DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.95 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

基于扩展状态观测器的逆变器动态补偿控制策略

胡长斌[1](中国电源学会会员)，黄海扬[1]，罗珊娜[1]，陆 珩[2]
(1.北方工业大学电气与控制工程学院，北京 100144；2.杜伊斯堡-埃森大学自动控制与复杂系统研究所，杜伊斯堡 47057)

摘要：针对模型预测控制在预测模型不精准的情况下性能显著下降的问题，在电压模型预测控制的基础上提出了一种基于扩展状态观测器ESO(extended state observer)的动态补偿策略。该策略不仅能够改善逆变器系统的响应速度与精度，还可以抑制参数摄动和扰动的影响。首先，建立LC滤波器的逆变器状态空间方程，并分析参数摄动及电流扰动对逆变器系统输出电压的影响；接着，基于逆变器系统标称模型设计电压模型预测控制器；然后，通过本地输入与输出信息建立ESO，对系统的内扰及外扰进行精确估计，并设计反向补偿控制器，有效抑制逆变器的输出电压暂降、暂升与畸变；最后，在实际逆变器平台PEK-530A中对该策略进行验证，设计了不同工况下各类负载扰动及参数摄动实验，验证了策略的有效性与正确性。

关键词：模型不确定性；模型预测控制；动态补偿控制；电能质量

Dynamic Compensation Control Strategy for Inverter Based on Extended State Observer

HU Changbin[1], *Member, CPSS*, HUANG Haiyang[1], LUO Shanna[1], LU Heng[2]
(1. School of Electrical and Control Engineering, North China University of Technology, Beijing 100144, China; 2. Institute of Automatic Control and Complex Systems, University Duisburg-Essen, Duisburg 47057, Germany)

Abstract: Aimed at the problem that the performance of model predictive control will decrease significantly when the predictive model is not accurate, a dynamic compensation strategy based on an extended state observer (ESO) is proposed, which is on the basis of voltage model predictive control. This strategy can not only improve the response speed and accuracy of the inverter system, but also suppress the influences of parameter perturbation and disturbance. First, the inverter state space equation of a LC filter is established, and the influences of parameter perturbation and current disturbance on the output voltage from the inverter system are analyzed. Next, a voltage model predictive controller is designed based on the nominal model of the inverter system. Then, an ESO is established through the local input and output information, so as to accurately estimate the internal and external disturbances of the system. In addition, a reverse compensation controller is designed, thus effectively suppressing the output voltage sag, swell and distortion of the inverter. Finally, this strategy was verified on an actual inverter platform PEK-530A. Experiments with various load disturbances and parameter perturbations under different working conditions were designed to validate the effectiveness and correctness of the proposed strategy.

Keywords: Model uncertainty; model predictive control; dynamic compensation control; power quality

收稿日期：2024-05-16；**修回日期**：2024-07-30；**录用日期**：2024-08-13；**网络首发日期**：2024-09-05
基金项目：河北省重大科技成果转化专项资助项目(23284503Z)；国家重点研发计划政府间国际科技创新合作重点专项资助项目(2021YFE0103800)
This work is supported by Hebei Province Major Scientific and Technological Achievements Transformation Project under the grant 23284503Z; National Key R&D Program Key Special Project for Intergovernmental Cooperation in International Science and Technology Innovation under the grant 2021YFE0103800

微电网作为可再生能源转换为电能的主要媒介，其中包含了大量的电力电子转换器[1]。与传统大电网相比，微电网容量较小，其电力电子转换器

对系统的内外扰动更加敏感，电能质量问题更加突出，因此需对电力电子转换器进行高效控制，以改善微电网电能质量。电压型逆变器 VSI(voltage-sourced inverter)作为电能交换的核心部件被大量运用于交流微电网，当交流微电网在孤岛模式下运行时，逆变器的控制性能是保证微电网电能质量的关键因素之一，因此高性能逆变器的开发成为了学者们研究的热点。高性能逆变器不仅具有动态响应速度快、稳态误差小等特点；还对外部扰动(如负载投切所产生的电压波动、三相不平衡、谐波等现象)具有明显的抑制作用，对内部扰动(如器件老化、环境变化等造成的滤波器参数不确定)具有一定的鲁棒性。

近年来，针对弱电网环境下逆变器并网控制、逆变器阻尼改善及模型预测控制优化等问题，已有研究从控制结构、阻尼补偿和预测控制策略等方面进行了改进，为提升逆变器运行稳定性与电能质量提供了参考[2-4]。众多文献表明扰动前馈的方法能有效削弱扰动影响，使系统输出的动态响应速度加快[5]。文献[6-7]采用重复控制的方法，有效解决了系统负荷变化带来的扰动问题，但其在计算和增益选取方面较为复杂；文献[8]采用扰动观测器 DOB(disturbance observer)通过标称模型进行内扰与外扰参数的提取，并设计低通滤波控制器进行前馈补偿，减少了传感器的使用；文献[9]采用残差生成器利用本地信息提取扰动电流，并设计前馈控制器进行前馈补偿，但该方法同样只考虑了电流扰动因素。针对逆变器、滤波器参数摄动问题，文献[10]采用基于梯度下降法的实时优化补偿控制器，但其算法系统设计复杂且优化步骤较多；文献[11-12]采用自抗扰控制技术，通过扩展状态观测器 ESO(extended state observer)对系统总和扰动进行状态扩张及观测，并设计控制器进行前馈补偿，但所提的三阶状态观测器增益设计较为困难；文献[13]采用了简单的二阶 ESO 算法，但其仅分析了电容参数对系统输出的影响，且所提控制策略会影响系统控制的响应速度及稳定性。上述控制结构中，大部分采用传统双闭环比例积分 PI(proportional integral)控制器作为原控制器，而模型预测控制相比于传统双闭环 PI 控制具有概念简单、动态响应速度快、跟踪性能良好等优点。文献[14-15]分别采用不同的模型预测控制算法对逆变器进行有效控制，但这些算法无法保证模型的精确性；文献[16]运用机器学习的方法，通过样本训练预测模型，使模型具有更强的鲁棒性。

为解决参数摄动问题，并满足高性能逆变器对快速响应与暂态扰动补偿的性能需求，在逆变器电压模型预测控制的基础上，设计了一种基于 ESO 的动态补偿策略，提升了系统的抗扰动能力与响应速度。相比于其他现有方法，该控制结构具有以下优势：①无需采集扰动电流即可抑制外部扰动并降低内部参数摄动对系统输出的影响，且效果较佳；②原控制器采用非增量式的 2 步模型预测控制，显著提升了响应速度；③基于模型建立整体控制结构，该结构易于理解、参数设计简单，工程实用性强。

