

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250860

# 基于卡尔曼滤波-准谐振扩张状态观测器的 MMC 无模型预测控制策略

梁备<sup>1</sup>, 马文忠<sup>1</sup>, 王玉生<sup>2</sup>, 孟令彤<sup>3</sup>, 宋曙光<sup>1</sup>, 郑绍通<sup>1</sup>

(1. 中国石油大学(华东)新能源学院, 山东 青岛 266580; 2. 中国石油天然气股份有限公司规划总院, 北京 100083;  
3. 中国石油塔里木油田分公司, 新疆 库尔勒 841000)

**摘要:** 传统有限集模型预测控制易于实现多目标控制, 被广泛应用于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)等复杂的非线性系统, 但在参数失配和传感器噪声工况下性能恶化。基于此, 提出一种基于卡尔曼滤波-准谐振扩张状态观测器(Kalman filtering-quasi-resonant extended state observer, KF-QRESO)的 MMC 无模型预测控制策略, 以提高系统在参数失配和采样干扰下的鲁棒性。首先, 分析参数失配下的 MMC 离散数学模型, 构建 KF-QRESO 复合观测器, 其中 KF 用于过滤采样噪声, QRESO 准确估计周期交流状态量并补偿至 KF 状态方程中。然后, 复合观测器能够降低控制系统对参数的依赖, 实现对系统状态量的精确估计。同时, 研究观测器对周期信号的跟踪能力及其稳定性。其次, 将复合观测器与无模型预测控制结合, 提升了系统在参数失配及采样噪声工况下的性能。最后, 搭建 MATLAB/Simulink 仿真和样机实验系统, 验证所提方法的有效性和正确性。

**关键词:** 无模型预测控制; 参数失配; 卡尔曼滤波; 扩张状态观测器; 模块化多电平换流器

## Model-free predictive control strategy of MMC based on a Kalman filtering-quasi-resonant extended state observer

LIANG Bei<sup>1</sup>, MA Wenzhong<sup>1</sup>, WANG Yusheng<sup>2</sup>, MENG Lingtong<sup>3</sup>, SONG Shuguang<sup>1</sup>, ZHENG Shaotong<sup>1</sup>

(1. College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China; 2. PetroChina Planning and Engineering Institute, Beijing 100083, China; 3. PetroChina Tarim Oilfield Company, Korla 841000, China)

**Abstract:** Traditional finite-control-set model predictive control is widely applied to complex nonlinear systems such as modular multilevel converters (MMC) due to its capability for multi-objective control. However, its performance deteriorates under parameter mismatch and sensor noise conditions. To address these issues, this paper proposes a model-free predictive control strategy for MMC based on a Kalman filtering-quasi-resonant extended state observer (KF-QRESO) to enhance system robustness against parameter mismatch and sampling disturbances. First, the discrete mathematical model of MMC under parameter mismatch is analyzed, and a composite KF-QRESO observer is constructed. The Kalman filter (KF) is used to suppress sampling noise, while the QRESO accurately estimates periodic AC state variables and compensates them within the KF state equations. Then, the composite observer reduces the parameter dependence of the control system, achieving precise estimation. The tracking ability and stability of the observer for periodic signals are also studied. Next, the composite observer is integrated with model-free predictive control to improve performance under parameter mismatch and sampling noise conditions. Finally, MATLAB/Simulink simulations and prototype experiments validate the method's effectiveness and correctness.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52277208).

**Key words:** model-free predictive control; parameter mismatch; Kalman filtering; extended state observer; modular multilevel converter

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(52277208); 中国石油重大科技攻关专项资助(2023ZZ31YJ01, 2023ZZ31YJ03)

## 0 引言

随着交直流负荷急剧增加和新能源设备的大量接入,将直流系统接入交流配电网愈发成为中、高压输配电系统的选择,交直流混合配电网的研究受到广泛关注<sup>[1-3]</sup>。模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)以其易扩展、谐波含量小、低开关损耗等优点,近年来成为中、高压柔性直流配电网的关键设备之一<sup>[4-6]</sup>。MMC 最常见的控制方法为 PI 双闭环控制或比例谐振控制,但存在参数整定困难、动态响应差的问题<sup>[7-8]</sup>。

模型预测控制(model predictive control, MPC)具有动态响应快、易于实现多目标控制等优点,被广泛应用于电力电子变换器中<sup>[9]</sup>。文献[10]将有限集模型预测控制应用于 MMC 中,建立代价函数并遍历所有开关状态,选出最优开关状态实现较好控制性能,但存在计算量大和加权系数整定困难的问题。为克服有限集 MPC 计算量大的问题,文献[11-12]在保证控制性能的同时有效降低了算法的计算量。文献[13]提出了两段式 MPC 控制,将占空比引入到控制量中,提高了电流跟踪精度。文献[14]将 MMC 三相桥臂视为一个整体,引入了空间矢量电流预测控制,通过计算各电压矢量作用时间来减少电流纹波,从而提高稳态性能。文献[15]提出了一种考虑电容电压波动特性的 MPC 方法,进一步提升了控制性能。然而 MPC 过于依赖系统建模,实际工况下由于温度、工作环境、内外干扰等因素难以实现高精度的建模,参数失配使得 MPC 存在较大的预测误差<sup>[16]</sup>。

为减小 MPC 对于系统模型的依赖,无模型预测控制(model-free predictive control, MFPC)由于具有不完全依赖系统参数、鲁棒性强等特点,被应用于电机和电力电子设备的控制中<sup>[17]</sup>。文献[18]提出了一种基于查询表的无模型预测控制,该方法仅依赖过去几个时刻的电流梯度对模型进行更新,从而实现电流状态预测,但可能导致某些时刻所选电压矢量不是最优。文献[19]提出了一种基于递推最小二乘法的控制算法,通过估计电流状态计算出最优控制矢量。文献[20]将神经网络与 MPC 结合,在多目标训练中考虑扰动工况,提升了 MMC 系统的抗干扰性能。近年来,基于超局部模型的无模型预测控制策略被应用于换流器控制中<sup>[21]</sup>,但未能实现观测器对交流状态量的准确估计。文献[22]使用扩张状态观测器估计系统集总扰动,但存在采样噪声使高增益观测器性能恶化的问题。文献[23]提出了一种结合事件触发控制的无模型预测控制方法,使得 MMC 在较低开关频率下也有不错的鲁棒性,但实

现过程较为复杂。文献[24]提出了一种基于扩展卡尔曼滤波器的无模型电流控制方法,在线更新增益矩阵,提升电流跟踪性能。文献[25]提出了一种 MMC 辅助扩张状态观测器控制策略,在两相旋转坐标系下具有较强的鲁棒性。文献[26]提出了一种基于数据驱动的 MMC 无模型预测控制方法,无需参数信息即可实现电流跟踪,但存在初始参数整定困难的问题。目前基于超局部模型的无模型预测控制大多依赖于观测器,且存在交流量估计不准确、易受噪声影响等问题。

针对 MMC 模型预测控制在参数失配以及采样噪声工况下控制性能下降的问题,提出一种基于卡尔曼滤波-准谐振扩张状态观测器(Kalman filtering-quasi-resonant extended state observer, KF-QRESO)的 MMC 无模型预测控制策略。首先,对 MMC 参数失配下的状态方程分析,引入超局部模型将参数失配项以及系统误差项简化为集总扰动,从而降低了算法对模型的依赖;在此基础上,本文提出复合观测器 KF-QRESO 对采样信号滤波并对周期变化的集总扰动及状态量进行估计,其中 KF 用于信号滤波, QRESO 使用 KF 滤波后的状态量作为输入信号对周期状态量精确估计,实现了观测器在高频采样噪声工况下对周期信号的无相位滞后估计;同时,本文分析了观测器对周期信号的跟踪能力并对观测器稳定性进行了理论分析;最后,将观测器应用于无模型预测控制中,给出了基于 MMC 的电流跟踪控制与环流抑制方法。在 MATLAB/Simulink 仿真和样机实验系统对所提控制方法的正确性进行了验证。

## 1 MMC 数学模型

### 1.1 MMC 电路拓扑及其数学模型

三相 MMC 主电路拓扑如图 1 所示, MMC 每相包含上、下两个桥臂,每个桥臂由桥臂电阻  $R_m$ 、桥臂电感  $L_m$  和  $N$  个半桥子模块(half-bridge submodule, HBSM)串联组成。

图 1 中:  $V_{dc}$  为直流侧母线电压;  $O$  为接地中性点;  $u_{sj}$ 、 $i_j$  分别为 MMC 交流侧输出相电压和电流,  $j = a, b, c$ ;  $u_{pj}$ 、 $u_{nj}$  分别为上、下桥臂电压;  $i_{pj}$ 、 $i_{nj}$  分别为上、下桥臂电流。半桥子模块由 2 个带有反并联二极管的开关器件以及 1 个并联电容组成,可工作在投入或切除两种工作状态。当开关  $T_1$  闭合、开关  $T_2$  断开,子模块工作在投入状态,子模块输出电压为  $u_c^{x,ji}$ ,其中  $x = p, n$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ ; 当开关  $T_1$  断开,  $T_2$  闭合,子模块工作在切除状态,其输出电压为 0。根据 MMC 电路拓扑以及基尔霍夫电流定律,

