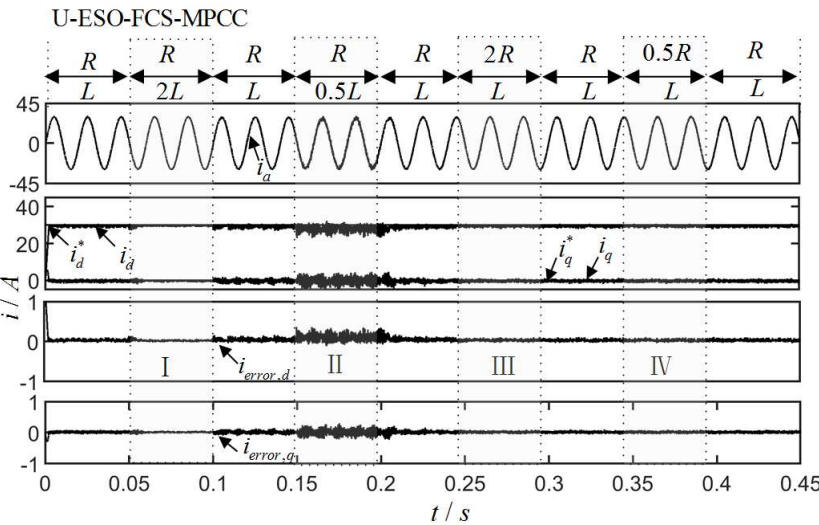
控制策略	ESO-FCS-MPCC				U-ESO-FCS-MPCC			
区域	I	II	III	IV	I	II	III	IV
$i_{RMS,d}^T$	0.1696	0.3193	0.1451	0.0998	0.1685	0.3178	0.1477	0.1025
$i_{RMS,d}^P$	0.1886	0.4921	0.2047	0.1636	0.1875	0.4922	0.2065	0.1647

由表4的区域 I 和 II 可知，在 $L'_{sd}=2L$ 期间，U-ESO-FCS-MPCC的 $i_{RMS,d}^T$ 和 $i_{RMS,d}^P$ 相对于ESO-FCS-MPCC分别降低了0.649%和0.853%，并且在 $L'_{sd}=2L$ 时，U-ESO-FCS-MPCC分别降低了0.469%和0.585%，表明U-ESO-FCS-MPCC能够补偿电感扰动下的控制延时，而且对于电感增大的情形具有更好的补偿效果。由表4的区域III

和IV可知，在 $R'_{sd}=2R$ 时，U-ESO-FCS-MPCC的 $i_{RMS,d}^T$ 和 $i_{RMS,d}^P$ 相对于ESO-FCS-MPCC分别增加了1.792%和0.879%，在 $R'_{sd}=R/2$ 时，分别增加了1.184%和0.672%，虽然跟踪误差与预测误差有一定程度的增大，但是未对系统造成较大的影响，表明U-ESO-FCS-MPCC能够补偿电阻扰动下的控制延时，效果与ESO-FCS-MPCC类似。



(a)  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 和q轴的电流波形



(b)  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 和q轴的电流波形

图5 两种控制策略的仿真波形图。



通过对电感和电阻的  $\Delta L_{sd}$  和  $\Delta R_{sd}$  单独发生扰动进行分析可知，U-ESO能够对抗扰动误差进行估算，并且U-ESO-FCS-MPCC能够有效地利用估测值，使系统的电流误差波动较小，而且对于电感出现扰动的情况，能够更好地补偿扰动误差和提高系统的控制精度。

### (3) 电感和电阻扰动同时作用

为了使分析更加接近并网逆变器实际工作情况，将  $L'_{sd} = 2L$ 、 $L'_{sd} = L/2$ 、 $R'_{sd} = 2R$  和  $R'_{sd} = R/2$  按照如图6中的 I、II、III和IV区域所示进行组合。

在  $\Delta L_{sd}$  和  $\Delta R_{sd}$  同时发生参数扰动时，U-ESO-FCS-MPCC与ESO-FCS-MPCC都能对抗扰动误差进行跟踪，表明利用历史时刻的采样值能够估算并补偿系统的集总误差。在每个区域内，对应的  $i_{RMS,d}^T$  和  $i_{RMS,d}^P$  如表5所示。

