

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514696

# 并网逆变器自适应滑模无模型预测控制策略

刘春喜<sup>1</sup>, 蔡磊<sup>1</sup>, 李世纪<sup>2</sup>, 赵文江<sup>1</sup>

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105; 2. 国网吉林省电力有限公司超高压公司 长春 130000)

**摘要:**为减少并网逆变器有限控制集模型预测控制性能对系统模型参数的依赖,故提出一种基于自适应滑模观测器的并网逆变器无模型预测控制方法。首先,以超局部模型理论为基础,通过设计自适应滑模观测器精准观测系统集总扰动,有效规避传统方法对精确模型参数的依赖,增强系统的鲁棒性与抗干扰能力。其次,为优化系统架构,引入扩展卡尔曼滤波器替代网侧电压传感器,通过实时估计网侧电压状态,为无模型预测提供关键参数,同时降低系统设计的复杂度。然后,针对数字控制器控制延迟导致的性能下降问题,提出了一种基于一阶线性外推法的改进延迟补偿方法,利用历史电流数据预测计算延迟后的系统状态,将补偿电流用于下一周期预测,提升电流跟踪的实时性与准确性。最后,搭建仿真模型与实验样机,与传统方法进行对比分析。实验结果表明与传统模型预测控制策略相比,所提方法在电感突增时并网电流总谐波失真率降低 36.67%,突减时降低 47.84%;当参考电流发生突变时,系统动态响应速度加快 21.78%,且稳态运行时电流总谐波失真率低至 2.37%,满足并网标准要求。所提策略通过多模块协同优化,有效降低了模型参数依赖性与控制延迟所带来的负面影响,为并网逆变器的高效稳定运行提供了可靠的控制方案。

**关键词:** 并网逆变器; 自适应滑模观测器; 无模型预测控制; 扩展卡尔曼滤波器; 延迟补偿

**中图分类号:** TM464 TH86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Adaptive sliding mode model-free predictive control strategy for grid-connected inverters

Liu Chunxi<sup>1</sup>, Cai Lei<sup>1</sup>, Li Shiji<sup>2</sup>, Zhao Wenjiang<sup>1</sup>

(1. Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;

2. State Grid Jilin Electric Power Co., Ltd., Ultra High Voltage Company, Changchun 130000, China)

**Abstract:** To reduce the dependence of the finite control set model predictive control performance of grid-connected inverters on system model parameters, a model-free predictive control method for grid-connected inverters based on an adaptive sliding mode observer is proposed. Firstly, based on the ultra-local model theory, an adaptive sliding mode observer is designed to accurately observe the total disturbance of the system, effectively avoiding the dependence of traditional methods on precise model parameters and enhancing the robustness and anti-interference ability of the system. To optimize the system architecture, an extended Kalman filter is introduced to replace the grid-side voltage sensor, providing key parameters for model-free prediction by real-time estimation of the grid-side voltage state, while reducing the complexity of system design. To address the performance degradation caused by control delay in digital controllers, an improved delay compensation method based on the first-order linear extrapolation is proposed. By using historical current data to predict the system state after delay, the compensation current is used for the next cycle prediction, improving the real-time performance and accuracy of current tracking. Finally, a simulation model and an experimental prototype are established for comparison and analysis with traditional methods. Experimental results show that, compared with the traditional model predictive control strategy, the proposed method reduces the total harmonic distortion rate of the grid-connected current by 36.67% when the inductance suddenly increases and by the sudden 47.84% decrease. When the reference current undergoes a sudden change, the system dynamic response speed is increased by 21.78%, and the total harmonic distortion rate of the current in steady-state operation is as low as 2.37%, meeting the grid connection standards. The proposed strategy effectively reduces the negative impact of model parameter dependence and control

delay through multi-module collaborative optimization, providing a reliable control solution for the efficient and stable operation of grid-connected inverters.

**Keywords:** grid-connected inverter; adaptive sliding mode observer; model-free predictive control; extended Kalman filter; delay compensation

## 0 引言

随着新能源的应用与发展,并网逆变器作为可再生能源系统与电网之间的关键接口<sup>[1-2]</sup>,其核心作用日益凸显<sup>[3-4]</sup>,同时,先进的控制策略作为逆变器系统的核心环节,其重要性不言而喻。有限控制集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)具有结构简单、易于设计、动态响应时间短等优点<sup>[5-6]</sup>,被广泛应用于逆变器系统的控制环节<sup>[7]</sup>。但 FCS-MPC 方法<sup>[8-9]</sup>对系统模型参数高度依赖<sup>[10-11]</sup>,当系统模型参数出现误差失配时,将严重影响系统的控制性能,降低系统效率<sup>[12-13]</sup>。

针对上述问题,文献[14]提出通过基于最小二乘法的电感参数在线识别方法以获取系统的模型参数,但该方法的参数估计鲁棒性不足,导致辨识结果存在误差。文献[15]提出了一种级联 H 桥逆变器的电流控制策略,通过设计观测器来增强系统的抗干扰能力,提升参数失配时的并网电流质量,但该方法对控制器的计算能力要求严格。文献[16]提出了一种基于无差拍控制的无模型预测控制策略,并将其应用于电压源型逆变器。该控制方案使用带有外源输入的自回归模型和递归最小二乘估计算法进行参数识别以表示物理系统,增强了系统的鲁棒性,但该方法整体过程计算量巨大,将极大增加处理器的计算负担。

为了避免模型参数对 FCS-MPC 的影响,基于超局部模型的无模型预测控制策略受到了密切关注<sup>[17]</sup>。文献[18]提出了一种新的无模型预测控制方法应用于准 Z 源逆变器。通过依赖超局部模型克服了这一限制,消除了对精确参数匹配的需要,增强了系统的抗扰能力。文献[19]提出了一种基于 LCL 滤波器的三电平并网逆变器超局部无模型预测电流控制方法。基于超局部理论,构造了带 LCL 滤波器的 GCI 的三阶超局部模型,增强了参数失配下的动态响应能力和系统在噪声环境下的鲁棒性,但该方法设计过程较为复杂。文献[20]提出了一种基于自适应超局部的三矢量无模型预测电流控制策略,该方法可实时观测系统扰动,消除了参数对三矢量模型预测电流控制的影响。

此外,传统 FCS-MPC 方法在并网逆变器实时应用中存在控制延迟问题<sup>[21]</sup>。针对这一问题,国内外学者提出了多种补偿方法,主要可分为间接补偿法和直接补偿法两大类。文献[22]采用间接补偿法通过引入预估器和

自适应控制策略对系统进行延迟补偿。然而,间接补偿法通常需要结合其他控制策略,将会增大系统的设计难度。文献[23]采用两步预测的直接补偿法,利用当前时刻的状态预测值提前一步计算控制变量,以实现系统的延迟补偿。尽管直接补偿法已被广泛应用于并网逆变器 FCS-MPC 控制中,但在系统运行时,系统参数会因负载突变、环境温度变化或功率器件老化等因素发生动态变化,而直接补偿法需依赖固定延时模型难以适应这些不确定性变化。

鉴于此,为了摆脱模型参数对系统的影响,提升系统的鲁棒性,增强系统的抗噪能力,提出了一种基于自适应滑模观测器的并网逆变器无模型预测控制方法。与传统基于超局部模型的无模型预测控制相比,所提方法通过自适应滑模观测器对系统集总扰动进行精准观测,以增强系统在复杂工况下的鲁棒性和稳定性。同时,该方法利用扩展卡尔曼滤波器(extended Kalman filter, EKF)对网侧电压进行在线估计,降低了系统的硬件依赖性和设计成本。此外,为进一步优化补偿策略,提高系统的动态响应性能,提出一种改进的补偿方法,以改善 FCS-MPC 方法存在的延迟问题。

## 1 传统 FCS-MPC 方法及基于超局部模型的无模型预测方法

### 1.1 传统 FCS-MPC 方法与参数扰动分析

有限控制集模型预测控制的核心在于,在每个控制周期内利用系统的数学模型,实时预测所有有限个可能的控制动作在未来的系统行为,并利用一个代价函数来评估每个预测行为的优劣,最终直接将使性能最优的那个控制动作应用于被控对象。

