

限制负载角的永磁同步电机序列模型预测控制

刘亮亮¹, 张庆超¹, 钱坤², 王浩然², 樊明迪²

(1. 航空工业沈阳飞机设计研究所, 沈阳, 110035; 2. 苏州大学轨道交通学院, 江苏苏州, 215131)

摘要 针对永磁同步电机模型预测控制中增加负载角限制函数可以避免电机失步但会导致模型预测控制权重系数调节更加繁琐的问题, 提出了一种可限制负载角的永磁同步电机无权重系数模型预测控制。该方法基于字典法实现模型预测控制, 对目标函数进行分层序列优化, 实现无权重系数下的多目标优化。为验证该方法的有效性, 进行了仿真和实验研究。结果表明, 本方法可以实现负载角限制且动静态性能与传统方法一致, 与传统方法相比, 转矩与磁链的稳态误差相近, 约为 $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 $0.005 \text{ V} \cdot \text{s}$, 但省去了权重系数的调整, 减少了计算负担。

关键词 负载角限制; 永磁同步电机; 序列模型预测控制

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2024.03.007

中图分类号 TM341; TM351 **文献标志码** **文章编号** 2097-1915(2024)03-0041-07

Sequential Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Load Angle Limitation

LIU Liangliang¹, ZHANG Qingchao¹, QIAN Kun², WANG Haoran², FAN Mingdi²

(1. AVIC Shenyang Aircraft Design and Research Institute, Shenyang 110035, China;

2. School of Rail Transportation, Soochow University, Suzhou 215131, Jiangsu, China)

Abstract Aimed at the issues that a load angle limit function being added in permanent magnet synchronous motor (PMSM) model for predictive control, though it can prevent motor slip, the angle limit function makes the adjustment of control weight coefficients complicated, a weight coefficient-free model predictive control is proposed for PMSM with load angle limitation. This method is used to implement the model predictive control based on a dictionary approach, conduct the hierarchical sequence optimization of the objective function, and achieve the multi-objective optimization without weight coefficients. In order to verify the effectiveness of this method, the simulation and the experimental studies are made. The results show that this method can achieve the load angle limitation, and the performance of dynamic and static performance is consistent with the traditional methods. Compared to the traditional methods, the steady-state errors of torque and flux are similar, approximately $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ and $0.005 \text{ V} \cdot \text{s}$. And the elimination of weight coefficient adjustment can be omitted, there is a decrease in computational burden.

Key words load angle limitation; permanent magnet synchronous motor; sequential model predictive control

收稿日期: 2023-10-30

基金项目: 国家自然科学基金(52277062)

作者简介: 刘亮亮(1982-), 男, 辽宁大连人, 研究员, 研究方向为飞机机电系统设计与控制技术。E-mail: 1281227023@qq.com

引用格式: 刘亮亮, 张庆超, 钱坤, 等. 限制负载角的永磁同步电机序列模型预测控制[J]. 空军工程大学学报, 2024, 25(3): 41-47. LIU Liangliang, ZHANG Qingchao, QIAN Kun, et al. Sequential Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Load Angle Limitation[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2024, 25(3): 41-47.

在传统的直接转矩控制(direct torque control, DTC)方法中,通常通过在查找表中选择电压矢量来实现转矩的增大,但是这存在增加负载角的问题^[1]。值得注意的是,以表面贴装式永磁同步电机(surface-mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM)为例,转矩与负载角之间并不总是呈正相关关系。特别是当负载角超过 $\pi/2$ 时,选择进一步增大负载角的电压矢量实际上会导致转矩下降。在这种情况下,如果需要增加转矩,传统的 DTC 方法选择的电压矢量可能会使得负载角过大,因此在选择增加负载角的电压矢量后,电机的转矩进一步减小,最终导致电机失步。在众多高性能系统中,电机的失步是不允许的。因此,为了确保永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)能够保持稳定的同步性能^[2-4],限制负载角的增大是有必要的。

