

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211137

无权重系数的永磁电机宽范围预测速度控制*

张秀云¹ 王志强² 刘涛³(1.天津职业技术师范大学天津市信息传感与智能控制重点实验室 天津 300222;
2.天津职业技术师范大学汽车与交通学院 天津 300222; 3.天津工业大学电气工程学院 天津 300387)

摘要:为提高永磁同步电机系统的宽范围调速精度和动态响应性能,并解决预测速度控制中传统价值函数权重系数难以调整的问题,本文提出一种无权重系数的永磁电机系统快速预测速度控制策略,并结合电压矢量优化提出一种新的拓宽调速范围的方法。首先建立 PMSM 离散化模型,并进行参考电压矢量的预测,之后改进价值函数到电压量纲以省去权重系数,并根据参考电压矢量所在扇区位置进行备选矢量的选择,以缩短计算次数。同时为拓宽 PMSM 的调速范围,结合电压比较法,并从 α - β 坐标系电流极限和电压极限角度分析,辅以电压矢量调节时间的修正以实现电流和电压的限制。最后,通过实验研究证明所提出的控制策略能够满足宽范围调速的动稳态需求,且无需权重系数整定。

关键词:有限控制集模型预测控制;永磁同步电机;宽范围调速;权重系数

中图分类号: TM351; TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Wide range predictive speed control of permanent magnet motor based on no weight coefficient

Zhang Xiuyun¹ Wang Zhiqiang² Liu Tao³

(1. Key Laboratory of Information Sensing and Intelligent Control, Tianjin University of Technology and Education, Tianjin 300222, China; 2. School of Automobile and Transportation, Tianjin University of Technology and Education, Tianjin 300222, China; 3. School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: In order to improve the wide-range speed regulation accuracy and dynamic response performance of the permanent magnet synchronous motor system, and solve the problems that it is difficult to adjust the weight coefficient of traditional cost function in predictive speed control, this paper proposes a fast predictive speed control strategy for PMSM system without weight coefficient, and proposes a new regulation range widen method combined with voltage vector optimization. Firstly, the discrete model of PMSM is established, and then the reference voltage vector is predicted. Then, the cost function is improved to the voltage dimension to eliminate the weight coefficient, and the alternative vectors are selected according to the sector position of the reference voltage vector, so as to shorten the calculation times. At the same time, to widen the speed regulation range, the current limit and voltage limit are analyzed from the perspective of α - β coordinate combined with voltage comparison method, and the current and voltage limit are realized supplemented by the correction of the voltage vector adjustment time. Finally, the experimental study proves that the proposed control strategy can meet the dynamic and steady-state requirements of wide-range speed regulation without the weight coefficient.

Keywords: finite control set model predictive control; PMSM; wide range speed regulation; weighting coefficient

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,

PMSM)具有高转矩惯量比、高效率等优势,在新能源汽车、数控机床和高速加工领域得到广泛应用^[1]。如何有效拓展 PMSM 调速范围,并提升其在不同运行区域的动态性能,

收稿日期:2022-08-22

* 基金项目:天津市自然科学基金(20JCQNJC00370)、天津市教委科研项目(2020KJ116)、天津职业技术师范大学科研启动项目(KYQD202103)资助

具有重要意义^[2]。

传统控制策略多是基于矢量控制进行改进,而矢量控制包含多个级联 PI 控制器结构,需整定多个调节器参数^[3-4],还会影响系统动态响应速度,而且通常是对已发生误差进行控制,不能实现提前控制。有限控制集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)具有设计简单、灵活,动态响应速度快以及易于包含多种约束等优点,在 PMSM 的控制中得到广泛应用^[5-6]。基于控制目标的不同,主要分为模型预测电流(转矩)控制和预测速度控制。预测电流(转矩)控制需外部增加 PI 转速控制器,来实现参考电流或转矩的计算,并没有改变传统的级联结构,这种结构可能会一定程度上造成 FCS-MPC 固有优势的降低,尤其是动态性能。

在模型预测速度控制中,能够直接预测 PMSM 的转速,取消外部转速环的影响。文献[7-8]采用有限集模型预测控制来实现直接速度控制,在同一个价值函数中同时包含速度跟踪误差和电流性能,取消了外部 PI 速度调节器。文献[9-10]结合负载观测器设计有限控制集模型预测速度控制器,来提高系统的抗扰性能。文献[11]在价值函数中直接采用线性控制器的积分函数,并结合权重系数的合理选取,来实现短预测域下的直接速度控制。虽然模型预测直接速度控制取得了一些成效,但依旧存在一些问题:1)上述控制结构均需要进行权重系数整定,大多是采用经验法或试凑法,既增加了控制难度,又耗费了大量的时间在反复试验上。2)相比模型预测电流(转矩)控制,模型预测速度控制直接预测转速并进行控制,需要增加预测步长,这就会造成计算压力的增加。为进一步提高模型预测直接速度控制的应用,在文献[12-13]中,提出基于直接电压矢量选择的模型预测直接速度控制策略,不仅能减少计算压力,还能够取消权重系数整定。

