

# 基于抗扰预测模型的表贴式永磁同步电机 占空比控制集模型预测控制

陈再发<sup>1,2\*</sup>, 刘彦呈<sup>1</sup>

(1. 大连海事大学 轮机工程学院, 辽宁 大连 116026;

2. 浙江国际海运职业技术学院 航海工程学院, 浙江 舟山 316021)

## Model Predictive Control of Duty Cycle Control Set for Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Anti-Disturbance Prediction Model

CHEN Zaifa<sup>1,2\*</sup>, LIU Yancheng<sup>1</sup>

(1. Marine Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China;

2. School of Navigation Engineering, Zhejiang International Maritime College, Zhoushan 316021, China)

**Abstract:** [Objective] To address the issues of limited number of control sets and the presence of the system-wide disturbances in motors under finite set model predictive current control, a duty cycle control set model predictive control (ADCS-MPC) strategy based on an anti-disturbance prediction model is proposed. [Methods] Firstly, a mathematical model of the surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM) under time-varying parameters and unmodeled disturbances was established. By designing a current extended state observer to observe unmodeled and time-varying parameter disturbances, the current harmonics caused by inaccurate prediction models were avoided and the robustness of the controller was improved. Secondly, based on finite set model predictive control, a discrete duty cycle control set optimization scheme was designed using the basic voltage vector. By expanding the 6 effective basic voltage vectors into 60 effective virtual voltage vectors, the prediction deviation in each control cycle was reduced. The optimal and suboptimal voltage vectors were used to determine the sector where the target vector was located. A sector judgment mechanism and voltage vector positioning strategy were designed to save control cycles, and the optimal vector with low prediction deviation was iteratively produced to reduce the computational complexity of the method. [Results] Finally, a driving system experimental platform for SPMSM based on

TI's 32-bit floating point DSP TMSF28379D microprocessor was designed and built, the algorithm proposed in this paper was experimentally verified using this platform. And it was verified that the proposed ADCS-MPC strategy is capable of eliminating prediction errors and enabling disturbance-free current control, particularly in suppressing time-varying parameter disturbances and reducing current harmonic. [Conclusion] The proposed ADCS-MPC strategy mitigates the adverse effects of unmodeled and time-varying parameter disturbances on the system, improves the control accuracy within a single control cycle with minimal computational cost, significantly reduces prediction error, and enables the system to achieve fast response and high control accuracy.

**Key words:** surface-mounted permanent magnet synchronous motor; model predictive control; extended state observer; extended control set; current harmonic

**摘 要:** 【目的】针对有限集模型预测电流控制下电机的控制集数量较少和存在系统集总扰动的问题,提出一种基于抗扰预测模型的占空比控制集模型预测控制(ADCS-MPC)策略。【方法】首先,建立参数时变扰动和未建模扰动下的表贴式永磁同步电机(SPMSM)数学模型,通过设计电流扩张状态观测器观测未建模扰动和参数时变扰动来避免预测模型不准确引起的电流谐波,提高控制器鲁棒性。其次,在有限集模型预测控制的基础上,基于基本电压矢量设计离散占空比控制集优化方案,通过将6个有效基本电压矢量扩展为60个有效虚拟电压矢量,降低每个控制周期的预测偏差,利用最优电压矢量和次优电压

基金项目:舟山市公益类科技计划项目支持(2023C31057)

Zhoushan Public Welfare Science and Technology Plan Project  
Support (2023C31057)

矢量确定目标矢量所在扇区,通过设计扇区判断机制以及电压矢量定位策略来节省控制周期,并通过迭代方式输出低预测偏差的最优矢量,降低方法的计算量。【结果】最后,设计并搭建了基于 TI 公司 32 位浮点 DSP TMSF28379D 微处理器的 SPMSM 的驱动系统试验平台,借助该平台对本文所提算法进行试验验证。结果表明所提 ADCS-MPC 策略在降低电流谐波和抑制参数时变扰动等方面具有消除预测误差、实现电流无差控制的优势。【结论】本文所提 ADCS-MPC 策略降低了未建模扰动和参数时变扰动对系统的不利影响,以较小的计算成本提高了单个控制周期中的控制精度,显著降低了预测偏差,使得系统具有快速的响应能力和较高的控制精度。

**关键词:** 表贴式永磁同步电机;模型预测控制;扩张状态观测器;扩展控制集;电流谐波

## 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因其具有高效率、零激励损耗和优异的调速性能等能够给推进系统提供良好的动力性能。各类推进电机在较为复杂的工况下运行时,电机参数变化较大,控制方法通常难以满足控制需求。模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)由于没有比例积分(Proportional Integral, PI)环带宽的约束,具有快速的动态响应、易于增加约束的优点以及善于处理非线性多变量系统而受到众多应用场合的关注<sup>[1-2]</sup>。模型预测控制按照优化目标可分为模型预测转矩控制(Model Predictive Torque Control, MPTC)<sup>[3-5]</sup>和模型预测电流控制(Model Predictive Current Control, MPCC)<sup>[6-7]</sup>。在此基础上,MPC 还可优化驱动系统的多方面性能,例如最大电流转矩比控制、弱磁控制和直流环节电压振荡抑制等<sup>[8-10]</sup>。

MPC 在电机领域的应用中受到系统未建模扰动和电机参数时变的影响,致使电机电流谐波大,机械损耗严重<sup>[11]</sup>。电机参数辨识<sup>[12]</sup>和预测偏差补偿<sup>[13]</sup>能够解决参数时变的问题,但是控制器性能会影响补偿效果,而且现阶段科研人员无法解决建模不准确的问题。相比于电机参数辨识和预测补偿方法,利用扰动观测器(例如龙贝格观测器<sup>[14-15]</sup>,扩展卡尔曼滤波器<sup>[11]</sup>,滑模观测器<sup>[16]</sup>以及自适应观测器<sup>[17]</sup>等)解决参数时变和未建模扰动的问题更加简便和高效。扰动观测器