1 基于 LC 滤波器的逆变器建模及参数摄动对系统状态影响

实际逆变器系统中的电感及电容参数往往不能精确获取，且参数的摄动会产生内部扰动，致使系统输出响应不理想或造成稳定性问题。而不同类型负载及负载的投切，会对逆变器产生不同类型的外部扰动，扰动电流使得逆变器输出电压出现不平衡、畸变、波动等电能质量问题，严重影响电能质量，降低逆变器性能。LC 逆变器传递函数模型如图 1 所示，考虑参数摄动和扰动的逆变器传递函数模型如图 2 所示，其中，L_{f}、C_{f} 分别为三相滤波实际电感与电容。图 2 的模型表达式为

$$\begin{cases} i_{L_d}=\dfrac{1}{sL_{\mathrm{n}}}[(u_{\mathrm{i}_d}-u_{\mathrm{o}_d}+\omega L_{\mathrm{n}}i_{L_q})+\Delta_{f_{\mathrm{i}_d}}] \\ i_{L_q}=\dfrac{1}{sL_{\mathrm{n}}}[(u_{\mathrm{i}_q}-u_{\mathrm{o}_q}-\omega L_{\mathrm{n}}i_{L_d})+\Delta_{f_{\mathrm{i}_q}}] \\ u_{\mathrm{o}_d}=\dfrac{1}{sC_{\mathrm{n}}}[(i_{L_d}-i_{\mathrm{o}_d}+\omega C_{\mathrm{n}}u_{\mathrm{o}_q})+\Delta_{f_{\mathrm{o}_d}}] \\ u_{\mathrm{o}_q}=\dfrac{1}{sC_{\mathrm{n}}}[(i_{L_q}-i_{\mathrm{o}_q}-\omega C_{\mathrm{n}}u_{\mathrm{o}_d})+\Delta_{f_{\mathrm{o}_q}}] \end{cases} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{\Delta}_f=\begin{bmatrix}\Delta_{f_{i_d}}\\ \Delta_{f_{i_q}}\\ \Delta_{f_{o_d}}\\ \Delta_{f_{o_q}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\omega\Delta L i_{L_q}-\Delta L s i_{L_d}-\Delta C(L_n+\Delta L)s^2u_{o_d}\\ -\omega\Delta L i_{L_d}-\Delta L s i_{L_q}-\Delta C(L_n+\Delta L)s^2u_{o_q}\\ \omega\Delta C u_{o_q}\\ -\omega\Delta C u_{o_d}\end{bmatrix} \tag{2}$$

式中：i_{L_d}、i_{L_q} 分别为 d、q 轴电感电流；s 为拉普拉斯算子；L_n、C_n 分别为三相滤波标称电感、电容；u_{o_d}、u_{o_q} 分别为 d、q 轴电容电压；u_{i_d}、u_{i_q} 分别为 d、q 轴 LC 滤波器的输入电压；i_{o_d}、i_{o_q} 分别为 d、q 轴扰动电流；ω 为坐标轴转动角频率；$\boldsymbol{\Delta}_f$为参数摄动引起的等效扰动量，用于表征实际滤波参数与标称参数不一致时，引起的系统状态变化，为便于后续离散控制器的设计，离散时刻下将其记为$\boldsymbol{\Delta}_f(k)$；$\Delta_{f_{i_d}}$、$\Delta_{f_{i_q}}$ 分别为 d、q 轴电感电流方程中的参数摄动等效扰动量；$\Delta_{f_{o_d}}$、$\Delta_{f_{o_q}}$ 分别为 d、q 轴输出电压方程中的参数摄动等效扰动分量；ΔL、ΔC 分别为三相滤波摄动电感、电容。

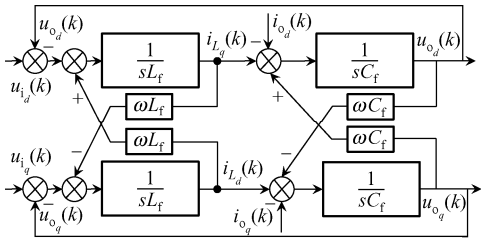


图 1　LC 逆变器传递函数模型

Fig. 1 Transfer function model of LC inverter

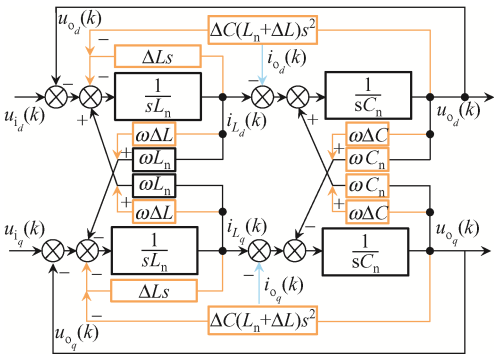


图 2　考虑参数摄动和扰动的逆变器传递函数模型

Fig. 2 Transfer function model of inverter considering parameter perturbation and disturbance

由式(1)和式(2)可知，当逆变器出现参数摄动时，逆变器系统参数与标称模型不一致，会产生$\boldsymbol{\Delta}_f(k)$，而$\boldsymbol{\Delta}_f(k)$中含有系统状态量，故会影响系统的输出状态。

2　模型预测控制及稳态性能分析

为保证逆变器系统的快速性与稳定性，本文原控制器采用电压预测控制器，其闭环控制结构如图 3 所示。控制部分由标称模型、代价函数、最优求解及矢量选择 4 部分构成。图中：$Y_p^*(k)$为跟踪给定；$\boldsymbol{u}_m(k)$为 dq 轴 LC 滤波器输入电压矩阵，可表示为 $\boldsymbol{u}_m(k)=[u_{i_d}(k)\ \ u_{i_q}(k)]^T$；$U_{dc}$ 为直流侧电压；$\boldsymbol{u}_{i_{abc}}$ 为三相 LC 滤波器输入电压；$i_{L_{abc}}$ 为三相滤波电感电流；$u_{o_{abc}}$ 为三相输出电压；$i_{o_{abc}}$ 为三相负载扰动电流。