但关于模型预测直接速度控制中拓宽调速范围的应用,还较少涉及,传统拓宽调速范围的方法主要分为 3 大类:1)利用负的 i_d 来实现电机磁阻转矩的弱磁控制^[14],此类方法需结合内置式 PMSM 来实现,由于对于表贴式 PMSM, d 轴电感与 q 轴电感相等,几乎没有磁阻转矩成分;2)利用负的 i_d 实现电机升速潜力的弱磁控制,通常主要分为公式计算法^[15]、电压比较法^[16]和梯度下降法^[17]等;3)通过上两种方法的结合来实现电机升速潜力和磁阻转矩的复合弱磁控制,文献[18]通过梯度下降原理进行设计,使得最大转矩电流比区与深度弱磁区之间的切换平稳实现。

区别于以上模型预测速度控制方法,本文借鉴传统拓宽调速范围方法,提出一种新的无权重系数的永磁电机宽范围预测速度控制策略。首先建立 PMSM 离散化模型,然后进行参考电压矢量预测,之后采用改进的价值函数,来解决传统算法权重系数整定问题,并进行备选电压矢量的选择和价值函数的寻优。同时为拓宽 PMSM 的调速范围,结

合电压比较法,并从 α - β 坐标系电流极限和电压极限角度分析,辅以电压矢量调节时间的修正以实现对电流和电压的限制。最终实现提高 PMSM 的动态响应性能,并拓宽 PMSM 的调速范围。

1 PMSM 离散化模型

表贴式 PMSM 的离散化模型为:

$$J \frac{\omega(t+1) - \omega(t)}{T_{sm}} = K_t i_q - T_L - B\omega(t) \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_d(k+1) = (1 - \frac{T_s R}{L})i_d(k) + \frac{T_s}{L}u_d(k) + T_s L \omega_e(t) i_q(k) \\ i_q(k+1) = (1 - \frac{T_s R}{L})i_q(k) + \frac{T_s}{L}u_q(k) - T_s L \omega_e(t) i_d(k) - \frac{T \omega_e(t) \psi_f}{L} \end{cases} \quad (2)$$

式中: J 表示 PMSM 转动惯量; T_L 表示负载转矩; B 表示 PMSM 摩擦因数; R 、 L 表示定子电阻、电感; u_d 、 u_q 、 i_d 和 i_q 表示 d 、 q 定子电压、定子电流; ψ_f 表示磁链; ω 表示机械角速度; ω_e 表示电角速度,且 $\omega_e = p\omega$, p 表示极对数; K_t 为永磁同步电机的转矩系数,且 $K_t = 1.5p\psi_f$; T_{sm} 、 T_s 为速度和电流采样周期, t 、 k 为速度和电流采样时刻。

2 预测速度控制策略

2.1 参考电压矢量预测

经过一步延迟补偿, $k+1$ 时刻预测电压矢量方程为:

$$\begin{cases} u_d(k+1) = L \frac{i_d(k+2) - i_d(k+1)}{T_s} + Ri_d(k+1) - L\omega_e(t)i_q(k+1) \\ u_q(k+1) = L \frac{i_q(k+2) - i_q(k+1)}{T_s} + L\omega_e(t)i_d(k+1) + \omega_e(t)\psi_f + Ri_q(k+1) \end{cases} \quad (3)$$

由式(1)可得:

$$i_q(k+2) = \frac{1}{K_t} [J \frac{\omega(t+1) - \omega(t)}{T_{sm}} + T_L + B\omega(t)] \quad (4)$$

将式(4)代入式(3),并将预测速度 $\omega(t+1)$ 选为参考速度 ω^* 可得:

$$\begin{aligned} u_q^* &= \frac{LJ[\omega^* - \omega(t)] + LT_L T_{sm}}{K_t T_s T_{sm}} + \\ &\frac{LB\omega(t)}{K_t T_s} - \frac{Li_q(k+1)}{T_s} + L\omega_e(t)i_d(k+1) + \\ &\omega_e(t)\psi_f + Ri_q(k+1) \end{aligned} \quad (5)$$

将式(3)中预测 d 轴电流 $i_d(k+2)$ 选为参考速度 i_d^* , 可得:

$$\begin{aligned} u_d^* &= L \frac{i_d^* - i_d(k+1)}{T_s} + Ri_d(k+1) - \\ &L\omega_e(t)i_q(k+1) \end{aligned} \quad (6)$$

