

# 一种三电平 NPC 整流-逆变调速系统的无权重系数模型预测控制策略

田亚卓<sup>1)</sup>, 张勇军<sup>1)</sup>✉, 肖雄<sup>1)</sup>, 刘辰伟<sup>1)</sup>

1) 北京科技大学高效轧制与智能制造国家工程研究中心, 北京 102206

✉ 通信作者, E-mail: [zhangyj@ustb.edu.cn](mailto:zhangyj@ustb.edu.cn)

基金项目: 国家自然科学基金 (U21A20483)

**摘要** 针对异步电机三电平中点钳位 (neutral point clamped, NPC) 整流-逆变驱动系统的高性能高效控制, 本文搭建了三电平整流-逆变系统的预测与损耗模型, 构建了包含中点电压平衡与损耗优化的代价函数, 并提出了一种基于序列并行结构的无权重系数模型预测控制。策略在传统的序列模型预测控制中引入了直流母线中点电压和变换器开关频率控制, 构建了包含多个控制目标的统一代价函数。根据整流-逆变系统在运行中对各控制目标的实际需求, 将代价函数中的多个控制目标分为主要和次要控制目标并归类为两个序列优化集, 对不同的序列集进行顺序优化。在相同的序列集内部, 则采用自适应并行寻优来选择最优开关状态, 保证了同级序列内各控制目标的同步优化, 从而避免了权重系数的设计。仿真和实验结果验证了该方法具有良好的控制性能和参数鲁棒性, 并能有效控制中点电压波动和降低系统损耗。

**关键词** 异步电机; 整流-逆变; 三电平; 模型预测控制; 损耗

分类号 TM341

## A Model Predictive Control Strategy for Three-level NPC Rectifier-Inverter Drive System Without Weighting Factor

Tian Yazhuo<sup>1)</sup>, ZHANG Yongjun<sup>1)</sup>✉, XIAO Xiong<sup>1)</sup>, LIU Chenwei<sup>1)</sup>

1) National Engineering Research Center for Advanced Rolling Intelligent Manufacturing, University of Science and Technology Beijing, Beijing 102206, China

✉ Corresponding author, E-mail: [zhangyj@ustb.edu.cn](mailto:zhangyj@ustb.edu.cn)

**ABSTRACT** Three-level converter has become the mainstream converter topology because of its good output power quality and high power factor. The three-level dual-PWM frequency speed control system with rectifier-inverter structure has become a research hotspot in academic circles because of its advantages of bidirectional energy flow, high power quality and controllable intermediate DC voltage. Aiming at the high performance and high efficiency control of the three-level neutral point clamped (NPC) rectifier-inverter drive system of induction motor, this paper builds a prediction and loss model of the three-level rectifier-inverter system, constructs a cost function including the midpoint voltage balance and loss optimization, and proposes a model predictive control without weighting factors based on sequential parallel structure. With

the development of the field of power electronics, the control performance and efficiency of the converter are gradually improved, and the model predictive control applied to the converter is no longer limited to the traditional control objectives. The proposed strategy introduces the DC bus midpoint voltage and converter switching frequency control into the traditional sequential model predictive control, and constructs a unified cost function with multiple control objectives. According to the actual requirements of the multiple control objectives in the operation of the rectify-inverter system, the control objectives in the cost function are divided into primary and secondary control objectives and classified into two sequence optimization sets, and different sequence sets are sequentially optimized. In the same sequence set, adaptive parallel optimization is used to select the optimal switching state, which ensures the synchronous optimization of each control object in the sequence, thus avoiding the design of weighting factors. The parallel structure can rank multiple control targets, reduce the number of sequences to increase the number of optional voltage vectors between each sequence, and increase the control effect of non-primary control targets. Moreover, synchronous optimization of control targets of the same importance is realized at the same level, which solves the problem that targets of similar importance must be sequentially optimized in conventional sequential model predictive control, and can solve the problem that the priority of different targets is difficult to adjust, and has stronger applicability for the complex topology structure with multiple control requirements. Simulation and experimental results show that the proposed algorithm can improve the steady-state and dynamic performance of the system, reduce the midpoint voltage bias, reduce the switching frequency of the rectifier and inverter, reduce the total harmonic bias, and adjust the midpoint voltage unbalance.

**KEY WORDS** induction motor; rectifier-inverter; three-level; model predictive control; loss

三电平变换器因其输出电能质量好、功率因数高，已成为主流的变换器拓扑结构。采用整流-逆变结构的三电平双 PWM 变频调速系统以其能量双向流动、电能质量高且中间直流电压可控等优点成为学术界的研究热点。

有限集模型预测控制 (finite control-set model predictive control, FCS-MPC) 作为一种先进控制策略，被应用到电力电子传动领域 [1-2]。FCS-MPC 和传统控制策略结合产生了应用于整流器的预测功率控制 (predictive power control, PPC) 和应用于逆变器的预测转矩控制 (predictive torque control, PTC) 等控制策略 [3-4]。PPC 和 PTC 以有功功率及无功功率或电磁转矩及定子磁链为控制目标，通过代价函数评估选择变换器最优电压矢量，具有响应快，结构简单，控制精度高等优点。

随着电力电子领域的发展，对变换器的控制性能与效率要求逐渐提高，应用于变换器的模型预测控制也不再仅限于传统的控制目标。针对三电平整流-逆变系统，夏长亮等 [5-6] 在代价函数中引入中点电压控制，抑制了母线中点电压波动；Xiao 等 [7] 将 PPC 和 PTC 结合，并将逆变器功率实时前馈，有效改善了系统双侧及直流母线性能。

近年来，降低功率损耗也成为变换器高效控制的目标 [8-9]，原景鑫等 [10] 指出变换器开关损耗与开关频率成比例关系，因此可通过限制开关频率提高运行效率；Zhang 等 [11] 在模型预测控制代价函数中引入了开关频率和中点电压控制，在保证系统稳定运行的同时进一步限制变换器开关频率，降低了系统功率损耗。

MPC 通过代价函数可同时控制多个目标，代价函数中每个目标均有相应的权重系数，用以调整该目标

的优先级，因此需要设计合理的权重系数实现多目标同步优化控制。若权重系数设置不合理，会导致高优先级控制目标的控制效果欠佳。由于控制目标的复杂性和耦合性，权重系数的调整过程通常非常繁复，可以视为是一个参数优化问题<sup>[12]</sup>。目前计算权重系数的方法主要有两类：一类是基于机理模型的方法：如占空比法<sup>[13]</sup>、空间模型法<sup>[14]</sup>，但这些算法对电机模型精确度要求较高，在电机实际运行中易产生参数变化导致算法精度降低；另一类是基于智能算法的方法：如人工神经网络（ANN）法<sup>[15-16]</sup>、粒子群（PSO）算法<sup>[17]</sup>、模糊（FA）算法<sup>[18]</sup>等，但这些智能算法往往伴随着巨大的计算量，并且难以保证可变工况下的权重系数调整。

