DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.260 **中图分类号**：TM761 **文献标志码**：A

一种T型三电平并联有源电力滤波器的线性拟合无模型顺序预测控制

王雪纯(中国电源学会学生会员)，龙 波(中国电源学会会员)
(电子科技大学机械与电气工程学院，成都 610000)

摘要：三电平T型并联有源电力滤波器3LT²SAPF(three-level T-type shunt active power filter)被广泛应用于改善非线性负载下的电网电能质量，其抑制谐波、补偿无功功率的性能和可靠性受到了广泛关注，同时模型预测控制 MPC(model predictive control)能够实现多目标优化。而一旦由于温度变化等原因导致参数不匹配，MPC 系统的输出性能将严重恶化，甚至可能危及系统稳定性。此外，当电路关系未知、无法建立预测模型时，MPC 控制器将不再适用。为了解决这些问题并增强系统鲁棒性，提出了1种线性拟合无模型顺序预测控制方法。首先分析了电流预测的线性拟合方法原理，其次建立了用于谐波电流跟踪的各开关矢量的电流误差矩阵，最后设计了中性点 NP(neutral point)电压和直流母线电压的成本函数。在不同场景下的大量实验验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词：无模型预测控制；并联有源电力滤波器；中点电压平衡；顺序控制

Linear Fitting Sequential Model-free Predictive Control of Three-level T-type Shunt Active Power Filter

WANG Xuechun, *Student Member*, *CPSS*, LONG Bo, *Member*, *CPSS*
(School of Mechanical and Electrical Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610000, China)

Abstract: The three-level T-type shunt active power filter (3LT²SAPF) has been widely used to improve the power quality of power grid under nonlinear load, and its harmonic suppression and reactive power compensation performance and the corresponding reliability have attracted wide attention. Meanwhile, model predictive control (MPC) can achieve multi-objective optimization. However, once the parameter mismatch occurs due to reasons such as changes in temperature, the output performance of an MPC system will be seriously deteriorated. This may even may endanger the system stability. Additionally, when the circuit relation is unknown, the establishment of a predictive model is not available, and the MPC controller will not be applicable. To solve these problems and enhance the robustness of the 3LT²SAPF system, a linear fitting sequential model-free predictive control method was proposed. First, the principle of linear fitting method for current prediction was analyzed. Second, a current error matrix for each switching vector was established, which can be used for harmonic current tracking. Finally, the cost functions for neutral-point (NP) voltage and DC-bus voltage were designed. The results of numerous experiments under different scenarios verified the correctness and effectiveness of the proposed method.

Keywords: Model-free predictive control; shunt active power filter; neutral-point (NP) voltage balance; sequential control

收稿日期：2023-12-28；**录用日期**：2024-03-10；**网络首发日期**：2024-05-16
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51975453)；四川省自然科学基金资助项目(23NSFSC0294)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51975453; Natural Science Foundation of Sichuan Province under the grant 23NSFSC0294

电力系统中非线性负载增多，谐波污染问题日益严重，电网的电能质量引起了广泛关注。为了解决谐波和无功功率补偿问题，采用了并联有源电力

滤波器 SAPF(shunt active power filter)。在抑制谐波电流的功率变换器中，三电平 T 型变换器 3LT^{2}C (three-level T-type converter)在低压应用中具有较高的效率和可控性[1]、较小的输出电流纹波[2]、更高的整体效率[3]等。通过使用与 LCL 滤波器相接的 3LT^{2}C 变换器，可以改善 SAPF 补偿电流的质量，并进一步降低电网电流的总谐波失真度[4]。

目前，APF 控制有许多方法，如支持向量机和遗传算法[5]、比例积分微分 PID(proportion integration differentiation)控制[6]、鲁棒控制[7]、人工智能方法[8]等。模型预测控制 MPC(model predictive control)因为能够减少对系统控制延迟的影响而得到了广泛应用。然而，MPC 控制器严重依赖物体的建模精度，并且受到模型参数变化的严重影响。近年来，功率变换器的谐波补偿性能备受关注[9]。无模型预测控制 MFPC(model-free predictive control)能提高整体性能且无需建立系统状态空间方程，可以在不同拓扑中使用相同模型。电机领域学者们提出并广泛应用了不同的 MFPC 方法，如神经网络和超局部模型[10-11]，类似思想也可应用于并网逆变器的模型预测控制中。但现有方法仍存在问题：文献[12]中提出的超局部模型方法能实现正常运行，但仍需一些电路模型和参数，无法完全实现无模型预测控制；文献[13]基于输出反馈特征选择了神经网络，提出了 1 种分数阶滑模控制器 FOSMC (fractional order sliding mode controller)，可补偿电网中的谐波电流，但计算负担较重，难以实现。

在 T 型三电平并联有源电力滤波器电路中，中性点 NP(neutral point)的电压平衡和直流电压稳定受电路参数的影响较大，针对该问题，提出 1 种新的线性拟合 MFPC 策略。通过建立电流差分矩阵来预测未来状态，并构建成本函数来直接输出变换器开关矢量。以往常采用试错法来选择 SAPF 控制中的最佳权重因子，但这种方法耗时且易产生误差[14-16]。顺序无模型预测控制 SMFPC (sequential model-free predictive control)能有效解决这个问题，且已在电机领域得到了广泛验证[17-19]。该方法能将多目标优化问题转化为级联的单目标优化问题，节省了选择最佳权重因子的时间。

1　3LT^{2}C SAPF 拓扑及控制目标

1.1　电路拓扑介绍

图 1 为带有 LCL 滤波器的三电平 T 型并联有源电力滤波器 LCL-3LT^{2}C SAPF(three-level T-type converter shunt active power filter with LCL filter)的拓扑结构。直流母线侧由 2 个串联电容组成，C_1 的电压为 u_p，C_2 的电压为 u_n。直流电压 u_{dc} 由 AC 电网通过 LCL 滤波器及 3LT^{2}C 变换器提供，3LT^{2}C