传统的电压源型三相两电平并网逆变器的拓扑结构如图 1 所示,  $V_{dc}$  表示逆变器直流侧电压,  $R$  和  $L$  分别表示线路等效电阻和滤波电感,  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  表示网侧电压,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  表示三相并网电流。

三相两电平并网逆变器可能的 8 种电压状态矢量及对应于不同的开关状态如图 2 所示。

由图 1 可知,两电平并网逆变器在  $dq$  坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - Ri_d - e_d + \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - Ri_q - e_q - \omega Li_d \end{cases} \quad (1)$$

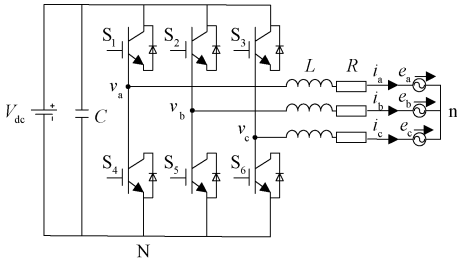


图 1 并网逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of grid-connected inverter

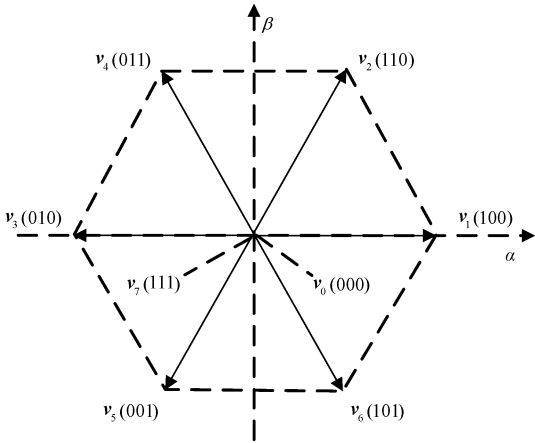


图 2 并网逆变器电压状态矢量

Fig. 2 Voltage state vector of grid-connected inverter

式中:  $\omega$  表示电网的旋转角频率;  $u_d$  和  $u_q$  表示  $dq$  坐标系下并网逆变器的输出电压分量;  $e_d$  和  $e_q$  表示  $dq$  坐标系下的电网电压分量;  $i_d$ 、 $i_q$  表示  $dq$  坐标系下的并网电流分量。

对式(1)进行离散处理, 进一步得到并网逆变器  $dq$  坐标系下的离散数学模型为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_d(k) + \frac{T_s}{L} (u_d(k) - e_d(k) + \omega Li_q(k)) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_q(k) + \frac{T_s}{L} (u_q(k) - e_q(k) - \omega Li_d(k)) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $T_s$  表示逆变器的采样周期;  $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$  表示  $k$  时刻逆变器的输出电压;  $e_d(k)$ 、 $e_q(k)$  表示  $k$  时刻的网侧电压;  $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$  表示  $k$  时刻逆变器的并网电流;  $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$  表示  $k+1$  时刻逆变器的并网电流。

在 FCS-MPC 中需通过价值函数最小化以得到最优的控制矢量。两电平并网逆变器由于其有 8 个电压矢量, 因此需要迭代 8 次, 以得到最小化价值的函数。

$$g = |i_d^{\text{ref}}(k+1) - i_d(k+1)| + |i_q^{\text{ref}}(k+1) - i_q(k+1)| \quad (3)$$

式中:  $i_d^{\text{ref}}(k+1)$ 、 $i_q^{\text{ref}}(k+1)$  表示  $k+1$  时刻逆变器并网电流参考值。

由式(2)可知, 在传统 FCS-MPC 控制过程中, 预测电流严重依赖模型参数  $R$ 、 $L$ , 当参数变化时, 预测电流将会出现偏差, 严重影响系统性能。参数  $R$ 、 $L$  在  $[-50\%, 100\%]$  变化时, 对预测电流的影响如图 3 所示。

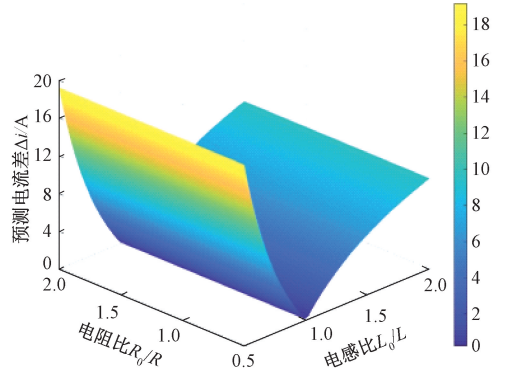


图 3  $R$ 、 $L$  扰动对预测电流影响

Fig. 3 The influence of  $R$  and  $L$  disturbances on the predicted current

由图 3 可知, 当电阻发生波动时, 对预测电流影响较小, 而当电感波动时, 预测电流将产生较大波动。因此为深入揭示电感参数失配的影响机制, 对其进行敏感性分析。考虑电感参数存在偏差, 即控制器中使用的参数为  $L_0 = L + \Delta L$ , 则电流的预测误差可以近似表示为:

$$\Delta i_{dq}(k+1) \approx \frac{\partial i_{dq}(k+1)}{\partial L} \Delta L = \frac{T_s}{L^2} R i_{dq}(k) \Delta L - \frac{T_s}{L^2} [u_{dq}(k) - e_{dq}(k) + \omega Li_{qd}(k)] \Delta L - \frac{T_s \omega i_{qd}(k)}{L} \Delta L \quad (4)$$

由式(4)可知, 预测误差  $\Delta i_{dq}(k+1)$  并非与参数误差  $\Delta L$  成简单的线性关系, 而是与系统当前的运行状态(如电流  $i_{dq}(k)$  及电压差  $u_{dq}(k) - e_{dq}(k)$ ) 紧密相关。在动态过程或非额定工况下, 这种耦合关系会显著放大参数失配的负面影响, 导致价值函数无法准确评估未来时刻的系统行为, 从而选取非最优的电压矢量, 最终恶化系统控制性能。因此, 探索不依赖于精确模型参数的控制策略具有重要的理论意义和实用价值。

### 1.2 基于超局部模型的无模型预测方法

为了解决 FCS-MPC 对精确模型参数的依赖, 切实提高逆变器的控制精度, 已有学者对基于超局部模型的 MFPC 方法进行研究。

具有扰动的并网逆变器数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L+L'}[u_d - (R+R')i_d - e_d + \omega Li_q] \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L+L'}[u_q - (R+R')i_q - e_q - \omega Li_d] \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $L'$  和  $R'$  表示参数失配时滤波电感和电阻带来的误差。其中  $L' = L_0 - L, R' = R_0 - R, L_0$  和  $R_0$  表示控制器使用的电感和电阻,  $L$  和  $R$  表示实际的电感和电阻。通过三相两电平并网逆变器的超局部模型可将式(5)推导为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \left(\frac{1}{L+L'} - a\right)u_d - \frac{1}{L+L'}[(R+R')i_d + e_d - \omega Li_q] + au_d \\ \frac{di_q}{dt} = \left(\frac{1}{L+L'} - a\right)u_q - \frac{1}{L+L'}[(R+R')i_q + e_q + \omega Li_d] + au_q \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)改写为:

$$\frac{di_{dq}}{dt} = F_{dq} + au_{dq} \quad (7)$$

式中:  $F_{dq}$  表示并网逆变器的集总扰动;  $a$  表示逆变器电压比例系数(通常设为  $1/L$ )。对式(7)进行离散化处理可得:

$$i_{dq}(k+1) = T_s(F_{dq}(k) + au_{dq}(k)) + i_{dq}(k) \quad (8)$$

由式(7)可知,当逆变器参数失配即  $a$  改变时,可通过  $F_{dq}$  对其进行补偿<sup>[24]</sup>。由文献[19,24]可知:

$$F_{dq} = -\frac{6}{T_s^3} \int_0^{T_s} [(T_s - 2x)i_{dq}(x) + ax(T_s - x)u_{dq}(x)] dx \quad (9)$$

## 2 自适应滑模观测器无模型预测方法

滑模观测器是一类基于变结构控制的动态估计器,其通过设计不连续反馈控制律,迫使系统状态的估计误差在有限时间内收敛至预设的滑模面,并维持在该滑模面邻域内运动。该机制使得观测器对匹配不确定性及扰动具备强鲁棒性,并已在多个工程领域展现出优良的估计性能。