不仅能对系统的集总扰动进行观测,同时还能考虑多个参数对控制器的影响,实现控制器的简化设计。20 世纪 80 年代韩京清提出了自抗扰控制技术和扩张状态观测器<sup>[18]</sup>,能够有效降低数学建模不准确对控制器造成的影响。扩张状态观测器可以将电机建模的未知部分扩展为一个独立的状态变量,实现对电机状态的实时获取。相比于传统扰动观测器,扩张状态观测器在设计流程和参数整定上更具有优势。在文献[19-20]中,提出了基于线性状态观测器的无模型预测控制方法,有效地降低了预测偏差的影响,提高了系统鲁棒性,但利用无差拍求解牺牲了模型预测控制的多目标优化特性。

MPC 按照寻优方式分类可以分为:连续控制集 MPC 和有限控制集 MPC(Finite Control Set-MPC, FCS-MPC)。连续控制集 MPC 方法通过数值分析求解最优输出解,因此在优化处理和计算负担上具有较大的困难。而 FCS-MPC 利用逆变器的固有特性进行控制,具有天然的计算优势,但受到逆变器基本有效电压矢量的局限,导致单个周期的控制精度较低,电流谐波较大。文献[21]利用给定占空比值将三电平逆变器的电压矢量由 27 个扩展到 73 个,充分利用了基本电压矢量。文献[22]中虚拟电压矢量在每个扇区内以相同角度间隔分布达到扩展候选电压矢量的目的,有效地减小了电流纹波。在文献[23]中,最优电压矢量由两个相邻的有效电压矢量构成,将 8 个电压矢量扩展到 14 个电压矢量,并采用分层多级优化对电压矢量进行寻优。文献[24]提出在每个控制周期中利用虚拟斜率将备选矢量数量减少至 1~3 个,在无参数扰动时实现了较为准确的磁链预测控制,但当系统存在参数时变时将会影响算法的性能。综上所述,通过扩展备选矢量的数量减小预测偏差,虽然能够有效降低电流谐波,但是如何将控制集设计得既能够减低预测偏差又消耗较少的计算,还需要进一步研究。

针对 FCS-MPC 在参数摄动和未建模扰动存在时引起预测精度下降以及电压矢量选择单一导致电机电流谐波较高的问题,本文提出抗扰动型占空比控制集 MPC(Anti-Disturbance Duty Cycle Control Set MPC, ADCS-MPC)策略。首先,给出表贴式永磁同步电机(Surface-mounted

Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM) 数学模型, 并建立参数时变扰动和未建模扰动下的 SPMSM 数学模型, 设计电流扰动观测器, 根据二阶低通滤波器给出扰动观测器的参数配置方法, 建立基于扰动模型的预测方程。其次, 在 FCS-MPC 的基础上, 设计占空比控制集, 利用最优电压矢量和次优电压矢量确定目标矢量所在扇区, 提出扇区判断机制以及电压矢量定位策略, 通过迭代方法输出低预测偏差的最优矢量。最后, 搭建基于 SPMSM 的硬件试验平台, 验证本文所提控制方法在计算量、电流谐波以及抵抗参数扰动等方面的优势。

## 1 SPMSM 电流抗扰预测模型设计

传统 PMSM 的数学模型在设计过程中忽略了未建模扰动及参数时变扰动, 致使 MPC 算法存在预测偏差, 因此本文在预测模型中考虑了未知扰动, 利用扩张状态观测器设计预测模型。

### 1.1 参数时变和未知扰动的 SPMSM 数学模型

PMSM 在旋转坐标系下的电流数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{\omega_e}{L_q}(i_d L_d + \psi) + \frac{1}{L_q}u_q \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d, u_q$  分别为  $d, q$  轴电压;  $i_d, i_q$  分别为  $d, q$  轴电流;  $L_d, L_q$  分别为  $d, q$  轴电感 (SPMSM:  $L_d = L_q$ );  $R_s$  为定子电阻;  $\psi$  为永磁体磁链;  $\omega_e$  为转子电角速度。

在数学模型中考虑电机的参数变化以及未知扰动, 得到旋转坐标系下电机的真实数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{L_q + \Delta L_q}{L_d + \Delta L_d}\omega_e i_q - \frac{R_s + \Delta R_s}{L_d + \Delta L_d}i_d + \frac{1}{L_d + \Delta L_d}u_d + f_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{\omega_e}{L_q + \Delta L_q}[i_d(L_d + \Delta L_d) + (\psi + \Delta\psi)] - \frac{R_s + \Delta R_s}{L_q + \Delta L_q}i_q + \frac{1}{L_q + \Delta L_q}u_q + f_q \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\Delta$  为电机实际参数和控制器中参数之间的偏差;  $f_d, f_q$  为建模中的未知扰动。