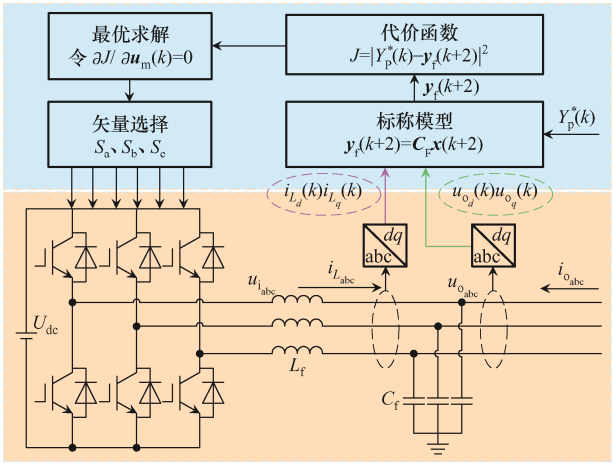


图 3　基于预测控制的逆变器闭环控制结构

Fig. 3 Closed-loop control structure of inverter based on predictive control

所采用的具有 2 个预测步骤的模型预测控制的状态空间模型可表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_f(k+1)=\boldsymbol{A}_F\boldsymbol{x}_f(k)+\boldsymbol{B}_F\boldsymbol{u}_f(k)\\ \boldsymbol{x}_f(k+2)=\boldsymbol{A}_F\boldsymbol{x}_f(k+1)+\boldsymbol{B}_F\boldsymbol{u}_f(k)\\ \boldsymbol{y}_f(k+2)=\boldsymbol{C}_F\boldsymbol{x}_f(k+2)\end{cases} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{x}_f(k+2)$、$\boldsymbol{y}_f(k+2)$分别为根据式(3)求解的两时刻后的状态量与输出矩阵；$\boldsymbol{A}_F$、$\boldsymbol{B}_F$、$\boldsymbol{C}_F$ 分别为系统参数矩阵；$\boldsymbol{u}_f(k)$为 LC 滤波器的实际输入矩阵。定义 T_s 为采样周期，上述参数的表达式分别为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_{\mathrm{f}}(k)=[i_{L_d}(k)\quad i_{L_q}(k)\quad u_{\mathrm{o}_d}(k)\quad u_{\mathrm{o}_q}(k)]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{f}}(k)=[i_{L_d}(k)\quad i_{L_q}(k)\quad u_{\mathrm{o}_d}(k)\quad u_{\mathrm{o}_q}(k)]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{F}}=\begin{bmatrix}1 & \omega T_{\mathrm{s}} & -T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{n}} & 0\\ -\omega T_{\mathrm{s}} & 1 & 0 & -T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{n}}\\ T_{\mathrm{s}}/C_{\mathrm{n}} & 0 & 1 & \omega T_{\mathrm{s}}\\ 0 & T_{\mathrm{s}}/C_{\mathrm{n}} & -\omega T_{\mathrm{s}} & 1\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{F}}=\begin{bmatrix}T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{n}} & 0\\ 0 & T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{n}}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{C}_{\mathrm{F}}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\end{cases}\tag{4}$$

为求解逆变器控制系统闭环状态空间方程，采用的代价函数 J 为

$$J=\left|\boldsymbol{Y}_{\mathrm{P}}^{*}(k)-\boldsymbol{y}_{\mathrm{f}}(k+2)\right|^{2}\tag{5}$$

然后通过式(5)对输出进行无限时域滚动优化。

分别对电压 $u_{\mathrm{i}_d}(k)$ 与 $u_{\mathrm{i}_q}(k)$ 求偏导，并令其偏导等于 0，求解出最优控制量，可表示为 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{m}}^{*}(k)=[u_{\mathrm{i}_d}^{*}(k)\ u_{\mathrm{i}_q}^{*}(k)]^{\mathrm{T}}$；然后将其与 8 个基本矢量相比，选出最接近求解的基本矢量，并输出其开关状态 S_{a}、S_{b}、S_{c}。

根据三相桥的开关状态，逆变器的输入电压 $u_{\mathrm{i}}(k)$可由包含 7 个元素的有限控制集表达。以 d 轴最优输入电压 $u_{\mathrm{i}_d}^{*}(k)$ 为例，其表达式为

$$u_{\mathrm{i}_d}^{*}(k)=\begin{cases}u_0=0 \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[0,\ 0,\ 0]\text{或}[1,\ 1,\ 1]\\ u_1=\dfrac{2}{3}U_{\mathrm{dc}}\cos\omega t \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[1,\ 0,\ 0]\\ u_2=\dfrac{\sqrt{3}}{3}U_{\mathrm{dc}}(\sin t\omega t-\cos\omega t) \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[0,\ 1,\ 0]\\ u_3=\dfrac{\sqrt{3}}{3}U_{\mathrm{dc}}(\sin t\omega t+\cos\omega t) \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[1,\ 1,\ 0]\\ u_4=-u_1 \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[0,\ 1,\ 1]\\ u_5=-u_2 \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[1,\ 0,\ 1]\\ u_6=-u_3 \quad [S_{\mathrm{a}},\ S_{\mathrm{b}},\ S_{\mathrm{c}}]=[0,\ 0,\ 1]\end{cases}\tag{6}$$

结合式(3)，并将 $u_{\mathrm{i}_d}(k)$ 作为自变量、$u_{\mathrm{o}_d}(k+2)$ 作为因变量，得到 d 轴输出电压预测模型一次函数 $y=k_1x+b$ 的表达形式，即

$$\begin{cases}u_{\mathrm{o}_d}(k+2)=\dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}u_{\mathrm{i}_d}(k)+\dfrac{2T_{\mathrm{s}}}{C_{\mathrm{n}}}i_{L_d}(k)+\\ \qquad\dfrac{2\omega T_{\mathrm{s}}^2}{C_{\mathrm{n}}}i_{L_q}(k)+2\omega T_{\mathrm{s}}u_{\mathrm{o}_q}(k)+\\ \qquad\left(1-\dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}-\omega^2T_{\mathrm{s}}^2\right)u_{\mathrm{o}_d}(k)\\ k_1=\dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}\\ b=\dfrac{2T_{\mathrm{s}}}{C_{\mathrm{n}}}i_{L_d}(k)+\dfrac{2\omega T_{\mathrm{s}}^2}{C_{\mathrm{n}}}i_{L_q}(k)+2\omega T_{\mathrm{s}}u_{\mathrm{o}_q}(k)+\\ \qquad\left(1-\dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}-\omega^2T_{\mathrm{s}}^2\right)u_{\mathrm{o}_d}(k)\end{cases}\tag{7}$$