有限控制集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)已成为电力电子和电机驱动领域的先进控制方法^[5-7]。文献[6]提出了一种模型预测直接转矩控制(model predictive direct torque control, MPDTC),与传统的 DTC 方法相比,该方法包含负载角限制并且减小了转矩脉动,并实现了更快的转矩动态响应。尽管如此,在使用目标函数时需要考虑 3 个不同量纲的控制目标,这就涉及 3 个需要调节的权重系数。因此,这类方法需要进行大量权重系数的调整工作,一直被认为是 FCS-MPC 方法的挑战之一。为应对这一问题,文献[8~10]提出了一些确定权重系数的方法。文献[8]采用了基于模糊逻辑的方法,实现了系统设计和在线权重系数的调整。尽管该方法能够降低控制器设计的复杂度,但模糊逻辑算法本身复杂且计算量较大。另一种方法是使用人工神经网络,其特点是预测响应误差较小^[9]。但该方法需要对网络进行训练,从而增加了算法的复杂性和计算负担。

因此,文献[11~15]已经研究了消除目标函数权重系数的方法。文献[11]提出了一种具有预定义约束的并联预测转矩控制方法,在自适应机制中选择候选开关状态。文献[12~13]则基于转矩和定子磁通之间的内在关系,采用了一种控制结构,将转矩和定子磁通的参考值转化为等效向量,从而无需调整权重系数。此外,文献[14]根据转矩和反作用转矩构建了新的目标函数,以间接控制定子电流和磁通量,以确保系统的稳定性。尽管以上的 MPC 方法在没有权重系数的情况下表现出更好的控制性

能,但它们的实施过程通常较复杂且不够直观。文献[15~16]提出了一种序列模型预测控制(sequential model predictive control, SMPC),这种简单策略消除了调整任何加权因子的问题。在此基础上,本文提出了一种可限制负载角的永磁同步电机无权重系数模型预测控制。该方法基于序列模型预测直接转矩控制,分别针对负载角限制、电磁转矩和定子磁通使用顺序目标函数,实现无权重系数下的多目标优化。

1 电机系统数学模型

本文基于电压源型三相两电平逆变器驱动三相永磁同步电机系统进行研究,如图 1 所示,主电路由直流母线电容、6 个开关功率器件和永磁同步电机 3 个部分构成。电机控制的本质是由交流电在电机内部形成一个旋转磁场,其与转子永磁体形成的磁场在相互作用下形成的力带动电机转子进行旋转运动。下面将从三相逆变电路和 PMSM 数学模型 2 个部分进行具体介绍。

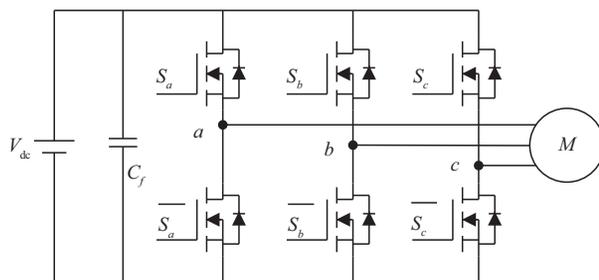


图 1 逆变器驱动永磁同步电机结构

1.1 三相两电平逆变器

本文采用了传统的两电平电压源逆变器(two-level voltage source inverter, 2L-VSI)作为电机控制系统的逆变器,其电路如图 2 所示。

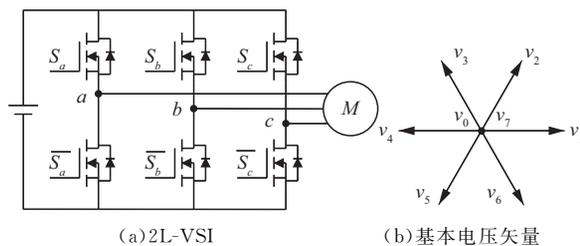


图 2 三相两电平逆变器

2L-VSI 拥有经典的功率逆变器拓扑结构,相对简单且成熟,每个分支逆变器都只包括 2 个互补的功率开关状态,然而,这不可避免地会导致输出存在较高的谐波含量。图 2 中还展示了 2L-VSI 产生的电压矢量,包括了表 1 中所描述的 8 种电压矢量,其中($v_\alpha=0; v_\beta=0$)表示零电压矢量。

表 1 三相 2L-VSI 可能的开关状态

v	开关状态			电压矢量	
	S_a	S_b	S_c	v_α	v_β
v_0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	0
v_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$\sqrt{3}V_{dc}/3$
v_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$\sqrt{3}V_{dc}/3$
v_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	0
v_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-\sqrt{3}V_{dc}/3$
v_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-\sqrt{3}V_{dc}/3$
v_7	1	1	1	0	0

逆变器开关状态可以描述为:

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (1)$$

式中: $a = e^{j2\pi/3}$, $S_i = 1$, $i = a, b, c$ 表示 S_i 打开和 \bar{S}_i 关闭,而 $S_i = 0$ 表示 S_i 关闭和 \bar{S}_i 打开。电压矢量与开关状态 \mathbf{S} 之间的关系是:

$$\mathbf{v} = V_{dc}\mathbf{S} \quad (2)$$

式中: V_{dc} 为 2L-VSI 的直流母线电压。

1.2 PMSM 数学模型

在 d - q 旋转两相坐标系下 PMSM 的电压和转矩方程表示为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d \\ T_e = \frac{3}{2}p [\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \end{cases} \quad (3)$$

式中: R_s 为指定子电阻; u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 是 d - q 轴的定子电压和电流; ψ_d 、 ψ_q 和 L_d 、 L_q 分别是在 d - q 框架中的定子磁链和电感,且在 SPMSM 中 $L_d = L_q = L_s$, ω 、 T_e 和 ψ_f 是转子的速度、转矩和转子的磁链。

预测电流的离散时间方程采用前向欧拉离散规则,由式(3)推导得:

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + \frac{T_s}{L_s}(u_d^k - R_s i_d^k + \omega^k L_q i_q^k) \\ i_q^{k+1} = i_q^k + \frac{T_s}{L_s}(u_q^k - R_s i_q^k - \omega^k L_d i_d^k - \omega^k \psi_f) \end{cases} \quad (4)$$

式中: T_s 是采样时间,公式 k 、 $k+1$ 代表的是离散时刻。例如, i_d^{k+1} 是 $k+1$ 时刻的定子 d 轴电流。结合式(3),基于定子电流、转子速度和电动机参数的测量,可以估算出 k 时刻的变量(T_e^{k+1} , Ψ_s^{k+1} ,

δ^{k+1}):

$$T_e^{k+1} = \frac{3}{2}p\psi_f i_q^{k+1} \quad (5)$$

$$\Psi_s^{k+1} = \begin{bmatrix} \psi_{sd}^{k+1} \\ \psi_{sq}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d^{k+1} + \psi_f \\ L_q i_q^{k+1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\delta^{k+1} = \theta_s - \theta_r = \arg(\Psi_s^{k+1}) - \theta_r \quad (7)$$

式中: θ_s 是静止坐标轴下的定子磁通矢量的相角; θ_r 是转子位置角。

2 电机预测控制策略

2.1 限制负载角的模型预测直接转矩控制

为了实现控制的实时性,需要在时刻 k 预测未来时刻 $k+2$ 的控制变量(T_e^{k+2} , Ψ_s^{k+2} , δ^{k+2})。预测转矩可以计算为:

$$T_e^{k+2} = \frac{3}{2}p\psi_f i_q^{k+2} \quad (8)$$

定子磁通 Ψ_s^{k+2} 的计算公式为:

$$\Psi_s^{k+2} = \begin{bmatrix} L_d i_d^{k+2} + \psi_f \\ L_q i_q^{k+2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

δ^{k+2} 是预测的负载角,计算为:

$$\delta^{k+2} = \theta_s - \theta_r = \arg(\Psi_s^{k+2}) - \theta_r \quad (10)$$

模型预测直接转矩控制基于电机和 2L-VSI 的基本方程式进行。由于负载角的限制,额外的约束将被嵌入到目标函数中,以避免电机失步。传统 MPDTC 策略的框图如图 3 所示。图 3 中传统 MPDTC 使用预测模型的参考值和估计值来最小化目标函数给出:

$$g_0 = (T_e^* - T_e^{k+2})^2 + \lambda (|\Psi_s^*| - |\Psi_s^{k+2}|)^2 + \lambda_\delta (\delta^{k+2} - \delta_{\max})^2, \text{ if } \delta^{k+2} \leq \delta_{\max}, \lambda_\delta = 0 \quad (11)$$

式中: T_e^* 是参考转矩,由参考速度 ω^* 和测量速度 ω 的误差比例积分(Proportional-Integral, PI)控制器或直接人为设置给定; $|\Psi_s^*|$ 是参考磁通量,本文中等于永磁体产生的磁通量; δ_{\max} 是最大负载角值。