### 2.1 自适应滑模观测器设计

为精准估计系统中的集总扰动  $F_{dq}$  根据式(7),可得到并网逆变器的数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_{dq}}{dt} = F_{dq} + au_{dq} \\ \frac{dF_{dq}}{dt} = f_{dq} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $f_{dq}$  代表集总扰动  $F_{dq}$  的变化率,其在任意时刻均有界,即  $|f_{dq}| \leq \Delta, \Delta$  为一个常数。

根据式(10),提出一种自适应滑模观测器(adaptive

sliding mode observer, ASMO)来进行集总扰动  $F_{dq}$  的观测,即:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{dq}}{dt} = \hat{F}_{dq} + au_{dq} + M_{sdq} \\ \frac{d\hat{F}_{dq}}{dt} = g_{dq}M_{sdq} \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $\hat{i}_{dq}$  表示电流的估计值;  $\hat{F}_{dq}$  表示集总扰动  $F_{dq}$  的估计值;  $a$  表示电压比例系数,通常取值为  $1/L$ ;  $M_{sdq}$  表示 ASMO 的控制函数;  $g_{dq}$  表示 ASMO 的设计参数,需满足  $g_d, g_q \in R^+$ 。

定义电流估计误差  $\bar{i}_{dq} = \hat{i}_{dq} - i_{dq}$  和扰动估计误差  $\bar{F}_{dq} = \hat{F}_{dq} - F_{dq}$  将原系统模型(10)与观测器模型(11)相减,可得误差动态系统方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_{dq}}{dt} = \bar{F}_{dq} + M_{sdq} \\ \frac{d\bar{F}_{dq}}{dt} = g_{dq}M_{sdq} - f_{dq} \end{cases} \quad (12)$$

该误差系统描述了观测误差的动态演化过程,选取滑模面为电流估计误差本身则有:

$$s_{dq} = \hat{i}_{dq} - i_{dq} \quad (13)$$

因此,滑模面的收敛等价于电流估计误差的收敛。为使系统状态在有限时间内到达并稳定在滑模面上,需要设计合适的趋近律。传统的固定增益趋近律(如  $\dot{s} = -k \text{sgn}(s)$ )在平衡点附近易引发高频抖振。因此,为进一步抑制传统滑模观测器固有的高频抖振问题,引入自适应增益调节策略,在保持快速收敛性的同时,有效改善估计平滑度与系统的控制性能。所设计的改进型自适应滑模趋近律为:

$$\dot{s} = -B \text{sgn}(s) - \lambda s \quad (14)$$

其中,自适应增益  $B$  定义为:

$$B = \frac{k}{\gamma + \left(1 + \frac{1}{|x|} - \gamma\right) e^{-\eta|s|}} \quad (15)$$

式中:  $k > 0; 0 < \gamma < 1; \eta > 0; x$  为系统相关的状态参数。

由式(14)分析可得,当系统状态远离滑模面,即滑模切换函数  $|s|$  较大时  $B \approx k/\gamma$  增益增大以确保快速趋近;当接近滑模面,即  $|s|$  减小时,参数  $B$  自适应衰减至约  $k|x|/(1+|x|)$ ,从而平滑切换过程、抑制抖振,实现对滑模面的动态自适应。

基于所设计的趋近律,并代入式(13)可设计滑模控制项为:

$$M_{sdq} = -B \text{sgn}(\bar{i}_{dq}) - \lambda \bar{i}_{dq} \quad (16)$$

### 2.2 自适应滑模观测器稳定性分析

为保证所设计的自适应滑模观测器的收敛性,需构



所以设计 EKF 方程为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_k \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_k u(k) + \boldsymbol{\nu}(k) \\ \hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}(k) + \boldsymbol{\omega}(k) \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $\mathbf{A}_k = \mathbf{A}; \mathbf{B}_k = \mathbf{B}; \mathbf{H}_k = \mathbf{H}$ 。

基于上一时刻的最优估计预测当前状态,即:

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k) = \mathbf{A}_k \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{B}_k u(k-1) \quad (31)$$

预测状态估计的不确定性为:

$$\mathbf{P}^-(k) = \mathbf{A}_k \mathbf{P}(k-1) \mathbf{A}_k^T + \mathbf{Q} \quad (32)$$

式中:  $\mathbf{Q}$  为离散过程的噪声协方差矩阵,通常为对角阵,其元素大小反映了对相应状态变量模型置信度的强弱。

计算卡尔曼增益,权衡预测值与测量值的可信度,即:

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}^-(k) \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}^-(k) \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (33)$$

式中:  $\mathbf{R}$  为离散测量噪声协方差矩阵。若测量噪声大,则  $\mathbf{R}$  取值大,增益  $\mathbf{K}$  算法更相信预测值;反之则更相信测量值。

用测量值进行先验预测修正,得到最优状态估计式为:

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \hat{\mathbf{x}}^-(k) + \mathbf{K}(k) (\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}^-(k)) \quad (34)$$

式中:  $\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}^-(k)$  被称为“新息”,代表了测量值与预测值之间的差异。

更新状态估计的不确定性为:

$$\mathbf{P}(k) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \mathbf{H}_k) \mathbf{P}^-(k) \quad (35)$$

EKF 的性能高度依赖于过程噪声协方差矩阵  $\mathbf{Q}$  和测量噪声协方差矩阵  $\mathbf{R}$  的选取。其中,  $\mathbf{Q} = \text{diag}(q_{11}, q_{22}, q_{33}, q_{44})$  的取值基于对系统状态动态特性的先验知识:电流状态的噪声方差 ( $q_{11}, q_{22}$ ) 取值较小 ( $10^{-2}$ ),反映了电流在采样周期内变化的连续性;电网电压状态的噪声方差 ( $q_{33}, q_{44}$ ) 取值相对较大 ( $10^{-1}$ ),以表征其可能存在的缓慢波动。测量噪声协方差矩阵  $\mathbf{R} = \text{diag}(r_{11}, r_{22})$  则根据电流传感器的实际测量精度确定,取值 ( $10^{-1}$ ) 与传感器的噪声水平相匹配。通过上述配置,EKF 能够在模型准确性与对测量值的信任度之间取得良好平衡,实现高精度的电压估计。

通过 EKF 的使用,可实时获得状态向量  $\hat{\mathbf{x}}(k)$  的最优估计,其中即包含了需要观测的网侧电压  $\hat{e}_\alpha(k)$  和  $\hat{e}_\beta(k)$ 。成功替代了物理电压传感器,为无模型预测控制提供了关键信息。同时,避免了传感器老化、损坏导致的系统故障,从结构上提升了系统的可靠性。图 5 为所提方法的系统结构图。

## 4 FCS-MPC 的改进延迟补偿方法

### 4.1 控制延迟的影响

在三相两电平并网逆变器的模型预测控制中,若忽略数字控制系统的计算时间,可实现理想的无延时控制。

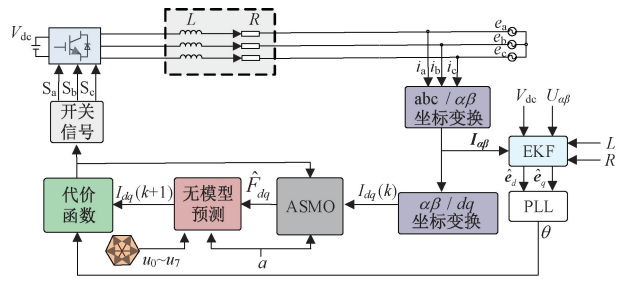


图 5 系统结构

Fig. 5 System structure

其流程如下:在  $t_k$  时刻采样得到电流值,基于此瞬时状态预测所有备选电压矢量作用下  $t_{k+1}$  时刻的电流。随后,根据价值函数最小化的原则,选出最优电压矢量并在  $t_k$  时刻立即施加。在此理想模型中,由于预测与执行无缝衔接,逆变器在  $t_{k+1}$  时刻的实际输出电流能够与之前的预测值高度一致。