避免权重系数的调整过程的策略是另一种解决权重系数设计问题的思路。其中序列预测控制（sequential MPC, SMPC）是一种新颖的模型预测控制策略，其主要思想是拆分复杂代价函数，以级联结构将各独立单目标代价函数顺序执行实现多目标控制，进而在保证良好控制性能的同时消除权重系数调整过程<sup>[19]</sup>。该算法复杂度低，计算量小，能够满足变换器等运行频率较高的系统的实时运行需求<sup>[20]</sup>。然而，传统 SMPC 存在代价函数执行顺序的限制，Zhang 等<sup>[21]</sup>提出了一种通用序列模型预测控制策略，可以根据用户需求选择序列中控制目标的顺序和候选电压矢量个数，实现了代价函数的任意执行顺序，然而这种方法的运算量随着控制目标的增多呈指数型增长，难以满足目标较多时的控制需求；Li 等<sup>[22]</sup>根据控制目标的误差，动态调整代价函数执行优先级，但这种算法复杂性较高，单周期内运算量过大，导致系统的动态响应较差。

为了解决上述问题，本文提出了一种用于三电平整流-逆变调速系统变换器控制的序列并行模型预测控制策略（sequential parallel MPC, SPMPC）。该策略基于中点电压控制与损耗建模分析，提出了一种高性能高效的改进型代价函数，同时将复杂代价函数进行了拆分，设计了一种并行序列结构以实现双侧的最优电压矢量选择。该结构将多个控制目标分为两个优先级，不同优先级之间采用序列结构以实现优先级设定，同级内采用并行结构以实现同级目标同步优化。传统的 SMPC 仅有序列结构，在控制目标较多时，非首要目标可选的电压矢量数量较少，控制效果较差。本文所增加的并行结构能够将多个控制目标分级，减少了序列的个数以增加各序列间的可选电压矢量数量，增加了非首要控制目标的控制效果。且实现了相同重要程度的控制目标的同级同步优化，解决了 SMPC 中重要程度相似的目标必须序列优化的问题，可解决不同目标之间优先级难以调节的问题，具有更强的适用性。基于三电平整流-逆变调速系统的实验运行结果证明了该方法的有效性。

全文结构如下：第一章建立了整流-逆变系统的预测模型与损耗模型，并改进代价函数以实现系统的高性能高效运行。第二章提出了 SPMPC 策略，并说明了详细的操作步骤。第三章展示了实验结果与分析。并在第四章给出结论。

## 1 双侧预测控制与系统损耗模型建立

典型三电平双 PWM 变频调速系统的主电路拓扑如图 1 所示，分为网侧整流器、直流母线、机侧逆变器以及三相异步电机。

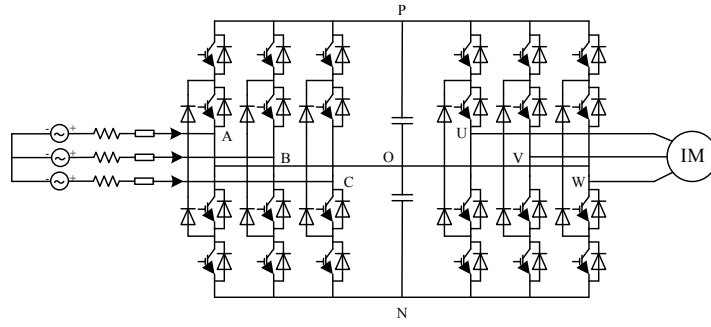


图 1 三电平异步电机双 PWM 变频调速系统拓扑图

Fig.1 Topology structure of dual three-level PWM variable frequency speed induction motor control system

### 1.1 整流-逆变系统预测控制模型

整流-逆变驱动系统的双侧预测控制分为应用于整流器的 PPC 与应用于逆变器的 PTC。

整流器的 PPC 预测模型可表示如下：

$$\mathbf{i}_g(k+1) = \left(1 - \frac{R_g t_s}{L_g}\right) \mathbf{i}_g(k) + \frac{t_s}{L_g} [\mathbf{e}_g(k) - \mathbf{v}_g(k)] \quad (1)$$

$$\mathbf{e}_g(k+1) = \mathbf{e}_g(k) e^{j\omega t_s} \approx \mathbf{e}_g(k) \quad (2)$$

$$\begin{cases} P(k+1) = \text{Re}\{\mathbf{e}_g(k+1) \bar{\mathbf{i}}_g(k+1)\} \\ Q(k+1) = \text{Im}\{\mathbf{e}_g(k+1) \bar{\mathbf{i}}_g(k+1)\} \end{cases} \quad (3)$$

其中， $t_s$  是系统采样周期； $R_g$ 、 $L_g$  分别是网侧等效电阻和网侧滤波电感； $\mathbf{i}_g$ 、 $\mathbf{e}_g$ 、 $\mathbf{v}_g$  分别是整流器电流矢量、电网电动势矢量和整流器输入电压矢量； $P$ 、 $Q$  分别是有功功率和无功功率。

逆变器的 PTC 预测模型为：

$$\boldsymbol{\psi}_s(k+1) = \boldsymbol{\psi}_s(k) + t_s \mathbf{v}_s(k) - R_s t_s \mathbf{i}_s(k) \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \boldsymbol{\psi}_s(k) + \mathbf{i}_s(k) \left( L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) \quad (5)$$

$$\mathbf{i}_s(k+1) = \left( 1 + \frac{t_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{i}_s(k) + \frac{t_s}{\tau_\sigma + t_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left( \left( \frac{k_r}{T_r} - jk_r \omega_r \right) \boldsymbol{\psi}_r(k) + \mathbf{v}_s(k) \right) \right\} \quad (6)$$

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \text{Im}\{\boldsymbol{\psi}_s(k+1) \mathbf{i}_s(k+1)\} \quad (7)$$

其中， $R_s$  是定子电阻； $p$  是电机极对数； $\mathbf{i}_s$ 、 $\mathbf{v}_s$  分别是定子电流矢量和定子电压矢量； $\boldsymbol{\psi}_s$ 、 $\boldsymbol{\psi}_r$  分别是定子磁链矢量和转子磁链矢量； $L_r$ 、 $L_m$ 、 $L_s$  分别是转子电感、互感和定子电感； $\omega_r$  是转子转速； $R_\sigma$ 、 $\tau_\sigma$ 、 $k_r$ 、 $T_r$  均为为简化表达式而使用的中间变量； $T_e$  是电磁转矩。

考虑到整流器和逆变器存在单位周期延迟，需要对未来  $k+2$  时刻的控制变量进行预测。 $k+2$  时刻的控制变量是由  $k+1$  时刻的预测结果带入式 (1)-(7) 计算得出，整流器和逆变器的代价函数分别表示为：

$$g_r = |P^* - P(k+2)| + \lambda_{r1} |Q^* - Q(k+2)| \quad (8)$$

$$g_i = |T_e^* - T_e(k+2)| + \lambda_{i1} \|\boldsymbol{\psi}_s^* - \boldsymbol{\psi}_s(k+2)\| \quad (9)$$

其中,  $\lambda_{r1}$ 为无功功率的权重系数,  $\lambda_{t1}$ 为定子磁链的权重系数。  $P^*$ 和  $Q^*$ 分别为有功功率和无功功率的参考值,  $Q^*$ 通常取零;  $T_e^*$ 和  $\psi_s^*$ 分别为电磁转矩和定子磁链参考值。

## 1.2 整流-逆变系统损耗模型

整流-逆变系统损耗主要来源于整流器和逆变器电力电子功率器件, 包括 IGBT 功率开关和反向恢复二极管。

整流器功率损耗  $P_{\text{loss-rec}}$  可以表示为:

$$P_{\text{loss-rec}} = P_{\text{IGBT-con-rec}} + P_{\text{diode-sw-rec}} + P_{\text{diode-con-rec}} + P_{\text{IGBT-sw-rec}} \quad (10)$$