为了简化分析, 降低电机参数对控制性能的影响, 将式(2)中的 SPMSM 模型分解为两部分: 一部分为输入量, 一部分为集总扰动, 如式(3)所示:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{i}}_s = \mathbf{I}_f + b\mathbf{u}_s \\ \mathbf{Y} = \mathbf{i}_s \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{i}_s = [i_d, i_q]^T$ ;  $\mathbf{u}_s = [u_d, u_q]^T$ ;  $b$  为输入量增益;  $\mathbf{I}_f$  为包含  $i_{df}$  和  $i_{qf}$  的非线性电流扰动项, 可表示为

$$\mathbf{I}_f = \begin{bmatrix} i_{df} \\ i_{qf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + \Delta R_s}{L_d + \Delta L_d}i_d + \frac{L_q + \Delta L_q}{L_d + \Delta L_d}\omega_e i_q + f_d \\ -\frac{R_s + \Delta R_s}{L_q + \Delta L_q}i_q - \frac{\omega_e}{L_q + \Delta L_q}i_d(L_d + \Delta L_d) - (\psi + \Delta\psi)\frac{\omega_e}{L_q + \Delta L_q} + f_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

本文通过设计扩张状态观测器实现对抗扰动部分  $\mathbf{I}_f$  的观测和补充。

### 1.2 电流扰动观测器设计

采用自抗扰控制扩张状态观测器, 通过系统模型的输入量和输出量对抗扰动值进行观测。根据式(3)建立观测器模型:

$$\begin{cases} \mathbf{e} = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s \\ \dot{\mathbf{i}}_s = \hat{\mathbf{I}}_f + b\mathbf{u}_s - \beta_1 \mathbf{e} \\ \dot{\mathbf{I}}_f = -\beta_2 \mathbf{e} \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{e} = [e_d, e_q]^T$ ;  $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_d, \hat{i}_q]^T$ ;  $\hat{\mathbf{I}}_f = [\hat{i}_{df}, \hat{i}_{qf}]^T$  分别为  $d, q$  轴的观测误差、观测电流、观测电流扰动。

根据式(5)得到实际扰动  $\mathbf{I}_f$  与估测扰动  $\hat{\mathbf{I}}_f$  的传递函数:

$$\hat{\mathbf{I}}_f = \beta_2 \frac{\mathbf{i}_s s - b\mathbf{u}_s}{s^2 + s\beta_1 + \beta_2} = \beta_2 \frac{\mathbf{I}_f}{s^2 + s\beta_1 + \beta_2} \quad (6)$$

对式(6)进行分析, 通过参数配置整定其为增益为 1、带宽为  $\omega_f$  的低通滤波器。二阶低通滤波器的传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_f^2} + 2\xi \frac{s}{\omega_f} + 1} \quad (7)$$

根据式(7)对式(6)进行整定后, 可得  $\beta_2 =$

$\omega_f^2 \beta_1 = 2\omega_f \xi$ , 利用巴特沃斯滤波器的设计方法, 阻尼系数  $\xi$  可设置为 0.707。则基于低通滤波器的参数配置方法可以定义为

$$\begin{cases} \beta_1 = 1.414\omega_f \\ \beta_2 = \omega_f^2 \end{cases} \quad (8)$$

当  $I_f$  的频率低于  $\omega_f$  时,  $\hat{I}_f \approx I_f$ , 此时观测器的值可以取代原始电流模型的扰动量。

### 1.3 基于抗扰模型的预测方程

通过式(5)对电流扰动值  $I_f$  进行观测, 将电流扰动值代入式(3)中, 得到电流抗扰模型, 再根据 FCS-MPC 的基本原理, 利用泰勒级数展开获得 FCS-MPC 的预测方程:

$$\dot{i}_s(k+1) = T_s [\dot{I}_f(k) + b u_s^{\text{ref}}] + i_s(k) \quad (9)$$

考虑芯片控制器的一步控制延迟, 采用二步预测, 得到  $k+2$  控制周期的预测值:

$$\dot{i}_s(k+2) = T_s [\dot{I}_f(k) + b u_s^{\text{ref}}] + \dot{i}_s(k+1) \quad (10)$$

由于电流扰动观测器的观测精度非常高, 即  $\dot{i}_s(k+1) \approx \hat{\dot{i}}_s(k+1)$ , 可以通过观测器获得  $\hat{I}_f(k+1)$  和  $\hat{\dot{i}}_s(k+1)$ 。对式(5)进行泰勒级数展开得到式(11), 获得电流和集总扰动的观测值, 控制结构如图1所示。

$$\begin{cases} e(k) = \hat{i}_s(k) - i_s(k) \\ \vdots \\ \dot{i}_s(k+1) = T_s [\dot{I}_f(k) + b u_s^{\text{ref}}(k) - \beta_1 e(k)] + i_s(k) \\ \vdots \\ \dot{I}_f(k+1) = \hat{I}_f(k) - \beta_2 e(k) \end{cases} \quad (11)$$

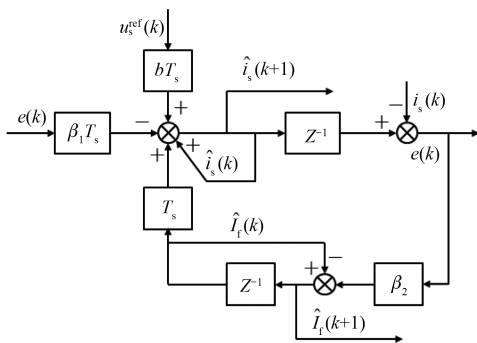


图1 电流扰动观测器控制计算结构图

Fig.1 Structure diagram of current disturbance observer control calculation

PMSM 的 MPC 通常选择  $d$  轴和  $q$  轴的电流参考值作为电机电流的约束值, 本文以式(10)作为预测方程, 并以电流值来设计代价函数, 如式(12)所示:

$$g = [i_d^{\text{ref}} - i_d(k+2)]^2 + [i_q^{\text{ref}} - i_q(k+2)]^2 \quad (12)$$