由式(7)可知，可以将开关状态选择问题，在二维空间上进行等效表达，其矢量选择原理如图 4 所示。图中：$y_{\mathrm{o}}=k_1x+b+d$ 为考虑负载扰动的一次函数表达式，其中 d 表示负载扰动 $d_{\mathrm{f}}(k)$对输出的影响；$y_u=k_1'x+b+d$ 为考虑参数摄动的一次函数表达式。在控制中，直线 $u_{\mathrm{o}_d}^{*}$ 与这 2 条斜线的交点被认为是理想最优控制点，而距离该点最近的点被称为实际最优控制点。

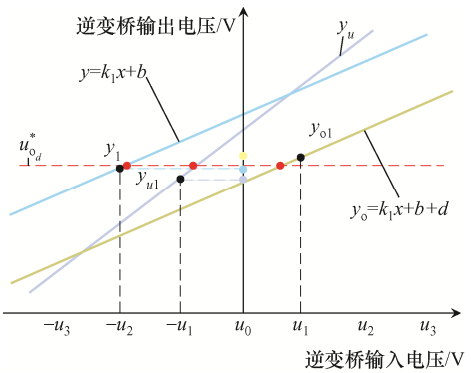


图 4 矢量选择原理图

Fig. 4 Principle diagram of vector selection

由图 4 可知，y、y_{o}、y_u 对应的实际最优控制点分别为$(-u_2,\ y_1)$、$(u_1,\ y_{\mathrm{o}1})$、$(-u_1,\ y_{u1})$，因此可得系统的内外扰动会对模型控制的输出电压的选择产生影响，导致输出电压并非实际的最优电压，从而降低系统的性能。

只考虑逆变器系统的输出电压，并将$\boldsymbol{\Delta}_f(k)$与$\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k)$对 $i_{L_d}(k+1)$、$i_{L_q}(k+1)$ 影响的系数矩阵代入

式(3)，可得参数摄动及电流扰动对逆变器系统 dq 轴输出电压的影响，其定义与计算公式分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{y}_{\mathrm{fv}}(k+2)=[\boldsymbol{u}_{o_d}(k+2)\quad \boldsymbol{u}_{o_q}(k+2)]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{fv}}(k+2)=\boldsymbol{M}\boldsymbol{\Delta}_f(k)+\boldsymbol{N}\boldsymbol{\Delta}_f(k+1)+ \\ \qquad \boldsymbol{M}_1\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k)+\boldsymbol{N}_1\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k+1)+\boldsymbol{N}Y_{\mathrm{p}}^{*}(k) \\ \boldsymbol{M}=\begin{bmatrix} T_{\mathrm{s}}^2/C_{\mathrm{n}} & 0 & T_{\mathrm{s}} & \omega T_{\mathrm{s}}^2 \\ 0 & T_{\mathrm{s}}^2/C_{\mathrm{n}} & -\omega T_{\mathrm{s}}^2 & T_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{N}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & T_{\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{M}_1=\begin{bmatrix} -T_{\mathrm{s}}/C_{\mathrm{n}} & 0 \\ 0 & -T_{\mathrm{s}}/C_{\mathrm{n}} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{N}_1=\begin{bmatrix} -T_{\mathrm{s}}/C_{\mathrm{n}} & \omega T_{\mathrm{s}}^2/C_{\mathrm{n}} \\ -\omega T_{\mathrm{s}}^2/C_{\mathrm{n}} & -T_{\mathrm{s}}/C_{\mathrm{n}} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{M}$、$\boldsymbol{N}$ 分别为参数摄动对 d、q 轴输出电压影响的系数矩阵；$\boldsymbol{M}_1$、$\boldsymbol{N}_1$ 分别为负载扰动对 d、q 轴输出电压影响的系数矩阵。

3　基于 ESO 的动态补偿结构

由第 1、2 节分析得知，LC 滤波器参数的变化可能会对控制效果产生显著影响，进而导致逆变器系统的输出电压性能下降。为解决这一问题，本文提出了一种基于 ESO 的动态扰动补偿架构，如图 5 所示，该架构能够灵活处理总干扰，以改善系统性能。图中：$\boldsymbol{R}(k)$、$\boldsymbol{e}(k)$、$\boldsymbol{u}(k)$、$\boldsymbol{u}_0(k)$、$\boldsymbol{d}(k)$、$\boldsymbol{y}(k)$、$\hat{\boldsymbol{F}}(k)$ 分别为二自由度系统当前时刻的给定、误差、输入、原控制器输出、扰动、输出及 ESO 估计扰动矩阵；$Q(z)$为反向补偿控制器；$G(z)$为被控对象的离散传递函数。原有控制器 $K_0(z)$可以为任意形式，本文采用电压预测控制器作为原有控制器。

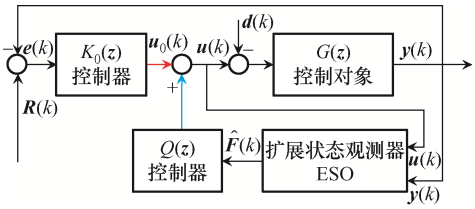


图 5　基于 ESO 的动态补偿结构

Fig. 5 Dynamic compensation structure based on ESO

扩展为二自由度后的系统输入为

$$\boldsymbol{u}(k)=\boldsymbol{u}_0(k)+\boldsymbol{Q}(z)\hat{\boldsymbol{F}}(k) \tag{9}$$

式中，$\boldsymbol{Q}(z)$ 为线性组合矩阵。

选择合适的补偿控制器可以对系统的总扰动进行有效抑制，在不影响原有控制器稳定性的情况下，进一步增强系统鲁棒性。将图 5 所示补偿结构与逆变器系统相结合，提出基于 LC 滤波器的动态模型补偿预测控制框架，如图 6 所示。图中，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{m1}}^{*}(k)$ 为叠加后系统 dq 轴的输入。

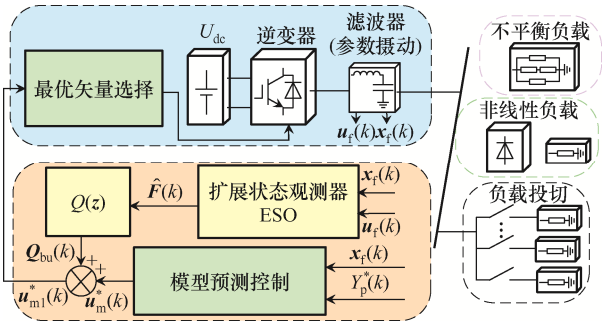


图 6　基于 LC 滤波器的逆变器动态补偿控制框架

Fig. 6 Dynamic compensation control framework of inverter based on LC filter

利用 $Q(z)$输出的补偿量 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{bu}}(k)$来补偿预测误差，提高预测模型精度，从而削弱内外扰动对逆变器系统所造成的影响。因 LC 滤波器为线性系统，所以可将原本最优控制率与求解的补偿量进行叠加，叠加后的最优控制输入可表示为