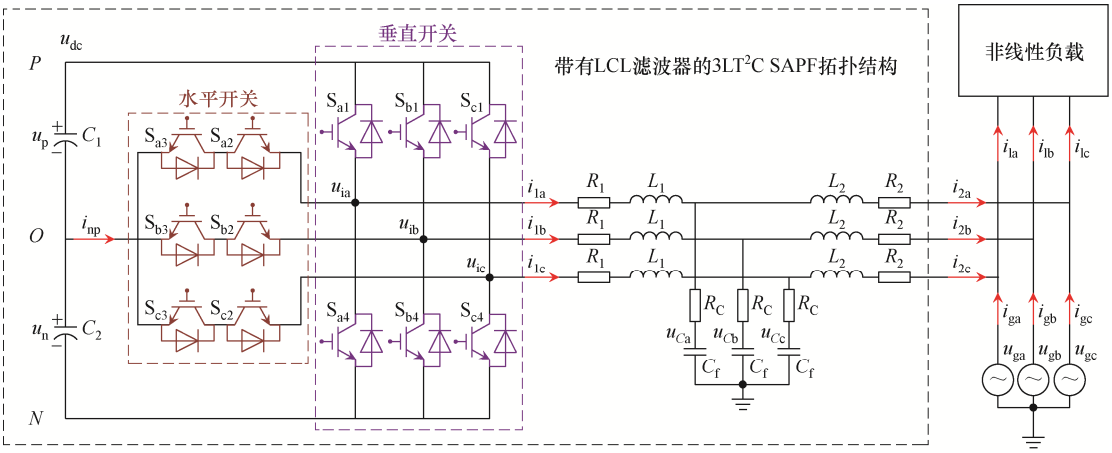


图 1　带有 LCL 滤波器的 3LT^{2}C SAPF 拓扑结构

Fig. 1 Topology of 3LT^{2}C SAPF with LCL filter

变换器由 6 个水平开关和 6 个与 LCL 滤波器相连的垂直半桥开关组成。图中，L_1 为变换器侧电感；L_2 为电网侧电感；C_f 为滤波电容；R_1 和 R_2 分别为 L_1 和 L_2 的寄生电阻；R_C 为被动阻尼电阻；i_{np} 为 NP 电流；u_i、i_1、i_2、u_C、i_g、u_g 和 i_l 分别为变换器侧电压、变换器侧电流、SAPF 输出电流、滤波电容电压、电网电流、电网电压和负载电流。i_2 对 i_1 的谐波部分进行补偿，从而改善电网电流的电能质量。

1.2 控制目标

模型预测控制中，主要控制对象是 SAPF 的输出电流，使其输出谐波补偿电流来确保电网输出电流是正弦波。另外，为延长系统寿命，需要使 2 个串联电容器的电压相等，即使 NP 电压近似为 0。最后，为保证 SAPF 系统正常运行，直流母线电压需要保持稳定。

2 提出的线性拟合 SMFPC

2.1 线性拟合 SMFPC 的基本思想

SMFPC 基于电流差分，无需电路参数和具体拓扑结构。由于采样频率高且每个控制周期仅使用 1 个开关状态，可以假定电流在控制周期内线性变化。因此，通过采样和差分计算可以预测负载电流。图 2 为其工作原理。

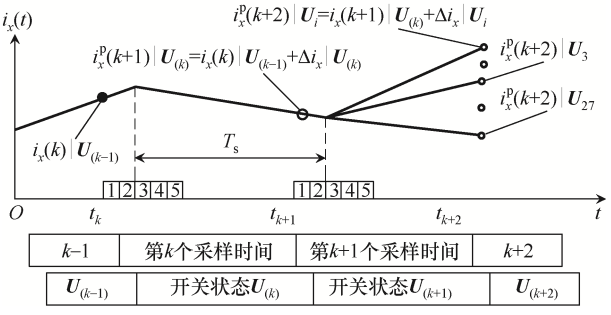


图 2 线性拟合 SMFPC 工作原理

Fig. 2 Working principle for linear fitting SMFPC

图中，1~5 表示不同的序列段，1 为对时间 k 的负载电流进行采样，2 为应用最佳开关状态后计算并更新电流差矩阵，3 为估算 k+1 时刻的未来电流，4 为预测 k+1 时刻的电流，5 为最小化成本函数并选择下一个开关状态；$\boldsymbol{U}$ 为不同的开关矢量，且电流与开关矢量之间存在 1 单位的延迟；$i_x(k+1)\big|\boldsymbol{U}_{(k)}=i_x(k)$ 为 k 时刻在开关矢量 $\boldsymbol{U}_{(k-1)}$ 作用下的电流；$\triangle i_x\big|\boldsymbol{U}_{(k)}$ 为开关矢量 $\boldsymbol{U}_i$ 的电流差分；T_s 为采样时间。电路拓扑不变，则开关矢量 $\boldsymbol{U}_{(k)}$ 产生的电流差分也近似不变。根据线性拟合理论，推断 $i_x(k+1)$ 的预测值为

$$i_x(k+1)\big|\boldsymbol{U}_{(k)}=i_x(k)\big|\boldsymbol{U}_{(k-1)}+\triangle i_x\big|\boldsymbol{U}_{(k)} \tag{1}$$

重复式(1)的过程，以获取不同开关状态的预测值，模型的关键是获得所有开关矢量的差分值，建立差分矩阵并及时更新。

2.2 网侧电流的 SMFPC 预测

2.2.1 理论分析

SMFPC 的原理如图 2 所示，以图 1 中 3LT^{2}C SAPF 的网侧电流 A 相为例。k 时刻的网侧电流差分可以表示为

$$\begin{aligned}\Delta i_{1m}(k)&=i_{1m}(k)\big|\boldsymbol{U}_{(k-1)}-i_{1m}(k-1)\big|\boldsymbol{U}_{(k-2)}\\ \Delta i_{1m}(k+1)&=i_{1m}(k+1)\big|\boldsymbol{U}_{(k)}-i_{1m}(k)\big|\boldsymbol{U}_{(k-1)}\end{aligned} \tag{2}$$

式中，$\Delta i_{1m}(k)(m=d,q)$ 为 k 时刻 dq 轴上的电网电流差分。

在 T_s 固定且足够短的条件下，同一开关矢量作用后的 2 个网侧电流差分很接近，因此可以近似为

$$\triangle i_{1m}(k+1)\approx\triangle i_{1m,\mathrm{old}}\big|\boldsymbol{U}_{(k+1)}\quad \boldsymbol{U}_{(k+1)}\in\{\boldsymbol{U}_1,\boldsymbol{U}_2,\cdots,\boldsymbol{U}_{27}\} \tag{3}$$