式中:  $g$  为预测偏差。

将控制集包含的电压矢量依次代入到式(12)中, 最小预测偏差对应的是最优电压矢量。

## 2 占空比控制集 MPCC

FCS-MPC 的控制集是由逆变器的输出状态确定的, 但电压矢量的选择与电机运行状态直接相关, 当逆变器的利用率较高时, 预测偏差会降低。然而当电机在低转矩和低转速运行时, 预测偏差会非常高, 影响控制器的预测精度, 所以为了降低预测偏差, 需要对 FCS-MPC 选择的电压矢量进行优化。本文利用最优电压矢量和次优电压矢量确定扇区, 并引入占空比控制集成虚拟电压矢量。该方法在计算量增加不多的前提下, 可实现了高精度控制。

### 2.1 占空比约束控制集设计

本文以三相两电平逆变器为驱动单元, 逆变器的电压矢量 ( $S_i, i=0 \sim 7$ ) 如图2所示。当电机的电压矢量为  $v_s$  时, 逆变器输出的电压空间矢量是利用  $v_s$  所在扇区的两个相邻矢量进行合成, 其中需要加入占空比的控制, 即最接近  $v_s$  的  $S_2$  作用时间  $d_1$ , 次接近  $v_s$  的  $S_1$  作用时间  $d_2$ 。所以, 当考虑占空比控制后, 在  $\alpha\beta$  坐标系下的电压矢量集如表1所示, 表中  $d_i$  代表占空比。但基于占空比控制的基本电压矢量是一个连续的控制集, 无法直接通过控制器来进行计算。所以本文提出离散

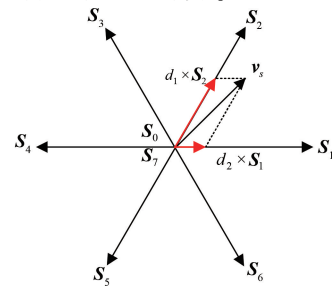


图2 机电电压矢量与占空比的合成关系

Fig.2 Synthesis relationship between motor voltage vectors and duty cycle

占空比控制方法来提高 MPC 的普适性。

表 1  $\alpha\beta$  坐标系下的电压矢量集

Tab. 1 Voltage vector set in  $\alpha\beta$  coordinate system

| $S_i$ | $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | $v_{i,\alpha}$  | $v_{i,\beta}$          |
|-------|-------|-------|-------|-----------------|------------------------|
| 0     | 0     | 0     | 0     | 0               | 0                      |
| 1     | 1     | 0     | 0     | $2v_{dc}d_i/3$  | 0                      |
| 2     | 1     | 1     | 0     | $v_{dc}d_i/3$   | $\sqrt{3}v_{dc}d_i/3$  |
| 3     | 0     | 1     | 0     | $-v_{dc}d_i/3$  | $\sqrt{3}v_{dc}d_i/3$  |
| 4     | 0     | 1     | 1     | $-2v_{dc}d_i/3$ | 0                      |
| 5     | 0     | 0     | 1     | $-v_{dc}d_i/3$  | $-\sqrt{3}v_{dc}d_i/3$ |
| 6     | 1     | 0     | 1     | $v_{dc}d_i/3$   | $-\sqrt{3}v_{dc}d_i/3$ |
| 7     | 1     | 1     | 1     | 0               | 0                      |

电压矢量的占空比通常在 0 和 1 之间进行变化,根据这一特点对占空比进行主动离散。将一个矢量的作用时间分为 0、0.25、0.5、0.75 和 1, 矢量控制集的分布及个数如图 3 所示。图中每一个点都对应不同矢量的占空比组合。参考 FCS-MPC 的求解方法,将图中 60 个有效矢量(占空比组合)和零矢量进行迭代计算,最后选择代价函数最小的矢量作为控制矢量输出。但是 60 次矢量计算会对芯片控制器造成较大的计算压力,所以需要控制集进一步优化。

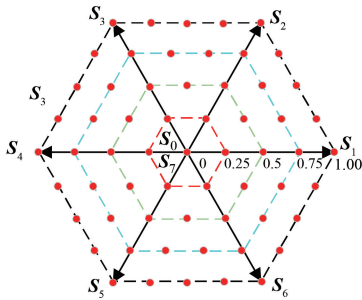


图 3 离散占空比控制集

Fig. 3 Discrete duty cycle control set

## 2.2 电压矢量扇区定位策略

假定在两个控制周期中目标电压矢量为  $v_{s1}$  和  $v_{s2}$ , 如图 4 所示。对于左图的  $v_{s1}$ , 通过遍历法能够找出  $S_2$  为最优电压基本矢量  $v_{opt}^{1st}$ ,  $S_1$  为次优电压矢量  $v_{opt}^{2nd}$ 。对于右图的  $v_{s2}$ ,  $S_2$  为最优电压矢量  $v_{opt}^{1st}$ ,  $S_3$  为次优电压矢量  $v_{opt}^{2nd}$ 。

根据最优电压矢量和次优电压矢量能够确定目标矢量的扇区位置,并将该扇区均分,得到图 4 所示的两个阴影区域。然后画出最优矢量(OS)的垂直平分线,缩小目标矢量的位置区域,将阴影