由式(5)和(6)可知,通过速度给定值和 d 轴电流给定值,就能够确定参考电压矢量 d 、 q 轴分量 u_d^* 和 u_q^* , d 轴电流给定值的确定分为基速以下和基速以上两种情况,见下弱磁模块。

2.2 价值函数的定义

现有方法中,通常定义价值函数为:

$$J_o = \underbrace{\lambda_c(\omega^* - \omega(t+1))^2}_{(a. \text{速度跟踪误差项})} + \underbrace{\lambda_d i_d^2(k+1)}_{(b. i_d=0 \text{项})} +$$

$$\underbrace{\lambda_q i_{qf}^2(k+1)}_{(c. q \text{轴电流高频分量项})} + \underbrace{\hat{f}(i_d(k+1), i_q(k+1))}_{(d. \text{电流最大幅值限制项})} \quad (7)$$

J_o 中 $\lambda_c, \lambda_d, \lambda_q$ 需要同时整定,并包含非线性项(d),为解决此问题,本文采用改进的价值函数:

$$J = |u^* - u_i| \quad (8)$$

式中: u_i 表示备选电压矢量, $i=0,1,2,3,4,5,6,7$ 。

将式(3)、(5)、(6)代入式(8)可得:

$$J = \frac{L}{T_s} |i_d^* - i_d(k+2)| + \frac{L}{T_s} \left| \frac{J}{K_t T_{sm}} [\omega^* - \omega(t+1)] \right| \quad (9)$$

由式(9)可看出, J 中能够省去权重系数整定,同时降低算法复杂度。

2.3 备选电压矢量

图1为两电平电压源逆变器的分区结构图,分为6个扇区。

传统预测速度控制策略是从6个有效电压矢量 $V_1 \sim V_6$ + 2个零矢量 V_0, V_7 中进行选择,此时需要对式(2) i_d, i_q

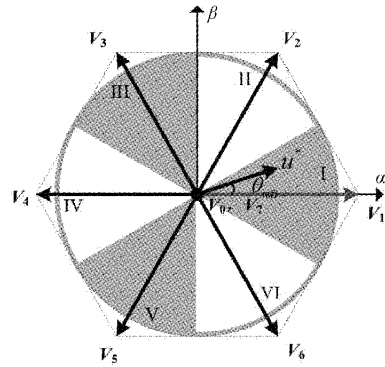


图1 两电平电压源逆变器的分区结构

(7次预测+1次延迟补偿),式(4)、(7)分别进行7次计算,之后再再进行6次价值函数 J 的比较计算,共计36次计算,计算量相对较大,不利于实际应用中计算效率的提高。

为解决上述问题,通过式(5)、(6)得 $u_q^*(k+1)$ 和 $u_d^*(k+1)$,并转换到 α - β 轴,为:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^*(k+1) \\ u_\beta^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_c & -\sin\theta_c \\ \sin\theta_c & \cos\theta_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^*(k+1) \\ u_q^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (10)$$

由此参考电压矢量位置角 θ_{ref} 为:

$$\theta_{ref} = \arctan \frac{u_\beta^*(k+1)}{u_\alpha^*(k+1)} \quad (11)$$

根据参考电压矢量位置角不同,备选电压矢量选择不,如表1所示,零矢量的选择以最小开关次数为依据。

表1 每个扇区所对应的备选电压矢量

θ_{ref}	扇区号	备选电压矢量
$[0, \pi/6] \& [11\pi/6, 2\pi]$	I	$u^1(100), u^2(110), u^6(101), u^0(000)/u^7(111)$
$[\pi/6, \pi/2]$	II	$u^2(110), u^3(010), u^1(100), u^0(000)/u^7(111)$
$[\pi/2, 5\pi/6]$	III	$u^3(010), u^4(011), u^2(110), u^0(000)/u^7(111)$
$[5\pi/6, 7\pi/6]$	IV	$u^1(011), u^5(001), u^3(010), u^0(000)/u^7(111)$
$[7\pi/6, 3\pi/2]$	V	$u^5(001), u^6(101), u^4(011), u^0(000)/u^7(111)$
$[3\pi/2, 11\pi/6]$	VI	$u^6(101), u^1(100), u^5(001), u^0(000)/u^7(111)$

通过以上改进,只需对式(2) i_d, i_q (4次预测+1次延迟补偿),式(4)、(9)分别进行4次计算,对式(5)、(6)、(10)、(11)分别进行1次计算,之后再再进行3次价值函数 J 的比较计算,共计25次计算,即能够获得最优电压矢量,可以看出,计算效率能够大大提高。