式中，下标“old”表示历史存储的电流差分值。结合式(2)和式(3)，可以得到 SMFPC 的网侧电流预测方程为

$$\begin{aligned}&i_{1m}^{p}(k+1)\big|\boldsymbol{U}_j=i_{1m}(k)+\triangle i_{1m,\mathrm{old}}\big|\boldsymbol{U}_j\\ &\boldsymbol{U}_j\in\{U_1,U_2,\cdots,U_{27}\}\end{aligned} \tag{4}$$

用于网侧电流跟踪的 SMFPC 成本函数为

$$\begin{aligned}J_{i_1}=&\left|i_{1d}^{*}(k+1)-i_{1d}^{p}(k+1)\big|\boldsymbol{U}_j\right|+\\ &\left|i_{1q}^{*}(k+1)-i_{1q}^{p}(k+1)\big|\boldsymbol{U}_j\right|\end{aligned} \tag{5}$$

式中：$i_{1m}^{*}(k+1)(m=d,q)$ 为 $k+1$ 时刻 i_1 的参考值；$i_{1m}^{p}(k+1)(m=d,q)$ 为 $k+1$ 时刻 i_1 的预测值。由于三相具有对称性，因此电流关系为

$$i_{1a}+i_{1b}+i_{1c}=0 \tag{6}$$

当数据表在几个采样周期内未进行更新时，

式(5)的可靠性将会降低，因此设计了 1 种同步更新方法。首先，分析电流差分的组成为

$$\begin{cases} i_{1d}(k+1)=\left(1-\dfrac{R_1T_s}{L_1}\right)i_{1d}(k)+\dfrac{T_s}{L_1}[e_d(k)- \\ \qquad u_{1d}(k)]+\omega T_s i_{1q}(k) \\ i_{1q}(k+1)=\left(1-\dfrac{R_1T_s}{L_1}\right)i_{1q}(k)+\dfrac{T_s}{L_1}[e_q(k)- \\ \qquad u_{1q}(k)]-\omega T_s i_{1d}(k) \end{cases} \tag{7}$$

式中：e_d 和 e_q 为 dq 轴下的理想电网电压；ω 为电网的基波频率。

不同电压矢量引起的电流差分可以表示为

$$\begin{cases} \delta i_{1d}\left|\boldsymbol{U}_j\right.=\delta i_{1d0}+\delta i_{1d}\left|\boldsymbol{U}_j\right. \\ \delta i_{1q}\left|\boldsymbol{U}_j\right.=\delta i_{1q0}+\delta i_{1q}\left|\boldsymbol{U}_j\right. \end{cases} \tag{8}$$

式中：δi_{1d0} 和 δi_{1q0} 为零矢量引起的 dq 轴电流的自然衰减，$\delta i_{1d0}=\dfrac{T_s}{L_1}(e_d-R_1)i_{1d}+\omega T_s i_{1q}$，$\delta i_{1q0}=\dfrac{T_s}{L_1}(e_q-R_1)i_{1q}-\omega T_s i_{1d}$；$\delta i_{1d}\left|\boldsymbol{U}_j\right.$ 和 $\delta i_{1q}\left|\boldsymbol{U}_j\right.$ 为由非零矢量引起的电流的强制响应，$\delta i_{1d}\left|\boldsymbol{U}_j\right.=-\dfrac{T_s}{L_1}u_{1d}\left|\boldsymbol{U}_j\right.$，$\delta i_{1q}\left|\boldsymbol{U}_j\right.=-\dfrac{T_s}{L_1}u_{1q}\left|\boldsymbol{U}_j\right.$，$u_{1d}\left|\boldsymbol{U}_j\right.$ 和 $u_{1q}\left|\boldsymbol{U}_j\right.$ 为根据开关矢量 $\boldsymbol{U}_j$ 变化的逆变器输入电压。

2.2.2　电流差分矩阵构建

式(8)表明，电流差分可以分为 2 部分：零矢量引起的自然衰减和非零矢量引起的强制响应。图 3 展示了由不同矢量引起的逆变器输入电压之间的关系。

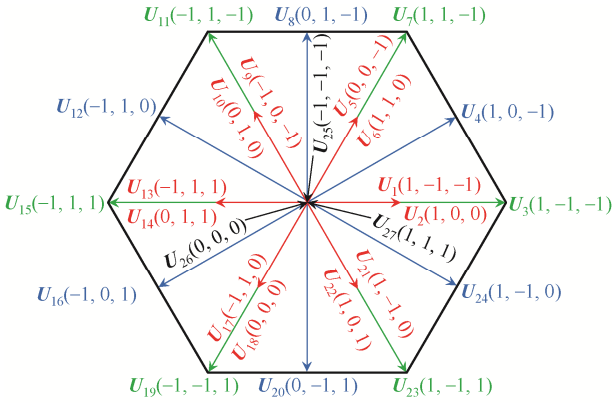


图 3　3LT²C SAPF 的开关矢量分布

Fig. 3 Switching vector distribution of 3LT²C SAPF

开关矢量见表 1。由表可知，开关矢量可以分为 7 个类别。第 7 类是零矢量，引起自然衰减。其他矢量还会引起强制响应，而此类强制响应与图 3 中的相位和幅值有关。可以根据公式推导出该类别中其他开关矢量引起的电流差异 Δi_{1m}，相关公式为

$$\begin{cases} \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_2\right.=\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_1\right. \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_6\right.=\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_5\right. \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{22}\right.=\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{21}\right. \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{16}\right.=-\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_4\right. \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{20}\right.=-\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_8\right. \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{24}\right.=-\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{12}\right. \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{14}=\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_{13}=-(\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_1-\delta i_{1m0}\right.)+ \\ \qquad \delta i_{1m0} \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{10}=\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_9=-(\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{21}-\delta i_{1m0}\right.)+ \\ \qquad \delta i_{1m0} \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{18}=\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_{17}=-(\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_5-\delta i_{1m0}\right.)+ \\ \qquad \delta i_{1m0} \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_3=-\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_3=2(\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_1-\delta i_{1m0}\right.)+ \\ \qquad \delta i_{1m0} \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_7=-\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_{19}=2(\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_5-\delta i_{1m0}\right.)+ \\ \qquad \delta i_{1m0} \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{23}=-\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_{11}=2(\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{21}-\delta i_{1m0}\right.)+ \\ \qquad \delta i_{1m0} \\ \Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{25}=\Delta i_{1m}\right|\boldsymbol{U}_{26}=\Delta i_{1m}\left|\boldsymbol{U}_{27}=\delta i_{1m0}\right. \end{cases} \tag{9}$$