其中,  $P_{\text{IGBT-con-rec}}$ 和  $P_{\text{IGBT-sw-rec}}$ 分别是整流器 IGBT 的导通损耗和开关损耗;  $P_{\text{diode-con-rec}}$ 和  $P_{\text{diode-sw-rec}}$ 则分别是整流器二极管导通损耗和关断损耗。其计算过程如下:

$$P_{\text{loss-rec}} = P_{\text{IGBT-con-rec}} + P_{\text{diode-sw-rec}} + P_{\text{diode-con-rec}} + P_{\text{IGBT-sw-rec}} \quad (11)$$

$$P_{\text{IGBT-con-rec}} = v_{0\text{-IGBT}} I_{\text{IGBT}} + r_{\text{IGBT}} I_{\text{IGBT}}^2 \quad (12)$$

$$P_{\text{IGBT-sw-rec}} = f_{\text{sw1}} (E_{\text{IGBT-on}}(I_{\text{IGBT}}) + E_{\text{IGBT-off}}(I_{\text{IGBT}})) \quad (13)$$

$$P_{\text{diode-con-rec}} = v_{0\text{-diode}} I_{\text{diode}} + r_{\text{diode}} I_{\text{diode}}^2 \quad (14)$$

$$P_{\text{IGBT-sw-rec}} = f_{\text{sw1}} E_{\text{diode-off}}(I_{\text{diode}}) \quad (15)$$

$v_{0\text{-IGBT}}$ 、 $v_{0\text{-diode}}$ 、 $r_{\text{IGBT}}$ 和  $r_{\text{diode}}$ 分别是 IGBT 和二极管的饱和压降和导通电阻;  $E_{\text{IGBT-on}}$ 和  $E_{\text{IGBT-off}}$ 分别是 IGBT 单次开关过程的开通损耗和关断损耗,  $E_{\text{diode-off}}$ 是二极管单次开关过程的关断损耗,  $I_{\text{IGBT}}$ 和  $I_{\text{diode}}$ 分别是流经 IGBT 和二极管的瞬时电流值。各部分损耗均可通过厂商提供的数据手册结合器件结温和瞬时电流计算得出。  $f_{\text{sw1}}$ 是整流器平均开关频率。

由公式 10-14 可知, 在整流器的功率损耗中, IGBT 和二极管的导通损耗相对恒定, 而其开关损耗与整流器的平均开关频率呈线性关系。可得出平均开关频率的降低能够降低 IGBT 与二极管的开关损耗, 从而降低整流器的整体功率损耗。

逆变器结构与整流器相同, 其损耗  $P_{\text{loss-inv}}$  可表示如下:

$$P_{\text{loss-inv}} = P_{\text{IGBT-con-inv}} + P_{\text{diode-sw-inv}} + P_{\text{diode-con-inv}} + P_{\text{IGBT-sw-inv}} \quad (16)$$

与整流器类似,  $P_{\text{diode-sw-inv}}$ 和  $P_{\text{diode-con-inv}}$ 分别是逆变器中二极管关断损耗和导通损耗,  $P_{\text{IGBT-sw-inv}}$ 和  $P_{\text{IGBT-con-inv}}$ 分别是逆变器 IGBT 开关损耗和导通损耗, 其计算过程与整流侧损耗类似, 且逆变器中 IGBT 与二极管的开关损耗与逆变器平均开关频率  $f_{\text{sw2}}$  正相关。

除整流器和逆变器电力电子器件产生的功率损耗外, 系统还会产生其他不可控损耗  $P_{\text{loss-else}}$ , 主要包含网侧电感、母线电容组产生的损耗以及传输损耗, 这些损耗占比较小且不可控, 因此变频调速系统的高效控制主要是降低整流器和逆变器的损耗。

综上对系统各部分的损耗机理分析, 可建立起各部分损耗的瞬时模型, 并由此搭建起系统功率损耗模型。

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{loss-rec}} + P_{\text{loss-inv}} + P_{\text{loss-else}} \quad (17)$$

## 1.3 代价函数改进

整流-逆变系统中, 除了需要降低变换器损耗以实现高效控制, 针对直流母线的高性能控制也至关重要。母线优化主要包括抑制母线电压波动和平衡中点电压。母线电压波动抑制可通过将逆变器输出功率前馈至整

流器作为其有功功率参考值以实现双侧功率匹配，如下式所示：

$$P^* = u_{dc} \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) (u_{dc}^* - u_{dc}) + P_{inv} \quad (18)$$

其中， $P^*$ 为整流器有功功率参考值； $k_p$ 、 $k_i$ 分别是母线电压外环 PI 控制器的参数； $u_{dc}^*$ 、 $u_{dc}$ 分别是母线电压参考值和实际值； $P_{inv}$ 是逆变器输出功率。

变换器开关状态变化时母线电流流向不同，易导致上、下电容分压不均，需要平衡中点电压  $u_o$ 。中点电压表达式为：

$$u_o = -\frac{1}{C} \int (i_{ro} + i_{io}) dt \quad (19)$$

$$i_{ro} = (1 - |S_a|)i_g^a + (1 - |S_b|)i_g^b + (1 - |S_c|)i_g^c \quad (20)$$

$$i_{io} = (1 - |S_u|)i_s^a + (1 - |S_v|)i_s^b + (1 - |S_w|)i_s^c \quad (21)$$

其中， $C=C_1=C_2$ 代表上、下两组电容值； $i_{ro}$ 、 $i_{io}$ 分别是整流器和逆变器的中点电流分量； $i_g^a$ 、 $i_g^b$ 、 $i_g^c$ 与  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 分别是整流器的三相电流与开关状态； $i_s^a$ 、 $i_s^b$ 、 $i_s^c$ 与  $S_u$ 、 $S_v$ 、 $S_w$ 分别是逆变器的三相电流与开关状态。

因此， $k+1$ 时刻的中点电压预测值表示为：

$$u_o(k+1) = u_o(k) + \frac{t_s}{C} (|S_{abc}(k)|^T i_g(k) + |S_{uvw}(k)|^T i_s(k)) \quad (22)$$

中点电压控制同样考虑系统延时，需对未来  $k+2$ 时刻的电压值进行预测。为实现系统的高性能高效控制，整流器与逆变器的改进代价函数为：

$$g_{rec} = |P^* - P(k+2)| + \lambda_{r1} |Q^* - Q(k+2)| + \lambda_{r2} |u_o(k+2)| + \lambda_{r3} n_{sw1} \quad (23)$$

$$g_{inv} = |T_e^* - T_e(k+2)| + \lambda_{i1} \|\psi_s^*\| - \|\psi_s(k+2)\| + \lambda_{i2} |u_o(k+2)| + \lambda_{i3} n_{sw2} \quad (24)$$

其中， $\lambda_{r1}$ 、 $\lambda_{r2}$ 和 $\lambda_{r3}$ 为整流器功率控制中无功功率，中点电压和开关频率的权重系数， $\lambda_{i1}$ 、 $\lambda_{i2}$ 和 $\lambda_{i3}$ 为逆变器转矩控制中磁链，中点电压和开关频率的权重系数， $n_{sw1}$ 和 $n_{sw2}$ 分别为整流器与逆变器从  $k-1$ 时刻到  $k$ 时刻的开关次数，其表达式为：

$$n_{sw1} = \sum_{x=\{a,b,c\}} |S_x^k - S_x^{k-1}| \quad (25)$$

$$n_{sw2} = \sum_{y=\{u,v,w\}} |S_y^k - S_y^{k-1}| \quad (26)$$

## 2 序列并行模型预测控制策略

传统 SMPC 将代价函数拆分为多个独立代价函数，并采用级联方式评估代价函数，逐步缩小候选电压矢量集，进而输出最优电压矢量。整流器代价函数可拆分为：

$$\begin{aligned} g_{11} &= |P^* - P(k+2)| & g_{12} &= |Q^* - Q(k+2)| \\ g_{13} &= |u_o(k+2)| & g_{14} &= n_{sw1} \end{aligned} \quad (27)$$