2.4 电压和电流限制模块

PMSM 极限运行轨迹图如图2所示。几何参数有:中心点 $(-\phi_f/L_d, 0)$,长半轴 $u_{lim}/(p\omega L_d)$ 和短半轴 $u_{lim}/(p\omega L_q)$, u_{lim} 为定子相电压最大值。

1) 当 $\omega <$ 基速 ω_{base} 时,电机运行状态仅受电流极限圆的约束,此时 $i_d^* = 0$ 。

2) 当 $\omega >$ 基速 ω_{base} 时,分两种情况讨论:

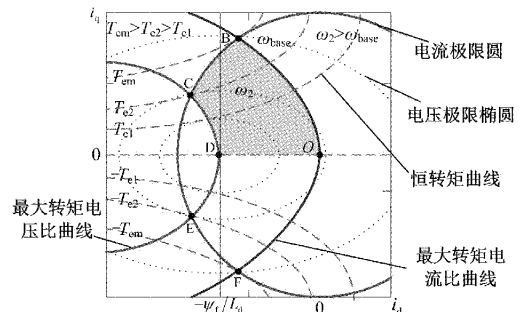


图2 PMSM 极限运行轨迹图

(1) 当 $\omega_{base} \leq \omega \leq \omega_2$ 时:电机的运行状态受电压极限圆

圆和电流极限圆共同限制,一般采用恒电流、恒电压弱磁控制,即弧线 BC。

受逆变器额定输出电流和电机本身最大值的限制,电流极限圆及其内部区域的方程可以写为:

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \leq i_{lim}^2 \quad (12)$$

式中: i_s 为电流幅值, i_{lim} 为电流最大值。

受三相逆变器直流侧电源电压的限制,交流输出侧电压也随之受到限制:

$$u_s^2 = u_d^2 + u_q^2 \leq u_{lim}^2 \quad (13)$$

式中: u_s 为相电压幅值。

将稳态下忽略定子电阻的电压方程代入式(13),可得电压极限椭圆方程:

$$(L_d i_d + \psi_f)^2 + (L_q i_q)^2 \leq (u_{lim}/\omega)^2 \quad (14)$$

式中:在 SVPWM 正常调制下, $u_{lim} = u_{dc}/\sqrt{3}$ 。

弧线 BC 对应的交、直轴电流为:

$$\begin{cases} i_d^* = i_{d_fwc} = \frac{\sqrt{(u_{lim}/\omega)^2 - (L_q i_q)^2} - \psi_f}{L_d} \\ i_q = \sqrt{i_{lim}^2 - i_{d_fwc}^2} \end{cases} \quad (15)$$

(2)当 $\omega \geq \omega_2$ 时:电机运行状态仅受电压极限椭圆限制,一般采用最大转矩电压比控制,即弧线 CD。

本文中所采用的 PMSM, d 轴电感较小,不能满足 $\psi_f/L_d < i_{lim}$, 所以, $\omega \geq \omega_2$ 不能达到,只考虑 2.4 节 1)(1)和 2)(1)两种情况。

同时,为除去传统价值函数中电流最大幅值限制项,考虑直接从电压矢量的角度来实现电压和电流限制,为此将式(3)变换到电压矢量 α - β 轴,并代入式(12),可实现通过电压矢量来描述电流限制,为:

$$\begin{cases} [u_\alpha(k+1) + \Gamma_1]^2 + [u_\beta(k+1) + \Gamma_2]^2 \leq (L/T_s \cdot i_{lim})^2 \\ \text{且} \begin{cases} \Gamma_1 = (\frac{L}{T_s} - R)i_\alpha(k+1) + \omega_e \psi_f \sin\theta_e \\ \Gamma_2 = (\frac{L}{T_s} - R)i_\beta(k+1) - \omega_e \psi_f \cos\theta_e \end{cases} \end{cases} \quad (16)$$

根据式(13)可得:

$$u_s^2 = u_\alpha^2(k+1) + u_\beta^2(k+1) \leq u_{lim}^2 \quad (17)$$

式(16)所描述的电流限制(直线圆)与式(17)所描述的电压限制(虚线圆)的关系如图 3 所示。

当电机运行于基速以下时,如图 3(a)所示,此时电压限制自动满足,只需判断电压矢量与电流极限圆是否相交,方法如下:

(1)判断电压矢量的起点和终点是否都在圆内,是则不相交,即 Cir1;此时满足电流限制,不做调整。

(2)若一个点在圆内,一个点在圆外,则相交,即 Cir2;此时根据相交点确定有效电压矢量的调节时间,如表 2 所示。

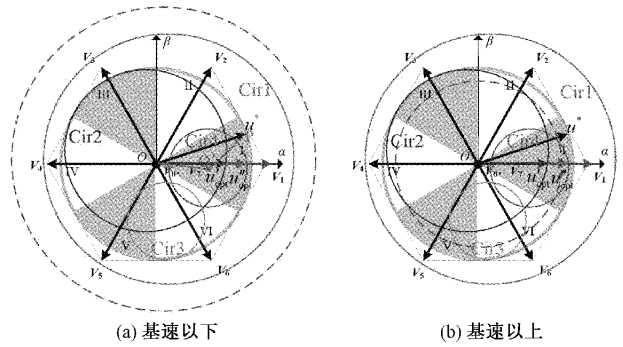


图 3 电流限制和电压限制的关系

表 2 电流约束下有效电压矢量所对应的调节时间

有效电压 矢量	调节时间
$u^1(100)$	$t_{m1} = \sqrt{R^2 - \Gamma_2^2} - \Gamma_1 / u$
$u^2(110)$	$t_{m1} = 2 (-2(\Gamma_1 + \sqrt{3}\Gamma_2) + \sqrt{\Lambda_1})/8 / u$
$u^3(010)$	$t_{m1} = 2 (-2(\Gamma_1 + \sqrt{3}\Gamma_2) + \sqrt{\Lambda_2})/8 / u$
$u^4(011)$	$t_{m1} = -\sqrt{R^2 - \Gamma_2^2} - \Gamma_1 / u$
$u^5(001)$	$t_{m1} = 2 (-2(\Gamma_1 + \sqrt{3}\Gamma_2) + \sqrt{\Lambda_1})/8 / u$
$u^6(101)$	$t_{m1} = 2 (-2(\Gamma_1 + \sqrt{3}\Gamma_2) + \sqrt{\Lambda_2})/8 / u$

表 2 中, $\Lambda_1 = 16R^2 - 12\Gamma_1^2 - 4\Gamma_2^2 - 8\sqrt{3}\Gamma_1\Gamma_2$, $u = 2/3u_{dc}$ 。

(3)若两个点都在圆外,则需进一步判断:

①用距离公式判断电流极限圆圆心到电压矢量线段的距离是否大于半径,大于则不相交,即 Cir3;此时将不满足电流限制,选用零矢量作用。

②用余弦定理判断 $\angle O'OP$ 和 $\angle O'PO$ 是否都是锐角,是则相交,否则不相交,即 Cir4;相交时根据较大的交点确定有效电压矢量的调节时间,方法与(2)相同;不相交时选用零矢量作用。

当电机运行于基速以上时,如图 3(b)所示,此时需同时考虑电压限制和电流限制,首先判断电压极限圆与电压矢量的交点,由式(17),并根据相交点确定有效电压矢量的调节时间,即 $t_{n1} = u_s/u$ 。

然后有效电压矢量的调节时间 t_{opt} 取电流极限圆和电压极限圆限制两种情况的交集,即最终有效电压矢量的调节时间 t_{opt} 即为

$$t_{opt} = t_{m1} \cap t_{n1} \quad (18)$$

3 控制系统结构

控制系统主要包括参考电压矢量预测、价值函数寻优、备选电压矢量选择、电压比较法、负载观测器、电机电压限制、一步延迟补偿 7 部分,如图 4 所示。结合电压比较法,并从 α - β 坐标系下电流极限和电压极限角度分析,辅以电压矢量调节时间的修正来实现电压和电流的限制。

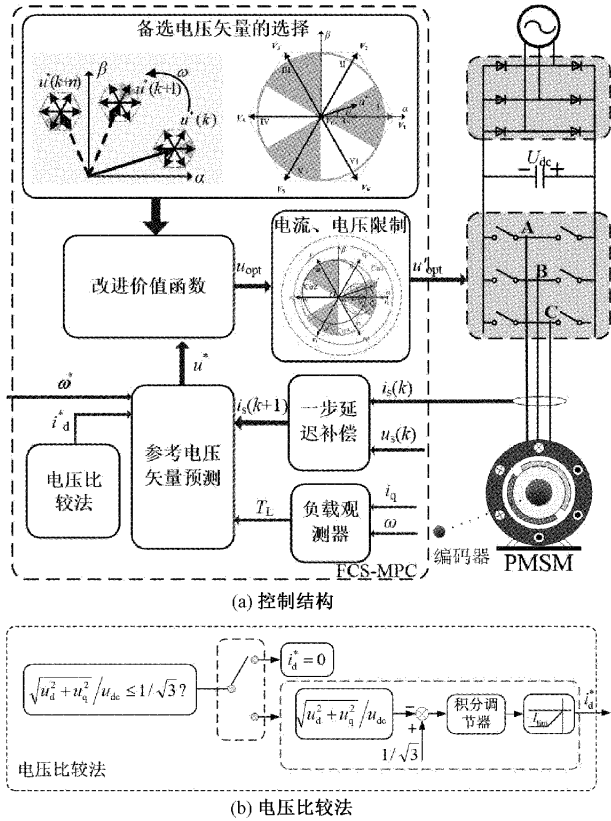


图4 永磁电机系统预测速度控制结构框图

由式(5)可知,参考电压矢量预测中需要用到负载转矩,而负载转矩一般未知,需要对其进行观测,本文利用误差反馈校正法设计负载观测器为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \frac{K_1}{J} i_q - \frac{B}{J} \hat{\omega} - \frac{\hat{T}_L}{J} + a_1(\omega - \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{T}}_L = a_2(\omega - \hat{\omega}) \end{cases} \quad (19)$$