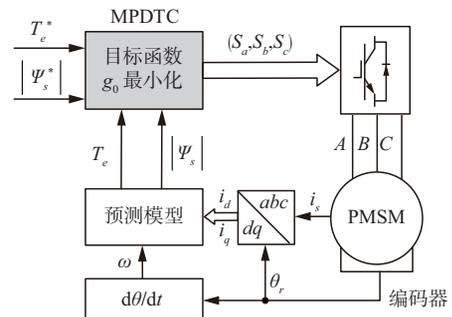


图 3 具有负载角限制的传统 MPDTC 框图

2.2 序列模型预测直接转矩控制

文献[17]中提到按照控制目标的重要性对其进行排序,然后依次逐层满足这些目标。这种思路通常被称为分层序列法,又称字典法(lexicographic)法。字典法通过制定层次结构,将多目标优化问题(MOOP)转化为多个单目标优化问题(SOOP),然后依次解决标量函数优化问题。一般情况下,第1层包含最重要的目标,最后1层的目标优先级最低。在考虑附加约束的情况下,按照顺序最小化每一层的控制目标,以确保前一层的目标得到最优解。不同层次目标函数的组合会产生不同的 Pareto 最优解。为简化表达, J_i 表示 $J_i(u_{N,k}, x_k)$, $i=0, \dots, p$ 。假设各个目标函数已按优先级顺序排列,定义各层最优解为:

$$J_1^* = \min_{u_{N,k}} \{J_1 | (3-10)\} \quad (12)$$

$$J_i^* = \min_{u_{N,k}} \{J_2 | (3-10), J_j = J_j^*, \forall j=1, 2, \dots, i-1\} \\ i=2, 3, \dots, p-1 \quad (13)$$

然后,最后一层得到一个字典法最优解:

$$u_{N,k}^* = \operatorname{argmin}_{u_{N,k}} \{J_p | (3-10), J_j = J_j^*, \forall j=1, 2, \dots, p-1\} \quad (14)$$

基于先前的解集最小化第2个目标函数,第1层目标函数的最小化可以看作是1个额外的约束。依次计算,直到得到最后1个代价函数的最优解,作为 MOOP 的字典法最优解(14)。

为了克服之前代价函数中只有一个解的缺点,在附加约束 $J_j = J_j^*$, $j=1, \dots, p-1$ 中引入了一个宽容值:

$$u_{N,k}^* = \operatorname{argmin}_{u_{N,k}} \{J_p | (3-10), J_j \leq J_j^* + \epsilon_j, \forall j=1, 2, \dots, p-1\} \quad (15)$$

式中: $\epsilon_j \geq 0$ 是宽容值,即前 $p-1$ 层求得是目标函数值在 ϵ_j 内的解集。这样的方法叫弱字典法,其结果是一个弱 Pareto 最优解。宽容值的选取范围由实际的控制目标以及使用者的需求决定,根据系统的物理极限或用户需求直接确定而不需要复杂的调试工作。宽容值与权重系数的区别是:权重系数的设置基本上是靠繁琐的人工调试。比如传统 FCS-MPDTC 评价函数中的转矩和磁链,2个优化目标量纲完全不同,很难提前估计权重系数究竟多大,只能人工不断调试。而宽容值完全可以根据用户对转矩的性能指标直接设置,比如用户期望转矩脉动小于 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$,那么宽容值可以直接设置为 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$,跟权重系数设置的工作量完全不同。此

外,在限制负载角最大值的目标函数中,负载角预测值的大小需要恒小于预设的负载角的最大值,则设定宽容值 ϵ_j 为0。

本文中采用的控制策略被称为序列模型预测直接转矩控制(sequential model predictive direct torque control, SMPDTC)。传统的 MPDTC 方法使用一个包含多个权重系数的目标函数。而 SMPDTC 采用了一系列目标函数,每个目标函数专门用于控制特定的单一目标。SMPDTC 将原始目标函数 g_0 拆分为3个不包含系数的目标函数 g_1, g_2, g_3 用于控制多个目标,其框图如图4所示。图4表示 SMDTC 按顺序计算3个目标函数。限制负载角的第一层目标函数为:

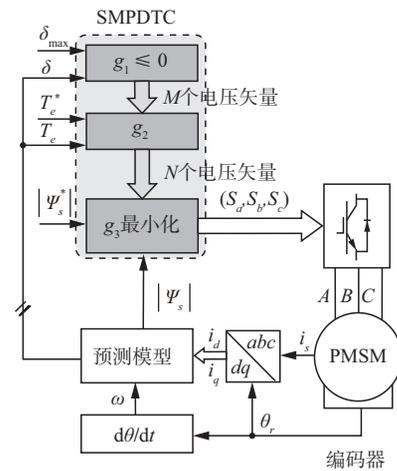


图4 具有负载角限制的 SMPDTC 框图

$$g_1 = \delta^{k+2} - \delta_{\max} \quad (16)$$

式中:预测负载角为 δ^{k+2} ; δ_{\max} 是设置为限制负载角的最大值。方法计算 2L-VSI 生成的所有有效电压矢量。仅 $g_1 \leq 0$ 的电压矢量才会被选择送入下一层目标函数。然后,给定一个合适的宽容值,在之前选择的电压矢量中选择使 g_2 最小的 N 个电压矢量。第2层的目标函数 g_2 , 计算给出:

$$g_2 = (T_e^* - T_e^{k+2})^2 \quad (17)$$

最后,计算第3层目标函数 g_3 以确定需要传递到逆变器中的最终电压矢量, g_3 计算为:

$$g_3 = (|\Psi_s^*| - |\Psi_s^{k+2}|)^2 \quad (18)$$

通过比较传统 MPDTC 和 SMPDTC 的原理,可以明显看出:在 SMPDTC 中不用进行权重系数的调节,省略了繁杂的调试工作,且只在第2和第3层目标函数中使用了上一层传递的电压矢量,不需要计算所有可能的电压矢量,减轻了算法的计算负担。

图5显示了 SMPDTC 策略的流程图,负载角、转矩和定子磁链按顺序被分层控制。SMPDTC 的控制过程如下:

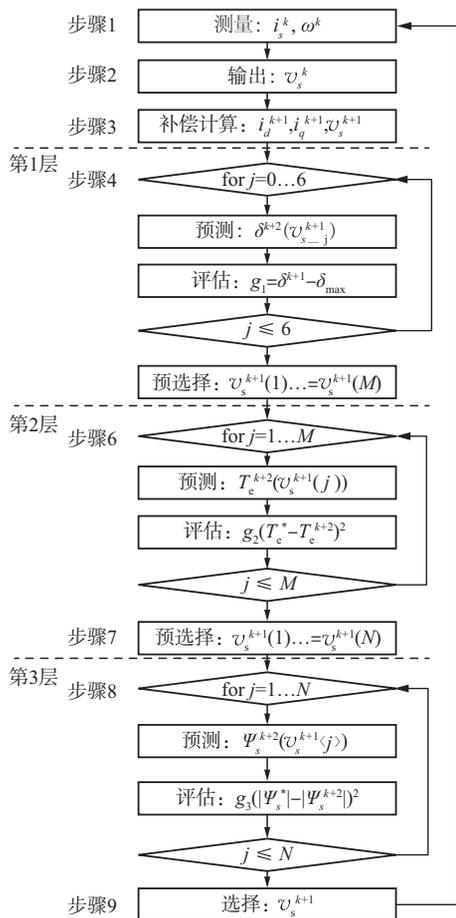


图 5 具有负载角限制的 SMPDTC 流程图

步骤 1 在 k 时刻测量定子电流和转子速度。

步骤 2 施加 k 时刻的电压矢量 v_s^k 。

步骤 3 延时补偿 $k+1$ 时刻定子电流和电压矢量。

步骤 4 进第 1 层,预测 $k+2$ 时刻负载角,评估 g_1

步骤 5 选择使 $g_1 \leq 0$ 的电压矢量,送入下一层。

步骤 6 进第 2 层,预测被选矢量的转矩,评估 g_2 。

步骤 7 选 N 个使 g_2 最小的电压矢量送入第 3 层。

步骤 8 进第 3 层,预测被选矢量的磁链,评估 g_3 。

步骤 9 选使 g_3 最小的电压矢量作为输出。

3 仿真分析

为了比较传统 MPDTC 和 SMPDTC 策略的性能,本文进行了 Matlab/Simulink 仿真,系统参数见表 2。仿真系统的转矩给定是从 0 突变到 $1.4 \text{ N} \cdot \text{m}$,再突变到 $1.9 \text{ N} \cdot \text{m}$,磁链给定一直为转子永磁体磁链值。既然最大负载角被设为 15° ,