逆变器代价函数可拆分为：

$$\begin{aligned} g_{21} &= |T_e^* - T_e(k+2)| & g_{22} &= |\psi_s^* - \psi_s(k+2)| \\ g_{23} &= |u_o(k+2)| & g_{24} &= n_{sw2} \end{aligned} \quad (28)$$

然而，传统 SMPC 的控制性能受代价函数执行顺序影响，低优先级目标的控制效果难以得到保证，尤其是在控制目标较多的复杂代价函数中。因此，本文对传统 SMPC 进行改进并提出一种序列并行模型预测控制策略，该策略将系统所有控制目标归类为两个序列优化目标集，并按照其优先级顺序执行代价函数评估。同时，在同优先级序列内采用并行评估结构，实现同级目标同步优化。

两个序列优化目标集分别是由  $P$ 、 $Q$ 、 $T_e$  和  $\psi_s$  构成的主要目标，以及由  $u_o$ 、 $n_{sw1}$  和  $n_{sw2}$  构成的扩展目标。主要目标是整流器和逆变器的核心控制目标，也是系统稳定运行的基本保障，因此具备固有的高优先级；扩展目标控制建立在系统稳定运行上，是对性能与效率的进一步优化，其优先级较低。在划分主要目标与扩展目标之后，采用序列结构顺序执行代价函数评估。此外，在级内采用并行评估结构，不仅解决了不同控制目标之间优先度问题，还实现了级内控制目标的同步优化，以同步评估、并行优化的方式自适应选择系统最优电压矢量。

以 SPMPC 在整流器的应用为例，首先执行主要目标  $P$  和  $Q$  的评估，两个代价函数各自选出若干个性能表现最优的电压矢量，并取交集以选出能够同时满足两个目标要求的矢量，经自适应寻优将输出矢量集调整至所需的数量。自适应寻优调整能够在级内并行评估的矢量交集大小不足时，扩大两个代价函数各自的输出矢量集，进而满足最优电压矢量输出要求。完成主要目标的评估后，将输出电压矢量集输入至扩展目标的代价函数评估过程，分别对  $u_o$  和  $n_{sw}$  进行评估，并经自适应寻优调整选出最优结果。由此，可获得能够满足所有控制目标要求的最优电压矢量。

值得注意的是，由于整流-逆变系统的复杂性与耦合性，任意电压矢量也无法实现所有控制目标均达到最优性能，无论是计算权重系数的策略还是避免权重系数计算的策略，选择的最有电压矢量均是策略中综合性能表现最好的电压矢量。本文所提出的 SPMPC 能够对各级控制目标展开同步优化，同时计算量较低能够满足变换器系统的高速控制，实现最优电压矢量输出。

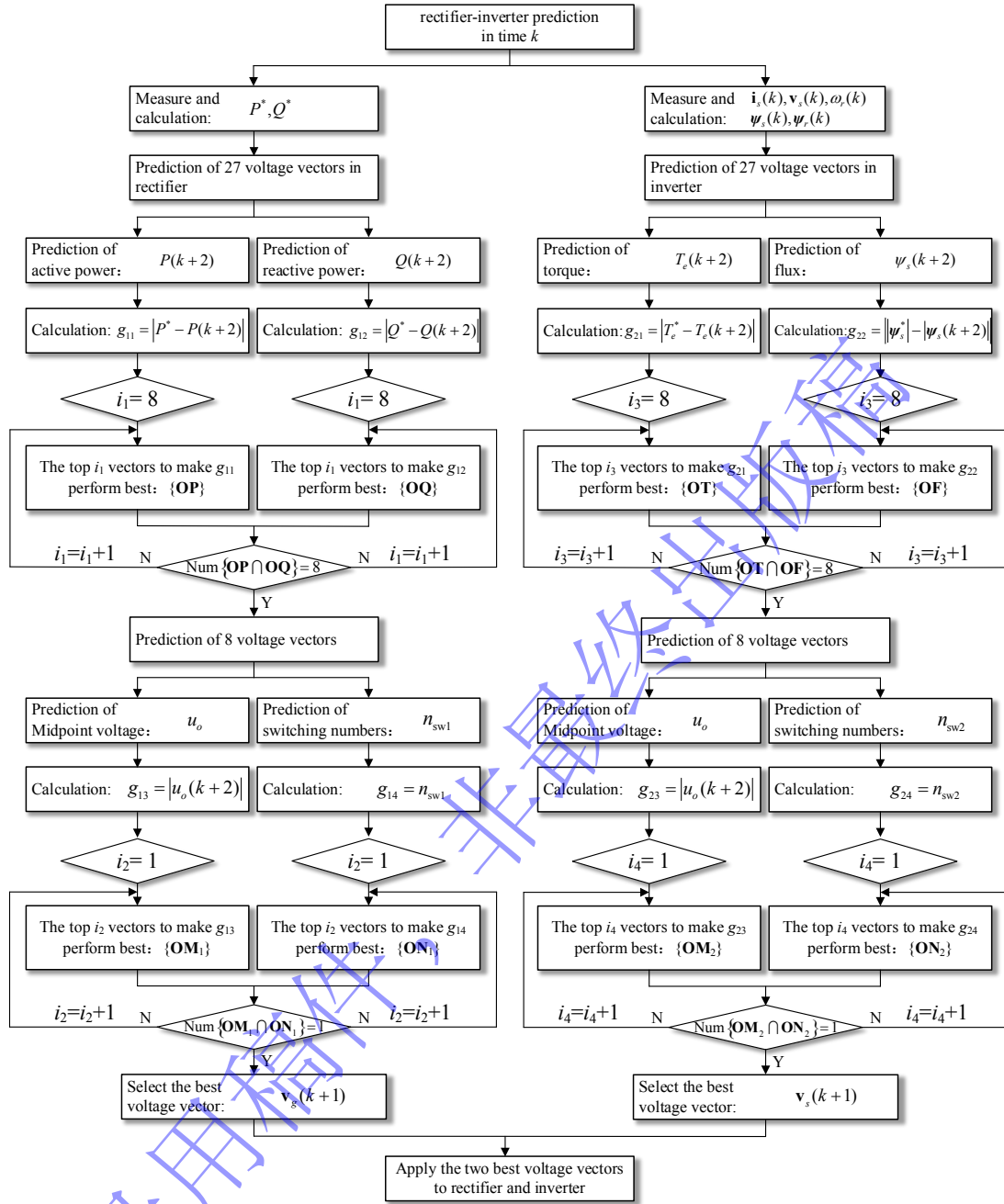


图 2 序列并行模型预测控制流程图

Fig.2 Flow diagram of sequential parallel model predictive control

本文提出的 SPMPC 分为整流器的功率控制和逆变器的转矩控制，其控制流程图如图 2 所示，其中功率控制的流程简述如下：

- 1) 首先，按照公式 17 计算下一时刻有功功率参考值；
- 2) 计算所有 27 种电压矢量的有功功率和无功功率预测值，通过  $g_{11}$ 、 $g_{12}$  评估误差，并初始化  $i_1 = 8$ ；
- 3) 根据 2) 的评估结果，分别选出性能最优的前  $i_1$  个矢量 ( $\mathbf{OP}$ ,  $\mathbf{OQ}$ )，并将两个最优矢量集取交集；
- 4) 若交集大小未达到 8 则令  $i_1 = i_1 + 1$  并重新执行，增加最优矢量集大小，直至交集大小为 8；