表 1　开关矢量

Tab. 1 Switching vectors

类别	开关矢量
1	$\boldsymbol{U}_1$, $\boldsymbol{U}_2$, $\boldsymbol{U}_3$, $\boldsymbol{U}_{13}$, $\boldsymbol{U}_{14}$, $\boldsymbol{U}_{15}$
3	$\boldsymbol{U}_5$, $\boldsymbol{U}_6$, $\boldsymbol{U}_7$, $\boldsymbol{U}_{17}$, $\boldsymbol{U}_{18}$, $\boldsymbol{U}_{19}$
5	$\boldsymbol{U}_9$, $\boldsymbol{U}_{10}$, $\boldsymbol{U}_{11}$, $\boldsymbol{U}_{21}$, $\boldsymbol{U}_{22}$, $\boldsymbol{U}_{23}$
7	$\boldsymbol{U}_{25}$, $\boldsymbol{U}_{26}$, $\boldsymbol{U}_{27}$
2	$\boldsymbol{U}_4$, $\boldsymbol{U}_{16}$
4	$\boldsymbol{U}_8$, $\boldsymbol{U}_{20}$
6	$\boldsymbol{U}_{12}$, $\boldsymbol{U}_{24}$

式(9)显示了每个电流差异的具体值，而 27 个开关矢量的电流差分矩阵为

$$\Delta \boldsymbol{i}_{1m}=\begin{bmatrix}\Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_1 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_2 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_3 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_4 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_5 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_6 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_7 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_8 & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_9\\ \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{10} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{11} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{12} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{13} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{14} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{15} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{16} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{17} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{18}\\ \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{19} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{20} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{21} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{22} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{23} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{24} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{25} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{26} & \Delta i_{1m}|\boldsymbol{U}_{27}\end{bmatrix} \tag{10}$$

2.2.3 谐波电流提取

为提取非线性负载的谐波电流用作成本函数的参考，采用了广泛使用的i_p-i_q方法[20]，如图 4 所示，同时引入 1 个有功功率参考信号Δi_d到 d 分量来构建直流母线电压的调节模块。

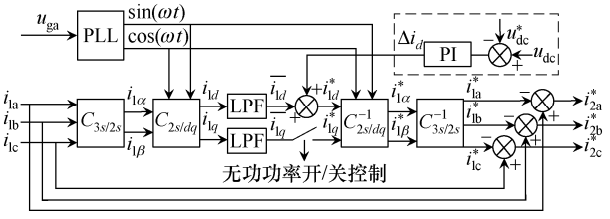


图 4 i_p–i_q 谐波提取法示意

Fig. 4 Schematic of i_p–i_q harmonic extraction method

2.3 NP 电压平衡控制

NP 电压应保持接近零电压的稳定状态，即将参考值设为 0。NP 电压的预测值u_{np}^{p}和成本函数J_{np}为

$$u_{np}^{p}(k+1)=\left|\frac{u_p(k)}{2i_p(k)}\cdot[i_{2a}^{p}(k)\quad i_{2b}^{p}(k)\quad i_{2c}^{p}(k)]\cdot \boldsymbol{U}_j(k-1)-[u_n(k)-u_p(k)]\right| \tag{11}$$

$$J_{np}=\left|0-u_{np}^{p}(k+1)\right| \tag{12}$$

式中：u_{np}为 NP 电压；i_p为电容电流；$i_{2n}^{p}(n=\mathrm{a,b,c})$为三相网侧电流预测值。

2.4 直流母线电压控制

为保证系统正常运行，直流母线电压应保持稳定。查阅文献并结合实际工程要求，发现当直流母线电压保持在 800 V 时[21-22]，可以确保电路的正常运行。在对直流母线电压的控制中采用比例控制器，其预测值、参考值和成本函数J_{dc}分别为

$$\begin{cases}u_{dc}^{p}(k+1)=u_{dc}(k)-\dfrac{u_p(k)}{2i_p(k)}\cdot\\ \qquad[i_{2a}^{p}(k)\quad i_{2b}^{p}(k)\quad i_{2c}^{p}(k)]\cdot\boldsymbol{U}_j(k-1)\\ u_{dc}^{*}(k+1)=u_{dc}(k)+0.25\times[800-u_{dc}(k)]\end{cases} \tag{13}$$

$$J_{dc}=\left|u_{dc}^{*}(k+1)-u_{dc}^{p}(k+1)\right| \tag{14}$$

式中：u_{dc}^{p}为直流母线预测电压；u_{dc}^{*}为直流母线参考电压。

3 SMFPC 控制器的设计

3.1 SMFPC 控制器的优先级分析

为实现 3LT^{2}C SAPF 的内环控制目标，本文提出了 1 种 SMFPC 控制器,其顺序控制如图 5 所示，图中$J_1\sim J_3$为假定的成本函数。

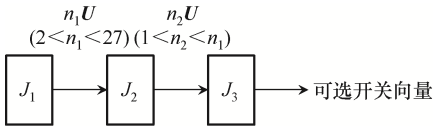


图 5 SMFPC 的基本控制思想

Fig. 5 Basic control idea of SMFPC

对于 NP 电压，由于式(11)中存在绝对值符号，因此当$\boldsymbol{U}_j(k-1)$为 100 或−100 时，$u_{np}(k+1)$相同。因此 27 个开关矢量被分为 8 组，每组开关的矢量控制效果相同，见表 2。如果J_{np}处于最后一层，则可能存在多个最优解，如图 6 所示。而J_{np}处于第一层，反而能够快速减少矢量数量以节省时间。i_1直接用于谐波补偿网格电流，对于 APF 来说比u_{dc}更重要，而如果u_{dc}在 800 V 左右有微小差别，系统不会受太大影响，因此应先控制i_1，再控制u_{dc}。