区域分成  $a_1$  和  $a_2$  两部分。计算零矢量的代价值  $g_0$ ,与最优基本电压矢量的代价值  $g_{min}$  进行比较,根据式(13)确定最优矢量的最终控制区域。

$$\begin{cases} g_0 = |OP|, g_{min} = |SP| \\ \text{若 } g_0 > g_{min}: v_{opt} \in a_1; \\ \text{若 } g_0 \leq g_{min}: v_{opt} \in a_2; \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{式中: } a_1 = \left\{ (0.75, 0), (1, 0), (0.5, 0.25), (0.75, 0.25), (0.5, 0.5) \right\};$$

$$a_2 = \left\{ (0, 0), (0.25, 0), (0.5, 0), (0.25, 0.25) \right\}。$$

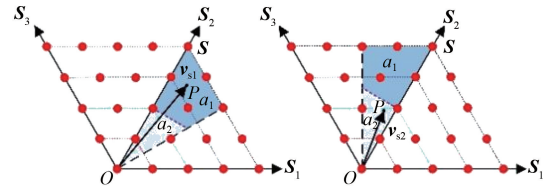


图 4 不同目标电压矢量时的最优矢量解示意图

Fig. 4 Diagram of optimal vector solution for different target voltage vectors

通过分析可知,如果目标电压矢量在  $a_2$  区域中,最优电压矢量  $v_{opt}^{1st}$  和次优电压矢量  $v_{opt}^{2nd}$  的占空比组合( $d_1, d_2$ )为  $\{(0, 0), (0.25, 0), (0.5, 0), (0.25, 0.25)\}$ 。如果目标电压矢量在  $a_1$  区域中,最优基本电压矢量  $v_{opt}^{1st}$  和次优基本电压矢量  $v_{opt}^{2nd}$  的占空比( $d_1, d_2$ )为  $\{(0.75, 0), (1, 0), (0.5, 0.25), (0.75, 0.25), (0.5, 0.5)\}$ 。由于矢量分布的对称性,占空比的组合是固定的,以此来设计基于占空比的矢量控制集。

## 2.3 占空比控制集 MPC 最优电压矢量输出流程

整体算法控制流程图如图 5 所示,下面分三步进行详述。

第一步:为了便于在旋转坐标系下对电机状态变量分析,表 1 中的基本电压矢量( $d_i$  为 1)需要与电机转子位置进行坐标变换,如式(14)所示,得到与基本电压矢量对应的 8 组旋转坐标系下的( $v_{i,d}, v_{i,q}$  ( $i=0 \sim 7$ ))电压组合。

$$T_{2s/2r}(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (14)$$

将 8 组  $d$  轴和  $q$  轴电压组合代入到式(12)中求得最优电压矢量  $v_{opt}^{1st}(v_d^{1st}, v_q^{1st})$  及其对应的最小代价值  $g_{opt}$  和次优电压矢量  $v_{opt}^{2nd}(v_d^{2nd}, v_q^{2nd})$ 。

第二步:需要进一步对矢量的占空比进行优

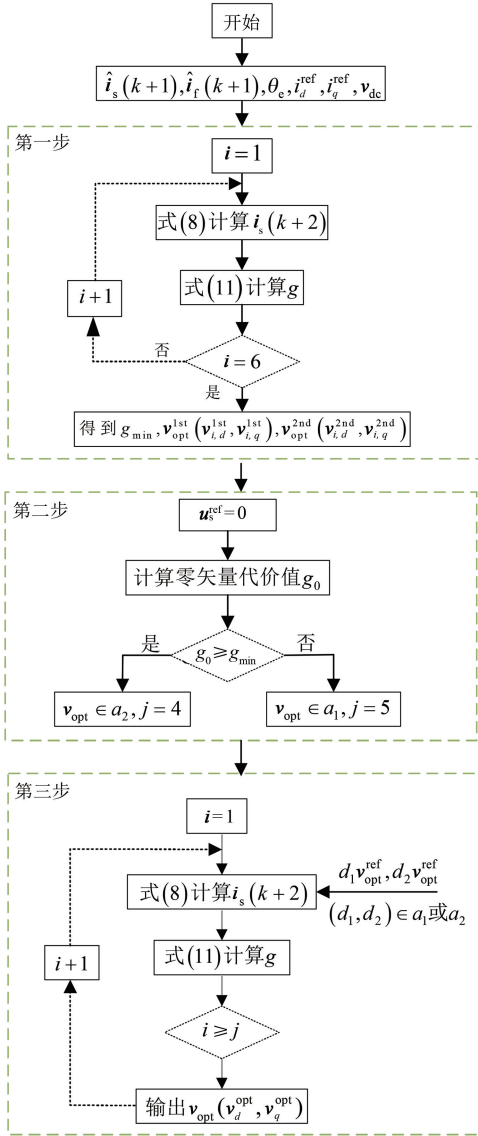


图5 基于占空比控制集模型预测控制流程图

Fig.5 Flowchart of model predictive control based on duty cycle control set

化控制。为了降低计算量,首先根据最优矢量将扇区分为两部分(如图4),然后根据式(5)计算零矢量的代价值  $g_0$ ,比较  $g_0$  和  $g_{min}$  的大小,确定占空比集  $a_1$  或  $a_2$ 。

$$g_0 = [\dot{i}_d^{ref} - T_s \dot{i}_{dt}(k+1) + \hat{i}_d(k+1)]^2 + [\dot{i}_q^{ref} - T_s \dot{i}_{qt}(k+1) + \hat{i}_q(k+1)]^2 \quad (15)$$

第三步:通过式(16)可以得到基于占空比的虚拟矢量:

$$u_s^{ref} = \begin{bmatrix} u_d^{ref} \\ u_q^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 v_d^{1st} + d_2 v_d^{2nd} \\ d_1 v_q^{1st} + d_2 v_q^{2nd} \end{bmatrix} \quad (16)$$