MMC 上、下桥臂电流和内部电流分别为

$$i_{pj} = \frac{i_j}{2} + \frac{i_{dc}}{3} + i_{cj} \quad (1)$$

$$i_{nj} = -\frac{i_j}{2} + \frac{i_{dc}}{3} + i_{cj} \quad (2)$$

$$i_{diffj} = \frac{i_{pj} + i_{nj}}{2} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{cj} \quad (3)$$

式中:  $i_{dc}$  为直流侧电流;  $i_{cj}$  为  $j$  相桥臂内部环流;  $i_{diffj}$  为  $j$  相桥臂内部电流。

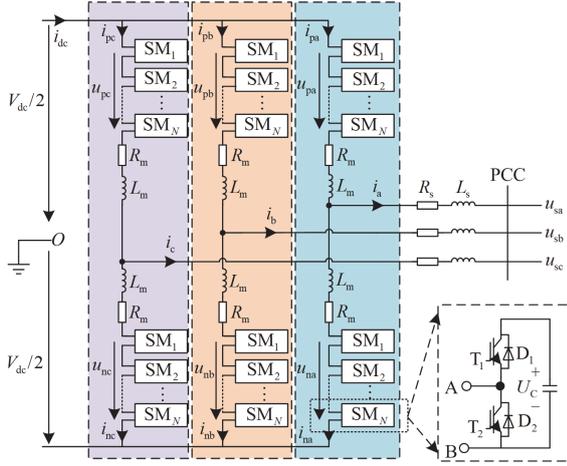


图 1 三相 MMC 主电路拓扑

Fig. 1 Topology of main circuit of three-phase MMC

根据基尔霍夫电压定律, MMC 单相的直流侧和交流侧数学模型分别为

$$\frac{V_{dc}}{2} = u_{pj} + R_m i_{pj} + L_m \frac{di_{pj}}{dt} + R_s i_j + L_s \frac{di_j}{dt} + u_{sj} \quad (4)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = u_{nj} + R_m i_{nj} + L_m \frac{di_{nj}}{dt} - R_s i_j - L_s \frac{di_j}{dt} - u_{sj} \quad (5)$$

式中:  $L_s$ 、 $R_s$  分别为网侧电感、网侧电阻。

将式(4)、式(5)代入式(1)、式(2), 并结合式(3)得到 MMC 交流侧电流和内部电流的动态数学模型, 如式(6)和式(7)所示。

$$\frac{di_j}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} (R_{eq} i_j - u_j^\Delta + u_{sj}) \quad (6)$$

$$\frac{di_{diffj}}{dt} = -\frac{1}{L_m} (R_m i_{diffj} + u_{diffj}^\Sigma - \frac{V_{dc}}{2}) \quad (7)$$

式中:  $L_{eq} = L_m/2 + L_s$  为等效电感;  $R_{eq} = R_m/2 + R_s$  为等效电阻;  $u_j^\Delta = (u_{nj} - u_{pj})/2$  为差模电压;  $u_{diffj}^\Sigma = (u_{pj} + u_{nj})/2$  为共模电压。

对式(6)和式(7)进行欧拉前向差分, 得到 MMC 离散空间状态方程, 如式(8)所示。

$$\mathbf{x}(t_{k+1}) = \mathbf{M}\mathbf{x}(t_k) + \mathbf{W}\mathbf{u}(t_k) + \mathbf{E}\mathbf{h}(t_k) \quad (8)$$

式中:  $t_k$  表示离散变量的第  $k$  个采样时刻;  $\mathbf{M} = \text{diag}[1 - R_{eq}/L_{eq}, 1 - R_m/L_m]$  为状态矩阵;  $\mathbf{W} = \text{diag}[T_s/(2L_{eq}), -T_s/(2L_m)]$  为控制矩阵, 其中  $T_s$  为离散时间间隔;  $\mathbf{E} = \text{diag}[-T/L_{eq}, T_s/(2L_m)]$  为附加控制矩阵;  $\mathbf{x} = [i_j \ i_{diffj}]^T$  为状态量;  $\mathbf{u} = [u_j^\Delta \ u_{diffj}^\Sigma]^T$  为控制量;  $\mathbf{h} = [u_{sj} \ V_{dc}]^T$  为附加变量。

## 1.2 参数失配下的 MMC 数学模型

在实际工况中, 由于温度变化、电力电子器件频繁开关和外部环境等因素, 导致电阻、电感等元件参数发生改变。定义  $\Delta L_{eq}$ 、 $\Delta R_{eq}$ 、 $\Delta L_m$ 、 $\Delta R_m$  分别为等效电感、等效电阻、桥臂电感、桥臂电阻设置值与实际值间扰动误差, 将扰动量代入式(8)构建出参数失配下的实际 MMC 数学模型。

$$\mathbf{x}(t_{k+1}) = \bar{\mathbf{M}}\mathbf{x}(t_k) + \bar{\mathbf{W}}\mathbf{u}(t_k) + \bar{\mathbf{E}}\mathbf{w}(t_k) + \mathbf{d}(t_k) \quad (9)$$

式中:  $\bar{\mathbf{M}} = \text{diag}\left[1 - \frac{(R_{eq} + \Delta R_{eq})}{(L_{eq} + \Delta L_{eq})}, 1 - \frac{(R_m + \Delta R_m)}{(L_m + \Delta L_m)}\right]$  为

实际状态矩阵;  $\bar{\mathbf{W}} = \text{diag}[T_s/(2L_{eq} + 2\Delta L_{eq}), -T_s/(2L_m + 2\Delta L_m)]$  为实际控制矩阵;  $\bar{\mathbf{E}} = \text{diag}[-T_s/(L_{eq} + \Delta L_{eq}), T_s/(2L_m + 2\Delta L_m)]$  为实际附加矩阵;  $\mathbf{d}(t_k)$  为包含方程未精确建模误差、控制策略误差和不确定扰动项的综合矩阵。

因此预测误差  $\Delta\mathbf{x}(t_{k+1})$  可以写为

$$\Delta\mathbf{x}(t_{k+1}) = (\mathbf{M} - \bar{\mathbf{M}})\mathbf{x}(t_k) + (\mathbf{W} - \bar{\mathbf{W}})\mathbf{u}(t_k) + (\mathbf{E} - \bar{\mathbf{E}})\mathbf{w}(t_k) - \mathbf{d}(t_k) \quad (10)$$

以网侧 a 相电流为例(令  $u_a = 8.6 \text{ kV}$ ,  $i_a = 100 \text{ A}$ ,  $L_{eq} = 10 \text{ mH}$ ,  $R_{eq} = 0.2 \Omega$ ,  $T_s = 0.0001 \text{ s}$ )分析参数失配对系统的影响。假设电容电压被很好地均衡, 开关状态处于最优, 网侧电流预测误差随参数变化如图 2 所示。

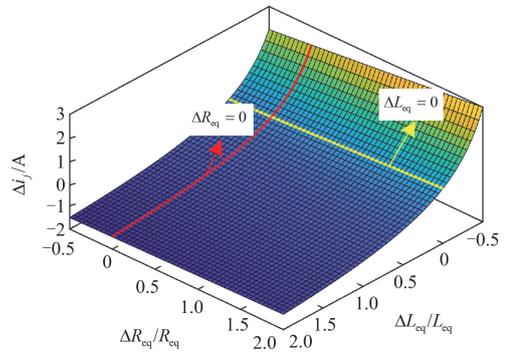


图 2 参数失配工况网侧电流预测误差

Fig. 2 Grid current prediction error under parameter mismatch

从图 2 可知,  $\Delta L_{\text{eq}}/L_{\text{eq}}$  由 -0.5 变化到 2, 网侧电流预测误差变化明显, 说明电感参数摄动对电流预测影响较大, 且参数摄动越大, 预测误差越大; 而  $\Delta R_{\text{eq}}/R_{\text{eq}}$  的变化对电流预测误差影响较小, 因此本文主要分析电感参数对控制系统的影响, 同理可知参数摄动对桥臂环流预测值有相似的影响。上述分析说明参数摄动使预测方程产生误差, 可能使得控制变量不是最优, 甚至可能导致系统失稳。

### 1.3 超局部模型

为解决传统模型预测控制在建模不精确时控制性能下降的问题, 引入超局部模型。超局部模型控制原理是在短时间内实现系统局部建模, 并从输入和输出两方面更新模型,  $n$  阶单输入单输出系统的超局部模型状态方程为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t_{k+1}) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t_k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t_k) + \mathbf{G}\mathbf{F}(t_k) \\ \mathbf{y}(t_k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t_k) \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $\mathbf{A}$  为  $n \times n$  阶状态矩阵;  $\mathbf{x}$  为状态量;  $\mathbf{B}$  为  $n \times m$  阶控制矩阵;  $\mathbf{u}$  为控制量;  $\mathbf{G}$  为  $n \times n$  阶扰动补偿矩阵;  $\mathbf{F}$  为  $n \times 1$  阶集总扰动矩阵;  $\mathbf{y}$  为  $r \times 1$  阶测量矩阵;  $\mathbf{C}$  为  $r \times n$  阶观测矩阵。