表 2 J_{np} 的开关矢量

Tab. 2 Switching vectors of J_{np}

开关矢量	开关组
000	$G_{np1}(000)$
001, 00−1	$G_{np2}(001)$
010, 0−10	$G_{np3}(010)$
100, −100	$G_{np4}(100)$
011, 0−1−1, 01−1, 0−11	$G_{np5}(011)$
101, −10−1, −101, 10−1	$G_{np6}(101)$
110, −1−10, −110, 1−10	$G_{np7}(110)$
111, −1−1−1, −111, 1−11, 11−1, −1−11, 1−1−1, −11−1	$G_{np8}(111)$

3.2 SAPF 的 SMFPC 控制器框图

整个 SMFPC 控制器框图如图 7 所示。首先使用传感器对电压、电流和开关状态进行采样，

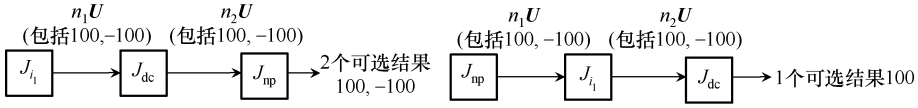


图 6　不同开关矢量的 I_{np} 示例

Fig. 6 Example of I_{np} at different switching vectors

计算不同开关矢量下 u_{np} 的预测值和成本函数，选择 n_1 组成本函数最小的开关矢量，形成开关矢量组 $\boldsymbol{U}_1$。更新电流差分矩阵，计算不同开关矢量下的 i_{1m} 的预测值和成本函数，从 $\boldsymbol{U}_1$ 中选择 n_2 组成本函数最小的开关矢量，形成 $\boldsymbol{U}_2$。计算 $\boldsymbol{U}_2$ 中每个开关矢量所对应 u_{dc} 的成本函数，选择最小值对应的开关矢量直接控制 3LT^{2}C SAPF。系统将补偿谐波分量，保持电网电流处于正弦值。之后采样 k−1 时刻的电流、电压和开关矢量，重复上述步骤，计算得到 k 时刻应采取的开关矢量。

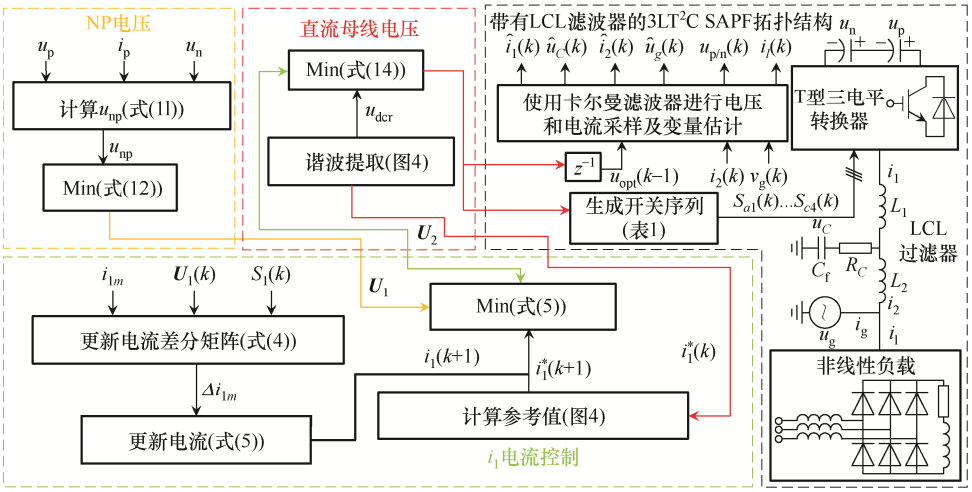


图 7　3LT^{2}C SAPF 的 SMFPC 实施框图

Fig. 7 Block diagram of SMFPC implementation for 3LT^{2}C SAPF

4　实验结果

4.1　硬件设置

为验证所提策略的有效性，在实验室搭建了 1 台额定功率为 10 kW 的 LCL-3LT^{2}C SAPF 实验平台，如图 8 所示，基于模型的控制系统的具体参数见表 3。

4.2　实验结果与分析

使用误差率作为评估模型控制效果的标准，其定义为

$$k_x^{\mathrm{err}}=\frac{i_x^{\mathrm{err}}}{i_x}\times 100\% \tag{15}$$

式中：k_x^{err} 为不同变量的误差率；i_x^{err} 为不同变量的误差；i_x 为参考值。

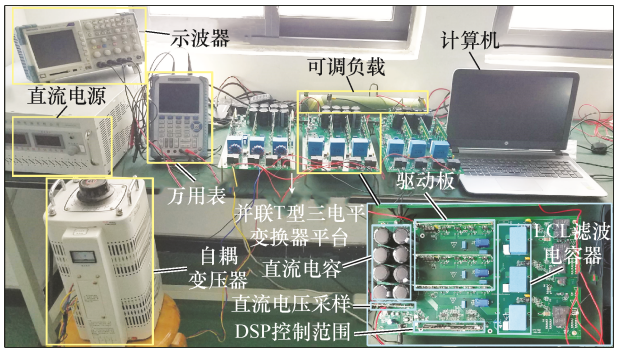


图 8　实验平台

Fig. 8 Experimental setup

4.2.1　无参数失配

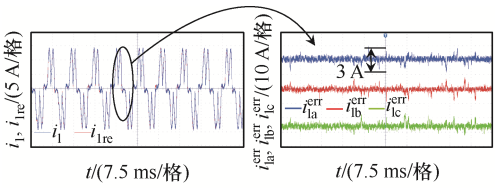
图 9 展示了每个控制对象的波形。可以发现，谐波电流和电网电流的峰值分别约为 14.0 A 和 12.0 A。2 个变量的预测值 i_1 和参考值 i_{1er} 基本重合，差异较小，波动在 1.0 A 左右，最大达到 3.0 A，此

时 MFPC 的网侧电流误差率约为 3.57%。图 9(c)中的 NP 电压在 0 V 左右波动，最大值为 1.5 V，表明已经实现了对 NP 电压的控制。图 9(d)展示了直流母线电压，基本稳定在 800 V，可以认为 MFPC 具有良好的控制效果。