根据转矩计算公式 $T_e = 1.5 p \psi_{PM} |\Psi_s| \sin(\delta) / L_s$,最大负载角对应的转矩为 $1.48 \text{ N} \cdot \text{m}$,这意味着第 1 次突变后的负载角仍处于最大负载角范围里,而在第 2 次突变时,则需要限制负载角。

表 2 电机参数和系统设置

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	0.4	额定电流/A	2.8
定子电阻/ Ω	2.35	定子电感/mH	6.5
永磁体磁链/($\text{V} \cdot \text{s}$)	0.078 76	极对数	4
额定转速/(r/min)	3 000	额定转矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)	1.27
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.000 3	最大负载角/ $(^\circ)$	15

图 6 展示了在传统 MPDTC 策略下的转矩、磁链和负载角的仿真波形。可以观察到,当给定转矩为 $1.4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时,传统 MPDTC 策略无需抑制负载角,转矩和磁链表现出了良好的跟踪性能。然而,当给定转矩增加到 $1.9 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时,传统 MPDTC 策略限制了负载角,但同时导致了转矩和磁链的振荡增加,转矩脉动幅度约为 $0.02 \text{ N} \cdot \text{m}$,幅度磁链的振荡幅度约为 $0.02 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。这是因为部分导致负载角增加的电压矢量被排除,目标函数中可选的电压矢量数量减少,从而不得不选择不太适合转矩和磁链控制的电压矢量。

图 7 展示了 SMPDTC 策略下的转矩、磁链和负载角仿真波形。较传统策略,两者在稳态的性能表现相似,当给定转矩为 $1.4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时,能很好地跟踪转矩和磁链。此外,在给定转矩增加到 $1.9 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时,SMPDTC 在限制住负载角的同时转矩和磁链仍能表现出良好的跟踪性能,转矩脉动的幅度最大约为 $0.02 \text{ N} \cdot \text{m}$,磁链平均脉动幅度相较于传统 MPDTC 变小了,约为 $0.01 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。这是因为 SMPDTC 将所有满足限制负载角条件的电压矢量纳入选择范围,使转矩和磁链有更多的电压矢量选择,达到良好的控制性能。

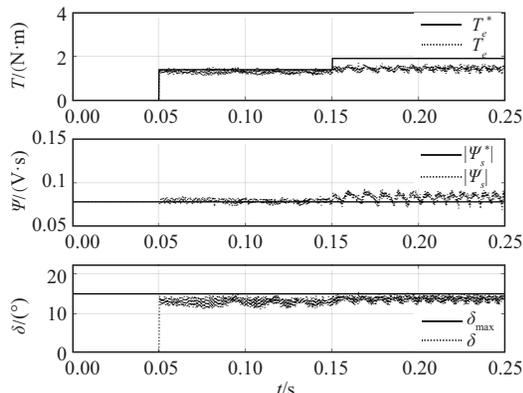


图 6 传统 MPDTC 转矩、磁链和负载角仿真结果

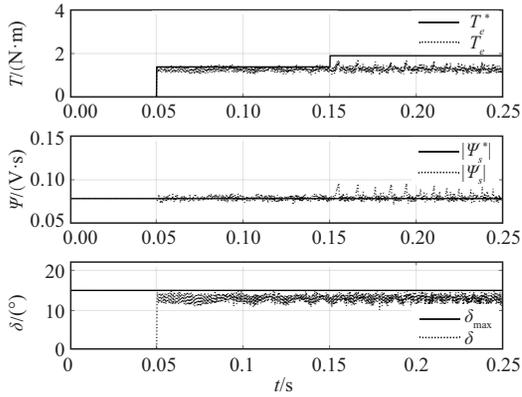


图7 SMPDTC 转矩、磁链和负载角仿真结果

4 实验验证

为进一步验证 SMPDTC 的性能表现,本文实现基于永磁同步电机的实验测试,图 8 给出了实验硬件系统框图。实验测试系统包括 0.4 kW 的 SPMSM。负载侧机器是由 SC-1D 张力控制器驱动的 FZ 25.J 磁粉制动器。考虑到 TSMPC 的计算时间,本文使用 TMS320F28335 型号的 DSP 来执行控制策略,算法的中断频率为 10 kHz。本实验平台通过 CCStudio 监控变量和给出命令,上位机软件通过串口通信观测波形和保存数据。图 9 为验证本文所提方法的实验平台。