超局部模型将系统中的不确定量和未建模部分看作集总扰动, 简化系统模型并提高了鲁棒性。然而, 集总扰动通常具有时变、非线性和高频成分, 传统观测器估计精度有限。为此, 提出 KF-QRESO 用于准确、快速地估计系统集总扰动。

## 2 卡尔曼滤波-准谐振扩张状态观测器

### 2.1 卡尔曼滤波-准谐振扩张状态观测器原理

卡尔曼滤波算法在消除硬件传感器噪声上有着显著优势, 但该方法通常需要精确状态方程。为减小参数失配对计算结果的影响, 利用 QRESO 估计集总扰动  $\hat{\mathbf{F}}$ , 结合式(11), 补偿后的卡尔曼滤波状态方程表示为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(t_k) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t_{k-1}) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t_{k-1}) + \mathbf{G}\hat{\mathbf{F}}(t_{k-1}) + \\ \quad \mathbf{K}(t_k)(\mathbf{y}(t_k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t_k)) \\ \mathbf{y}(t_k) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t_k) + \mathbf{v}(t_k) \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $\hat{\mathbf{x}}$  为 KF 估计状态矩阵;  $\mathbf{K}$  为 KF 增益矩阵<sup>[27]</sup>;  $\mathbf{x}^p(t_k) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t_{k-1}) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t_{k-1}) + \mathbf{G}\hat{\mathbf{F}}(t_{k-1})$  为先验估计状态矩阵;  $\mathbf{v}(t_k)$  为测量噪声矩阵。

集总扰动  $\mathbf{F}(t_k)$  无法直接测量, 本文采用扩张状态观测器获取集总扰动估计值  $\hat{\mathbf{F}}(t_k)$ 。扩张状态观测器通常通过提高增益来保证观测精度, 然而实际工况下硬件设备存在采样噪声, 观测器的高增益特性会进一步放大噪声使得控制性能恶化。将测量

矩阵  $\mathbf{y}(t_k)$  替换为卡尔曼滤波估计值  $\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t_k)$  作为后续观测器输入信号, 用以抑制采样噪声。传统的线性扩张状态观测器观测周期变化的信号存在滞后问题<sup>[28]</sup>, 在 LESO 基础上引入准谐振环节, 用于准确估计周期变化的集总扰动和状态量。引入卡尔曼滤波的准谐振扩张状态观测器即 KF-QRESO 表示为

$$\begin{cases} \mathbf{z}(t_{k+1}) = \mathbf{A}\mathbf{z}(t_k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t_k) + \mathbf{G}\hat{\mathbf{F}}(t_k) + \\ \quad T_s \mathbf{L}_1 \mathbf{C}(\hat{\mathbf{x}}(t_k) - \mathbf{z}(t_k)) \\ \hat{\mathbf{F}}(t_{k+1}) = \hat{\mathbf{F}}(t_k) + T_s \mathbf{L}_2 (\mathbf{I} + \mathbf{H}(t_k)) \mathbf{C}(\hat{\mathbf{x}}(t_k) - \mathbf{z}(t_k)) \\ \mathbf{Y}(t_k) = \mathbf{C}\mathbf{z}(t_k) \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $\mathbf{z}(t_k)$  为  $t_k$  时刻 KF-QRESO 状态估计矩阵;  $\mathbf{H}(t_k) = \text{diag}[0, 0, \dots, h(t_k)]$ , 其中  $h(t_k)$  为离散域准谐振传递函数  $h(z)$  的时域表达式<sup>[29]</sup>, 如式(14)所示;  $\mathbf{L}_1$ 、 $\mathbf{L}_2$  为扩张状态观测器增益系数矩阵;  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

$$h(z) = \frac{2T_s k_r \omega_c (z-1)}{(z-1)^2 + 2\omega_c T_s (z-1) + \omega_r^2 T_s^2} \quad (14)$$

式中:  $k_r$  为谐振增益;  $\omega_c$  为截止角频率;  $\omega_r$  为谐振角频率。

KF-QRESO 结合了 KF 与 QRESO 的优势: KF 抑制采样噪声并送入 QRESO; QRESO 估计周期交流状态量并对 KF 进行补偿, 两者相互耦合提升估计性能。

### 2.2 扰动估计能力与稳定性分析

根据式(6)和式(7), MMC 的交流侧与直流侧数学模型可以分为两个独立的一阶微分方程。为便于分析, 以一阶单输入单输出系统为研究对象。结合式(11)和式(13)得到 KF-QRESO 的二阶扰动传递函数, 并与 LESO<sup>[22]</sup>和 QRESO<sup>[29]</sup>扰动传递函数进行对比。

$$\frac{\hat{\mathbf{F}}(z)}{F(z)} = \begin{cases} \frac{l_2 T_s^2}{(z-1)^2 + l_1 T_s (z-1) + l_2 T_s^2} & \text{LESO} \\ \frac{l_2 (1+h(z)) T_s^2}{(z-1)^2 + l_1 T_s (z-1) + l_2 (1+h(z)) T_s^2} & \text{QRESO} \\ \frac{l_2 (1+h(z)) T_s^2 G(z)}{(z-1)^2 + l_1 T_s (z-1) + l_2 (1+h(z)) T_s^2} & \text{KF-QRESO} \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $\hat{\mathbf{F}}(z)$ 、 $F(z)$  分别为  $z$  域一阶系统集总扰动与实际扰动表达式;  $l_1$ 、 $l_2$  为扩张状态观测器增益, 根据带宽  $\omega$  确定<sup>[22]</sup>;  $G(z) = \hat{\mathbf{x}}(z)/\mathbf{x}(z)$  为 QRESO 补偿卡尔曼滤波观测器的状态传递函数, 具体表达式见附录 A 式(A1)。

图 3 给出了在相同参数下 3 种观测器扰动传递函数的伯德图(取  $\omega = 2000$ ,  $k = 0.5$ ,  $k_r = 10$ ,  $\omega_r =$

$100\pi \text{ rad/s}$ ,  $\omega_c = 3.2 \text{ rad/s}$ ,  $T_s = 0.0001 \text{ s}$ 。对于基频交流信号, 传统 LESO 存在相位滞后的问题, 而 QRESO 和所提观测器均可实现基频处近乎  $0^\circ$  相位延迟和  $0 \text{ dB}$  增益。在低频段, 所提观测器和 QRESO 的伯德图几乎重合, 说明所提观测器观测低频信号和 QRESO 具有相近的性能; 在高频段所提观测器幅值和相位快速下降, 说明所提观测器相比传统观测器具有更强的抗噪声能力。同理, 所提观测器对于二倍频( $100 \text{ Hz}$ )环流量可实现准确估计。

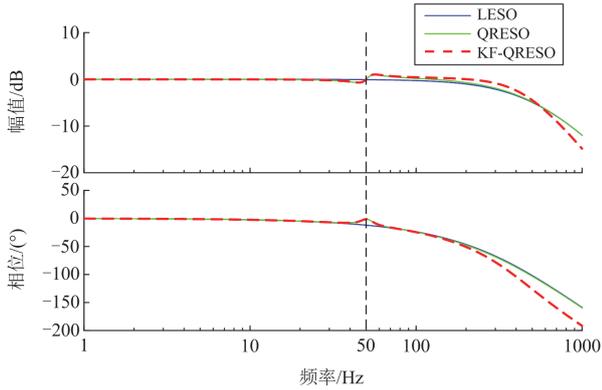


图 3 扰动传递函数伯德图

Fig. 3 Bode plot of disturbance transfer function

本文针对一阶微分系统展开分析, 此时相关矩阵变量变为标量。如图 4 所示将扩张状态观测器的集总扰动观测值等价于线性观测扰动  $\hat{F}_0$  和准谐振观测扰动  $\hat{F}_\omega$  之和, 其离散化表达式为

$$\begin{cases} \hat{F}_0(t_{k+1}) = \hat{F}_0(t_k) + T_s l_2 (\hat{x}(t_k) - z(t_k)) \\ x_1(t_{k+1}) = x_1(t_k) + T_s x_2(t_k) \\ x_2(t_{k+1}) = T_s l_2 (\hat{x}(t_k) - z(t_k)) - T_s \omega_r^2 x_1(t_k) + (1 - 2T_s \omega_c) x_2(t_k) \\ \hat{F}(t_k) = \hat{F}_0(t_k) + k_1 x_1(t_k) \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $x_1$ 、 $x_2$  为观测器中间变量;  $k_1 = 2T_s k_r \omega_c$  为系数。

