

对转永磁同步电机模型预测控制^{*}

张其松, 黄守道, 钟义长

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 对转永磁同步电机 (Anti-rotary PMSM) 在采用矢量控制时, 可等效为 2 个相同的电机串联, 在同一个空间坐标系中控制。当负载突变时, 两侧转子转速发生变化, 由于 PI 调节速度较慢, 两侧转子易发生失步现象, 系统将不可控。为解决 (Anti-rotary PMSM) 的失步问题, 选取对转电机在旋转坐标系下的 d 轴电流增量和 q 轴电流增量为状态变量, 研究了适用于对转电机的模型预测控制, 提出了对转电机的模型预测电流控制算法。该控制方法动态响应快, 而且可以有效避免超调, 具有良好的控制性能。仿真结果表明, 模型预测控制比传统的 PI 调节器动态响应快, 可以有效解决对转电机的失步问题。

关键词: 对转永磁同步电机; 模型预测控制; 矢量控制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)08-0033-06

Model Predictive Control of Anti-Rotary Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

ZHANG Qisong, HUANG Shoudao, ZHONG Yichang

(Institute of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: When using Anti-rotary permanent synchronous motor with vector control, it could be equivalent that two identical motors were connected in series and controlled in the same space coordinate system. When the load changes suddenly, both sides of the rotor speed changes, due to the slow adjustment of PI, both sides of the rotor prone to out of synchronization, the system will not be controlled. To solve the problem of losing step of rotating permanent magnet synchronous motor, the d axis current increment and the q axis current increment of the rotating motor in the rotating coordinate system were selected as the state variables, the model predictive control which was suitable for the commutation motor was studied, and the model predictive current control algorithm for the commutation motor was proposed. The control method of dynamic response fast, and could effectively avoid overshoot, with good control performance. The simulation results showed that the model predictive control was faster than the traditional PI regulator, and could effectively solve the problem of losing the step of the rotating motor.

Key words: anti-rotary permanent magnet synchronous motor (Anti-rotary PMSM); model predictive control; vector control

0 引言

对转永磁同步电机 (Anti-rotary Permanent Magnet Synchronous Motor, Anti-rotary PMSM) 采用一套绕组, 在左右两边气隙形成大小相等、方向

相反的旋转磁场, 加之电机本体采用盘式结构, 使得电机具有体积小、结构简单、效率高、低振动的特点, 非常适合于如鱼雷等水下航行器的对转螺旋桨的驱动。近年来对转电机发展迅速, 前景广阔, 国内外很多学者正在进行此领域的研究。文

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51707062)

作者简介: 黄守道 (1962—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力推进与伺服传动技术。

张其松 (1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

钟义长 (1975—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术和运动控制系统。

献[1]根据永磁电机原理,用电机电压电流表达式在 MATLAB/Simulink 中搭建了对转电机的模型,通过仿真验证了本体设计可行性,并且将矢量控制应用于对转电机控制,对两转速调节器的输出量取均值再进行 q 轴电流的调节,在负载转矩相同且恒定时,两转子转速能保持一致,但当负载不对称突变时,转子容易失步。文献[2-5]将永磁同步电机直接转矩控制应用于对转电机控制,分别计算两转子转矩,对转矩变化较大者进行调节,减小转速脉动,系统采用外转子转速计算参考转矩,并使用参考磁链来调节外转子磁链,可以让内转子转速跟随外转子转速,但是两转子仍容易发生失步。

虽然目前对对转电机控制方法的研究取得一定的成果,但都局限于平衡负载下的研究,当负载不对称突变时,控制性能则远远达不到要求。永磁同步电机是一个非线性、多变量、强耦合的复杂系统^[6],控制非常复杂。模型预测控制具有结构简单、实用性强、对模型要求低的特点,非常适合于永磁同步电机控制^[7-8]。本文将模型预测控制应用于对转电机控制,可以有效解决对转电机不对称负载下的失步问题,同时保证控制系统较快的动态响应和较小的静态误差。

1 对转电机原理及其数学模型

盘式对转电机由于其绕线方式的特殊性,在通入三相对称电流时,会在定子两侧产生一对转速相同、方向相反的旋转气隙磁场,所以对转电机可等效为 2 个参数相同的永磁同步电机串联^[9-11]。