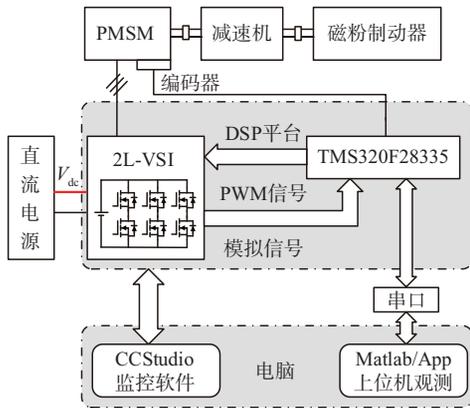


图8 硬件在线测试系统框图

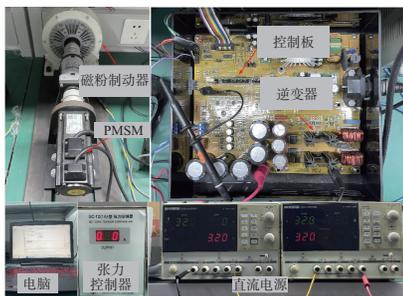


图9 实验平台

鉴于失步实验可能会对 PMSM 造成不可挽回

的伤害,例如永磁体的磁化损失。为了验证所提方法的有效性并且可以避免电机损坏,验证时设定最大负载角为 δ_{\max} 为 15° 。为了测试负载角限制性能,实验的转矩给定是从 0 突变到 $1.9 \text{ N} \cdot \text{m}$,磁链给定一直为转子永磁体磁链值。

图 10 展示了在传统 MPDTC 策略下的转矩、磁链和负载角实验波形。可以观察到,与仿真波形一致,传统 MPDTC 策略成功限制了负载角。实验仿真结果表明,转矩和磁链都存在静态误差跟踪,这是因为所提供的转矩大于最大负载角对应的限制转矩,而目标函数再次限制了电机的负载角,因此转矩会在限制的范围内波动,转矩波动的幅度约为 $0.01 \text{ N} \cdot \text{m}$,从而导致转矩存在静态误差。由于目标函数更注重负载角的限制,所以在稳态时,转矩和磁链可以达到平衡,但两者之间仍然存在静态误差。转矩的静态误差约为 $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$,磁链静态误差约为 $0.005 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。

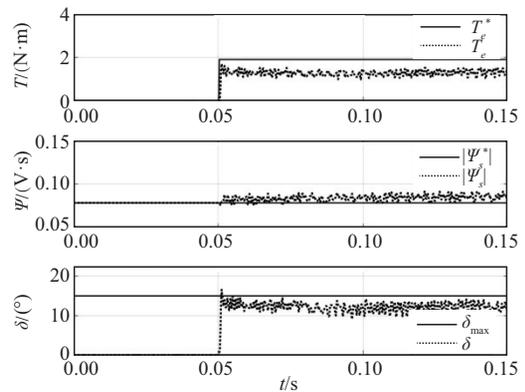


图10 传统 MPDTC 转矩、磁链和负载角实验结果

图 11 展示了 SMPDTC 策略下的转矩、磁链和负载角实验波形。SMPDTC 策略和传统策略的性能表现相近,都能成功限制负载角。与传统方法相比,转矩与磁链的稳态误差相近,约为 $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 $0.005 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。值得注意的是,SMPDTC 策略采用了分层目标函数的方法,不需要使用权重系数,从而省却了繁琐的调试工作。

此外,由于 SMPDTC 方案可以减少预测计算时间,因为就 MPC 算法而言,其处理可分为 4 部分,包括测量、预测、评估和执行,其中预测消耗了整个执行过程中最长的时间。图 12 展示了由第 1 个目标函数 g_1 选择的 M 个电压矢量的实验结果。因此,SMPDTC 在第 2 层简化了转矩预测计算,将其从 7 个减少到 M 个,同时第 3 层简化了磁通预测计算,将其从 M 个减少到 N 个。所提出的控制策略对计算负担有一定的减轻。