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{m1}}^{*}(k)=\boldsymbol{u}_{\mathrm{m}}^{*}(k)+\boldsymbol{Q}(z)\hat{\boldsymbol{F}}(k) \tag{10}$$

4　ESO 的建立及 $Q(z)$的求解

4.1　ESO

线性 ESO 不仅可以灵活地定义总干扰，还可精准有效地提取除标称模型之外，系统受到的内外扰动参数，继而进行扰动对消的动态补偿控制。将未知扰动输入和参数摄动视为总扰动，建立包含扰动 $\boldsymbol{f}(k)$的预测模型，具体表达式为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}_{\mathrm{f}}}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{\mathrm{f}}(k)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(k)+\boldsymbol{f}(k) \tag{11}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0 & \omega & -1/L_{\mathrm{n}} & 0\\ -\omega & 0 & 0 & -1/L_{\mathrm{n}}\\ 1/C_{\mathrm{n}} & 0 & 0 & \omega\\ 0 & 1/C_{\mathrm{n}} & -\omega & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}1/L_{\mathrm{n}} & 0\\ 0 & 1/L_{\mathrm{n}}\\ 0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{f}(k)=\begin{bmatrix}\omega\dfrac{\Delta L}{L_{\mathrm{n}}}i_{L_q}-\dfrac{\Delta L}{L_{\mathrm{n}}}\dfrac{\mathrm{d}i_{L_d}}{\mathrm{d}t}\\ -\omega\dfrac{\Delta L}{L_{\mathrm{n}}}i_{L_d}-\dfrac{\Delta L}{L_{\mathrm{n}}}\dfrac{\mathrm{d}i_{L_q}}{\mathrm{d}t}\\ -\dfrac{1}{C_{\mathrm{n}}}i_{\mathrm{o}_d}+\omega\dfrac{\Delta C}{C_{\mathrm{n}}}u_{\mathrm{o}_q}-\dfrac{\Delta C}{C_{\mathrm{n}}}\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}_d}}{\mathrm{d}t}\\ -\dfrac{1}{C_{\mathrm{n}}}i_{\mathrm{o}_q}-\omega\dfrac{\Delta C}{C_{\mathrm{n}}}u_{\mathrm{o}_d}-\dfrac{\Delta C}{C_{\mathrm{n}}}\dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}_q}}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\end{cases}\tag{12}$$

式中，$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$ 分别为离散状态矩阵和输入矩阵。

基于逆变器状态空间方程构造线性 ESO，实现对电压和扰动的观测。根据 ESO 原理，将 $\boldsymbol{f}(k)$作为扩展变量可得

$$\boldsymbol{z}(k)=\begin{bmatrix}z_1(k)\\ z_2(k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{f}}(k)\\ \hat{\boldsymbol{f}}(k)\end{bmatrix}\tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{z}(k)$ 为 ESO 的扩展状态向量；$z_1(k)$ 为逆变器输出电压状态估计值；$z_2(k)$ 为总扰动估计值；$\hat{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{f}}(k)$ 为输出电压状态的估计矩阵。

根据式(11)，可将 ESO 可设计为

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}(k)=z_1(k)-\boldsymbol{x}_{\mathrm{f}}(k)\\ \dfrac{\mathrm{d}z_1(k)}{\mathrm{d}t}=z_2(k)+\boldsymbol{U}-\beta_{01}\boldsymbol{e}(k)\\ \dfrac{\mathrm{d}z_2(k)}{\mathrm{d}t}=-\beta_{02}\boldsymbol{e}(k)\end{cases}\tag{14}$$

式中：β_{01}、β_{02} 均为线性 ESO 的误差反馈增益，影响着观测器的快速性与稳定性，需选取合适的β_{01}和β_{02}以保证观测器的性能；$\boldsymbol{U}$ 为 ESO 的输入矩阵，具体表达式为

$$\boldsymbol{U}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{\mathrm{f}}(k)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(k)\tag{15}$$

4.2 $\boldsymbol{Q}(z)$的求解

运用 ESO 估计出逆变器系统 k 时刻总扰动 $\hat{\boldsymbol{f}}(k)$ 后，设计 $Q(z)$输出补偿量 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{bu}}(k)$。提炼图 5 中的关键环节后，整体反向补偿结构如图 7 所示。图中：$\boldsymbol{G}_{\mathrm{p}}(z)$为输入作用于 LC 滤波器的脉冲传递函数矩阵；$\boldsymbol{G}_{y_{\mathrm{d}}}(z)$为扰动作用于 LC 滤波器的脉冲传递函数矩阵；$y_{\mathrm{d}}$为外部扰动对输出的影响；$y_{\mathrm{u}}$为内部不确定性问题对输出的影响；$y^{+}$为内外扰动对控制对象的影响；$y^{-}$为内外扰动经过反向补偿回路后，补偿量作用于控制对象的影响。扰动的抵消，原则上只需 $y^{+}+y^{-}=0$。

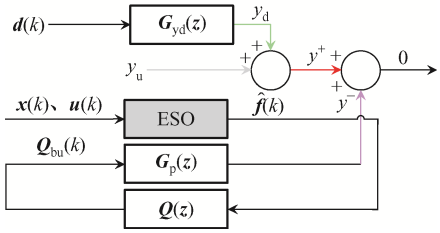


图 7 反向补偿结构

Fig. 7 Structure of reverse compensation

补偿回路输出为

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{bu}}(k)=\boldsymbol{Q}(z)\hat{\boldsymbol{f}}(k)=[Q_{d\mathrm{bu}}(k)\quad Q_{q\mathrm{bu}}(k)]^{\mathrm{T}}\tag{16}$$

式中，$Q_{d\mathrm{bu}}(k)$、$Q_{q\mathrm{bu}}(k)$分别为用于修正模型预测控制输入的 d、q 轴补偿量。

将式(16)代入式(3)进行 $\boldsymbol{Q}(z)$的求解。只考虑补偿量对 dq 轴输出电压的影响，补偿等式可表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{y}_{\mathrm{fv}}(k+2)=\boldsymbol{M}_2\boldsymbol{Q}_{\mathrm{bu}}(k)+\boldsymbol{M}\boldsymbol{\Delta}_f(k)+\boldsymbol{N}\boldsymbol{\Delta}_f(k+1)+\boldsymbol{M}_1\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k)+\boldsymbol{N}_1\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k+1)+\boldsymbol{N}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{p}}^{*}(k)\\ \boldsymbol{M}_2=\begin{bmatrix}\dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}} & 0\\ 0 & \dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}\end{bmatrix}\end{cases}\tag{17}$$