在对转电机建模与分析时,可作如下假设处理:(1) 转子永磁磁场在气隙空间呈正弦分布,定子绕组中的感应电动势也是正弦波;(2) 磁路线性且不饱和,电感参数恒定;(3) 忽略电机涡流损耗与磁滞损耗;(4) 转子上无阻尼绕组。

借鉴永磁同步电机的数学模型^[12],建立如下对转电机数学模型。在 dq 坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega_1 L_{q1} - \omega_2 L_{q2} \\ \omega_1 L_{d1} + \omega_2 L_{d2} & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{d1} + L_{d2} & 0 \\ 0 & L_{q1} + L_{q2} \end{pmatrix} P \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_1 \psi_{f1} + \omega_2 \psi_{f2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

对转电机电磁转矩方程为

$$\begin{cases} T_{e1} = p\psi_{f1}i_{q1} \\ T_{e2} = p\psi_{f2}i_{q2} \end{cases} \quad (2)$$

运动方程为

$$\begin{cases} J_1 \frac{d\Omega_1}{dt} = T_{e1} - T_{L1} \\ J_2 \frac{d\Omega_2}{dt} = T_{e2} - T_{L2} \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d, u_q —— d, q 轴电压;

i_d, i_q —— d, q 轴的电流;

L_{d1}, L_{q1} —— d, q 轴电感;

R_s ——定子电阻;

p ——极对数;

Ω_1, Ω_2 ——内外两转子的角速度;

J_1, J_2 ——两转子的转动惯量;

T_{e1}, T_{e2} ——两转子的电磁转矩;

ψ_{f1}, ψ_{f2} ——两转子的永磁磁链;

T_{L1}, T_{L2} ——两转子的负载转矩。

构建对转电机的预测模型,首先选择 dq 轴电流作为状态变量,选择 dq 轴电压矢量作为输入信号矢量。

由式(1)可得系统的状态空间函数为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{d1} + L_{d2}} & \frac{\omega_1 L_{q1} + \omega_2 L_{q2}}{L_{d1} + L_{d2}} \\ -\frac{\omega_1 L_{d1} + \omega_2 L_{d2}}{L_{q1} + L_{q2}} & -\frac{R_s}{L_{q1} + L_{q2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{d1} + L_{d2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{q1} + L_{q2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_1 \psi_{f1} + \omega_2 \psi_{f2}}{L_{q1} + L_{q2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

系统的输出方程为

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

在 MPC 控制算法中,每一步预测都是以 1 个周期内电流和转速保持不变为前提。所以需要利用欧拉算法将 Anti-rotary PMSM 模型做离散化处理。其原理为

$$\frac{di_{d,q}}{dt} = \frac{i_{d,q}(k+1) - i_{d,q}(k)}{T} \quad (6)$$

式中: T ——采样周期。

永磁同步电机的离散化数学模型为

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T \frac{R_s}{L_{d1} + L_{d2}} & T \frac{\omega_1 L_{q1} + \omega_2 L_{q2}}{L_{d1} + L_{d2}} \\ -T \frac{\omega_1 L_{d1} + \omega_2 L_{d2}}{L_{q1} + L_{q2}} & 1 - \frac{R_s}{L_{q1} + L_{q2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T \\ L_{d1} + L_{d2} & 0 \\ 0 & T \\ L_{q1} + L_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \psi_{f1} + \omega_2 \psi_{f2} \\ L_{q1} + L_{q2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

离散输出方程为

$$\begin{bmatrix} y_d(k) \\ y_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