最后将  $u_s^{ref}$  代入式(12)中,再次通过迭代法求得最优占空比组合  $(d_1, d_2)$  以及对应的最优虚拟矢量。

## 2.4 ADCS-MPC 策略

ADCS-MPC 结构如图6所示。采用  $i_d^{ref}=0$  的控制策略对电机进行驱动控制。由于转速环和电流环的采样频率不一致,所以本文提出的控制结构保留了转速环的PI控制。从抗扰观测器得到观测值后,经过占空比控制集控制器(图5控制流程)得到虚拟电压矢量,采用文献[25]提出的空间矢量调制技术合成三相电压矢量并作用于电机。

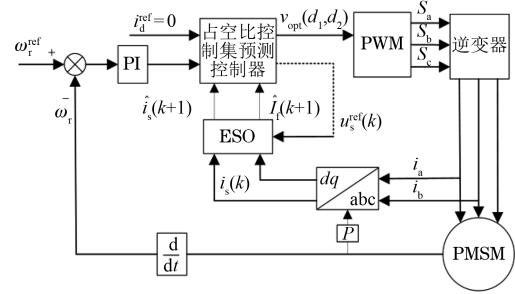


图6 ADCS-MPC 结构图

Fig.6 ADCS-MPC structure diagram

## 3 试验验证

本文搭建基于 TMSF28379D 芯片的试验平台对 ADCS-MPC 进行验证,如图7所示。试验采用相同参数的 SPMSM 对拖试验测试平台(参数如表2所示)。在试验过程中,通过串口通信将控制器内部数据实时上传到上位机。试验采用的开关频率为 10 kHz,死区时间为 5  $\mu$ s,带宽  $\omega_f = 3\,000$  rad/s,转速 PI 控制器参数为  $K_p = 0.09$ 、 $K_i = 0.54$ 。

表2 试验平台参数

Tab.2 Experimental platform parameters

| 参数名称                         | 参数值        |
|------------------------------|------------|
| 逆变器电压 $V_{dc}/V$             | 24         |
| 电阻 $R/\Omega$                | 0.22       |
| 电感 $L/mH$                    | 0.225      |
| 额定转矩 $T_e/(N \cdot m)$       | 0.67       |
| 额定电流 $I/A$                   | 5.5        |
| 额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$ | 2\,000     |
| 极对数 $p$                      | 5          |
| 转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$      | 0.000\,024 |

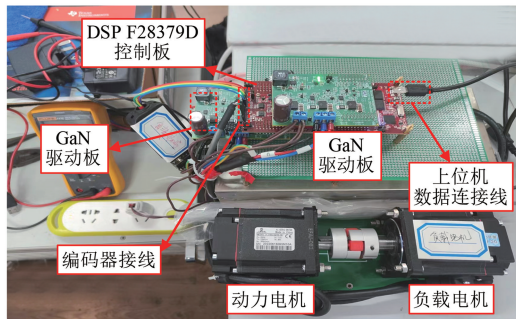


图 7 试验平台

Fig. 7 Experimental platform

### 3.1 抗扰预测模型试验结果

由分析可知,模型参数不准确时,控制器输出的电压矢量与实际需要的电压矢量有较大偏差,导致电流偏差大。图 8(a)测试了观测器的电流观测偏差,在动态过程中  $d$ 、 $q$  轴电流观测偏差稳态值始终维持在 0 左右,在加载的瞬间存在一定的波动,但能够满足控制要求。由于系统存在测量噪声,导致图中的观测误差波动不明显。但不难看出,即使电机状态发生变化,观测器也能实现对电机电流的准确观测。图 8(b)为电机转速观测值,不难看出,观测转速能够较为准确地跟踪实际转速,电机运行平稳,仅在加载、减载的瞬间存在一定的波动,这也证明了观测器具有较强的观测能力。

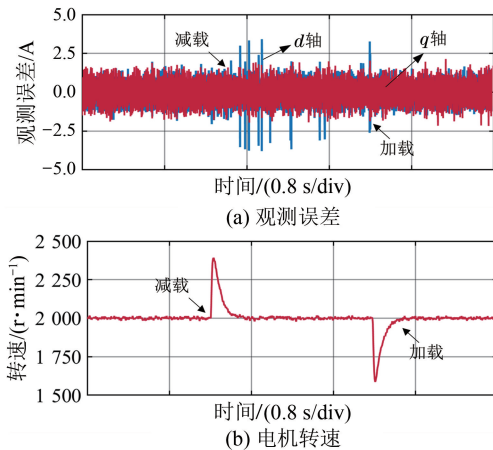


图 8 扩张状态观测器观测偏差

Fig. 8 Observation deviation of the extended state observer

主动在系统中增加扰动( $d$  轴加入 12 000 V/H,  $q$  轴加入 20 000 V/H)如图 9 所示。在加入集总扰动瞬间,转速会有明显的变化,但由于扰动观测器对内环进行了快速跟踪和补偿,电流的变化不