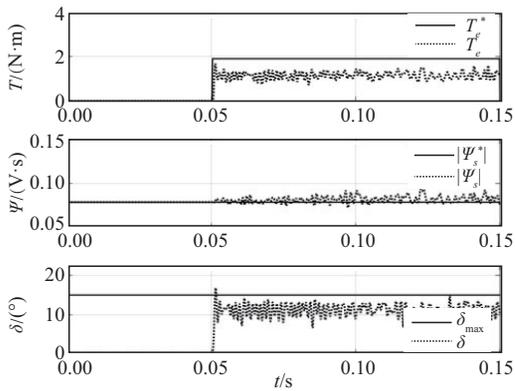
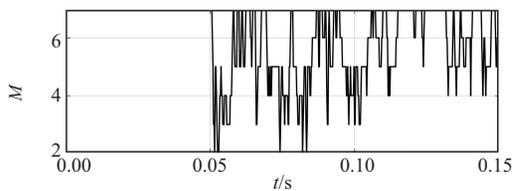


图 11 SMPDTC 转矩、磁链和负载角实验结果

图 12 由第 1 个目标函数 g_1 选择的 M 个电压矢量

5 结语

为应对传统 MPDTC 方法中权重系数调节工作繁琐且依赖经验的问题,本文基于序列模型预测控制,提出了一种新型的永磁同步电机负载角限制方法,这种简单策略消除了调整任何加权因子的问题,不需要繁琐的调试工作。仿真和实验结果表明,与传统 MPDTC 方法相比,本文所提出的 SMPDTC 方法可以实现 PMSM 负载角的限制,性能表现与传统方法一致,但是无需权重系数调节,并减轻了 DSP 的计算负担。

参考文献

- [1] 田淳,胡育文. 永磁同步电机直接转矩控制系统理论及控制方案的研究[J]. 电工技术学报,2002(1):7-11.
- [2] 刘欣,王佳奇. 永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2020,21(3):99-105.
- [3] 张军潮,孟永庆,侯振义. 无速度传感器感应电机矢量控制方法的研究[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2006,7(4):71-74.
- [4] 李兵强,林辉. 面装式永磁同步电机增磁增矩负载角恒定控制[J]. 电机与控制学报,2010,14(5):56-60,67.
- [5] YU B, SONG W, YANG K, et al. A Computationally Efficient Finite Control Set Model Predictive Control for Multiphase PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2022,69(12):12066-12076.
- [6] LI W, CUI Z, DING S, et al. Model Predictive Direct Torque Control of Switched Reluctance Motors for Low-Speed Operation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2022,37(2):1406-1415.
- [7] SAEED M S R, SONG W, HUANG L B. Double-Vector-

Based Finite Control Set Model Predictive Control for Five-Phase PMSM With High Tracking Accuracy and DC-Link Voltage Utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(12):15234-15244.

- [8] ZHANG Z Z, WEI T. Predictive Torque Control of Induction Machines Fed by 3L-NPC Converters with Online Weighting Factor Adjustment Using Fuzzy Logic[C]// 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). USA:Chicago,2017:84-89.
- [9] DRAGICEVIC T, NOVAK M. Weighting Factor Design in Model Predictive Control of Power Electronic Converters: An Artificial Neural Network Approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2019,66(11):8870-8880.
- [10] SHADMAND M B, JAIN S, BALOG R S. Autotuning Technique for the Cost Function Weight Factors in Model Predictive Control for Power Electronic Interfaces[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2019,7(2):1408-1420.
- [11] WANG F, XIE H, CHEN Q, et al. Parallel Predictive Torque Control for Induction Machines Without Weighting Factors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2020,35(2):1779-1788.
- [12] ZHANG Z, SUN Q, DI Q, et al. A Predictive Torque Control Method for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Without Weighting Factor[J]. IEEE Access,2021(9):112585-112595.
- [13] ZHANG Y C, YANG H, XIA B. Model-Predictive Control of Induction Motor Drives: Torque Control Versus Flux Control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2016,52(5):4050-4060.
- [14] GUO L L, ZHANG X, YANG S Y, et al. Simplified Model Predictive Direct Torque Control Method Without Weighting Factors for Permanent Magnet Synchronous Generator-Based Wind Power System[J]. IET Electric Power Applications,2017,11(5):793-804.
- [15] LONG B, CAO T, SHENG D, et al. Sequential Model Predictive Fault-Tolerance Control for T-Type Three-Level Grid-Connected Converters With LCL Filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2022,69(9):9039-9051.
- [16] LONG B. Passivity-Based Partial Sequential Model Predictive Control of T-Type Grid-Connected Converters With Dynamic Damping Injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2023,38(7):8262-8281.
- [17] ZHANG K, FAN M, YANG Y, et al. Tolerant Sequential Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification,2020,6(3):1167-117.

(编辑:陈斐)