表5 两种策略对FCS-MPCC的控制延时补偿效果。

控制策略	ESO-FCS-MPCC				E-ESO-FCS-MPCC			
区域	I	II	III	IV	I	II	III	IV
$i_{RMS,d}^T$	0.4837	0.2809	0.314	0.3247	0.4798	0.2796	0.3093	0.3188
$i_{RMS,d}^P$	0.5439	0.3245	0.4909	0.5031	0.5406	0.3239	0.4866	0.4995

由表5的区域 I 可知，在  $L'_{sd} = 2L$  且  $R'_{sd} = 2R$  时，U-ESO-FCS-MPCC相对于ESO-FCS-MPCC的跟踪误差和预测误差分别降低了0.806%和0.607%；对于区域II和III，在  $L'_{sd} = 2L$  且  $R'_{sd} = R/2$ （或  $L'_{sd} = L/2$  且  $R'_{sd} = 2R$ ）时，跟踪误差和预测误差分别降低了0.463%和0.185%（1.497%

和0.186%）；对于区域IV中的  $L'_{sd} = 0.5L$  且  $R'_{sd} = 0.5R$  时，U-ESO-FCS-MPCC分别降低了1.817%和0.716%。表明在  $\Delta L_{sd}$  和  $\Delta R_{sd}$  同时出现扰动时，U-ESO-FCS-MPCC能更好地补偿扰动误差和提高控制精度。

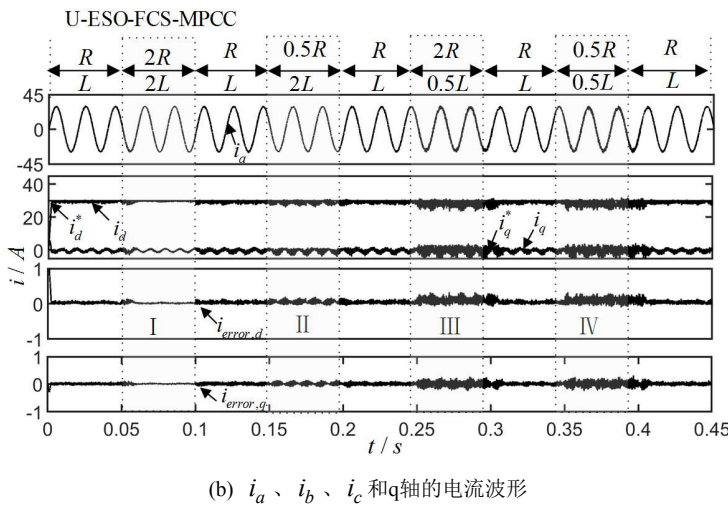
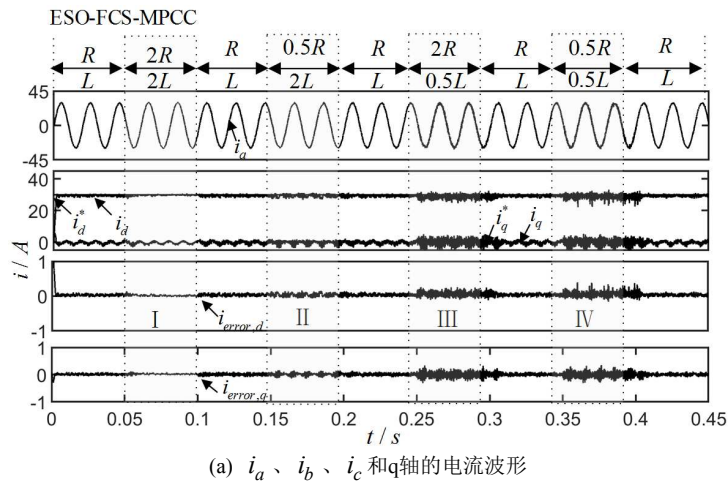