明显。试验结果表明当电机参数发生变化引起建模扰动时,观测器能对该扰动进行准确地观测和补偿,保证预测模型的准确性和稳定性。

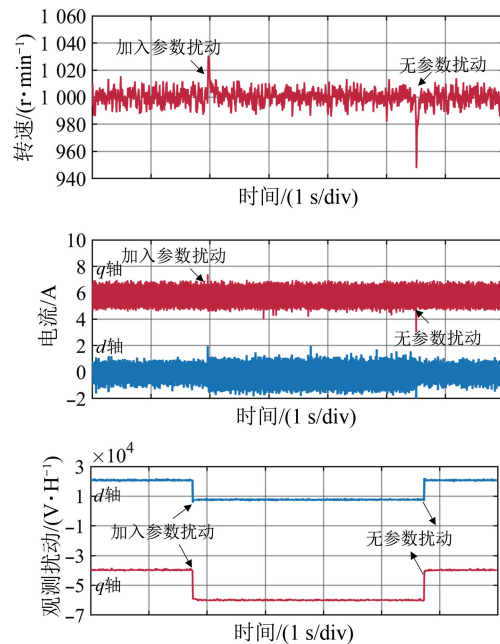
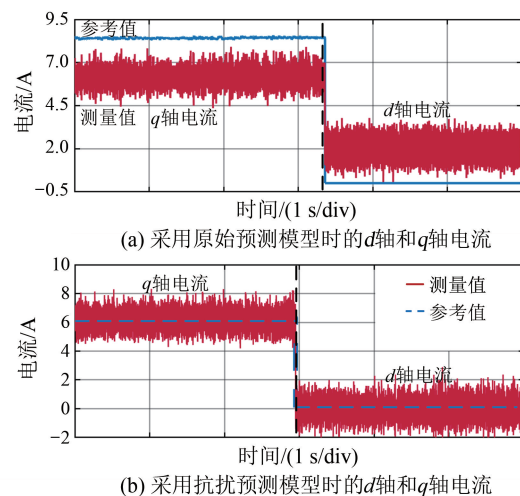


图 9 抗扰预测模型的试验结果

Fig. 9 Experimental results of anti-disturbance prediction model

图 10 电机  $d$ 、 $q$  轴电流试验结果Fig. 10 Experimental results of the motor's  $dq$ -axis

抗扰预测模型除了能够降低时变扰动对系统的影响,还能够消除稳态控制误差,如图 10 所示。当未采用抗扰预测模型时,由图 10(a)可以看出,  $d$ 、 $q$  轴电流的参考值与实际值存在较大的偏差,这是因为预测模型的设计存在不可控误差,所以测量值和参考值始终存在偏差。而加入扰动补偿

后,由图 10(b)可以看出,消除了预测误差,实现了无差控制。此外,由于电流纹波主要与电机的滤波性能有关,本文的电感值 0.224 mH 对电流纹波的抑制能力有限,从图 10(b)中也可看出电流纹波较大。

### 3.2 占空比控制集试验结果

ADCS-MPC 在计算量方面的测试如表 3 所示,ADCS-MPC 与 FCS-MPC 相比只增加了 1 715 条 CPU 计算周期。因为占空比控制集不需要进行坐标变换,只是标量的循环计算,因此 ADCS-MPC 与 FCS-MPC 相比不会增加过多的计算量。所以本文所提的改进方法能够应用于大部分控制器,具有较好的普适性。

表 3 FCS-MPC 和 ADCS-MPC 的计算量

Tab. 3 Calculation load of FCS-MPC and ADCS-MPC

| 控制算法(以 F28379D 为例) | 消耗的 CPU 计算周期 |
|--------------------|--------------|
| FCS-MPC            | 4 806        |
| RDCS-MPC           | 6 521        |

单从求解代价函数来说,在无参数扰动时,利用无差拍思想求解能够达到代价值为 0 的目的,从而达到较小的电流谐波。但是将无差拍思想<sup>[26-27]</sup>应用到电机数学模型中,一旦参数发生畸变或无法获取准确的参数,占空比的计算将出现较大的误差。如图 11 所示,当加入跟图 9 一样的扰动时,系统将出现较大的振荡,而这无法通过观测器进行补偿。而本文提出的占空比离散集法通过配合抗扰预测模型法便能够实现更稳定、鲁棒性更强的控制效果,如图 12 所示,ADCS-MPC 在各种工况下能显著的降低代价函数值  $g$ ,有利于降低电流纹波。

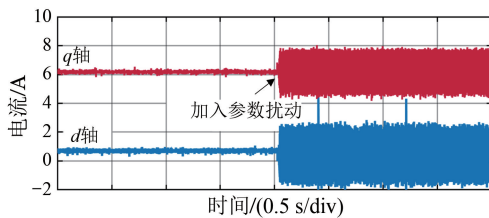


图 11 三矢量模型预测控制电流试验结果

Fig. 11 Experimental results of three-vector model predictive control current

从试验结果看,ADCS-MPC 提高了预测过程的控制精度,消除了控制器的稳态误差,以较低的计算成本提高了 FCS-MPC 的控制性能。

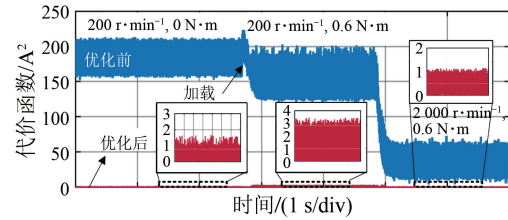


图 12 ADCS-MPC 观测误差

Fig. 12 Observation error of ADCS-MPC

## 4 结语

本文针对 FCS-MPC 预测偏差大、电流谐波高和参数时变扰动的问题,提出了基于 ADCS-MPC 策略。该方法利用扩张状态观测器观测集总扰动,降低了未建模扰动和参数时变扰动对系统的不利影响。其次,基于基本电压矢量提出了占空比控制集的优化方案,将 6 个有效基本电压矢量扩展为 60 个有效虚拟电压矢量,并给出了一种扇区判断机制,以较小的计算代价提高了单个控制周期中的控制精度,显著降低了预测偏差。最后,经过试验验证本文提出的 ADCS-MPC 具有快速的响应能力和较好的控制精度。

### 利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors declare no relevant conflict of interests.

### 作者贡献

陈再发进行了方案设计、内容总结、论文撰写以及试验研究,刘彦呈参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary, paper writing, and experiment conduct were carried out by Chen Zaifa. The manuscript was reviewed and revised by Liu Yancheng. All authors have read the final version of paper and consented for submission.