- 5) 计算所有 8 种电压矢量的中点电位和开关频率预测值，通过  $g_{13}$  和  $g_{14}$  计算误差，并初始化  $i_2 = 1$ ；
- 6) 根据 4) 中代价函数的评估结果，分别选出性能最优的前  $i_2$  个矢量集 ( $\mathbf{OM}_1, \mathbf{ON}_1$ )，并将两个最优矢量集取交集；
- 7) 若交集为空则令  $i_2 = i_2 + 1$  并重新执行，增加最优矢量集大小，直至输出唯一最优电压矢量。

逆变侧所使用的转矩控制，其流程与步骤与功率控制相似，区别仅为优化目标的不同。转矩控制的首要优化目标为  $T_e$  与  $\psi_s$ ，次要优化目标为  $u_o$  和逆变器开关次数  $n_{sw2}$ ，由于篇幅限制，不在此详细描述。

值得注意的是，在步骤 4 中增加最优矢量级数量时，即  $i_1$  增加时，仅需要在原有的最优集合 ( $\mathbf{OP}, \mathbf{OQ}$ ) 上添加一个额外的最优矢量，而非重新计算这些集合，这样可以最大限度的避免因循环导致的计算量增加。同理，在步骤 6 与步骤 7 中的  $i_2$  增加时，也是相同的操作。本例选择 8 个矢量作为首要优化目标的结果输入次要优化目标，该数值用于调节首要目标和次要目标的重要性，该值越小，首要优化目标占比越高，该值越大，次要优化目标占比越高。根据实际测试，选择 8 个矢量对首要目标和次要目标均有效，因此本文选择 8 个最优矢量左右首要优化的结果。

### 3 实验结果

为验证所设计控制算法性能，在基于三电平交直交变换器的 IM 驱动平台展开实验。实验设备图如图 3 所示，实验系统采用 DSP (TMS320F28335) 处理器控制整流-逆变变换器系统，控制系统硬件以高速 DSP 为核心器件，基于快速总线技术，可实现高性能矢量控制算法，系统参数如表 1 所示。

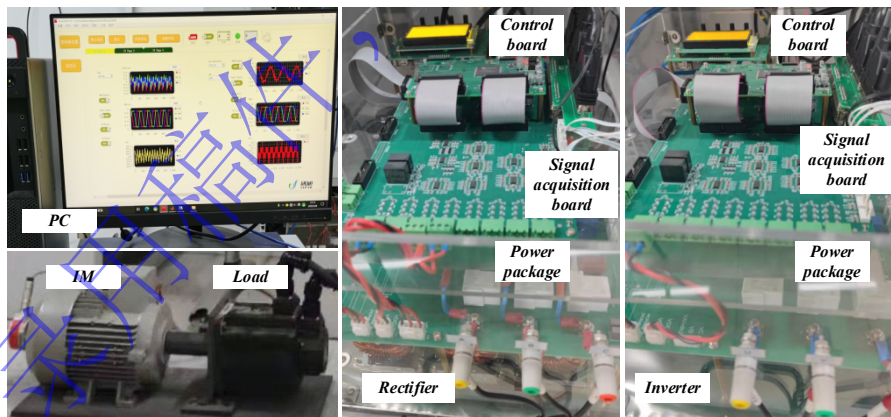


图 3 实验设备图

Fig.3 Diagram of experimental devices

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

Parameters	Values	Parameters	Values
Grid side resistance $R_g$	$0.11\Omega$	Rated power $P_N$	2.2kW
Grid side inductance $L_g$	12.5mH	Rated speed $\omega_N$	$1500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$
Grid voltage vector $V_g(\text{Peak})$	150V	Rated torque $T_N$	14 Nm
Grid side frequency $f$	50Hz	Rotor resistance $R_r$	$1.86 \Omega$

DC bus capacitance $C_1, C_2$	2200 $\mu$ F	Stator resistance $R_s$	3.07 $\Omega$
DC bus voltage $u_{dc}$	400V	Mutual inductance $L_m$	298mH
		Rotor inductance $L_r$	313 mH
		Stator inductance $L_s$	313 mH
		Pole pairs $p$	2

### 3.1 稳态性能表现

在转速为 500 r·min<sup>-1</sup>，负载转矩为额定负载的条件下测试系统的稳态性能，所使用的算法分别为使用人工神经网络计算权重系数的 ANN-MPC [11]、SMPC [13]和本文所提出的 SPMPC。其中 SMPC 的优化序列依次为整流器的有功功率、无功功率、中点电压、开关频率和逆变器的电磁转矩、磁链、中点电压、开关频率。

稳态实验获得的实验数据由表 2 和图 4 所示。图 4 显示了有功功率、中点电位、母线电压、电磁转矩和定子电流的实验结果。表 2 显示了  $P$ 、 $Q$ 、 $u_{dc}$ 、 $u_o$ 、 $T_e$  和  $\psi_s$  的均方根误差 (rmse) 以及整流器和逆变器的平均开关频率  $f_{sw1}$  和  $f_{sw2}$ 。由实验结果可知，相较于 ANN-MPC，SMPC 和 SPMPC 表现出了更好的稳态控制效果，能够更好的抑制有功功率、中点电位和母线电压波动，并降低变换器的开关频率以及定子电流的 THD。其中，SMPC 因为有功功率和转矩为 SMPPC 和 SMPTC 的首位优化目标，因此在这两个参数上，SMPC 的稳态性能要稍好于 SPMPC，但由于其序列优化结构，除了首位优化目标外，难以保证其他的系统性能上的优化效果。SPMPC 采用在序列优化结构中加入了并行优化单元，相对于传统的 SMPC 仅有序列优化来说，这样的并行优化单元的添加，能够减少序列结构的数量，增加各序列之间的可选电压矢量个数，解决了在多个控制目标的情况下传统 SMPC 往往面临的非首要优化目标可选电压矢量较少的情况，改善了非首要目标的控制效果，因此在无功功率、定子磁链、定子电流 THD、双侧的平均开关频率、直流母线电压以及中点电压等 SMPC 的非主要目标上的稳态性能均有更好的控制效果。并且针对较多控制目标的系统，SPMPC 具体较好的适用性。

表 2 稳态实验数据

Table 2 Experimental results data of steady-state

	Rectifier side			DC bus		Inverter side		
	rmse( $P$ )	rmse( $Q$ )	$f_{sw1}$ /kHz	rmse( $u_{dc}$ )	rmse( $u_o$ )	rmse( $T_e$ )	rmse( $\psi_s$ )	$f_{sw2}$ /kHz
ANN-MPC	46.03	33.07	5.81	0.4581	0.3724	0.4172	0.0077	5.35
SMPC	38.94	31.26	4.99	0.4208	0.2410	0.4026	0.0068	4.27
SPMPC	39.85	29.71	3.55	0.3843	0.2079	0.4043	0.0056	3.93