其中，$\boldsymbol{y}_{\mathrm{fv}}(k+2)$中 d、q 轴 $k+2$ 时刻的电压 $u_{\mathrm{o}_d}(k+2)$与$u_{\mathrm{o}_q}(k+2)$应与给定 $\boldsymbol{Y}_{\mathrm{p}}^{*}(k)$中的 $u_{d\mathrm{ref}}(k+2)$与 $u_{q\mathrm{ref}}(k+2)$完全一致。补偿量 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{bu}}(k)$需在达到稳态后完全抵消内外扰动，使 d、q 轴电压恢复到原来水平。当 T_{s} 足够小，可近似地认为 $\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k+1)=\boldsymbol{d}_{\mathrm{f}}(k)$、$\boldsymbol{\Delta}_f(k+1)=\boldsymbol{\Delta}_f(k)$。将式(8)代入式(17)，可得

$$\begin{cases} \boldsymbol{y}_{\mathrm{fv}}(k+2)=\boldsymbol{M}_2\boldsymbol{Q}(z)\hat{\boldsymbol{f}}(k)+\boldsymbol{M}_3\boldsymbol{f}(k) \\ \boldsymbol{M}_3=\begin{bmatrix} \dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{C_{\mathrm{n}}} & 0 & 2T_{\mathrm{s}} & \omega T_{\mathrm{s}}^2 \\ 0 & \dfrac{T_{\mathrm{s}}^2}{C_{\mathrm{n}}} & -\omega T_{\mathrm{s}}^2 & 2T_{\mathrm{s}} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{18}$$

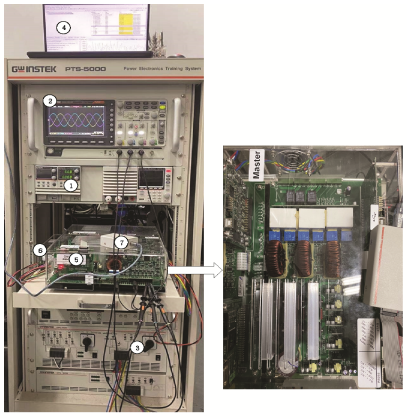
式中，$\boldsymbol{M}_3$ 为补偿系数矩阵，用于表征补偿输入对输出电压的影响关系。

利用式(18)求解后的 $\boldsymbol{Q}(z)$为

$$\boldsymbol{Q}(z)=\begin{bmatrix} -L_{\mathrm{n}} & 0 & \dfrac{-2L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}{T_{\mathrm{s}}} & -\omega L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}} \\ 0 & -L_{\mathrm{n}} & \omega L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}} & \dfrac{-2L_{\mathrm{n}}C_{\mathrm{n}}}{T_{\mathrm{s}}} \end{bmatrix} \tag{19}$$

5　实验验证

在实际逆变器系统中运行本文所提控制算法，逆变器实物平台由直流电压源、示波器、交流负载、CCS 控制界面、逆变器、DSP 辅助电源和烧录器构成，如图 8 所示，采用 DSP28335 作为主控制器进行调制。实验对比了含有负载电流反馈的电压模型预测控制与所提无负载电流反馈的补偿控制下模型预测控制的逆变器输出，具体参数见表 1。



①直流电压源；②示波器；③交流负载；④CCS控制界面；
⑤逆变器；⑥DSP辅助电源;⑦烧录器。

图 8　逆变器实物平台

Fig. 8 Physical platform of inverter

表 1　逆变器与控制器参数

Tab. 1 Parameters of inverter and controller

	参数	DC-AC1	DC-AC2
控制器	控制方法	基于 ESO 的动态补偿模型预测控制	含有负载电流反馈的电压模型预测控制
逆变器	采样时间 T_s/s	5×10^{-5}	5×10^{-5}
	滤波电感/mH	4	4
	滤波电容/μF	250	250
	系统频率/Hz	50	50
	直流侧给定电压/V	700	700
	交流侧线电压/V	380	380
	开关频率/kHz	20	20

5.1　参数摄动补偿

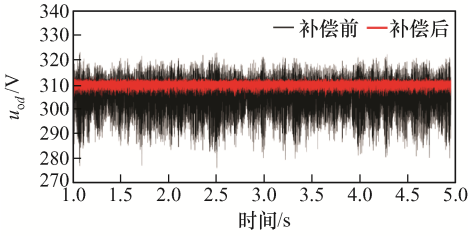
在参数摄动情况下，逆变器输出电压会发生畸变。对逆变器输出电压进行快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，并考虑不同参数摄动情况，得到的控制器对应的总谐波失真 THD (total harmonic distortion)见表 2。

以 LC 参数摄动 50%为例，对比分析加入 $Q(z)$ 前、后逆变器的输出电压，如图 9 所示。补偿前、后输出的 d 轴电压及三相电压分别如图 9(a)、(d)、(e)所示，A 相输出电压的波形 FFT 分析如图 9(b)、(c)所示。由图 9(a)、(d)、(e)可知，补偿前逆变器输出的 d 轴和三相电压的波形失真严重，补偿后失真较轻。由图 9(b)、(c)可知，未加入 $Q(z)$得到的 A 相输出电压 THD 为 4.08%，而加入 $Q(z)$后得到的

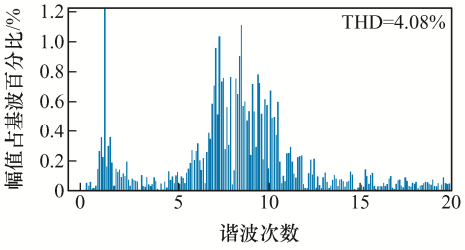
表 2　不同参数摄动情况对应的补偿控制前、后 THD

Tab. 2 THD before and after compensation control corresponding to different parameter perturbations

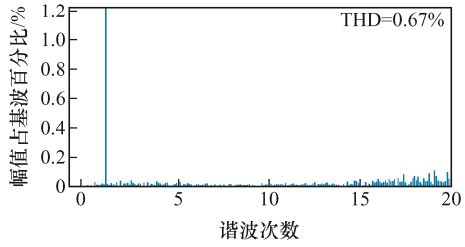
不同控制方法 THD	参数摄动量		
	LC 摄动 30%	LC 摄动 50%	LC 摄动 70%
含有负载电流反馈的电压模型预测控制 THD/%	0.21	4.08	14.42
所提补偿模型预测控制 THD/%	0.05	0.67	1.02