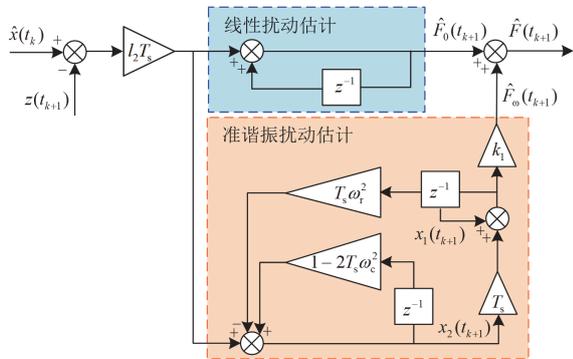


图 4 集总扰动传递框图

Fig. 4 Block diagram of lumped disturbance transfer

在系统系数矩阵固定的情况下, 卡尔曼滤波增益仅与估计协方差矩阵和测量协方差矩阵有关<sup>[27]</sup>, 因此卡尔曼增益可以反映方差矩阵特性。为便于分析, 仅将带有卡尔曼增益  $k$  的校正方程式(12)用于后续计算。结合式(12)、式(13)和式(16)得到 KF-QRESO 的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(t_{k+1}) \\ z(t_{k+1}) \\ \hat{F}_0(t_{k+1}) \\ x_1(t_{k+1}) \\ x_2(t_{k+1}) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{x}(t_k) \\ z(t_k) \\ \hat{F}_0(t_k) \\ x_1(t_k) \\ x_2(t_k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1-k)b \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} k \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} x(t_{k+1}) \quad (17)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1-k & 0 & (1-k)T_s & 2(1-k)T_s k_r \omega_c & 0 \\ T_s l_1 & 1-T_s l_1 & T_s & 2T_s k_r \omega_c & 0 \\ T_s l_2 & -T_s l_2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & T_s \\ T_s l_2 & -T_s l_2 & 0 & -T_s \omega_r^2 & 1-2T_s \omega_c \end{bmatrix}$$

式中:  $\mathbf{A}$  为系数矩阵。

当离散 KF-QRESO 的系数矩阵  $\mathbf{A}$  的特征值全部位于单位圆内时, KF-QRESO 是稳定的<sup>[30]</sup>。系数矩阵  $\mathbf{A}$  的特征多项式  $P(z)$  为

$$P(z) = \det(z\mathbf{I} - \mathbf{A}) = g_0 + g_1 z + g_2 z^2 + g_3 z^3 + g_4 z^4 + g_5 z^5 \quad (18)$$

式中:  $g_0 - g_5$  为矩阵  $\mathbf{A}$  的特征多项式系数。

根据 jury 判据<sup>[30]</sup>, 当满足式(19)时, 可以保证 KF-QRESO 观测器的稳定性。

$$\begin{cases} P(1) > 0 \\ P(-1) < 0 \\ |g_0| < 1 \\ -m^2 + m(g_0 - g_4) + g_1 - g_3 + 1 > 0 \\ |m| < 2 \end{cases} \quad (19)$$

式中: 系数  $m = \frac{g_0(g_1 - g_3) + g_2 - g_4}{1 - g_1 - g_0^2 + g_0 g}$ 。

根据式(17)可知, KF-QRESO 的稳定性与采样周期  $T_s$ 、带宽  $\omega$ 、卡尔曼滤波增益  $k$ 、谐振增益  $k_r$  和截止角频率  $\omega_c$  有关。图 5(a)为 KF-QRESO 随  $T_s-k$  的极点变化图, 随着  $k$  增大( $0.2 \rightarrow 1$ )两侧极点逐渐向圆内靠拢; 在图 5(b)中随着  $\omega$ ( $500 \rightarrow 4000$ )增大, 极点分布更加集中于单位圆右侧, 说明增大带宽可以提高观测器响应速度。且图 5(a)、图 5(b)中随着  $T_s$  减小, 圆外极点逐渐趋于单位圆内, 当  $T_s$  足够小后,  $\omega$  与  $k$  对极点影响较小。从图 5 可以看出, 当  $T_s = 0.001 \text{ s}$  时部分极点位于单位圆外, 此时系统是

不稳定的。随着采样周期逐渐减小, KF-QRESO 的极点均位于单位圆内部, 说明较小的采样周期有利于提高系统稳定性。增益  $k$  的取值由噪声协方差矩阵决定<sup>[27]</sup>, 且满足  $k \in (0,1)$ ; 带宽  $\omega$  宜取 3~5 倍扰动周期<sup>[31]</sup>;  $k_r$  和  $\omega_c$  取值应尽可能使得观测器在扰动频率处增益接近 0 dB。本文取  $\omega = 2000$ ,  $k_r = 10$ ,  $\omega_r = 100\pi$  rad/s,  $\omega_c = 3.2$  rad/s,  $T_s = 0.0001$  s, 图 5(a)中极点均位于单位圆内, 观测器是稳定的。

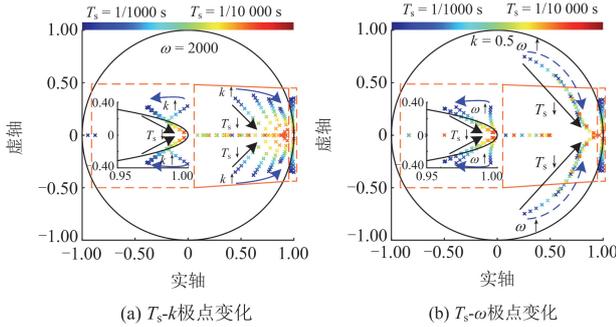


图 5 KF-QRESO 的极点分布图

Fig. 5 Pole distribution of KF-QRESO

### 3 基于 KF-QRESO 的无模型预测控制策略

#### 3.1 KF-QRESO 对 MMC 状态量的估计

考虑到实际控制系统中存在采样噪声, 测量矩阵如式(20)所示。电流信噪比(signal-to-noise ratios, SNR)被定义为附录 A 式(A2), 信噪比越小, 说明采样信号受噪声影响越大; 信噪比越大, 说明噪声对采样信号影响越小<sup>[32]</sup>。

$$y(t_k) = \begin{bmatrix} i_j(t_k) + v_j(t_k) & 0 \\ 0 & i_{\text{diffy}}(t_k) + v_{\text{diffy}}(t_k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: 采样噪声  $v_j(t_k) \sim N(0, \sigma_j^2)$ 、 $v_{\text{diffy}}(t_k) \sim N(0, \sigma_{\text{diffy}}^2)$  服从高斯分布, 其中  $\sigma_j^2$ 、 $\sigma_{\text{diffy}}^2$  分别为  $v_j$ 、 $v_{\text{diffy}}$  的方差。

由式(8)、式(12)和式(13)可知, 基于 KF-QRESO 的 MMC 系统状态矩阵为

$$\begin{cases} \hat{x}(t_k) = \mathbf{A}\hat{x}(t_{k-1}) + \mathbf{B}u(t_{k-1}) + \mathbf{G}\hat{\mathbf{F}}(t_{k-1}) + \mathbf{K}(t_k)(y(t_k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}^p(t_k)) \\ \mathbf{z}(t_{k+1}) = \mathbf{A}\mathbf{z}(t_k) + \mathbf{B}u(t_k) + \mathbf{G}\hat{\mathbf{F}}(t_k) + \mathbf{T}_s \mathbf{L}_1 \mathbf{C}(\hat{x}(t_k) - \mathbf{z}(t_k)) \\ \hat{\mathbf{F}}(t_{k+1}) = \hat{\mathbf{F}}(t_k) + \mathbf{T}_s \mathbf{L}_2 \mathbf{C}(\mathbf{I}_{2 \times 2} + \mathbf{H}(t_k))(\hat{x}(t_k) - \mathbf{z}(t_k)) \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $\hat{x}(t_k) = [\hat{i}_j(t_k) \ \hat{i}_{\text{diffy}}(t_k)]^T$  为  $t_k$  时刻的卡尔曼滤波估计矩阵;  $\mathbf{A} = \text{diag}[1,1]$  为状态矩阵;  $\mathbf{B} = T_s \text{diag}[\alpha_j, \alpha_{\text{diffy}}]$  为控制矩阵, 其中  $\alpha_j = 1/L_{\text{eq}}$ ,  $\alpha_{\text{diffy}} = -1/L_m$  即

取系统标称值:  $\mathbf{u}(t_{k-1}) = [u_j^\Delta(t_{k-1}) \ u_{\text{diffy}}^\Sigma(t_{k-1})]^T$  为  $t_{k-1}$  时刻控制矩阵;  $\mathbf{x}^p(t_k) = [i_j^p(t_k) \ i_{\text{diffy}}^p(t_k)]^T$  为  $t_k$  时刻先验估计矩阵;  $\mathbf{G} = \text{diag}[T_s, T_s]$  为补偿系数矩阵;  $\hat{\mathbf{F}}(t_k) = [\hat{F}_j(t_k) \ \hat{F}_{\text{diffy}}(t_k)]^T$  为集总扰动观测矩阵;  $\mathbf{C} = \text{diag}[1,1]$  为观测矩阵;  $\mathbf{z}(t_k) = [z_j(t_k) \ z_{\text{diffy}}(t_k)]^T$  为电流状态估计值;  $\mathbf{L}_1 = \text{diag}[l_1, l_2]$ 、 $\mathbf{L}_2 = \text{diag}[l_3, l_4]$  为扩张状态方程增益系数, 增益系数设计遵循带宽法<sup>[31]</sup>, 增益系数  $l_1 = 2\omega_j$ 、 $l_2 = 2\omega_{\text{diffy}}$ 、 $l_3 = \omega_j^2$ 、 $l_4 = 2\omega_{\text{diffy}}^2$ , 其中  $\omega_j$ 、 $\omega_{\text{diffy}}$  分别为电流、桥臂环流量的带宽;  $\mathbf{H}(t_k) = \text{diag}[h_\omega(t_k), h_{2\omega}(t_k)]$  为准谐振增益矩阵, 其谐振频率取电网基频或二倍频。