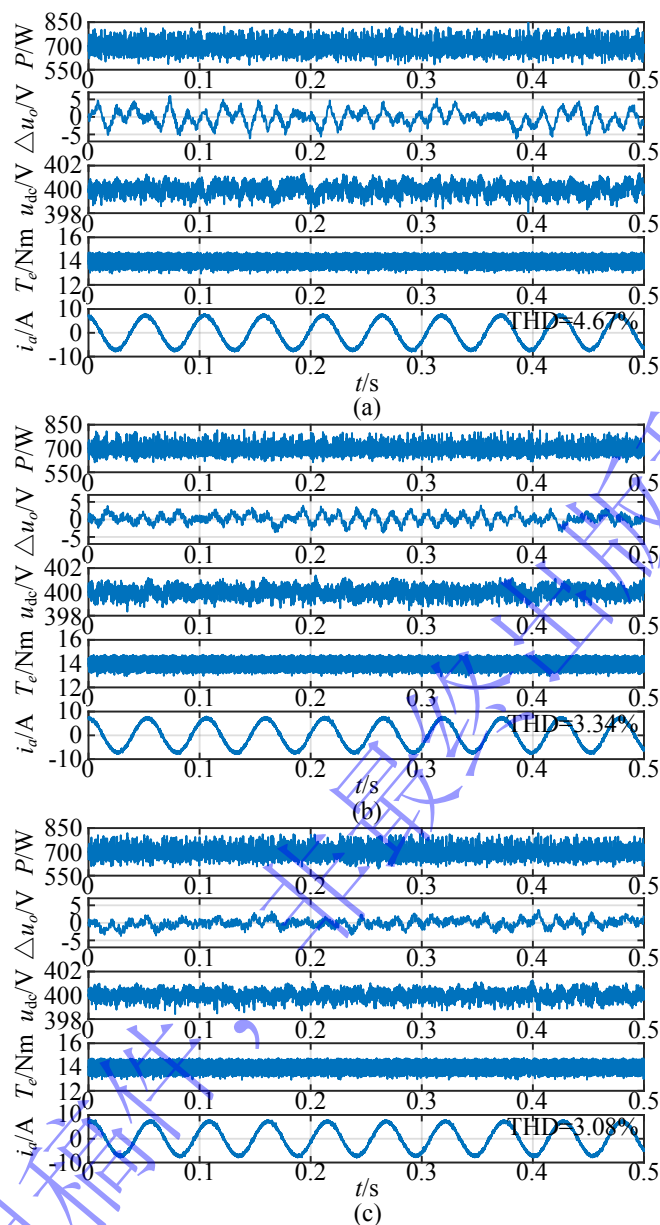


图4 稳态实验结果对比 (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

Fig.4 Experimental results comparison of (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

### 3.2 动态性能表现

为考察 SPMPC 动态性能，在转速  $500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ ，负载为空载的情况下运行电机，在  $0.4\text{s}$  时将设定转速增加至  $1000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ ，在  $1.2 \text{ s}$  时将负载转矩增加至  $10 \text{ Nm}$ 。

整流器有功功率、无功功率、网侧 a 相电流、开关频率、直流侧母线电压、中点电压与上下电容电压的动态响应如图 5 所示。逆变器电磁转矩、转子转速、a 相定子电流及开关频率的动态响应如图 6 所示。可以看出，当  $0.4 \text{ s}$  发生转速阶跃时，整流器有功功率均迅速快速提升以维持直流母线稳定且无功功率保持为零，逆变器迅速调整至最大转矩以提高转速。当  $1.2 \text{ s}$  发生转矩阶跃时，电磁转矩与整流器功率均增大，定子转速则保持稳定。同时，在转速与转矩阶跃下，直流母线电压与中点电压同样能够保持稳定。

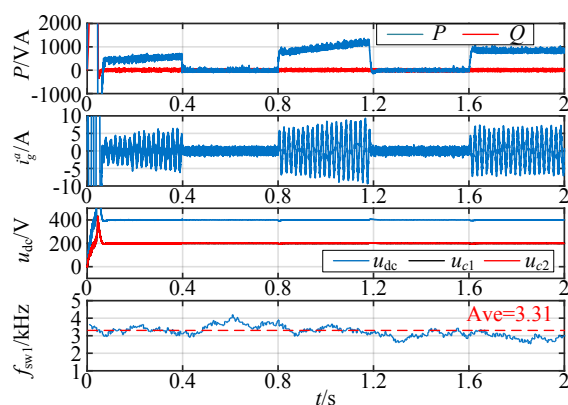


图 5 整流器与直流母线动态响应

Fig.5 Dynamic response of rectifier and dc-bus

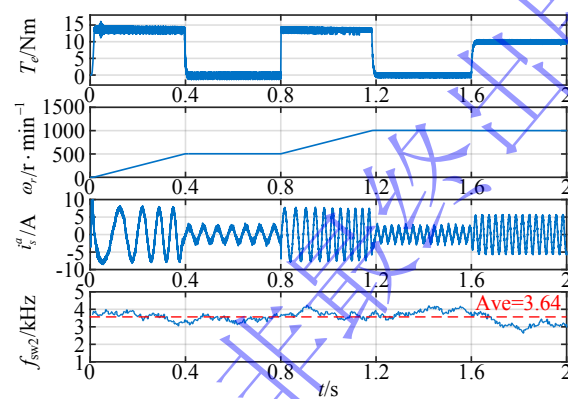


图 6 逆变器动态响应

Fig.6 Dynamic response of inverter

在同样的动态实验条件下使用不同的算法，为了能够更清晰的对比三种算法的动态性能，图 7 显示 1.2 s 附近的整流器功率、直流母线电压与逆变器电磁转矩的动态响应。可看出，相对于 ANN-MPC 而言，SMPC 和 SPMPC 算法的有功功率和转矩收敛时间更短，且在中点电压收敛性上，SPMPC 有着更好的动态与稳定性能。

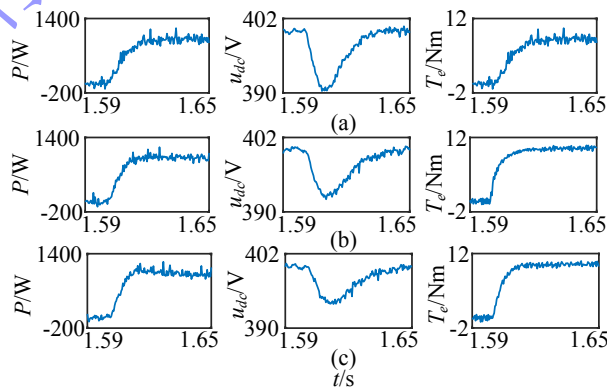


图 7 动态响应实验结果对比 (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

Fig.7 Experimental results comparison of dynamic response using (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

图 8 显示了 SPMPC 算法下转速从 1000 r·min<sup>-1</sup>到-1000 r·min<sup>-1</sup>的动态转速翻转实验结果，初始状态为

转速  $1000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$  的空载状态，可看出当转速从  $1000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$  开始下降时，直流母线电压有个较大的波动后快速稳定，同时转矩迅速变为最大负额定转矩。在转速翻转的过程中，整流器的有功功率也随之翻转。如果使用 ANN-MPC 和 SMPC，其对比如图 9 所示。三种算法均能保持转矩稳定，但 ANN-MPC 和 SMPC 的定子磁链的波动要大于 SPMPC，且 ANN-MPC 的磁链有明显的短时间内下坠现象。结果表明在磁链控制上，SPMPC 有着更好的性能。