式中:用 \hat{T}_L 和 $\hat{\omega}$ 表示观测器的观测值, a_1 和 a_2 表示观测器系数,且通过极点配置方法计算,两个极点均配置为相同的值 $-S_p$,那么:

$$\begin{cases} k_1 = 2S_p - B/J \\ k_2 = -JS_p^2 \end{cases} \quad (20)$$

4 仿真与实验研究

4.1 实验平台

为验证所提出的宽范围预测速度控制(wide range predictive speed control, WRPSC)策略的控制效果,建立如图5所示的实验平台。主控 DSP 芯片采用 TI 浮点处理器 TMS320F28379,其工作主频为 200 MHz,具有控制精度高,功耗低的优点,控制周期为 50 μ s。实验平台的驱动电机采用表贴式 PMSM,其参数如表3所示。

4.2 观测器验证

为验证负载观测器的观测效果,在 MATLAB Simulink

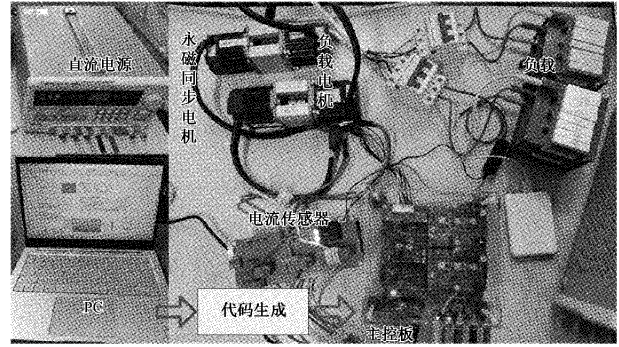


图5 实验系统

电机	$P_N /$ kW	$R /$ Ω	$L /$ mH	p	$n_N /$ ($r \cdot \min^{-1}$)	$T_N /$ ($N \cdot m$)
PMSM	0.13	0.345	0.366 5	4	3 000	0.42

中进行仿真,给定电机恒定 1 200 r/min 转速,在稳态突加 0.1 N \cdot m 负载,给出观测速度和负载转矩,如图6所示。

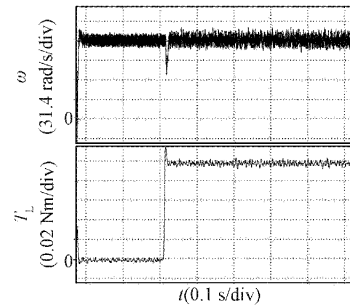


图6 观测速度和负载转矩波形图

从图6可以看出,所采用的负载观测器能够较好观测出转速和负载转矩。

4.3 速度跟踪实验

为验证所提出 WRPSC 策略在电机加减速运行时的跟踪效果,在实验平台上进行实验,阶跃给定电机转速 0-900-1 500-2 300-3 000-2 300-1 500-900-0 r/min,观察速度、 q 、 d 轴电流波形,如图7所示。

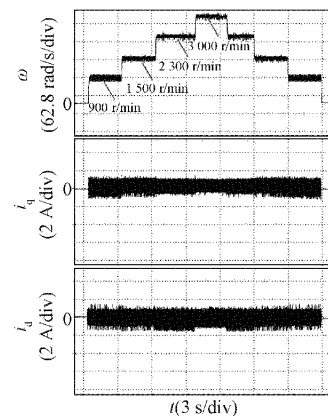


图7 速度跟踪波形图

可以看出,所提出的 WRPSC 策略能够较好跟踪不同转速。

4.4 加载实验对比

在电机实际运行过程中,必会受到负载扰动的影响,为验证所提出 WRPSC 策略在负载突变时的速度跟踪效

果,令电机转速从 900 r/min 阶跃到 2 100 r/min,并在稳态下突加负载,给出预测电流控制(predictive current control,PCC)策略、传统预测速度控制(predictive speed control,PSC)策略与所提 WRPSC 策略下的速度、 q 、 d 轴电流波形,如图 8 所示。