无计算延迟的预测电流控制流程如图 6 所示。

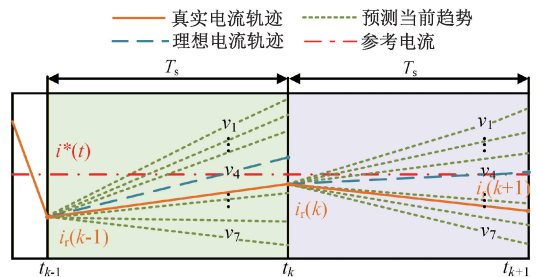


图 6 无计算延迟的预测电流控制流程

Fig. 6 Predictive current control process without computational delay

实际系统中,计算延迟致使控制电压  $v_4$  的执行时刻  $t_k + \delta'$  严重滞后于其决策时刻  $t_k$ 。这种决策与执行的脱节,使得基于  $t_k$  时刻电流  $i_r(k)$  所预测的“最优”电压  $v_4$ ,在延迟  $\delta'$  后施加时已无法匹配系统的实际状态,因此引发电流跟踪偏差。该偏差具有累积性,若不加补偿,数周期后便会显现为明显的控制性能恶化。

有计算延迟的预测电流控制如图 7 所示。

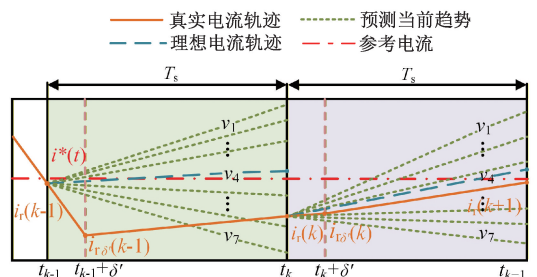


图 7 有计算延迟的预测电流控制流程

Fig. 7 Predictive current control process with computational delay

### 4.2 改进的延迟补偿方法

为有效补偿数字控制中的计算延迟,提出了一种基于一阶线性外推预测模型的改进延迟补偿方法,如图 8 所示。

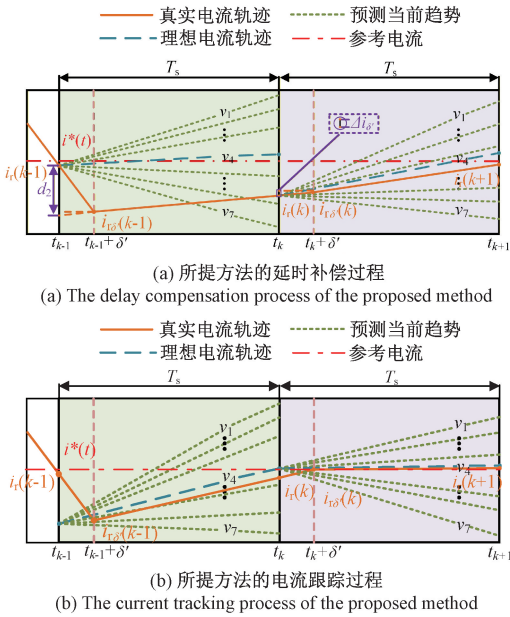


图 8 所提延时补偿方法

Fig. 8 The proposed delay compensation method

补偿过程如图 8(a) 所示。该方法的核心思想是:在  $k$  时刻采样后,不仅获取当前信息,更预测到计算完成时刻  $t_k + \delta'$  的系统状态,从而将一个虚拟的、超前的电流观测值  $i_{ib}(k)$  用于价值函数评估,使预测控制器的决策基准更接近系统在电压矢量作用时的真实初始状态,最终提升电流跟踪精度。

在一个足够小的采样周期  $T_s$  内,可以合理假设并网电流的变化是近似线性的,即电流变化率在相邻采样点间基本恒定。因此,可利用最近的历史电流数据来外推未来的电流变化趋势。首先,计算最近两个历史时段内的电流变化量,以此表征变化趋势。定义时段  $[k-2, k-1]$  的电流变化量为  $d_1$ ,时段  $[k-1, k]$  的电流变化量为  $d_2$ ,则  $d_1, d_2$  可计算为:

$$d_1 = i_r(k-1) - i_r(k-2) \quad (36)$$

$$d_2 = i_r(k) - i_r(k-1) \quad (37)$$

式中:  $i_r(k)$  为  $k$  时刻的电流参考值。考虑到系统动态的连续性,时段  $[k, k+1]$  的电流变化量  $d$  可近似为  $d_1$  与  $d_2$  的加权平均或直接沿用最新的变化趋势  $d_2$ 。为强调最新动态并简化计算,取  $d = d_2$  即认为当前时刻的变化趋势将在下一个周期内得以延续。

计算延迟  $\delta'$  通常小于一个采样周期  $T_s$ 。目标是从当前  $k$  时刻的电流值  $i_r(k)$  预测出延迟时段结束时刻  $t_k + \delta'$

的电流值  $i_{ib}(k)$  基于建立的一阶线性模型,从  $k$  时刻到  $t_k + \delta'$  时刻的电流变化量  $\Delta i$  可以通过比例关系求得:

$$\Delta i_{\delta'} = d \frac{\delta'}{T_s} = d_2 \frac{\delta'}{T_s} \quad (38)$$

式(38)将整个采样周期  $T_s$  内预计发生的变化量  $d_2$ ,按时间比例  $\delta'/T_s$  缩放放到延迟时段  $\delta'$  内。由此,可得到经延迟补偿后的超前电流观测值  $i_{ib}(k)$  为:

$$i_{ib}(k) = i_r(k) + \Delta i_{\delta'} = i_r(k) + (i_r(k) - i_r(k-1)) \frac{\delta'}{T_s} \quad (39)$$

所提方法补偿后的电流跟踪过程如图 8(b) 所示,补偿后的电流  $i_{ib}(k)$  作为预测模型的新起点,纠正了因计算延迟导致的预测模型初始状态误差。使系统能够更准确地预测未来时刻的电流值,从而优化控制器的开关状态决策。

### 4.3 严苛工况下延迟补偿性能分析

所提一阶线性外推法在稳态和缓变工况下能有效补偿延迟,但在高频扰动或系统参数突变等严苛工况下,其性能需结合整个控制系统进行综合评估。此时,单纯的线性外推预测可能因系统动态变化剧烈而引入误差。然而,所提策略的优势在于其多模块协同优化的架构:

与 ASMO 的协同:当参数突变或高频扰动引起系统动态剧变时,自适应滑模观测器能够快速、准确地观测并补偿由此产生的集总扰动  $F_{dq}$ 。这相当于为系统提供了一个“动态基底”,使得即使线性外推法在瞬时精度上有所不足,系统的整体控制性能仍然可以通过扰动补偿得以维持和优化。

与 EKF 的协同:扩展卡尔曼滤波器对网侧电压的平滑估计,有效滤除了电网电压中的高频噪声,为延迟补偿模块提供了相对平稳、可靠的电压状态信息,降低了输入信号的噪声对线性预测环节的干扰。

因此,所提延迟补偿方法并非孤立运行,而是与 ASMO、EKF 共同构成了一个鲁棒的控制系统。在严苛工况下,各模块间的协同作用确保系统依然能表现出优于传统方法的性能。

## 5 仿真对比较证

为验证所提基于改进自适应滑模观测器的无模型预测控制方法(model-free predictive control method based on improved adaptive sliding mode observer, ISMO-MFPC)方法的可行性,搭建 MATLAB/Simulink 仿真模型与传统 FCS-MPC 方法、基于 sgn 的无模型预测方法(model-free predictive method based on sgn, S-MFPC)进行对比实验,主要仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真与实验参数

Table 1 Simulation and experimental parameters

参数	数值
直流电压 $V_{dc}/V$	540
电网电压有效值 $e/V$	380
电网基频 $f/Hz$	50
参考电流 $i_{ref}/A$	20
滤波电感 $L/H$	0.01
寄生电阻 $R/\Omega$	1
采样频率 $T_s/\mu s$	50
自适应滑模观测器增益 $k$	0.2
自适应滑模观测器系数 $\gamma$	0.1
自适应滑模观测器系数 $\eta$	2

5.1 稳态对比验证

所提 ISMO-MFPC 方法与传统 FCS-MPC 方法在稳态时的网侧电流电压波形如图 9 所示。可见在稳态时两种方法的电压与电流相位近乎一致,均能实现良好的并网效果。