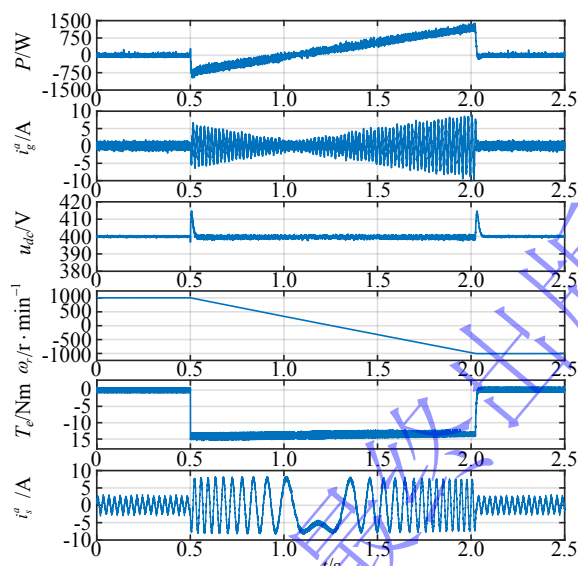


图 8 转速翻转实验结果

Fig.8 Experimental results under speed reversal

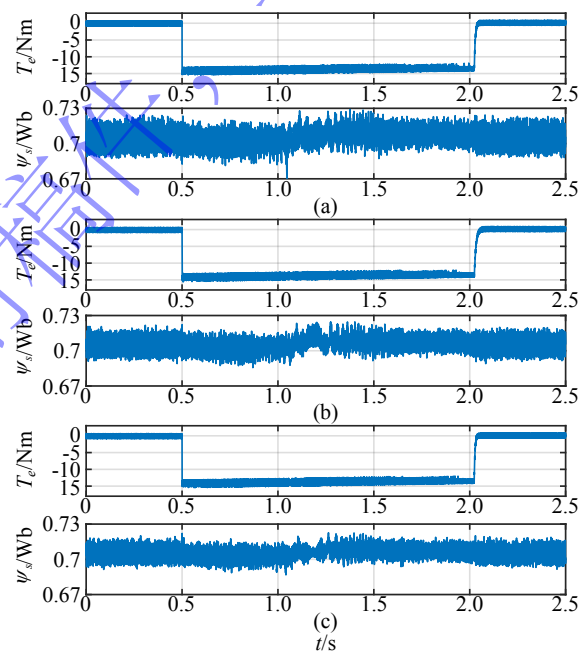


图 9 转速翻转实验结果对比图 (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

Fig.9 Experimental results comparison under speed reversal using (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

### 3.3 中点电压失衡

通过上述分析可知，SPMPC 具有良好的动静态性能，并且能够较好的保持中点电压平衡。为了进一步

验证该控制策略在中点电压不平衡时的恢复能力，设计了如下实验。当系统于额定工作状态时稳态运行时，通过并联电容使电容  $C_1$  电压为 240 V，电容  $C_2$  电压为 160 V。ANN-MPC、SMPC 和 SPMPC 算法的中点电压实验波形如图 10 所示。可看出，三种控制策略均能够实现中点电压平衡。其中，ANN-MPC 需要 0.143 s，SMPC 需要 0.059 s，而 SPMPC 仅需 0.032 s。结果证明，当中点电压失衡时，SPMPC 具有更加优异的中点电压平衡性能。

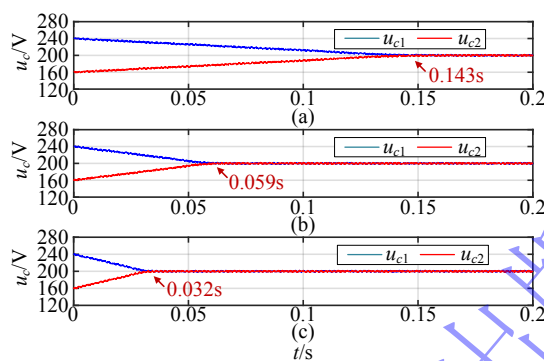


图 10 中点电压不平衡实验结果对比 (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

Fig.10 Experimental results comparison under unbalanced midpoint voltage using (a)ANN-MPC (b)SMPC (c)SPMPC

### 3.4 参数鲁棒性研究

在系统实际运行中，电感与电阻等参数往往会随着运行温度变化和元器件老化而改变。为了验证算法的参数鲁棒性，设计了异步电机在额定工作状态下发生参数失配时，三种控制策略 a 相定子电流的总谐波畸变率 (THD) 以及电磁转矩与磁链的均方根误差 (rmse) 对比，实验结果如图 11 所示。 $L_m$ ,  $R_s$  为互感和定子电阻的额定值， $L_m^*$ ,  $R_s^*$  则分别是互感和电阻的测试值。

可以明显的看出，当电机发生参数失配现象时，定子电流的 THD 和转矩、磁链的稳态波动均出现显著增长， $L_m$  失配时尤其明显。本文所提出的 SPMPC 相比于另两种算法，其定子电流的 THD 以及转矩、磁链的均方根误差在各实验条件下均低于其余两种控制策略，表明了所提出策略有着更好的参数鲁棒性。本文在不同的转速与负载转矩进行了多次类似的参数失配实验，均获得了类似的实验结果。

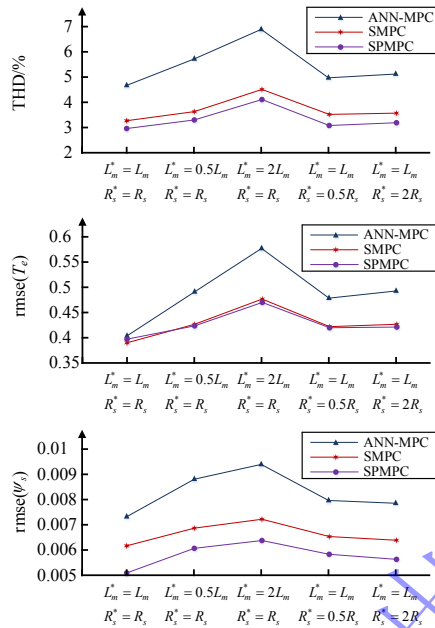


图 11 参数失配实验结果

Fig.11 Experimental results under parameter mismatch

### 3.5 损耗测量与分析

当系统在额定状态下稳态运行时，分别使用 ANN-MPC、SMPC 和 SPMPC 三种策略并测量双侧的损耗，如图 12 所示。可看出，当策略不同时，整流器与逆变器的导通损耗基本相等，因为开关频率的优化并不影响变换器导通损耗。相对于 ANN-MPC，SMPC 的整流器与逆变器开关损耗分别降低了约 20%和 13%，SPMPC 的整流器与逆变器开关损耗分别降低了约 32%和 30%，证明了所提出的策略相对于 ANN-MPC 和 SMPC，能够有效降低变换器开关损耗，并提高系统能效。

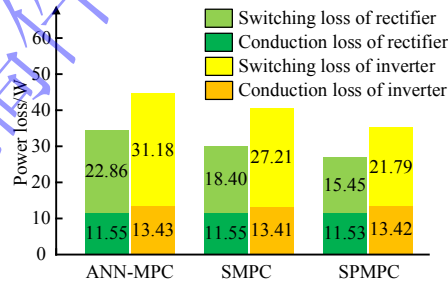


图 12 额定工作状态下功率损耗实验结果对比

Fig.12 Experimental results comparison of power loss under rated working condition