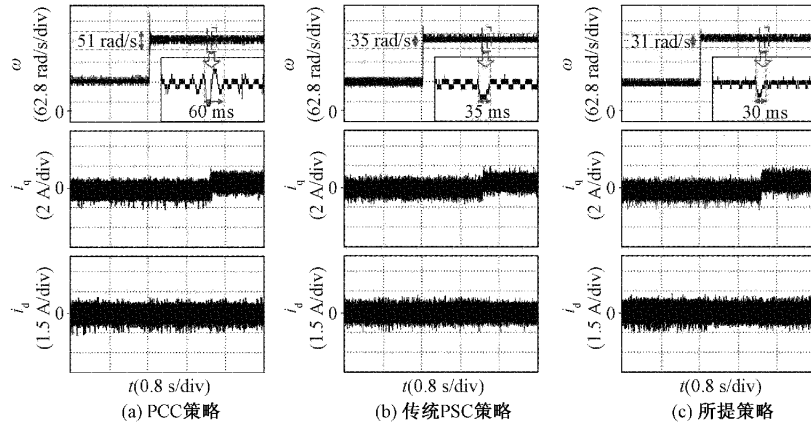


图 8 速度、 q 、 d 轴电流波形图

可以看出,相比 PCC 策略,预测速度控制策略下加载时跟踪误差较小,且调节速度较快;相比传统 PSC 策略,所提出的 WRPSC 策略下跟踪误差和动态调节速度都稍有改善,但并不需要整定权重系数,能够减少算法复杂度。

4.5 参数变化实验

在电机实际运行过程中,电机参数会随温度、负载等的变化而变化,为验证所提出 WRPSC 策略在参数变化时的鲁棒性,分别给出 R 、 L 、 J 、 B 变化 ± 0.2 倍时电机的响应性能,如图 9 所示。

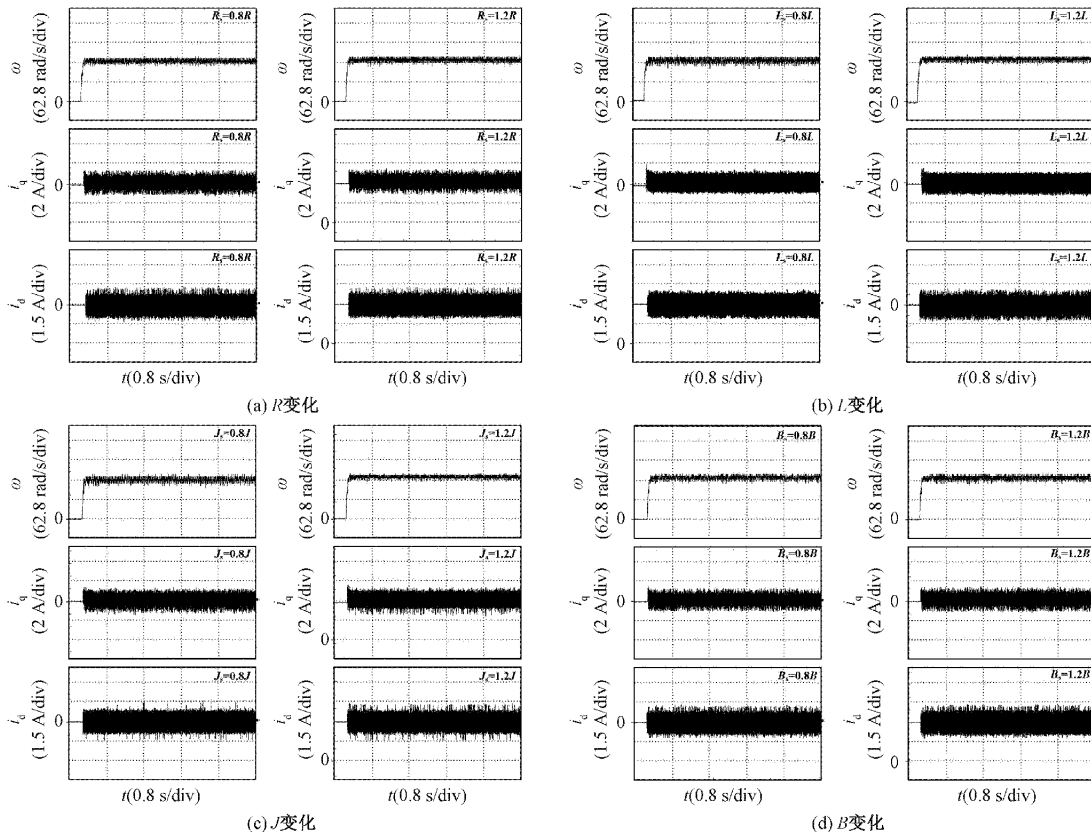


图 9 电机响应波形图

可以看出,所提出 WRPSC 策略在 R 、 L 、 J 、 B 变化 ± 0.2 倍时电机响应变化不大,说明此算法具有一定的参数鲁棒性。

4.6 弱磁实验

为验证所提出 WRPSC 策略的弱磁效果,阶跃给定电机转速 3 500 r/min(1.17 倍额定转速),观察 PMSM 0~3 500 r/min 阶跃加速过程的速度、 q 、 d 轴电流波形,如图 10 所示。