#### 3.2 网侧电流与环流控制

由式(3)可知, 桥臂内部电流包含直流分量和环流分量。桥臂内部环流会增加系统损耗、降低开关器件应力, 因此环流分量应被抑制。在实际运行中, 仅以直流电流的三分之一作为环流参考值易使得上、下桥臂能量不平衡。为保证运行中上、下桥臂与相间能量均衡, 将桥臂能量均衡引入到环流控制中, 如图 6 所示。其中  $N_\omega(z)$  为基频陷波器离散传递函数<sup>[33]</sup>, 其表达式参见附录 A 式(A3);  $P^{\text{ref}}$  为有功功率参考值。环流参考值为

$$i_{\text{diffy}}^{\text{ref}} = i_{\text{dc-diffy}}^{\text{ref}} + i_{\text{mj}}^{\text{ref}} \quad (22)$$

式中:  $i_{\text{diffy}}^{\text{ref}}$  为环流参考值;  $i_{\text{dc-diffy}}^{\text{ref}}$  为环流参考值直流分量;  $i_{\text{mj}}^{\text{ref}}$  为桥臂均衡控制量。

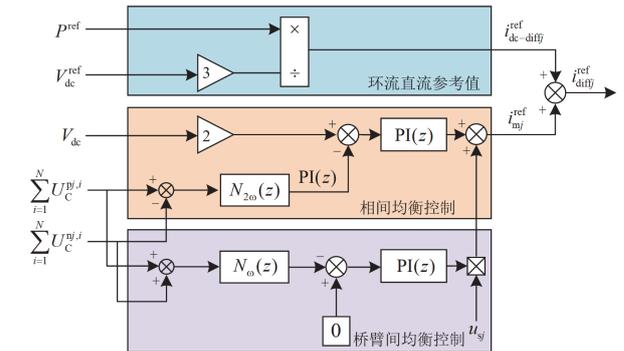


图 6 桥臂均衡控制

Fig. 6 Bridge arm balancing control

考虑到数字控制系统中采样、计算与驱动更新之间存在一个采样周期的延时, 控制量在  $t_k$  时刻计算后通常在  $t_{k+1}$  时刻作用于系统, 因此模型预测控制通常对系统状态进行一个步长的超前预测。电流状态量超前估计值  $\mathbf{z}(t_{k+1})$  和集总扰动超前估计值  $\hat{\mathbf{F}}(t_{k+1})$  已经由式(21)给出, 参考值超前预测使用拉

格朗日外推法, 如附录 A 式(A4)所示<sup>[14]</sup>。基于无差拍原理, 差模、共模电压参考值如式(23)所示。

$$\begin{cases} u_j^{\Delta \text{ref}} = \frac{i_j^{\text{ref}}(t_{k+2}) - z_j(t_{k+1})}{\alpha_j T_s} - \frac{\hat{F}_j(t_{k+1})}{\alpha_j} \\ u_{\text{diff}}^{\Sigma \text{ref}} = \frac{i_{\text{diff}}^{\text{ref}}(t_{k+2}) - z_{\text{diff}}(t_{k+1})}{\alpha_{\text{diff}} T_s} - \frac{\hat{F}_{\text{diff}}(t_{k+1})}{\alpha_{\text{diff}}} \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $u_j^{\Delta \text{ref}}$ 、 $u_{\text{diff}}^{\Sigma \text{ref}}$  分别为差模、共模电压参考值。

由式(23)可获取桥臂差模电压与共模电压参考值, 因此可以得到上、下桥臂电压参考值并用于后续子模块均压与调制环节。

$$\begin{cases} u_{pj}^{\text{ref}} = u_{\text{diff}}^{\Sigma \text{ref}} + u_j^{\Delta \text{ref}} \\ u_{nj}^{\text{ref}} = u_{\text{diff}}^{\Sigma \text{ref}} - u_j^{\Delta \text{ref}} \end{cases} \quad (24)$$

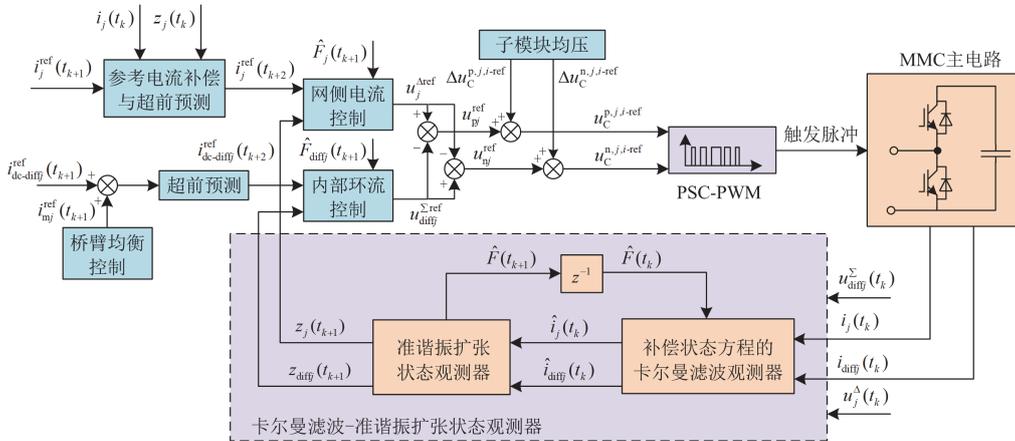


图 7 基于 KF-QRESO 综合控制策略

Fig. 7 Integrated control strategy based on KF-QRESO

## 4 仿真分析

为验证本文所提控制策略的有效性和正确性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建了三相 MMC 模型, 系统仿真主要参数如表 1 所示。分别验证了所提控

表 1 MMC 系统的仿真参数

Table 1 Simulation parameters of the MMC system

仿真参数	数值
交流侧电压 $u_s/\text{kV}$	10
直流侧电压 $V_{\text{dc}}/\text{kV}$	20
交流侧电感 $L_s/\text{mH}$	5
交流侧电阻 $R_s/\Omega$	0.1
桥臂电感 $L_m/\text{mH}$	10
桥臂电阻 $R_m/\Omega$	0.2
桥臂子模块数目 $N$	20
子模块电容 $C/\text{mF}$	5
采样时间 $T_s/\mu\text{s}$	100
观测器带宽 $\omega$	2000

式中:  $u_{pj}^{\text{ref}}$ 、 $u_{nj}^{\text{ref}}$  分别为上、下桥臂电压参考值。

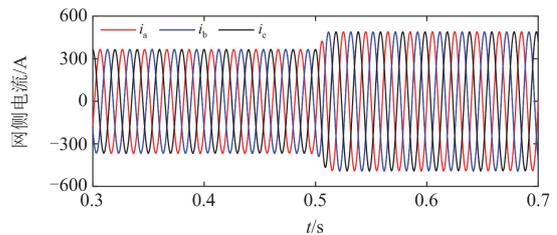
### 3.3 综合控制策略

图 7 为基于 KF-QRESO 的综合控制策略。网侧电流参考值由外环控制器给定, 桥臂电流均衡控制参考值由图 6 得到。系统硬件的采样信号经 KF-QRESO 观测器处理得到状态估计值, 该估计值与参考信号值经控制器计算得到桥臂电压参考值, 且桥臂参考电压计算与子模块数量无关。在子模块的均压环节中, 各子模块电容电压与所在上、下桥臂子模块的电容电压均值比较, 并经 PI 控制器后得到子模块电容均压修正值  $\Delta u_c^{x,j,i-\text{ref}}$ 。该子模块均压修正值与桥臂参考电压线性相加, 得到对应子模块电容电压参考值  $u_c^{x,j,i-\text{ref}}$ 。最终经过载波移相调制技术, 将电压信号转化为开关器件的脉冲信号。

制方法在稳态工况、动态工况、参数失配工况、考虑采样噪声工况以及不平衡工况下的性能。选取模型预测控制<sup>[15]</sup>、无模型预测控制方法<sup>[26]</sup>和本文所提的 KF-QRESO 无模型预测控制算法进行对比。

#### 4.1 稳态与动态工况

在  $t = 0.5 \text{ s}$  时, 有功功率由 4 MW 跃变至 6 MW, 无功功率由 2 MW 跃变为 0 MW。图 8 为本文所提控制方法的主要输出波形。仿真结果表明, 所提方法的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)仅