### 参考文献

[1] 李耀华, 邓益志, 张鑫泉, 等. 永磁同步电机模型预测转矩控制共模电压抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(7): 33-42.

LI Y H, DENG Y Z, ZHANG X Q, et al. Research

- on suppression common-mode voltage of MPTC for PMSM [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(7): 33-42.
- [2] 杨狂彪, 石坚. 改进型永磁同步电机有限控制集模型预测速度控制[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(12): 92-100.
- YANG K B, SHI J. Improved finite control set model predictive speed control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(12): 92-100.
- [3] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part 1: Maximum torque per ampere operation [J]. *IEEE Transaction on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 1912-1921.
- [4] 郭磊磊, 金楠, 李琰琰, 等. 电压源逆变器虚拟矢量模型预测共模电压抑制方法[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(4): 839-849.
- GUO L L, JIN N, LI Y Y, et al. Virtual vector based model predictive common-mode voltage reduction method for voltage source inverters [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(4): 839-849.
- [5] XIE W, WANG X C, WANG F X, et al. Finite-control-set model predictive torque control with a deadbeat solution for PMSM drives [J]. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5402-5410.
- [6] 张超硕, 储剑波. 基于增量模型的 PMSM 鲁棒性模型预测控制算法研究[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(7): 21-32.
- ZHANG C S, CHU J B. Research on robust model predictive control method of PMSM based on incremental model [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(7): 21-32.
- [7] JIN X H, ZHANG Y, XU D G. Static current error elimination algorithm for induction motor predictive current control [J]. *IEEE Access*, 2017, (5): 15250-15259.
- [8] DRAGICEVIC T. Dynamic stabilization of DC microgrids with predictive control of point of load converters [J]. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2018, 33(12): 10872-10884.
- [9] WANG H M, GE X L, LIU Y C. An active damping stabilization scheme for the suppression of the DC-link oscillation in metro traction drive system [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2018, 54(5): 5113-5123.
- [10] ZHANG Z R, GUO H H, LIU Y C. DC-link voltage constraint strategy for DC power supply film-capacitor drive system based on improved model predictive control [J]. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 2022, 69(10): 9849-9859.
- [11] 张平化, 范慧研, 王爽. 一种改进的双三相永磁同步电机无价值函数模型预测转矩控制[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(5): 30-38.
- ZHANG P H, FAN H Y, WANG S. An improved model predictive torque control for DTP-PMSM without cost function [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(5): 30-38.
- [12] 李耀华, 王孝宇, 张勇, 等. 永磁同步电机多步模型预测电流控制成本函数优化计算研究[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(5): 17-25.
- LI Y H, WANG X Y, ZHANG Y, et al. Cost function optimization calculation for multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(5): 17-25.
- [13] 姚绪梁, 麻宸伟, 王景芳, 等. 基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(17): 6071-6081.
- YAO X L, MA C W, WANG J F, et al. Robust model predictive current control for PMSM based on prediction error compensation [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(17): 6071-6081.
- [14] XIA C L, WANG M, SONG Z F, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2012, 8(3): 459-471.
- [15] ANDERSSON A, THIRINGER T. Motion sensorless IPMSM control using linear moving horizon estimation with Luenberger observer state feedback [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2018, 4(2): 464-473.
- [16] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(1): 27-38.
- ZHAO K H, ZHOU R R, LENG A J, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021,

- 36(1): 27-38.
- [17] MOHAMED Y. Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1981-1988.
- [18] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [19] HE L, WANG F X, WANG J X, et al. Zynq implemented Luenberger disturbance observer based predictive control scheme for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1770-1778.
- [20] ZHOU Y N, LI H M, ZHANG H G, et al. Model free deadbeat predictive speed control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive system [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2019, 14(1): 265-274.
- [21] TU J J, LI Z. Three-level PMSM model predictive torque control based on extended voltage vector set [C] // 2021 China Automation Congress, Beijing, 2021.
- [22] ZHOU Z Q, XIA C L, YAN Y, et al. Torque ripple minimization of predictive torque control for PMSM with extended control set [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6930-6939.
- [23] 蒋庆. 表贴式永磁同步电机模型预测电流控制研究[D]. 镇江:江苏大学, 2022.
- JIANG Q. Research on model predictive current control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2022.
- [24] 於锋, 朱晨光, 吴晓新, 等. 基于矢量分区的永磁同步电机三电平双矢量模型预测磁链控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2130-2140.
- YU F, ZHU C G, WU X X, et al. Two-vector-based model predictive flux control of three-level based permanent magnet synchronous motor with sector subregion [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(10): 2130-2140.
- [25] OSMAN I, XIAO D, ALAML K, et al. Discrete space vector modulation-based model predictive torque control with no suboptimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8164-8174.
- [26] 徐艳平, 王极兵, 张保程, 等. 永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 980-988.
- XU Y P, WANG J B, ZHANG B C, et al. Three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 980-988.
- [27] 陈炜, 曾思珂, 张国政, 等. 永磁同步电机改进型三矢量模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊2): 420-426.
- CHEN W, ZENG S K, ZHANG G Z, et al. Improved three-vector model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 420-426.

收稿日期:2024-10-14

收到修改稿日期:2024-11-25

作者简介:

陈再发(1982-),男,博士,副教授,研究方向为船舶永磁推进电机驱动控制,chenzaifa368@163.com;

\*通信作者:刘彦呈(1963-),男,博士,教授,研究方向为智能船舶微电网、全电推进技术和船舶智能航行控制技术,ly3@163.com。