图 9 稳态并网电流和电网电压

Fig. 9 Steady-state grid-connected current and grid voltage

5.2 扰动对比验证

为进一步验证所提方法在参数失配时的稳定性,将电感值增大到原值的 2 倍,对比 3 种方法的并网电流波形。由图 10 可知 3 种方法的电流总谐波失真率分别为 3.26%、2.68%、2.08%。可见所提 ISMO-MFPC 方法在电感突增时的控制效果优势显著。

将电感值减小至原来的 1/2 由图 11 可知 3 种控制方法的电流总谐波失真率分别为 4.44%、2.96%、2.38%。可见所提方法在电感参数失配时总能保持更低的电流总谐波失真率,展现出了良好的控制效果。

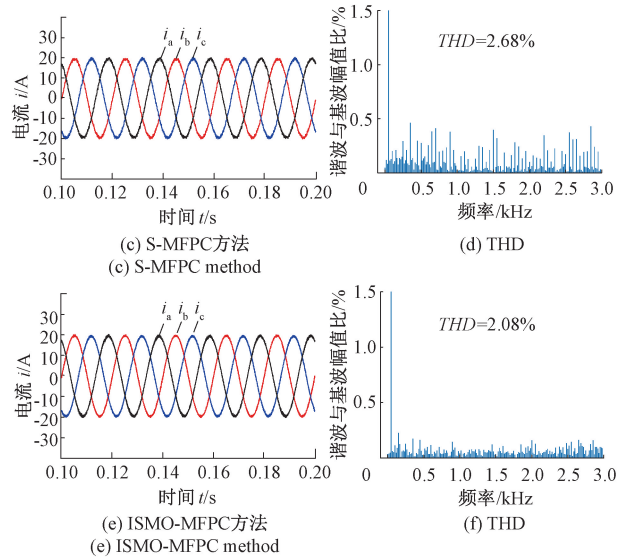
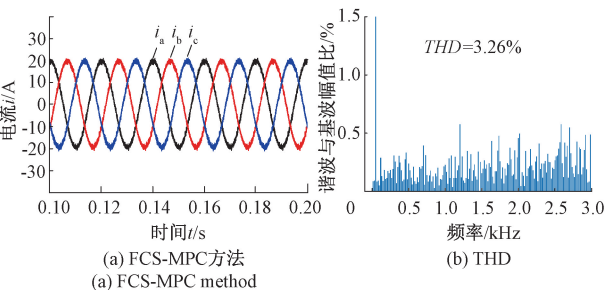


图 10  $L_0/L=2$  时的并网电流及 FFT 分析结果

Fig. 10 The grid-connected current and FFT analysis results when  $L_0/L=2$

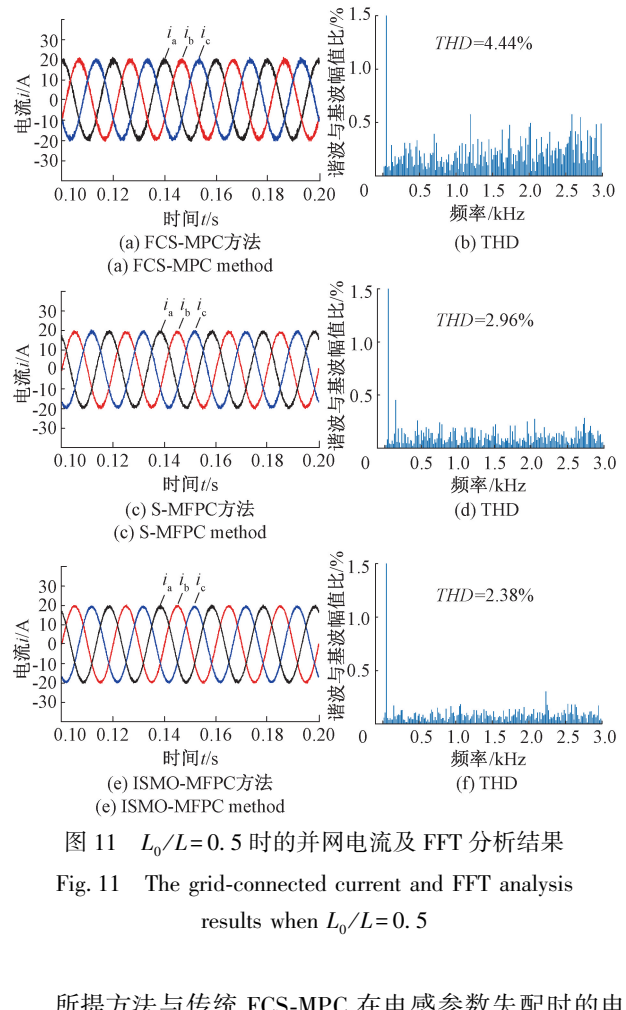


图 11  $L_0/L=0.5$  时的并网电流及 FFT 分析结果

Fig. 11 The grid-connected current and FFT analysis results when  $L_0/L=0.5$

所提方法与传统 FCS-MPC 在电感参数失配时的电流跟踪误差如图 12 所示。可见 ISMO-MFPC 方法的电流

跟踪效果显著优于传统 FCS-MPC 方法, 验证了 ISMO-MFPC 方法在相同条件下有效解决了传统 FCS-MPC 方法过度依赖精确模型参数的弊端, 同时降低了控制延迟的负面影响。

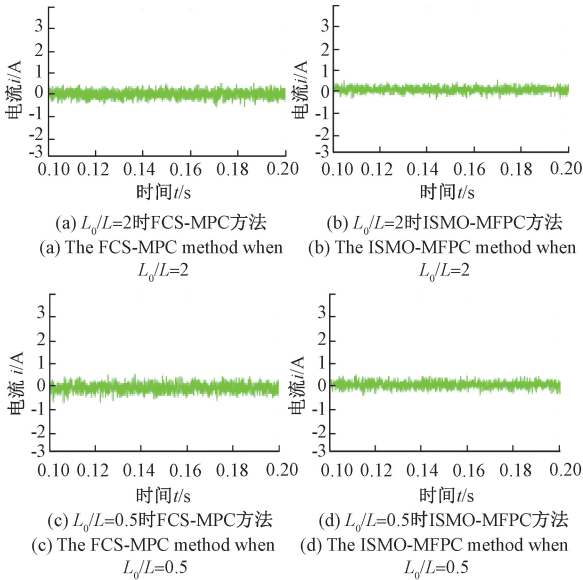


图 12 参数失配时的电流跟踪误差

Fig. 12 Current tracking error when parameters are mismatched

为进一步验证所提延迟补偿方法在严苛工况下的性能表现, 将电感值突增到原值的 2 倍, 分别对关闭延迟补偿模块的 ISMO-MFPC 策略与开启延迟补偿模块的 ISMO-MFPC 策略进行仿真测试。由图 13 可知关闭延迟补偿模块的系统, 其 THD 为 2.23%, 而开启该模块的系

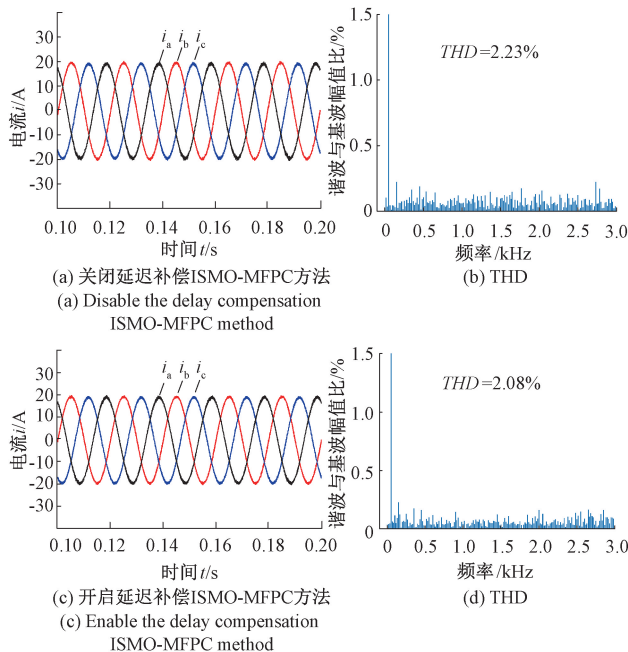


图 13 延迟补偿模块性能对比

Fig. 13 Performance comparison of delay compensation modules

统 THD 降低至 2.08%。这证明所提延迟补偿方法在严苛工况下仍能有效改善系统性能。

### 5.3 动态性能对比验证

为验证所提方法的动态响应性能, 在 0.14 s 时将参考电流由 20 A 突减到 10 A 并对比传统 FCS-MPC 方法。由图 14 可知传统 FCS-MPC 方法的动态响应时间为 359.91  $\mu$ s, 所提 ISMO-MFPC 方法的动态响应时间为 251.98  $\mu$ s, 所提方法对比传统方法响应速度提高了 30.0%, 可见所提方法具有优异的动态响应性能。