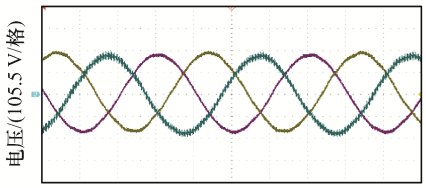
(a) 补偿前、后逆变器输出的d轴电压



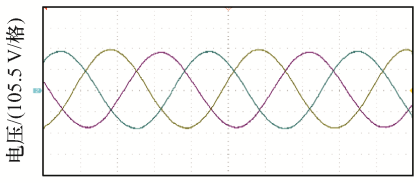
(b) 补偿前逆变器A相输出电压FFT分析



(c) 补偿后逆变器A相输出电压FFT分析



(d) 补偿前逆变器三相输出电压



(e) 补偿后逆变器三相输出电压

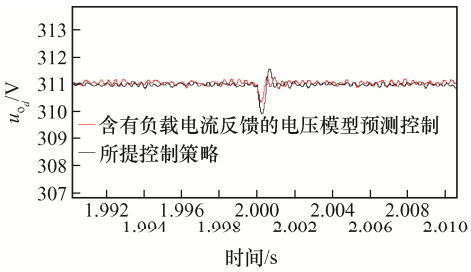
图 9 加入 $Q(z)$前、后逆变器输出电压波形

Fig. 9 Wabveforms of output voltage from inverter before and after adding $Q(z)$

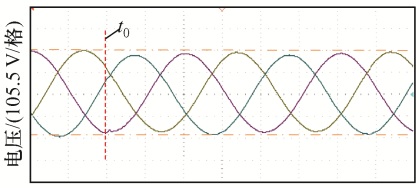
THD 为 0.67%，两者相差 3.41%。结果表明，所提$Q(z)$能较好地解决参数摄动带来的电能质量问题，提高输出电压质量。

5.2 负载投切

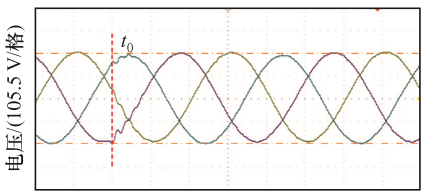
交流侧总有功负载功率为 10 kW，在 t_0时刻，切入 10 kW 的有功负载功率；在 t_1时刻，切出 10 kW 的有功负载功率，产生 dq 轴阶跃型扰动电流。对比分析不同控制策略下对扰动电流的抑制效果，实验波形如图 10 所示。



(a) 2种控制下输出d轴电压对比



(b) 含有负载电流反馈预测控制策略的三相电压



(c) 所提策略的三相电压

图 10 负载投切实验波形

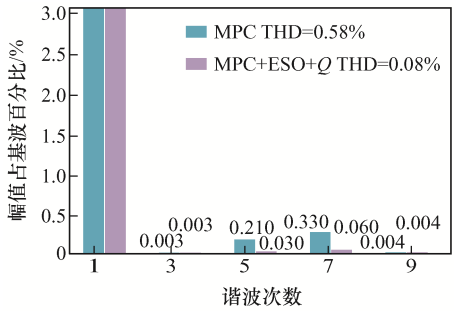
Fig. 10 Load switching experiment waveforms

负载投切实验中逆变器输出的 d 轴电压如图 10(a)所示；逆变器投入负载时，不同控制策略对应的三相电压波形分别如图 10(b)、(c)所示。由图 10(b)、(c)可知，所提策略存在幅值为 0.4 V 的跌落和 0.2 V 超调，调节时间约为 0.6 ms；含有负载电流反馈的预测控制策略存在幅值为 1.2 V 的跌落和 0.5 V 的超调，调节时间约为 1.0 ms，验证了所提策略在不含有负载电流反馈的情况下效果更佳。

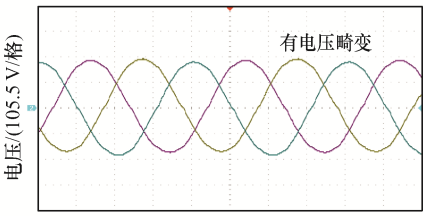
5.3 非线性负载

在逆变器负载侧接入由三相桥式二极管整流

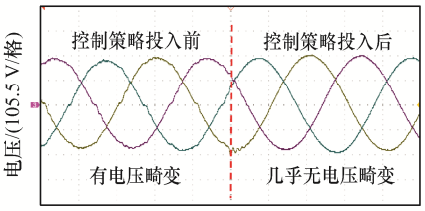
电路及直流侧 42 Ω 负载组成的非线性负载，并对比不同控制策略对谐波电流的抑制情况，实验波形如图 11 所示。



(a) 2 种控制策略下电压A相的THD



(b) 含有负载电流反馈预测控制策略的三相电压波形



(c) 所提策略的三相电压波形

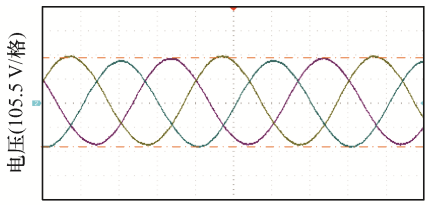
图 11　非线性负载实验波形

Fig. 11 Waveforms of nonlinear load experiment

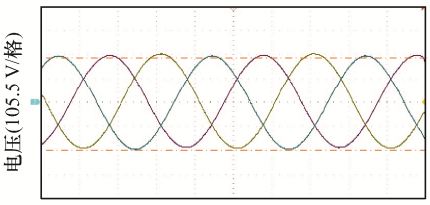
图 11(a)为不同控制策略非线性负载工况下逆变器输出三相电压 THD 的对比波形。由图可知，含有负载电流反馈的模型预测控制 THD=0.58%、所提策略 THD=0.08%，故无负载电流反馈的所提控制策略 THD 进一步减小。图 11(b)、(c)为逆变器输出三相电压波形，含有负载电流反馈预测控制策略的电压波形有略微畸变，所提控制策略几乎不发生电压波形畸变。

5.4　三相不平衡负载

在逆变器负载侧 a、b、c 三相分别接入 20、10、10 Ω 的电阻，产生正弦周期性扰动电流，并对比不同控制策略对谐波电流的抑制情况，三相电压波形如图 12 所示。