图6 两种控制策略的仿真波形图。

## 6. 结论

针对并网逆变器在参数变化和外部扰动下, 导致 FCS-MPCC 控制精度低以及延时补偿失效的问题, 提出了一种基于超局部模型的扩张状态观测器的预测控制方法。通过与 ESO 控制进行仿真对比, 得出以下结论:

- (1) 根据并网逆变器在参数扰动时的预测模型, 建立了电流的超局部模型, 在传统 ESO 的基础上建立了 U-ESO 的 FCS-MPCC 控制策略, 使控制器的设计得到进一步的简化;
- (2) 利用 U-ESO 对系统的集总误差进行实时估计并补偿状态变量, 解决了在参数扰动过程中补偿控制延时失效的同时, 提高系统的动态响应速度和鲁棒性;
- (3) 虽然 U-ESO 在采样频率较高时, 能够取得较好的控制效果, 但是在采样频率较低的情况下, 性能可能会下降, 值得深入研究;
- (4) 本方法主要以并网逆变器为研究对象, 同样也能为双馈异步风力发电机的抗扰动控制提供一种新的思路。

## 参考文献

- [1] Kouro S, Perez M A, Rodriguez J, et al. Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9 (4): 8-21.
- [2] 罗嘉, 赵浩然, 高术宁, 等. 基于显式模型预测控制和改进虚拟阻抗的双馈风机低电压穿越策略 [J]. 电网技术, 2021, 45 (5): 1716-1723.
- [3] 贾冠龙, 李冬辉, 姚乐乐. 改进有限集模型预测控制策略在三相级联并网逆变器中的应用 [J]. 电网技术, 2017, 41 (1): 245-250.
- [4] 程俊, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 三相储能型准 Z 源并网逆变器有限开关序列模型预测直接功率控制 [J]. 电网技术, 2020, 44 (05): 1647-1655.
- [5] Cortes, Patricio, Rodriguez, et al. Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (2): 1323-1325.
- [6] Pan Donghua, Ruan Xinbo, Bao Chenlei, et al. Capacitor - Current - Feedback Active Damping With Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL - Type Grid-Connected Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (7): 3414-3427.
- [7] Wang Hanwei, Zhang Hui. Study on an Improve Finite - Control - Set - Model Predictive Control (FCS - MPC) Strategy for a T - Type Rectifier with Direct Power Control Strategy [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2021.
- [8] 杨苓, 罗安, 陈燕东, 等. LCL 型逆变器的鲁棒延时补偿并网控制方法及其稳定性分析 [J]. 电网技术, 2015, 39 (11): 3102-3108.
- [9] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (33): 37-37.
- [10] Lee K J, Park B G, Kim R Y, et al. Robust Predictive Current Controller Based on a Disturbance Estimator in a Three - Phase Grid - Connected Inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (1): 276-283.
- [11] Young H A, Perez M A, Rodriguez J. Analysis of Finite-Control-Set Model Predictive Current Control with Model Parameter Mismatch in a Three - Phase Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (5): 3100-3107.
- [12] Wang Yingjie, Wang Chao, Zeng Wei, et al. Multifactorial Prediction Errors Analysis and a Feedback Self - Correction on Model Predictive Control for the Three - Phase Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (5): 3647-3654.
- [13] 杨林, 曾江, 黄仲龙. 线性自抗扰技术在 LCL 逆变器并网电流控制及有源阻尼中的应用 [J]. 电网技术, 2019, 43 (4): 1378-1386.
- [14] Yang Jian, Lv Quanxu, Liu Beibei, et al. ESO-based Finite Set Model Predictive Current Control PMSM Delay Compensation [C]. Chinese Automation Congress (CAC), Shanghai, CHINA, 2020: 3826-3831.
- [15] Fliess. M, Join. C. Model-free control [J]. International Journal Control, 2013, 28 (12): 2228-2252.
- [16] Zhang Yongchang, Liu Xiang, Liu Jie, et al. Model-Free Predictive Current Control of Power Converters Based on Ultra-Local Model [C]. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Buenos Aires, Argentina, 2020: 1089-1093.
- [17] Niu Feng, Li Kui, Wang Yao. Direct Torque Control for Permanent-Magnet Synchronous Machines Based on Duty Ratio Modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (10): 6160-6170.