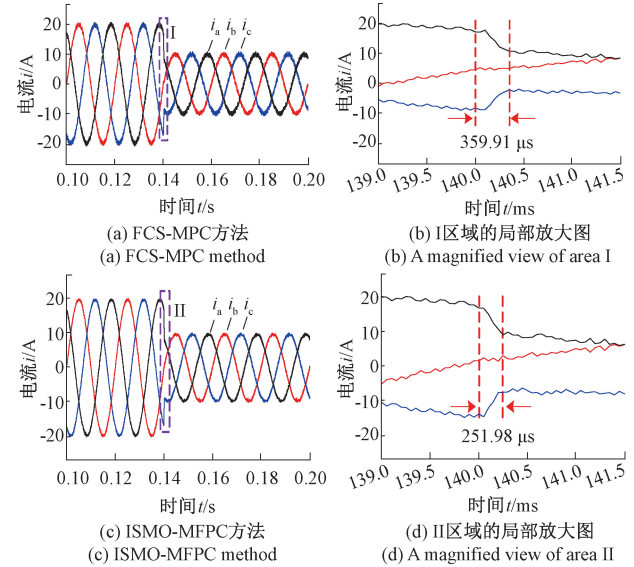


图 14 参考电流由 20 A 突变到 10 A

Fig. 14 The reference current changes from 20 A to 10 A

## 6 实验验证

为了进一步验证所提方法的并网有效性, 搭建如图 15 所示的半实物实验样机, 使用 YXSPACE-SP2000 快速原型作为控制器执行控制算法。通过稳态和扰动实验, 将所提 ISMO-MFPC 方法与上述传统 FCS-MPC 方法、S-MFPC 方法进行对比, 验证所提方法的有效性。实验参数如表 1 所示, 使用直流电源提供直流电压, 最终经并网接入点汇入电网。



图 15 实验平台

Fig. 15 Experimental platform

### 6.1 ISMO-MFPC 计算复杂度分析

为评估所提 ISMO-MFPC 方法在实际处理器上的可行性,对其计算复杂度进行具体分析。ASMO 模块基于式(11)~(16)实现,每个采样周期内滑模面计算涉及1次减法操作,自适应增益调节包含指数函数、除法和乘法运算,约需5次浮点操作;扰动估计更新需2次积分和反馈校正,约需10次浮点操作。整体上,ASMO 模块每个周期需约15~20次浮点运算。EKF 模块用于网侧电压估计,基于式(30)~(35)实现,状态预测需 $4 \times 4$ 矩阵乘法,约16次操作;协方差更新需矩阵乘法和加法,约20次操作;卡尔曼增益计算涉及矩阵求逆和乘法,复杂度为 $O(n^3)$ ,但因维度低( $n=4$ ),实际需约30次操作。EKF 模块每个周期总运算量约60~70次浮点操作。延迟补偿与无模型预测决策单周期浮点操作量约50~60次。考虑到实际工程中存在的冗余操作,ISMO-MFPC 方法单周期总运算量约150~200次操作。实验采用 YXSPACE-SP2000 快速原型控制器,其基于主频为200 MHz 的 TMS320F28377 高性能 DSP 处理器,每个指令周期约5 ns,理论上每个采样周期可执行10 000条指令。ISMO-MFPC 方法的计算量远未达到负载上限。在实验过程中,各模块的计算任务均能按时完成,未出现超载或延迟累积现象。因此,尽管 ASMO 和 EKF 引入了额外计算量,但其复杂度可控,可适用于实际工程。

### 6.2 稳态对比实验

在系统稳定参考电流为20 A时,分别对传统 FCS-MPC 方法、S-MFPC 方法以及所提 ISMO-MFPC 方法进行实验对比分析。图16为3种方法的并网电流波形图。

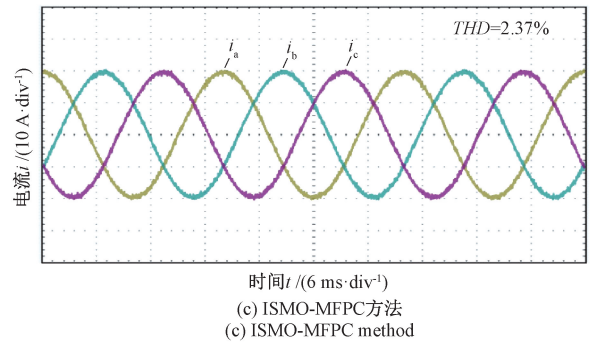
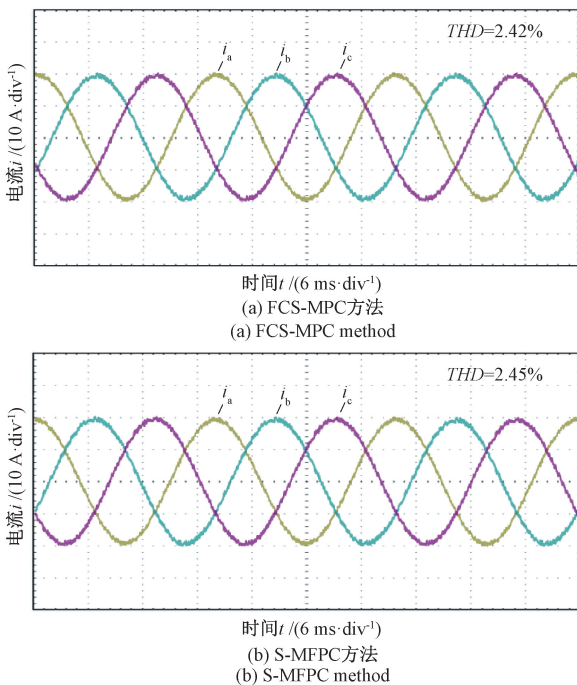


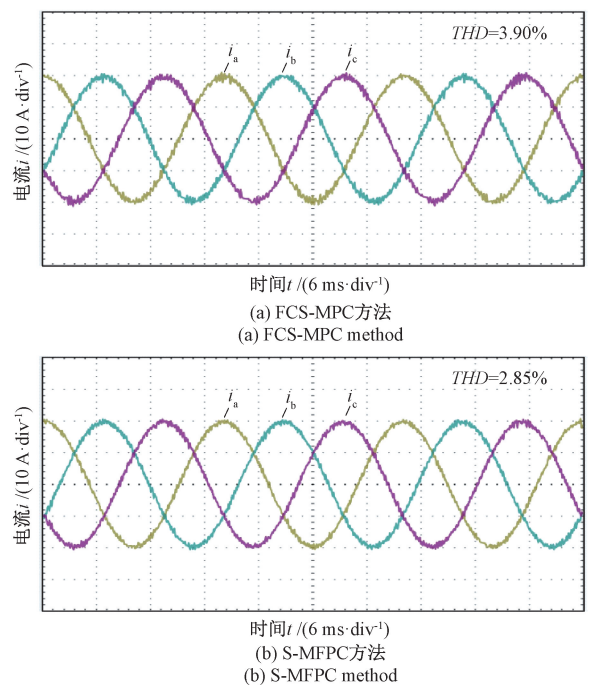
图16 3种方法的并网电流波形

Fig. 16 Three methods of grid-connected current waveform

其中 FCS-MPC 方法、S-MFPC 方法以及 ISMO-MFPC 方法作用下系统的并网电流 THD 分别为 2.42%、2.45%、2.37%。3种方法 THD 值相差不多,可见 ISMO-MFPC 方法在系统稳定时与 FCS-MPC 方法性能相近,能够满足并网要求。