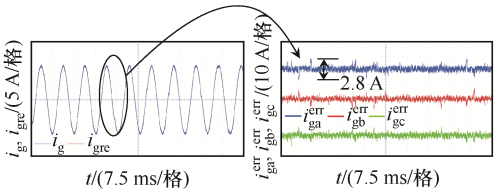
表 3 参数规格

Tab. 3 Parameter specifications

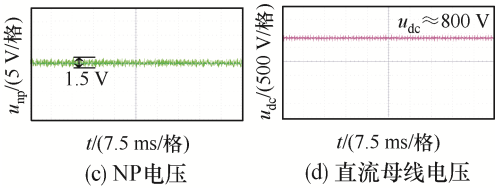
参数	数值
直流链路电容 C_1/μF	500
转换器侧电感 L_1/mH	6
电网侧电感 L_1/μH	10
滤波电容 C/μF	10
电网电压(有效值)u_g/V	$200\sqrt{2}$
电网频率 ω/(rad·s^{-1})	314.16
采样频率 f_s/kHz	50
比例系数 K_p	0.05
电网侧电阻 R_2/Ω	0.1
谐振阻尼电阻 R_C/kΩ	1
转换器侧电阻 R_1/Ω	0.1
积分系数 K_i	0.2



(a) SAPF输出电流、参考值和误差



(b) 电网电流、参考值和误差



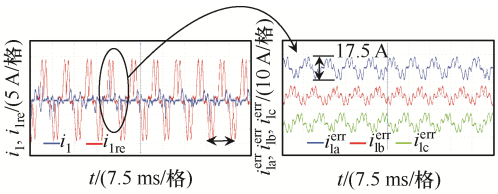
(c) NP电压 (d) 直流母线电压

图 9 无参数失配 MFPC 的实验结果

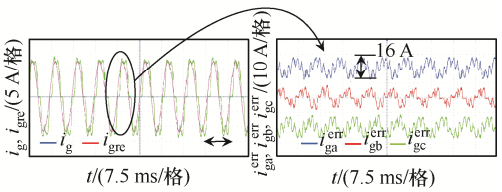
Fig. 9 Experimental results of MFPC without parameter mismatch

4.2.2 电感参数失配

当模型中存在参数失配时，电路的基尔霍夫电流和电压关系发生变化，MPC 将严重失控，而 MFPC 不依赖具体参数，能保持良好的控制性能。根据实际应用进行了 2 种情况的测试，电感被设置为 1.4 倍(8.4 mH、0.14 Ω 和 14 μH、0.14 Ω)和 0.7 倍(4.2 mH、0.07 Ω 和 7 μH、0.07 Ω)，观察电压和电流的波形。图 10 和图 11 分别为 MPC 和 SMFPC 控制器在电感为 1.4 倍时电网电流和谐波电流的波形。



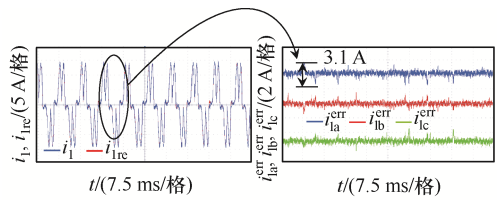
(a) SAPF输出电流、参考值和误差



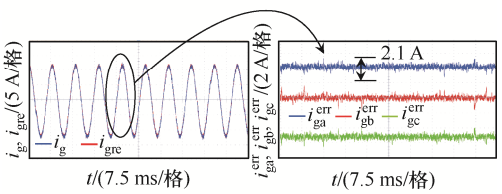
(b) 电网电流、参考值和误差

图 10 电感失配情况下 MPC 的实验结果

Fig. 10 Experimental results of MPC with mismatch of inductance



(a) SAPF输出电流、参考值和误差



(b) 电网电流、参考值和误差

图 11 电感失配情况下 MFPC 的实验结果

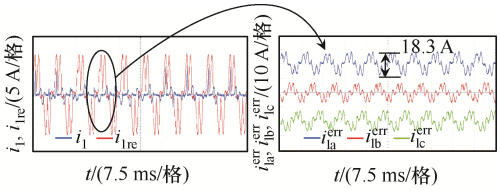
Fig. 11 Experimental results of MFPC with mismatch of inductance

如图 10 所示，电感失配，谐波电流的峰值为 14.0 A，而电网电流的峰值保持在 12.0 A。此时预测值和参考值存在明显偏差，电网电流误差波动约为 15.0 A，且最大偏差可达 16.0 A，即 MPC 算法的电网电流误差率约为 53.60%。如图 11 所示，谐波电流的峰值同样约为 14.0 A，电网电流的峰值约

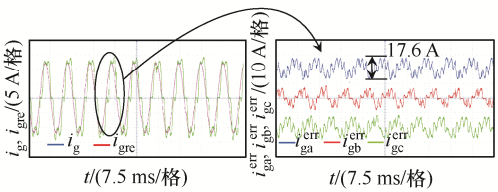
为 13.0 A。2 个受控变量的预测值和参考值基本重合，差异很小，电网电流误差在 1.3 A 左右波动，最大达到 2.1 A，则 MFPC 的电网电流误差率约为 4.64%。对比图 10 和图 11 可以看出，在电感参数失配时，MPC 和 SMFPC 的效果存在显著差异。由于其模型具有独立性，当电感参数失配时，SMFPC 仍然具有 4.64%的电网电流误差率，而 MPC 的电网电流误差率达到 53.58%，可以认为已经失控。

4.2.3　直流电容参数失配

当模型中出现电容失配时，同样进行 2 种情况的测试，将电容设置为 1.4 倍(700 μF)和 0.7 倍(350 μF)，观察波形变化。图 12 和图 13 举例展示