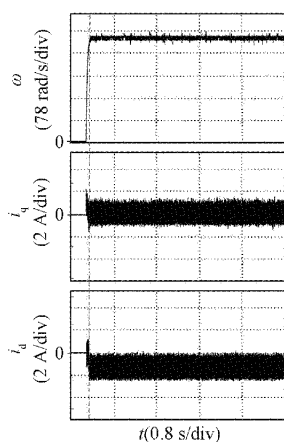


图 10 速度、 q 、 d 轴电流波形图

可以看出,所提出控制策略能够实现基速以上的稳定运行,此时 d 轴电流为负,以实现弱磁效果。

5 结 论

本文提出无权重系数的永磁电机宽范围预测速度控制策略,具有以下优点:

1) 通过采用有限集模型预测控制,能够提高系统的速度跟踪精度和动态响应性能。

2) 改进价值函数到电压量纲,并结合参考电压矢量的位置进行备选电压矢量选择和价值函数寻优,能够解决传统控制策略权重系数整定的问题,且简化算法复杂度,提高计算效率。

3) 结合电压比较法,并从 α - β 坐标系下电流极限和电压极限角度分析,同时辅以电压矢量调节时间的修正来实现电压和电流的限制,避免传统价值函数中非线性约束条件的存在,增加算法实用性。

参考文献

[1] 卢志远,柏受军,江明,等. 改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2022,36(4):73-81.

[2] 康劲松,蒋飞,钟再敏,等. 电动汽车用永磁同步电机弱磁控制策略综述[J]. 电源学报,2017,15(1):15-22.

[3] 陈昱昊,郑宾. 基于模糊 PI 控制的永磁同步电机矢量控制性能研究[J]. 国外电子测量技术,2022,41(7):75-81.

[4] 邓聪颖,舒杰,陈翔,等. 多参数变化下基于参数辨识的永磁同步电机偏差解耦控制方法[J]. 仪器仪表学报,2022,43(6):260-268.

[5] 李耀华,刘洋,孟祥臻. 一种表面式永磁同步电机有限状态集模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2020,24(8):33-43.

[6] 齐昕,苏涛,周珂,等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报,2021,41(18):6408-6418.

[7] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 1007-1015.

[8] FUENTES E J, KALISE D, RODRIGUEZ J, et al. Cascade-free predictive speed control for electrical drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2176-2184.

[9] FRANCIS M, HOACH T N, HAN H C, et al. Finite set model predictive control of interior PM synchronous motor drives with an external disturbance rejection technique [J]. IEEE Transactions on Mechatronics, 2017, 22(2): 762-773.

[10] ZHANG X G, CHENG Y, ZHAO Z H, et al. Robust model predictive direct speed control for SPMSM drives based on full parameter disturbances and load observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8361-8373.

[11] KAKOSIMOS P, ABURUB H. Predictive speed control with short prediction horizon for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2740-2750.

[12] ZHANG X G, HE Y K, LI Y, et al. Double vector model predictive direct speed control without weighting factor [C]. 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS), 2018: 1446-1449.

[13] ZHANG X G, HE Y K. Direct voltage-selection based model predictive direct speed control for PMSM drives without weighting factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7838-7851.

[14] SUN T F, WANG J B, KOC M, et al. Self-learning MTPA control of interior permanent-magnet synchronous machine drives based on virtual signal injection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3062-3070.

[15] 陈洪赞,阎彦,林治臣,等. 伺服电机电磁参数测量与弱磁控制电流工作点优化方法[J]. 电工电能新技术,

- 2022,41(6): 64-70.
- [16] EKANAYAKE S, DUTTA R, RAHMAN M F, et al. Direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machine in deep flux-weakening region [J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(1): 98-105.
- [17] 高瑾,徐秋霞,董召强. 无刷直流电机半实物实时仿真及测试[J]. 电机与控制学报,2018,22(4):8-15.
- [18] WANG S, KANG J, DEGANO M, et al. An accurate wide-speed range control method of IPMSM considering resistive voltage drop and magnetic saturation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2630-2641.

作者简介

张秀云(通信作者),博士,讲师,主要研究方向为电机系统及其控制。

E-mail:xiuyunz@tju.edu.cn

王志强,硕士,讲师,主要研究方向为电机驱动与电力电子技术。

E-mail:wangzhiqiang8755@tute.edu.cn