## 4 结论

针对三电平整流-逆变变频系统的高性能高效控制，本文提出了一种序列并行结构的模型预测控制，将代价函数分解为含并行目标的序列结构以优化多个控制目标。策略通过选择变换器开关状态来调节系统的有功功率、无功功率、中点电压、电磁转矩、定子磁链以及双侧的开关频率。通过各算法的对比实验，可得出以下结论：

(1) 相对于 ANN-MPC 和 SMPC, 所提出的算法能够提高系统稳态和动态性能, 减小中点电压偏置, 降低变换器开关频率, 并减少总谐波偏置, 调节中点电压不平衡。

(2) 经过对 SMPC 算法的结构改进, 所提出的算法能够有效解决 SMPC 中非首要目标控制效果较差的问题。并且所提出算法不仅能够根据目标优先级进行序列优化, 还能够并行优化多个同优先级目标, 针对目前多控制需求的复杂拓扑结构有着更好的控制效果。

(3) 所提出的 SPMPC 策略具有较强的参数鲁棒性, 并且能够有效降低系统损耗, 提高系统效率, 实现整流-逆变系统的高性能高效控制, 具有较好的工程应用价值。

## 参 考 文 献

- [1] Rodriguez J, Garcia C, Mora A, Flores-Bahamonde F, et al. Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives—Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies. *IEEE Trans Power Electr*, 2022, 37(4): 3927
- [2] Zhang Y Z, Yang H T, Wei X L. Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Fast Vector Selection. *Trans China Electrotech Soc*, 2016, 31(06): 66  
(张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制. *电工技术学报*, 2016, 31(06): 66)
- [3] Cortes P, Rodriguez J, Antoniewicz P, Kazmierkowski M. Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control. *IEEE Trans Power Electr*, 2008, 23(5): 2516
- [4] Zhang X G, Zhang L, Hou B S. Improved Model Predictive Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. *Proc CSEE*, 2017, 37(16): 4800  
(张晓光, 张亮, 侯本帅. 永磁同步电机优化模型预测转矩控制. *中国电机工程学报*, 2017, 37(16): 4800)
- [5] Xia C L, Zhang T Y, Zhou Z Q, et al. Model Predictive Torque Control with Switching Table for Neutral Point Clamped Three-Level Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor. *Trans China Electrotech Soc*, 2016, 31(20): 83  
(夏长亮, 张天一, 周湛清, 等. 结合开关表的三电平逆变器永磁同步电机模型预测转矩控制. *电工技术学报*, 2016, 31(20): 83)
- [6] Osman I, Xiao D, Rahman M, et al. An Optimal Reduced-Control-Set Model Predictive Flux Control For 3L-NPC Fed Induction Motor Drive. *IEEE Trans Energy Convers*, 2021, 36(4): 2967
- [7] Xiao X, Zhang Y J, Wang J, Du H P. An Improved Model Predictive Control Scheme for the PWM Rectifier-Inverter System Based on Power-Balancing Mechanism. *IEEE Trans Ind Electron*, 2016, 63(8): 5197
- [8] Qi X, Ren J S, Shi X Y, et al. Research on sensorless control of induction motor with low switching frequency. *Chin J Eng*, 2024, 46(03): 491  
(齐昕, 任佳仕, 石向阳, 等. 具有低开关频率的感应电机无传感器控制. *工程科学学报*, 2024, 46(03): 491)
- [9] Li Y D, Xu J Y, Yang H L, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology. *Electr Mach Control*, 2020, 24(09): 1  
(李永东, 徐杰彦, 杨涵棣, 等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望. *电机与控制学报*, 2020, 24(09): 1)
- [10] Yuan J X, Zhu J J, Nie Z L, et al. Analytical calculation of switching loss of single-phase neutral point clamped H-bridge cascaded inverters based on SVPWM. *Trans China Electrotech Soc*, 2020, 35(23): 4877  
(原景鑫, 朱俊杰, 聂子玲, 等. 基于脉冲跳变 SVPWM 的单相中点钳位型 H 桥级联逆变器开关损耗解析计算. *电工技术学报*, 2020, 35(23): 4877)
- [11] Zhang Y C, Bai Y N. Model Predictive Control of Three-Level Inverter-Fed Induction Motor Drives with Switching Frequency Reduction // *IECON 2017 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Beijing, 2017: 6336
- [12] Li J X, Wang F X, Ke D L, et al. Weighting Factors Design of Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Machine Using Particle



Swarm Optimization. *Trans China Electrotech Soc*, 2021, 36(01): 50

(李家祥,汪凤翔,柯栋梁,等.基于粒子群算法的永磁同步电机模型预测控制权重系数设计. *电工技术学报*, 2021, 36(01): 50)

- [13] Choi D K, Lee K B. Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set. *IEEE Trans Ind Electron*. 2015, 62(2): 757
- [14] Kong L G, Wang J Q, Han Z J, et al. On-Line Power Regulation of Wind-Photovoltaic-Storage-Hydrogen Coupling System Based on Weight Adjustment Model Predictive Control. *Trans China Electrotech Soc*, 2023, 38(15): 4192  
(孔令国,王嘉祺,韩子娇,等.基于权重调节模型预测控制的风-光-储-氢耦合系统在线功率调控. *电工技术学报*, 2023, 38(15): 4192)
- [15] Novak M, Xie H T, Dragicevic T, et al. Optimal Cost Function Parameter Design in Predictive Torque Control (PTC) Using Artificial Neural Networks (ANN). *IEEE Trans Ind Electron*, 2021, 68(8): 7309
- [16] Yao C X, Sun Z Y, Xu S, et al. ANN Optimization of Weighting Factors Using Genetic Algorithm for Model Predictive Control of PMSM Drives. *IEEE Trans Ind Appl*, 2022, 58(6): 2022
- [17] Wang F X, Li J X, Li Z, et al. Design of Model Predictive Control Weighting Factors for PMSM Using Gaussian Distribution-Based Particle Swarm Optimization. *IEEE Trans Ind Electron*, 2022, 69(11): 10935
- [18] Li Y H, Qin H, Su J S, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on adaptive dynamic weight coefficient using fuzzy control. *Electr Mach Control*, 2021, 25(2): 102  
(李耀华,秦辉,苏锦仕,等.永磁同步电机模糊自适应变开关次数权重系数模型预测转矩控制. *电机与控制学报*, 2021, 25(2): 102)
- [19] Norambuena M, Rodriguez J, Zhang Z B, et al. A Very Simple Strategy for High-Quality Performance of AC Machines Using Model Predictive Control. *IEEE Trans Power Electr*, 2019, 34(1): 794
- [20] Wang Y C, Yang Y, Cheng S W, et al. An Improved Model Predictive Voltage Control With Reduced Computational Burden for T-Type Three-Phase Three-Level Inverters. *IEEE Trans Power Electr*, 2024, 39(2): 2115
- [21] Zhang Y C, Zhang B Y, Yang H T, et al. Generalized Sequential Model Predictive Control of IM Drives With Field-Weakening Ability. *IEEE Trans Power Electr*, 2019, 34(9): 8944
- [22] Li J D, Zhang Y Z, Sun Y X, et al. Sequential Predictive Control with Dynamic Priority of Three-Level NPC Back-to-Back Power Converters in PMSG Wind Turbine Systems. // 2021 *IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. Jinan, 2022: 462