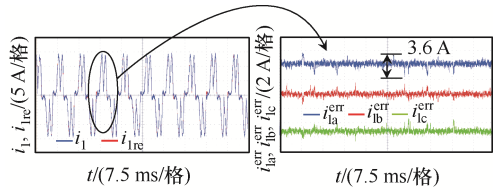
(a) SAPF输出电流、参考值和误差



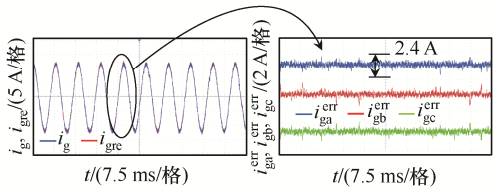
(b) 电网电流、参考值和误差

图 12　电容失配情况下 MPC 的实验结果

Fig. 12 Experimental results of MPC with mismatch of capacitance



(a) SAPF输出电流、参考值和误差



(b) 电网电流、参考值和误差

图 13　电容失配情况下 MFPC 的实验结果

Fig. 13 Experimental results of MFPC with mismatch of capacitance

了 MPC 和 SMFPC 控制器在电容为 1.4 倍时电网电流和谐波电流的波形。

如图 12 所示，谐波电流峰值为 14.5 A，电网电流峰值为 12.0 A，预测值和参考值几乎不重合，存在明显差异，电网电流误差围绕 16.0 A 波动，最大甚至可以达到 17.6 A，此时 MPC 的电网电流误差率约为 55.17%。如图 13 所示，谐波电流峰值约为 14.5 A，电网电流峰值约为 13.0 A，预测值和参考值基本重合，差异非常小，电网电流误差围绕 0.9 A 波动，最大为 2.4 A，MFPC 的电网电流误差率约为 3.10%。从图 12 和图 13 可以看出，当电容参数不匹配时，MPC 和 SMFPC 的效果存在显著差异。由于其模型具有独立性，当电容参数失配时，SMFPC 仍然具有 3.10%的电网电流误差率，而 MPC 的电网电流误差率达 55.17%，可以认为已经失控。

4.3　非线性负载变化

在顺序无模型预测控制中设置非线性负载的瞬态变化，以观察 SMFPC 的动态响应能力。如图 14 所示，通过开关 SW1 的通断实现非线性负载的瞬态变化，SMFPC 的电压和电流波形如图 15 所示。

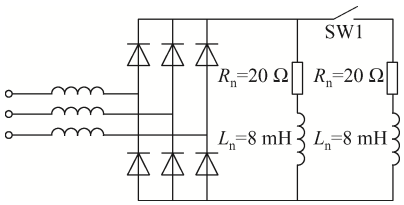


图 14　非线性负载变化

Fig. 14 Changes in nonlinear load

图 15 展示了非线性负载变化前后利用 MFPC 策略时，每个变量的具体波形。如图 15(a)和(b)所示，负载变化前后，预测值和参考值曲线可以较好地重叠，即使在变化的瞬间存在一些波动，也能在很短的时间内再次实现良好的跟随。在变化之前，MFPC 的网侧电流误差率约为 3.57%，变化后为 3.33%，可以认为提出的 MFPC 方法具有对非线性负载参数变化进行实时控制的能力。图 15(c)展示了 NP 电压围绕 0 V 波动，表明已经

实现了对 NP 电压的控制。图 15(d)展示了直流母线电压，在变化之前基本稳定在 750 V 左右，在变化后约为 800 V，证明已经实现了直流母线电压的稳定。

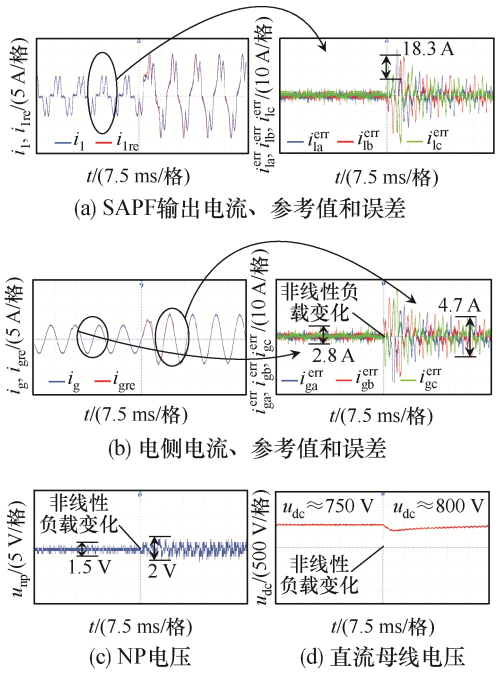


图 15 非线性负载瞬时变化时的 MFPC 结果

Fig. 15 Results of MFPC with instantaneous changes in nonlinear load

综合上述实验结果，可以验证提出的线性拟合 SMFPC 与传统方法相比具有更好的鲁棒性，且是正确而有效的。

5 结语

本文提出了 1 种具有鲁棒性的连续 SMFPC 方法，不需要任何电路参数或具体电路拓扑结构即可实现 SAPF 的无功补偿、NP 电压平衡和直流电压维持，无需加权因子和特定模型。针对电流差异更新停滞的问题，设计了同步电流更新方法。多种工况下的实验结果表明，线性拟合 SMFPC 在最优解选择和参数鲁棒性方面具有显著优势，同时已经证明了线性拟合 SMFPC 方法可以及时响应非线性负载瞬时变化。在未来的研究中，该方法可以应用于如交流电机的无模型控制，此外还可以探索该方法在 SAPF 设备出现故障时的具体控制策略。

参考文献：

[1] 佘东, 胡中玉. 带 LCL 滤波器的 APF 新型预测电流控制策略[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 179-186.
She Dong, Hu Zhongyu. Novel predictive current control strategy for APF with LCL filter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 179-186. (in Chinese)

[2] 胡梦宇, 沈艳霞. 三电平 APF 谐波电流及中点电位平衡控制[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 180-188.
Hu Mengyu, Shen Yanxia. Control of harmonic current and neutral-point potential balance for three-level APF [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 180-188. (in Chinese)

[3] 张红亮, 刘永钢, 郭立强, 等. 基于无谐波检测的角型级联式 APF 控制策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(10): 65-68.
Zhang Hongliang, Liu Yonggang, Guo Liqiang, et al. Control strategy of delta-connected cascade APF without harmonic detection [J]. Power Electronics, 2023, 57(10): 65-68. (in Chinese)

[4] 刘鑫, 戴强晟, 刘斌, 等. 复杂阻抗分布时多 APF 并联谐振分析和抑制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(9): 62-66, 94.
Liu Xin, Dai Qiangsheng, Liu Bin, et al. Analysis and suppression of parallel resonance of multiple APF with complex impedance distribution [J]. Power Electronics, 2023, 57(9): 62-66, 94. (in Chinese)

[5] Song Weizhang, Yang Yang, Qin Wenjing, et al. Switching state selection for model predictive control based on genetic algorithm solution in an indirect matrix converter [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4496-4508.