### 6.3 扰动对比实验

为了验证 ISMO-MFPC 方法对系统参数变化的敏感性,进行了扰动对比实验。图17为电感扰动变大为原来的2倍时,FCS-MPC 方法、S-MFPC 方法与 ISMO-MFPC 方法的并网电流波形图。从图17中可以看出,当电感扰动变大时3种方法作用下系统的并网电流 THD 分别为3.90%、2.85%、2.47%。所提方法 THD 对比传统 FCS-MPC 方法降低了36.67%,对比 S-MFPC 方法降低了13.33%。由此可见,传统 FCS-MPC 方法严重依赖系统模型参数,当参数变化时,THD 值变化剧烈;而所提方法



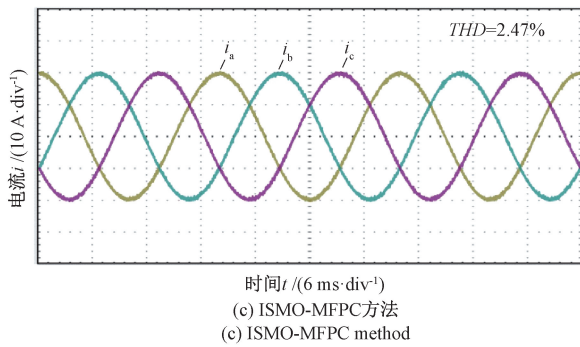


图 17  $L_0/L=2$  时的并网电流波形

Fig. 17 Waveform of grid-connected current when  $L_0/L=2$

极大降低了对系统模型参数的依赖,切实提高了系统的控制性能。同时对比基于符号函数的 S-MFPC 方法,所提方法的抖振更小、电流波形更优,控制效果更好。

图 18 为电感扰动变为原来的 1/2 时,3 种方法的并网电流波形图。

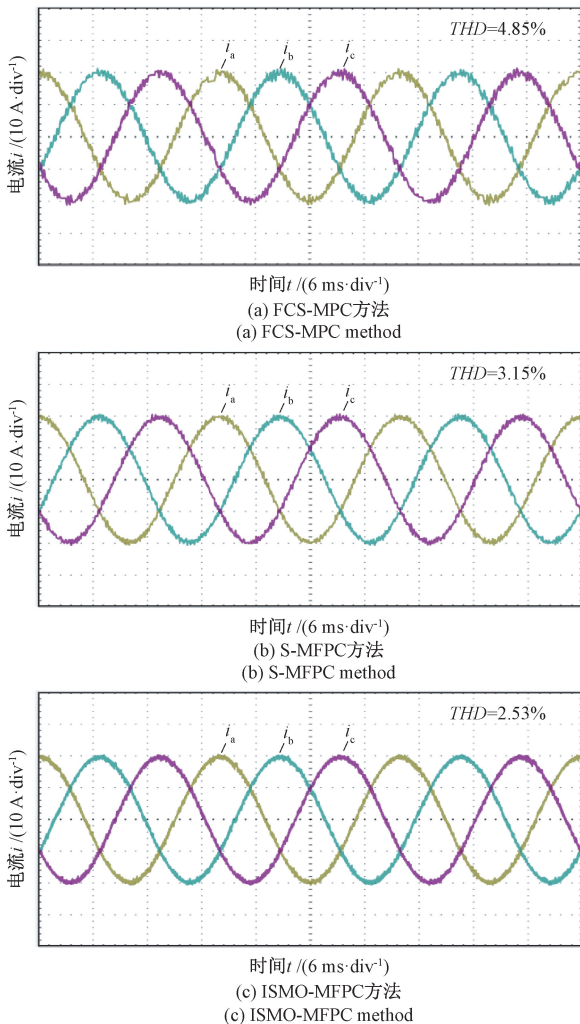


图 18  $L_0/L=0.5$  时的并网电流波形

Fig. 18 Waveform of grid-connected current when  $L_0/L=0.5$

由图 18 可以看出当电感扰动减小时,FCS-MPC 方法、S-MFPC 方法与 ISMO-MFPC 方法作用下的并网电流 THD 分别为 4.85%、3.15%、2.53%。可见 ISMO-MFPC 方法在系统参数变化时 THD 值波动最小,稳定性最佳。所提方法相比于 FCS-MPC 方法 THD 减小了 47.84%,相比于 S-MFPC 方法 THD 减小 19.68%,且电流波形更优。可见,ISMO-MFPC 方法能够在系统参数失配时展现出良好的控制性能。

### 6.4 动态性能对比实验

为验证 ISMO-MFPC 方法的动态响应性能与延迟补偿效果,将参考电流从 20 A 突降至 10 A,对比其与 FCS-MPC 方法的响应速度。从图 19 可知,在参考电流发生突变时,ISMO-MFPC 的响应时间为 0.887 ms,而 FCS-MPC 的响应时间为 1.134 ms,所提方法的响应速度提升了 21.78%。同时,对比 FCS-MPC 方法,ISMO-MFPC 方法的并网电流总谐波失真率更低。结果表明,ISMO-MFPC 方法具有更短的响应时间与更优的动态性能,整体控制效果更为优越。

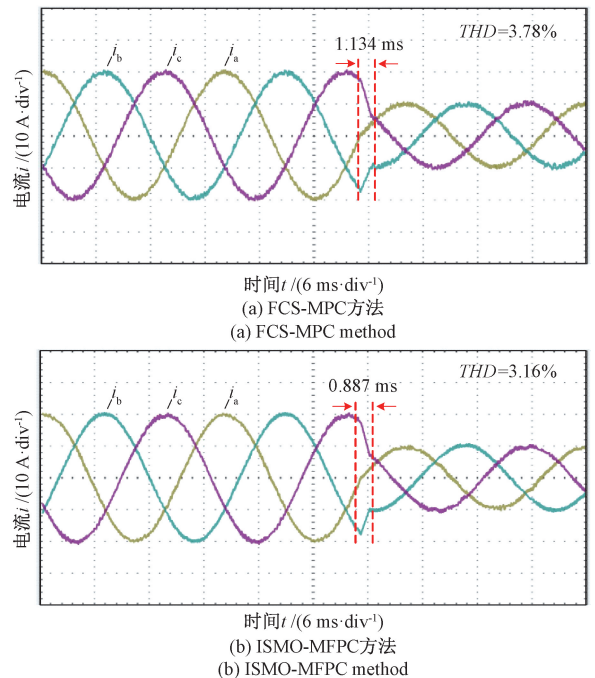


图 19 参考电流由 20 A 突变到 10 A

Fig. 19 The reference current changes from 20 A to 10 A

### 6.5 EKF 电压跟踪实验

为验证 EKF 的估计性能,在电网电压骤降 80% 的条件下观察其估计效果。图 20 表明,EKF 能够迅速跟踪电压动态过程,从而保障系统稳定运行,展现出了良好的估计性能。

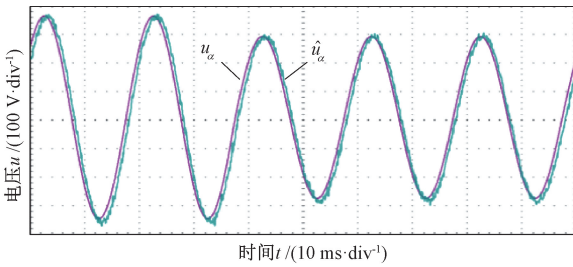


图 20 EKF 跟踪电压实验

Fig. 20 EKF tracking voltage experiment

## 7 结 论

为克服并网逆变器传统模型预测控制对模型参数依赖性强、易受控制延迟影响的局限性,提出了一种基于自适应滑模观测器的无模型预测控制方法。该方法旨在降低系统对精确模型的依赖,并有效增强其鲁棒性。实验结果表明,所提方法的动态性能与抗干扰能力均优于传统方法,验证了其优越性与有效性,同时得出的结论为:

1) 所提方法改进了传统基于超局部模型的无模型预测控制方法,对模型参数变化具有低敏感性,使其能够有效应对实际工程中因元器件老化、温度漂移或批次差异导致的模型参数不确定性。保证了逆变器在全生命周期内均能保持高性能运行。

2) 当系统发生参数扰动时,所提方法能够通过 ASMO 观测集总扰动,与传统 FCS-MPC 相比,有效的降低了并网电流总谐波失真率,减轻了对系统模型参数的依赖,提高了控制器的性能和鲁棒性。

3) 通过使用 EKF 估计网侧电压,减少了传感器的使用,不仅降低了系统物料成本,而且从硬件结构上简化了系统布线,减少了潜在的传感器故障点,提升了整个系统的可靠性与可维护性。

4) 通过应用改进的延迟补偿方法,有效降低了控制延迟对系统性能的影响,提高了系统的动态性能。

所提方法虽有效降低了系统对模型参数的敏感度,增强了系统鲁棒性。但复杂场景下可能存在一定的局限性,未来可进一步结合人工智能等方法来建模系统未建模部分,与当前的超局部模型形成互补,有望在保持模型简约性的同时进一步提升扰动观测精度。

## 参考文献

[ 1 ] 刘春喜, 赵文江, 马龙涛, 等. NPC 型并网逆变器参数自适应预测电流控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(8): 362-375.  
LIU CH X, ZHAO W J, MA L T, et al. Adaptive predictive current control strategy for NPC-type grid-

connected inverters parameters [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(8): 362-375.