(a) 网侧电流

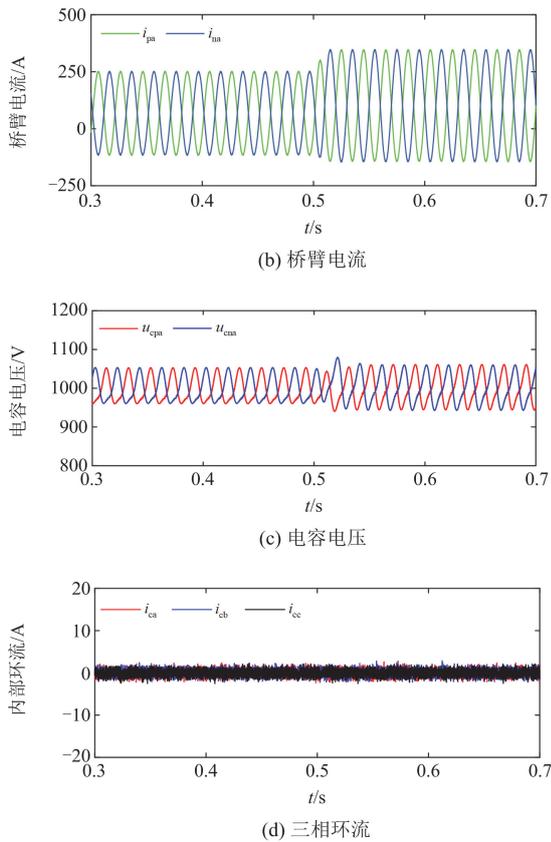


图 8 KF-QRESO 无模型预测控制波形

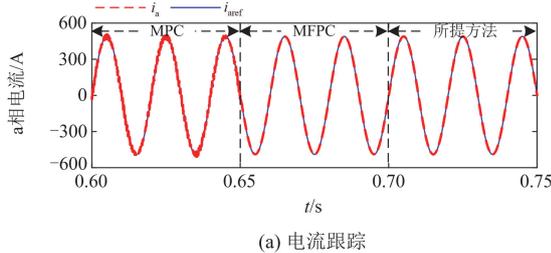
Fig. 8 Waveforms of KF-QRESO model-free predictive control

为 0.42%。桥臂电流波形良好几乎没有畸变且 THD 为 1.02%。由于所提控制方法采用了桥臂均衡控制，电容电压被均衡在参考值附近。所提控制方法将环流幅值降低到 5 A 以内，环流抑制效果良好。

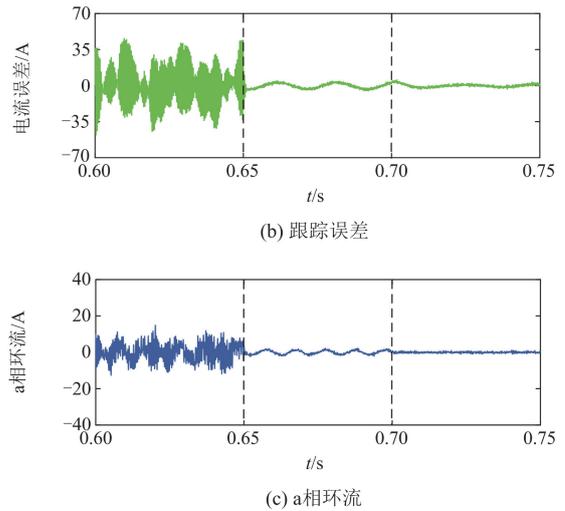
#### 4.2 参数失配工况

根据理论分析得出电感参数变化会对模型预测控制造成较大误差的结论。本文令实际值相对于标称值扰动量  $\Delta L_m$ 、 $\Delta L_{eq}$  分别失配-50%和+50%，在 0.65 s 从模型预测控制切换到无模型预测控制，在 0.7 s 切换到所提控制方法，a 相电流跟踪、跟踪误差以及环流波形分别如图 9 和图 10 所示。

从图中 9 可以看出，参数失配工况下模型预测控制性能恶化，电流失真严重，其 THD 高达 8.93%；



(a) 电流跟踪

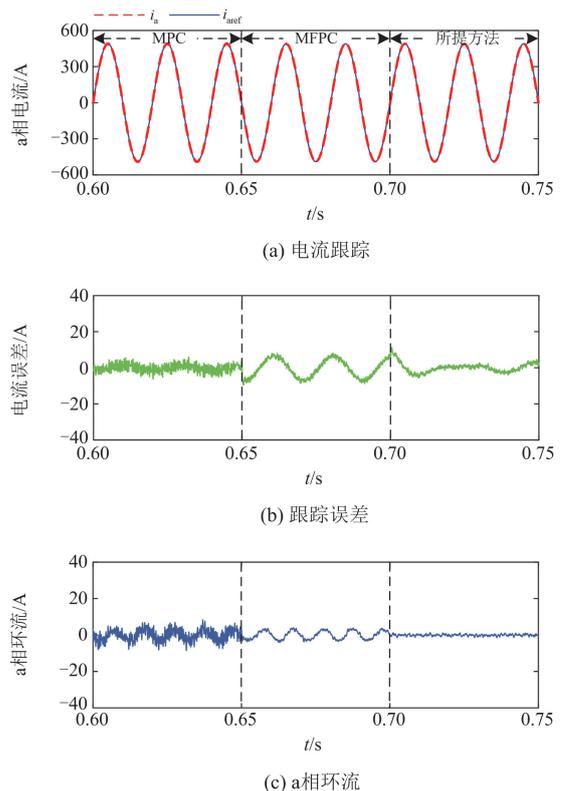


(b) 跟踪误差

(c) a相环流

图 9 实际电感失配-50%工况网侧电流和环流

Fig. 9 Actual inductance mismatch -50% operating condition grid-side current and circulating current



(a) 电流跟踪

(b) 跟踪误差

(c) a相环流

图 10 实际电感失配+50%工况网侧电流和环流

Fig. 10 Actual inductance mismatch +50% operating condition grid-side current and circulating current

在切换为无模型预测控制后，跟踪电流不再畸变，电流 THD 迅速降低为 0.72%；切换为所提控制方法后，电流跟踪效果与环流抑制效果进一步提升，电流 THD 仅为 0.63%。在图 10 中，当电感实际值大

于控制设定值时, 3 种控制方式均有不错的稳态性能。说明所提控制方法与无模型预测控制方法在正、负参数失配下均有较强的鲁棒性。

#### 4.3 考虑采样噪声工况

当采样电流的信噪比不同时, 对 3 种控制方法的稳态电流 THD 进行研究, 如表 2 所示。可以看出, 3 种控制方法电流的 THD 随信噪比减小而增大。其中 MPC 和 MFPC 受噪声影响较大, 在同一信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)下所提控制方法的电流 THD 更小, 说明所提控制方法具有更强的抗噪声能力。

表 2 不同信噪比电流 THD

Table 2 THD of current at various SNRs

工况 SNR/dB	不同控制方法下的 THD/%		
	MPC	MFPC	所提方法
无噪声	1.07	0.68	0.42
46.03	1.21	0.81	0.59
40.01	1.86	1.08	0.83
36.49	2.37	1.52	1.21
33.99	3.01	2.67	1.89

为进一步验证所提控制方法在噪声工况下的控制性能, 在 4.2 节参数失配的前提下, 当采样电流 SNR 为 40 dB 时, 图 11 和图 12 为扰动量变化  $\Delta L_m$ 、

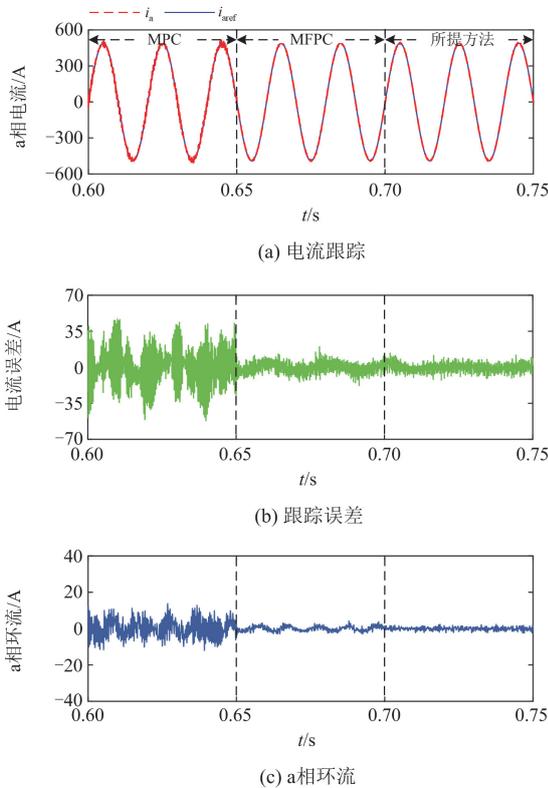


图 11 含采样噪声电感失配-50%工况网侧电流和环流  
Fig. 11 Grid-side current and circulating current under actual inductance mismatch with -50% and sampling noise