[6] Singh A, Kar M, Chekuri V C K, et al. A digital low-dropout regulator with autotuned PID compensator and dynamic gain control for improved transient performance under process variations and aging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 3242-3253.

[7] Long Bo, Lu Pengjie, Chong K T, et al. Robust fuzzy-

fractional-order nonsingular terminal sliding-mode control of LCL-type grid-connected converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5854-5866.

[8] Wang Fei, Li Zhijun, Tong Xiangrong, et al. Modeling, analysis and evaluation of modified model predictive control method for parallel three-level simplified neutral point clamped inverters [J]. IEEE Access, 2019, 7: 185349-185359.

[9] 周鹏, 张新燕, 岳家辉, 等. 三相 LCL 并网逆变器自带低通滤波功能的复合控制方法[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 98-107.
Zhou Peng, Zhang Xinyan, Yue Jiahui, et al. Composite control method for three-phase LCL grid-connected inverter with low-pass filtering function [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 98-107. (in Chinese)

[10] 李程, 廖丽诚, 冯凌, 等. 神经网络在永磁同步电机模型预测控制参数寻优中的应用[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 86-94.
Li Cheng, Liao Licheng, Feng Ling, et al. Application of neural network to parameters optimization of permanent magnet synchronous motor under model predictive control [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(4): 86-94. (in Chinese)

[11] 赵凯辉, 刘文昌, 刘智诚, 等. 一种永磁同步电机无模型高阶滑模控制算法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1472-1485.
Zhao Kaihui, Liu Wenchang, Liu Zhicheng, et al. Model-free high sliding mode control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1472-1485. (in Chinese)

[12] 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.

[13] Heydari R, Young H, Flores-Bahamonde F, et al. Model-free predictive control of grid-forming inverters with LCL filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9200-9211.

[14] 孙孝哲, 张祯滨, 韩明昊, 等. 双有源全桥变换器无电流传感器鲁棒预测控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3093-3104,3140.
Sun Xiaozhe, Zhang Zhenbin, Han Minghao, et al. An enhanced current sensorless predictive control for dual active bridge converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140. (in Chinese)

[15] Narimani M, Wu Bin, Yaramasu V, et al. Finite control-set model predictive control (FCS-MPC) of nested neutral point-clamped (NNPC) converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7262-7269.

[16] Vazquez S, Rodriguez J, Rivera M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.

[17] 王贵峰, 王建飞. 基于单桥臂独立模型预测电流控制的新型十五开关三电平双输出逆变器研究[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 17-27.
Wang Guifeng, Wang Jianfei. Novel fifteen-switch three-level dual-output inverter based on single-leg independent model predictive current control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 17-27. (in Chinese)

[18] Norambuena M, Rodriguez J, Zhang Zhenbin, et al. A very simple strategy for high-quality performance of AC machines using model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 794-800.

[19] Zhang Kai, Fan Mingdi, Yang Yong, et al. Tolerant sequential model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous machine drives [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1167-1176.

[20] 张建忠, 耿治, 徐帅, 等. 一种有源电力滤波器的改进自适应谐波检测算法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(20): 4323-4333.
Zhang Jianzhong, Geng Zhi, Xu Shuai, et al. An improved adaptive harmonic detection algorithm for active power filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(20): 4323-4333. (in Chinese)

[21] 康劲松, 韩仁杰, 赵元哲, 等. 磁浮长定子直线同步电机的鲁棒预测控制技术[J]. 电源学报, 2026, 24(2): 291-300.

Kang Jinsong, Han Renjie, Zhao Yuanzhe, etal. Robust predictive control technology for long-stator linear synchronous motor in maglev system [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 291-300. (in Chinese)

[22] 庄莹, 裴玮, 刘子奇, 等. 提升低压直流配电稳定性的时滞模型预测附加控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3248-3263.
Zhuang Ying, Pei Wei, Liu Ziqi, etal. Time-delay model predictive additional control strategy to improve the stability of low-voltage DC distribution system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12): 3248-3263. (in Chinese)



王雪纯

作者简介：

王雪纯(2002—)，女，中国电源学会学生会员，本科。研究方向：有源电力滤波器的谐波补偿。E-mail：cynthia_hedwig@163.com。

龙波(1980—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：新能源发电系统及其控制。E-mail：longbo_1978@uestc.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)

(上接第 204 页)

24(1): 217-224. (in Chinese)

[23] 胡晨, 金翼, 崔邴晗, 等. 基于深度学习的铅酸电池健康状态估计[J]. 电池, 2021, 51(1): 63-67.
Hu Chen, Jin Yi, Cui Binghan, et al. State of health estimation of lead-acid battery based on deep learning [J]. Battery Bimonthly, 2021, 51(1): 63-67. (in Chinese)

[24] 刘润兴, 盖玉成, 杨品哲, 等. 基于交流阻抗谱的铅酸蓄电池健康状态检测[J]. 储能科学与技术, 2023, 12(11): 3499-3507.
Liu Runxing, Gai Yucheng, Yang Pinzhe, et al. Health-status detection of lead-acid battery based on AC impedance spectroscopy [J]. Energy Storage Science and Technology, 2023, 12(11): 3499-3507. (in Chinese)



徐泽明

作者简介：

徐泽明(1997—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电池管理系统，电池健康度预测。E-mail：1287754487@qq.com。

李凯昂(2001—)，男，硕士研究生。研究方向：数字化设计与制造技术。E-mail：1561611733@qq.com。

顾玉琦(1979—)，女，通信作者，博士，副教授。研究方向：电池管理系统，储能技术。E-mail：guyuqi@zafu.edu.cn。

赵超(1980—)，男，博士，教授。研究方向：电池管理系统，储能技术。E-mail：zhaochao@zafu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)