(a) 含有负载电流反馈预测控制策略



(b) 所提策略

图 12　不平衡负载工况下的三相电压波形

Fig. 12 Three-phase voltage waveforms under unbalanced load conditions

由图 12 可知，含有负载电流反馈的预测控制策略不平衡度较小，所提控制策略输出电压近乎平衡。

6　结语

本文提出了一种基于扩展状态观测器 ESO 的逆变器动态补偿控制策略，以三相电压源型逆变器为研究对象，分别研究了滤波器参数摄动、接入不平衡负载，非线性负载和负载投切对逆变器输出电压的影响。实验验证了在无负载电流反馈情况下，所提策略的控制效果相较于含有负载电流反馈的 2 步电压模型预测控制效果进一步提升。所提策略可有效解决在模型预测控制下因 LC 滤波器参数摄动造成的电能质量问题，也可补偿因不同工况下各类负载造成的电流扰动，提升了逆变器输出电压的精度与响应速度，增强了逆变器系统的抗干扰能力。

参考文献：

[1]　Ji Liang, Shi Jiabin, Hong Qiteng, et al. A multi-objective

control strategy for three phase grid-connected inverter during unbalanced voltage sag [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(4): 2490-2500.

[2] 朱胤杰, 苗虹, 曾成碧, 等. 弱电网下 LCL 型逆变器的改进并网电流控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 81-90.
Zhu Yinxi, Miao Hong, Zeng Chengbi, et al. Improved grid-connected current control strategy for LCL-type inverter connected to weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 81-90. (in Chinese)

[3] 王朝晖, 冯凌, 杨顺风, 等. 基于 NPC 型三电平逆变器的固定开关频率改进模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 79-87.
Wang Zhaohui, Feng Ling, Yang Shunfeng, et al. Improved model predictive control strategy with fixed switching frequency based on NPC three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 79-87. (in Chinese)

[4] 汪凤翔, 杨奥, 于新红, 等. 基于自适应超螺旋滑模观测器的三相 Vienna 整流器无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1859-1870.
Wang Fengxiang, Yang Ao, Yu Xinhong, et al. Model-free predictive current control for three-phase Vienna rectifier based on adaptive super-twisting sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1859-1870.(in Chinese)

[5] 曹子恒, 肖先勇, 李媛, 等. 弱电网下 LCL 型并网逆变器的自适应改进前馈控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(5): 1567-1576.
Cao Ziheng, Xiao Xianyong, Li Yuan, et al. Adaptive novel feed-forward control strategy for LCL type grid-connected inverters in the weak grid [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1567-1576. (in Chinese)

[6] Escobar G, Valdez A A, Leyva-Ramos J, et al. Repetitive-based controller for a UPS inverter to compensate unbalance and harmonic distortion [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 504-510.

[7] 郭凯, 杨旭红. 基于比例复数积分+重复控制的三相 LC 并网逆变器控制策略研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(9): 60-66.
Guo Kai, Yang Xuhong. A control strategy of three-phase grid-connected inverter with LC filter based on proportional complex integral+repetitive control [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(9): 60-66. (in Chinese)

[8] 赵强松, 陈莎莎, 周晓宇, 等. 用于并网逆变器谐波抑制的重复−比例复合控制器分析与设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(24): 5189-5198.
Zhao Qiangsong, Chen Shasha, Zhou Xiaoyu, et al. Analysis and design of combination controller based on repetitive control and proportional control for harmonics suppression of grid-tied inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(24): 5189-5198. (in Chinese)

[9] 曹文远, 韩民晓, 谢文强, 等. 基于扰动观测器的电压源型逆变器负载电流前馈控制及参数设计方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 862-873.
Cao Wenyuan, Han Minxiao, Xie Wenqiang, et al. A disturbance-observer-based load current feedforward control and parameter design method for voltage-sourced inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 862-873. (in Chinese)

[10] 胡长斌, 陆珩, 罗珊娜, 等. 基于鲁棒残差观测器的分布式电网动态补偿控制[J]. 电网技术, 2020, 44(5): 1834-1844.
Hu Changbin, Lu Heng, Luo Shanna, et al. Dynamic compensation control of distributed power network based on robust residual observer [J]. Power System Technology, 2020, 44(5): 1834-1844. (in Chinese)

[11] 胡长斌, 张赛, 罗珊娜, 等. 基于残差生成器与准谐振控制的逆变器在线性能优化[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 91-99.
Hu Changbin, Zhang Sai, Luo Shanna, et al. On-line performance optimization of inverter based on residual generator and quasi-resonant control [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 91-99. (in Chinese)

[12] Zhang Hui, Xian Jiaheng, Shi Junwei, et al. High performance decoupling current control by linear extended state observer for three-phase grid-connected inverter with an LCL filter [J]. IEEE Access, 2020, 8: 13119-13127.

[13] He Guofeng, Zheng Shicheng, Dong Yanfei, et al. Model predictive voltage control of uninterruptible power supply

based on extended-state observer [J]. Energies, 2022, 15(15): 5489.

[14] 杨林, 曾江, 马文杰, 等. 基于改进二阶线性自抗扰技术的微网逆变器电压控制[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(4): 146-153.
Yang Lin, Zeng Jiang, Ma Wenjie, et al. Voltage control of microgrid inverter based on improved second-order linear active disturbance rejection control [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(4): 146-153. (in Chinese)

[15] 郭磊磊, 金楠, 李琰琰, 等. 并网逆变器无电网电压传感器模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(12): 2612-2622.
Guo Leilei, Jin Nan, Li Yanyan, et al. Grid voltage sensorless model predictive control for grid-connected inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2612-2622. (in Chinese)

[16] 郭磊磊, 李国昊, 金楠, 等. 两电平电压源逆变器双矢量调制模型预测控制: 理论分析、实验验证和推广[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 39-49.
Guo Leilei, Li Guohao, Jin Nan, et al. Two-vector-based modulated model predictive control method for 2-level voltage source inverters: Theoretical analysis, experimental verification and extension [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 39-49. (in Chinese)



胡长斌

作者简介：

胡长斌(1982—)，男，中国电源学会会员，博士，教授。研究方向：智能电网协调优化控制及电力电子变换器鲁棒控制。E-mail：changbinlove@ncut.edu.cn。

黄海扬(2000—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：智能电网。E-mail：2219459986@qq.com。

罗珊娜(1982—)，女，博士，高级工程师。研究方向：微电网能量管理。E-mail：Luosn@ncut.edu.cn。

陆珩(1994—)，男，博士研究生。研究方向：微电网故障诊断与容错控制。E-mail：luheng425@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)