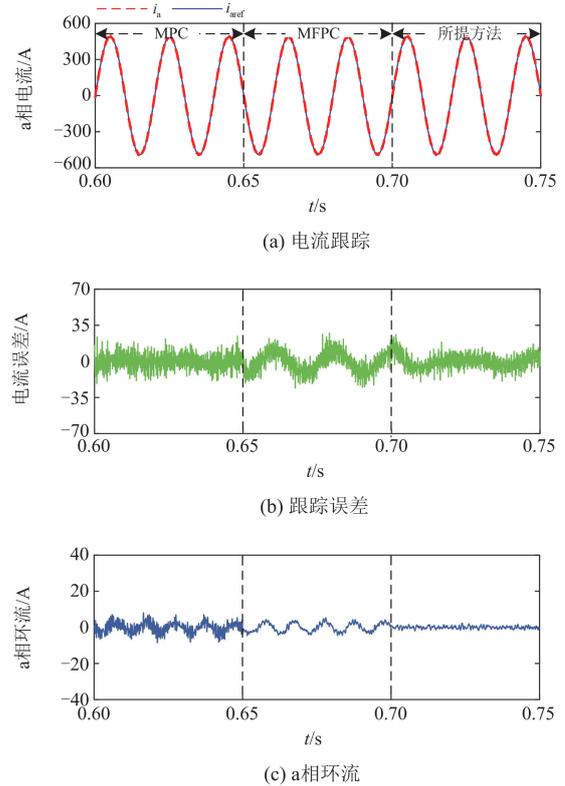
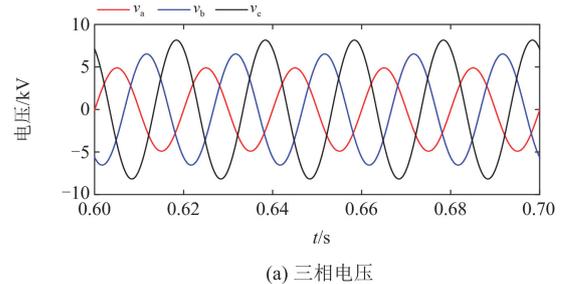


图 12 含采样噪声电感失配+50%工况网侧电流和环流  
Fig. 12 Grid-side current and circulating current under actual inductance mismatch with +50% and sampling noise

$\Delta L_{eq}$  分别为-50%和+50%的 a 相电流跟踪、跟踪误差以及环流波形。图 11 中, 相比于仅参数失配的工况, 该工况下模型预测控制性能进一步恶化, THD 变为 10.32%; 无模型预测控制方法 THD 为 1.12%; 所提控制方法 THD 为 0.94%。所提控制方法在参数双向失配工况下均维持较好的控制性能, 证明了所提控制方法在参数失配和采样噪声工况下具有较强的鲁棒性。

#### 4.4 不平衡工况

为验证所提方法在不平衡工况下的性能, 分别使 a 相和 b 相交流电压跌落 40%和 20%, 仿真结果如图 13 所示。可以看出, 当电网电压不平衡时, 网侧电流几乎不受影响, THD 仅为 0.45%。



(a) 三相电压

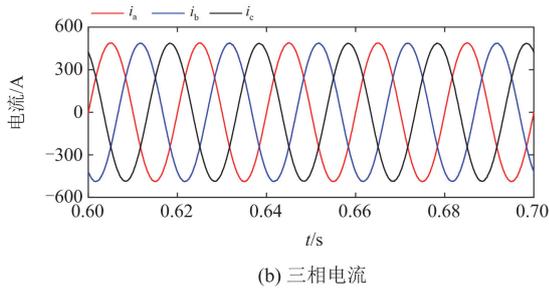


图 13 不平衡工况网侧电压电流

Fig. 13 Grid-side voltage and current in unbalanced operating condition

### 5 实验验证

为进一步验证本文所提控制方法的有效性，搭建三相模块化多电平实验平台，其结构如图 14 所示，设备电路参数如表 3 所示。控制系统采用主从控制架构：主控制器选用 TMS320F28377 数字信号处理器，用于实现网侧电流控制与环流控制；从控制器采用 EP4CE55F2317 型现场可编程门阵列，负责调制与子模块电容电压均衡。采用模型预测控制<sup>[15]</sup>、无模型预测控制<sup>[26]</sup>与所提 KF-QRESO 无模型预测控制进行对比。



图 14 三相模块化多电平换流器实验平台

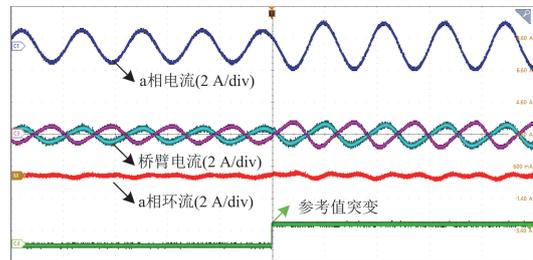
Fig. 14 Experimental platform of three-phase modular multilevel converter

令负载相电流参考幅值在检测到触发信号后(绿色信号)由 1.1 A 跳变到 1.6 A，模型预测控制、无模型预测控制与所提控制实验波形如图 15 所示，其中模型预测控制和所提控制方法动态响应迅速且无超调，无模型预测在参考值突变后存在一定的超调。参考值突变实验说明所提控制方法具备良好的动态响应能力。

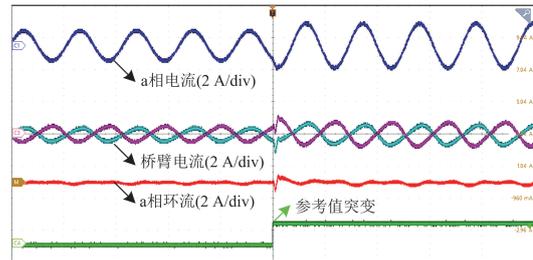
表 3 MMC 系统的参数

Table 3 Experimental parameters of the MMC system

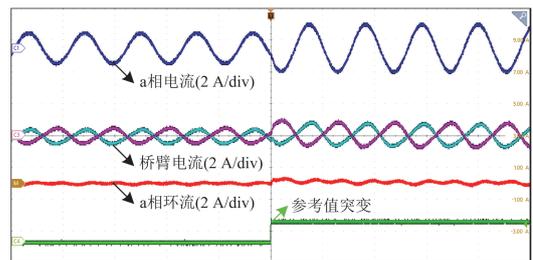
仿真参数	数值
直流侧电压 $V_{dc}/V$	60
桥臂电感 $L_m/mH$	6.5
桥臂电阻 $R_m/\Omega$	0.5
桥臂子模块数目 $N$	6
子模块电容 $C/mF$	1.2
负载电感 $L_f/mH$	7.88
负载电阻 $R_f/\Omega$	15
采样时间 $T_s/\mu s$	100
带宽 $\omega$	2000



(a) MPC



(b) MFPC



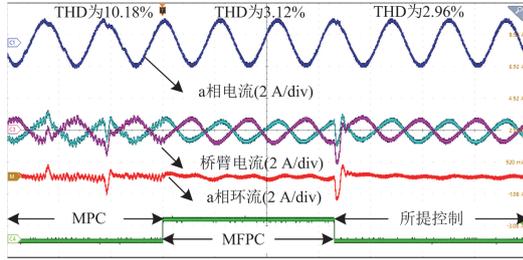
(c) 所提控制

图 15 参考值突变实验

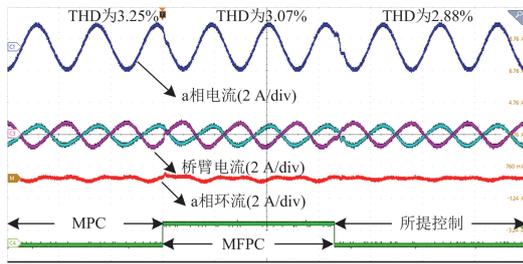
Fig. 15 Step response test under reference variation

为验证所提控制方法在参数失配工况下的性能，将电感量分别设置为实际值的 150%、50%，如图 16(a)、图 16(b)所示。由图 16(a)可知，当模型参数大于实际值时，模型预测控制参数失配导致预测误差增大，对应电流波形畸变严重，电流 THD 为 10.18%；在切换为无模型预测控制后，控制性能提升，电流

THD 为 3.12%；切换为所提控制方法后，电流 THD 进一步降低为 2.96%，且桥臂电流更加均衡。在+50%电感设置值下，MPC 电流不再畸变，3 种控制方法均表现出良好的电流跟踪性能，与仿真结论一致。



(a) 150%设置参数



(b) 50%设置参数

图 16 参数失配实验

Fig. 16 Parameter mismatch experiment

## 6 结论

针对 MMC 在配电网复杂工况下存在参数失配、测量噪声和不确定扰动等干扰因素引起的建模不准确问题，本文提出了基于 KF-QRESO 的 MMC 无模型预测控制策略，并得到以下结论。

1) 所提控制方法将电流预测部分与超局部无模型理论结合，并基于 KF-QRESO 估计状态量，减小了控制系统对参数的依赖。

2) 采用 QRESO 估计系统的周期集总扰动并补偿到状态方程中，解决了卡尔曼滤波依赖系统数学模型的问题；通过卡尔曼滤波对状态更新过程中的状态量进行滤波，进一步提高 QRESO 的估计精度。

3) 相比传统 MPC，所提控制拥有更强抗干扰能力的同时，具备更高的控制精度，对于复杂工况下交直流配电网的协同控制具有一定的参考价值。

### 附录 A

$$G(z) = \frac{zM(z)k}{zM(z) + (1-k)M(z) - (z-1)(1-k)T_s^2 l_2 (1+h(z))} \quad (A1)$$

式中：  $M(z) = (z-1)^2 + T_s l_1 (z-1) + T_s l_2$ 。

$$f_{\text{SNR}} = 20 \cdot \lg \left( \frac{f_{\text{RMS}}(i(t_k))}{\sigma} \right) \quad (A2)$$