- [ 2 ] FAN SH CH, ZHANG F Y, QU Y F. The collaborative development of sensors and artificial intelligence [J]. Instrumentation, 2025, 12(1): 1-10.
- [ 3 ] 陶慧, 王坤. 双幂次滑模控制单相三电平逆变器非线性行为[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(12): 228-236.  
TAO H, WANG K. Nonlinear behavior of single-phase three-level inverter with double power sliding mode control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(12): 228-236.
- [ 4 ] 杨旭红, 丁传浩, 钱峰伟, 等. 基于改进终端滑模自抗扰的 MMC 控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2025, 48(19): 25-35.  
YANG X H, DING CH H, QIAN F W, et al. Research on MMC control strategy based on improved terminal sliding mode auto disturbance rejection [J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(19): 25-35.
- [ 5 ] 马炳图, 杜钦君, 张婷, 等. 基于 HBF 神经网络观测器的 PMSM 无模型预测电流控制[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(8): 376-386.  
MA B T, DU Q J, ZHANG T, et al. PMSM model-free based on HBF neural network observer predictive current control [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(8): 376-386.
- [ 6 ] 尹诗荀, 郑志安, 朱俊杰. 基于延迟补偿的永磁同步电机并行自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(3): 275-285.  
YIN SH X, ZHENG ZH AN, ZHU J J. Time delay compensation-based parallel active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motors [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(3): 275-285.
- [ 7 ] 高志强, 陈翰博. 线性化模型下二阶逆变器的混沌控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(3): 152-160.  
GAO ZH Q, CHEN H B. Chaos control of second order inverters under linearized model [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(3): 152-160.
- [ 8 ] YAN Q Z, CHEN H M, ZHAO T R, et al. Optimization

- of the symmetrical SVPWM for three-level T-type inverters with unbalanced and oscillated neutral-point voltages[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 71(4): 4026-4037.
- [9] AGUIRRE M M, VAZQUEZ S, WILSON-VEAS A H, et al. Extended period control approach FCS-MPC for three phase NPC power converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 40(4): 4927-4937.
- [10] GUO L L, XU ZH Y, JIN N, et al. An inductance online identification method for model predictive control of V2G inverter with enhanced robustness to grid frequency deviation[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(2): 1575-1589.
- [11] 刘雨洪, 徐鹏, 舒炜, 等. 永磁同步电机多矢量模型预测电流控制[J]. *电子测量技术*, 2025, 48(6): 65-72.
- LIU Y H, XU P, SHU W, et al. Multi-vector model predictive current control for PMSM [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2025, 48(6): 65-72.
- [12] RUI T, YIN ZH, HU C G, et al. Modulated model-free predictive current control for voltage source inverters with stagnation elimination and sampling disturbance suppression[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(6): 6996-7008.
- [13] LIU X, QIU L, FANG Y T, et al. A simple model-free solution for finite control-set predictive control in power converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(10): 12627-12635.
- [14] LIU X, LIU T, CHEN A L, et al. Circulating current suppression for paralleled three-level T-type inverters with online inductance identification [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, 57(5): 5052-5062.
- [15] 姚欢, 史婷娜, 王志强, 等. 级联 H 桥逆变器驱动永磁同步电机的鲁棒预测电流控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(14): 5266-5278.
- YAO H, SHI T N, WANG ZH Q, et al. Robust predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motor driven by cascaded H-bridge inverter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(14): 5266-5278.
- [16] KERMADI M, REBAI A, BAGHLI L, et al. Model-free predictive current controller for voltage source inverters using ARX model and recursive least squares[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2024, 71(5): 2619-2623.
- [17] ZHU ZH H, WEI X, HAN R X, et al. Double-vector model-free predictive current control for PMSMs with influence rejection of dc voltage mismatch [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 11(2): 6143-6153.
- [18] ABID A, BAKEER A, ALBALAWI H, et al. Model-free predictive control for improved performance and robustness of three-phase quasi Z-source inverters [J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 87850-87863.
- [19] ZHAO T, ZHANG M ZH, WANG CH L, et al. Model-free predictive current control of three-level grid-connected inverters with LCL filters based on Kalman filter[J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 21631-21640.
- [20] 芮涛, 冯壮壮, 胡存刚, 等. 基于自适应超局部的并网逆变器三矢量无模型预测电流控制策略[J]. *电工技术学报*, 2025, 40(19): 6257-6265, 6282.
- RUI T, FENG ZH ZH, HU C G, et al. Triple-vector model-free predictive current control strategy for grid-connected inverter based on adaptive ultra-local [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2025, 40(19): 6257-6265, 6282.
- [21] 辛业春, 王延旭, 李国庆, 等. T 型三电平并网逆变器有限集模型预测控制快速寻优方法[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(8): 1681-1692.
- XIN Y CH, WANG Y X, LI G Q, et al. Finite control set model predictive control method with fast optimization based on T-type three-level grid-connected inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(8): 1681-1692.
- [22] 侯利民, 沙延起, 王巍, 等. 永磁同步电机调速系统鲁棒电流预测控制[J]. *控制工程*, 2023, 30(11): 2075-2084.
- HOU L M, SHA Y Q, WANG W, et al. Robust current predictive control for permanent magnet synchronous motor speed regulating system [J]. *Control Engineering of China*, 2023, 30(11): 2075-2084.
- [23] 赵峰, 王卓, 高锋阳. 基于两步预测的光伏并网 SL-qZSI 的模型预测控制 [J]. *太阳能学报*, 2021, 42(7): 118-124.
- ZHAO F, WANG ZH, GAO F Y. Model predictive

control of PV grid-connected SL-qZSI based on two-step prediction [J]. *Acta Energiæ Solaris Sinica*, 2021, 42(7): 118-124.

- [24] JIN N, CHEN M, GUO L L, et al. Double-vector model-free predictive control method for voltage source inverter with visualization analysis [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(10): 10066-10078.

## 作者简介



**刘春喜**(通信作者), 2001年和2004年于辽宁工程技术大学分别获得学士学位和硕士学位, 2010年于浙江大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为双向变流器拓扑结构及其控制技术。

E-mail: lntulex@163.com

**Liu Chunxi** (Corresponding author) received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from Liaoning Technical University in 2001 and 2004, respectively, and his Ph. D. degree from Zhejiang University in 2010. He is currently an associate professor and a master's supervisor at Liaoning Technical University. His main research interests include bidirectional converter topology and control technology.



**蔡磊**, 2023年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电气传动控制技术。

E-mail: 1171133807@qq.com

**Cai Lei** received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2023. He is currently pursuing his M. Sc. degree at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronics and electrical drive control technology.



**李世纪**, 2022年于长春工程学院获得学士学位, 2025年于辽宁工程技术大学获得硕士学位, 现工作于国网吉林省电力有限公司超高压公司, 主要研究方向为并网逆变器优化控制技术。

E-mail: 884797948@qq.com

**Li Shiji** received his B. Sc. degree from Changchun Institute of Technology University in 2022, and his M. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2025. He is currently employed at State Grid Jilin Electric Power Co., Ltd. Ultra High Voltage Company. His main research interest is the optimized control techniques for grid-connected inverters.



**赵文江**, 2023年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电气传动控制技术。

E-mail: 1198832873@qq.com

**Zhao Wenjiang** received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2023. He is currently pursuing his M. Sc. degree at Liaoning Technical University. His main research interests include power electronics and electrical drive control technology.