式中：  $f_{\text{RMS}}$  表示有效值函数；  $i(t_k)$  表示第  $k$  个时刻的采样信号；  $\sigma$  表示采样信号噪声标准差。

$$N_{\omega}(z) = \frac{1}{2} \frac{(1+a_2) - 2a_1 z^{-1} + (1+a_2)z^{-2}}{1 - a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (A3)$$

式中：  $a_1$ 、 $a_2$  为系数，  $a_1 = 2(k_s^2 - \omega_g^2)/(k_s^2 + \omega_g^2 + kQ)$ ，  $a_2 = (k_s^2 + \omega_g^2 - kQ)/(k_s^2 + \omega_g^2 + k_s Q)$ ，其中  $k_s = 2/T_s$ ，  $\omega_g$  为电网角频率，  $Q$  为品质因数。

$$\begin{cases} i_j^{\text{ref}}(t_{k+2}) = 4i_j^{\text{ref}}(t_{k+1}) - 6i_j^{\text{ref}}(t_k) + 4i_j^{\text{ref}}(t_{k-1}) - i_j^{\text{ref}}(t_{k-2}) \\ i_{\text{diff}}^{\text{ref}}(t_{k+2}) = 4i_{\text{diff}}^{\text{ref}}(t_{k+1}) - 6i_{\text{diff}}^{\text{ref}}(t_k) + 4i_{\text{diff}}^{\text{ref}}(t_{k-1}) - i_{\text{diff}}^{\text{ref}}(t_{k-2}) \end{cases} \quad (A4)$$

## 参考文献

- [1] 张智, 徐永海, 张世聪, 等. 直流配电网电能质量指标研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(3): 172-187. ZHANG Zhi, XU Yonghai, ZHANG Shicong, et al. Review of power quality indices of a DC distribution network[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(3): 172-187.
- [2] 宋强, 赵彪, 刘文华, 等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(25): 9-19, 5. SONG Qiang, ZHAO Biao, LIU Wenhua, et al. An overview of research on smart DC distribution power network[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 9-19, 5.
- [3] 朱一听, 吴浩宇, 张志伟, 等. 含能量路由器的交直流混合配电网潮流计算[J]. 电力工程技术, 2024, 43(1): 136-145. ZHU Yixin, WU Haoyu, ZHANG Zhiwei, et al. Power flow calculation of AC-DC hybrid distribution network with energy routers[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(1): 136-145.
- [4] 杨欢, 蔡云旖, 屈子森, 等. 配电网柔性开关设备关键技术及其发展趋势[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 153-165. YANG Huan, CAI Yunyi, QU Zisen, et al. Key technologies and development trends of flexible switchgear in distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 153-165.
- [5] 杨旭红, 袁春, 钱峰伟, 等. 电网不平衡下基于 MMC 的分数阶积分滑模控制策略研究[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(5): 226-234. YANG Xuhong, YUAN Chun, QIAN Fengwei, et al. Fractional-order integral sliding mode control strategy based on MMC under unbalanced grid conditions[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(5): 226-234.
- [6] 马文忠, 孙沐紫, 王玉生, 等. 弱电网下 MMC 高低压

- 穿越的综合运行控制技术[J]. 电力工程技术, 2025, 44(2): 123-133.
- MA Wenzhong, SUN Muzi, WANG Yusheng, et al. Integrated operation control technology of MMC high and low voltage ride-through under weak grid[J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(2): 123-133.
- [7] 郑征, 魏梦雨, 李绍令, 等. 基于李雅普诺夫直接法的 MMC 控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(19): 35-46.
- ZHENG Zheng, WEI Mengyu, LI Shaoling, et al. MMC control strategy based on a direct Lyapunov method[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(19): 35-46.
- [8] 孙沐紫, 马文忠, 王玉生, 等. 基于重复控制的 MMC 交直流阻抗建模与稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(2): 163-175.
- SUN Muzi, MA Wenzhong, WANG Yusheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC AC/DC system based on repetitive control[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(2): 163-175.
- [9] 翟佳榆, 周建萍, 陈亮华, 等. 非理想条件下混合型 MMC 连续控制集模型预测控制方法[J]. 智慧电力, 2025, 53(8): 88-94.
- ZHAI Jiayu, ZHOU Jianping, CHEN Lianghua, et al. Continuous control set model predictive control method for hybrid MMC under non-ideal conditions[J]. Smart Power, 2025, 53(8): 88-94.
- [10] QIN Jiangchao, SAEEDIFARD M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1538-1547.
- [11] VATANI M, BAHRANI B, SAEEDIFARD M, et al. Indirect finite control set model predictive control of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 6(3): 1520-1529.
- [12] 林环城, 王志新. 基于逆向预测的模块化多电平变流器模型预测控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5098-5106, 5229.
- LIN Huancheng, WANG Zhixin. A backward prediction based model predictive control strategy for modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5098-5106, 5229.
- [13] 马文忠, 孙鹏, 周冠宇, 等. 模块化多电平变流器两段式模型预测控制[J]. 电网技术, 2020, 44(4): 1419-1427.
- MA Wenzhong, SUN Peng, ZHOU Guanyu, et al. A two-stage model predictive control for modular multilevel converters[J]. Power System Technology, 2020, 44(4): 1419-1427.
- [14] XIAO Qian, JIN Yu, POU J, et al. Space-vector-equalized predictive current control scheme for the modular multilevel converter with improved steady-state performance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6470-6481.
- [15] 冯海博, 杨兴武, 刘海波, 等. 基于多变量校正的 MMC 快速有限集模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 26-36.
- FENG Haibo, YANG Xingwu, LIU Haibo, et al. Finite control set model predictive control strategy for an MMC based on multi-variable fast adjusting[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 26-36.
- [16] 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.
- [17] MOHAMMAD K, SADEGH Z V, JOSE R, et al. Model-free predictive control of motor drives and power converters: a review[J]. IEEE Access, 2021, 9: 105733-105747.
- [18] LIN C, YU J, LAI Y, et al. Improved model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3942-3953.
- [19] FABIO T, GHERARDO P C, SILVERIO B, et al. Motor parameter-free predictive current control of synchronous motors by recursive least square self-commissioning model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9093-9100.
- [20] GONG Zheng, TUO Ping, ZHENG Changming, et al. Design and analysis of the model predictive control implemented by the ANN technique for MMC-based rectifier with improved grid adaptability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12306-12322.
- [21] 王天宇, 赵晋斌, 潘超, 等. 并网变换器虚拟同步无模型参数鲁棒增强控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(7): 80-88.
- WANG Tianyu, ZHAO Jinbin, PAN Chao, et al. Robust enhanced control strategy of a virtual synchronous grid-connected inverter with model-free parameters[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(7): 80-88.
- [22] ZHANG Yongchang, JIN Jialin, HUANG Lanlan. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 993-1003.
- [23] LIU Xing, QIU Lin, WU Wenjie, et al. Event-triggered ESO-based robust MPC for power converters[J]. IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 2144-2152.
- [24] 汪凤翔, 柯哲涵, 柯栋梁, 等. 基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8910-8922.  
WANG Fengxiang, KE Zhehan, KE Dongliang, et al. Model-free predictive current control of three-level inverter-fed PMSM based on strong tracking extended Kalman observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8910-8922.
- [25] YANG Xiaowei, ZHANG Yongqiang, LIU Yang, et al. Model assisted extended state observer-based deadbeat predictive current control for modular multilevel converter[J]. Electronics, 2024, 13.
- [26] WU Wenjie, QIU Lin, JOSE R, et al. Data-driven finite control-set model predictive control for modular multilevel converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 523-531.
- [27] 岳雨霏, 杨禧, 吴兴隆, 等. 模块化多电平变换器的电容电压卡尔曼滤波预测方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(3): 1142-1154.  
YUE Yufei, YANG Xi, WU Xinglong, et al. Kalman filter predictive method for capacitor voltage of modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3): 1142-1154.
- [28] 王海强, 黄海. 扩张状态观测器的性能与应用[J]. 控制与决策, 2013, 28(7): 1078-1082.  
WANG Haiqiang, HUANG Hai. Property and application of extended state observer[J]. Control and Decision, 2013, 28(7): 1078-1082.
- [29] YANG Xiaowei, HU Haitao, HU Hai, et al. A quasi-resonant extended state observer-based predictive current control strategy for three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 13910-13917.
- [30] OGATA K. Discrete-time control systems[M]. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1995.
- [31] GAO Z. Scaling and bandwidth parameterization based controller tuning[C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, CO, USA: 4989-4996.
- [32] LIU Chengkai, DENG Fujin, YU Qiang, et al. Submodule capacitance monitoring strategy for phase-shifted carrier pulsewidth-modulation-based modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8753-8767.
- [33] LÜ Zekai, WU Lijian. Resonant frequency deviation analysis and modified notch filter-based active damping for SiC-based PMSM drive with sine wave filter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(1): 417-427.

收稿日期: 2025-08-07; 修回日期: 2025-12-01

作者简介:

梁 备(2000—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为交直流配电网无模型自适应控制; E-mail: 1429728014@qq.com

马文忠(1968—), 男, 博士, 教授, 研究方向为柔性直流输电与能源互联网; E-mail: mawenzhong@126.com

宋曙光(1991—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为柔性直流输电的建模、控制及其稳定性分析。E-mail: shuguang.song@upc.edu.cn

(编辑 张颖)