MATLAB/Simulink 仿真对转电机本体模型和电机实物图,如图 1 所示。

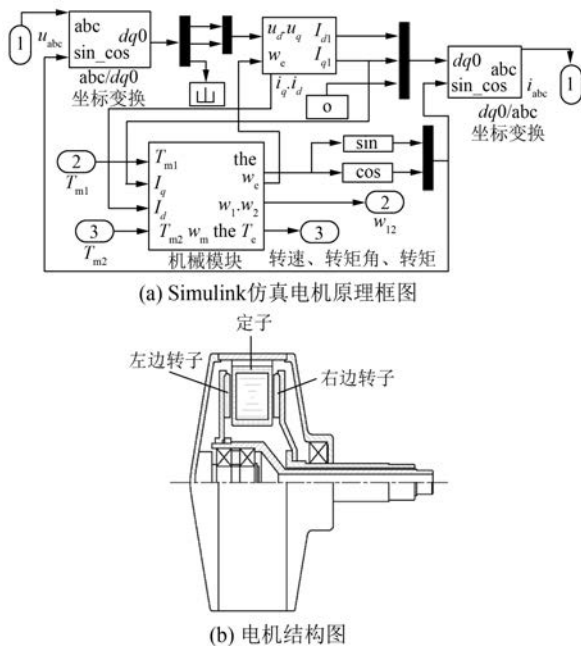


图1 电机本体原理图和实物图

2 对转电机模型预测电流控制算法

因为电流环采样时间很小,且电机的机械时间常数大于电机的电气时间常数,所以可假设在

控制过程中 $\omega_{1,2}$ 保持不变。通过式(7)、式(8)可得对转电机的增量式模型预测算法模型为

$$\Delta I(k+1) = A \Delta I(k) + B_u \Delta u(k) \quad (9)$$

$$y(k) = C \Delta I(k) + y(k-1) \quad (10)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} 1 - T \frac{R_s}{L_{d1} + L_{d2}} & T \frac{\omega_1 L_{q1} + \omega_2 L_{q2}}{L_{d1} + L_{d2}} \\ -T \frac{\omega_1 L_{d1} + \omega_2 L_{d2}}{L_{q1} + L_{q2}} & 1 - \frac{R_s}{L_{q1} + L_{q2}} \end{bmatrix}$$

$$B_u = \begin{bmatrix} T \\ L_{d1} + L_{d2} & 0 \\ 0 & T \\ L_{q1} + L_{q2} \end{bmatrix}, \Delta I(k) = \begin{bmatrix} \Delta i_d(k) \\ \Delta i_q(k) \end{bmatrix}$$

$$\Delta u(k) = \begin{bmatrix} \Delta u_d(k) \\ \Delta u_q(k) \end{bmatrix}, y(k) = \begin{bmatrix} y_d(k) \\ y_q(k) \end{bmatrix}$$

$$I(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Delta i_d(k) = i_d(k) - i_d(k-1)$$

$$\Delta i_q(k) = i_q(k) - i_q(k-1)$$

$$\Delta u_d(k) = u_d(k) - u_d(k-1)$$

$$\Delta u_q(k) = u_q(k) - u_q(k-1)$$

Anti-rotary PMSM 对系统的动态响应速度要求较高,所以在设计控制器时,应考虑在保证完整描述系统动态过程的情况下,尽量降低算法的计算量^[13]。合适的控制时域和预测时域显得尤为重要,首先要满足下面 2 个基本条件:

(1) 控制时域为 m , 预测时域为 p , 且 $m \leq p$ 。

(2) 在控制时域之外,控制量保持不变,即

$$\Delta u(k+i) = 0, i = m, m+1, \dots, p-1。$$

对转电机的控制以采样周期为单位,需要经历以下过程:首先产生控制量,作用到控制量 u ,再作用到电流 i ,最后才能作用到转速 ω ,所以预测时域的最小值为 4。为方便算法的实现,本文控制器选取预测时域 $p=4$,控制时域 $m=4$ 。

在 k 时刻,只能计算 $\Delta I(k) = I(k) - I(k-1)$, 所以 $\Delta I(k)$ 可作为预测系统的起点。由式(9)、式(10)可得未来 p 步系统的预测输出方程为

$$Y_p(k+1|k) = S_1 \Delta I(k) + I_y(k) + S_u \Delta U(k) \quad (11)$$

其中:

$$Y_p(k+1|k) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} y(k+1|k) \\ y(k+2|k) \\ y(k+3|k) \\ y(k+4|k) \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

$$\Delta U(k) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \\ \Delta u(k+3) \end{bmatrix}, S_1 = \begin{bmatrix} CA \\ \sum_{i=1}^2 CA^i \\ \sum_{i=1}^3 CA^i \\ \sum_{i=1}^4 CA^i \end{bmatrix}$$

$$S_u = \begin{bmatrix} CB_u & 0 & 0 & 0 \\ \sum_{i=1}^2 CA^{i-1} B_u & CB_u & 0 & 0 \\ \sum_{i=1}^2 CA^{i-1} B_u & \sum_{i=1}^2 CA^{i-1} B_u & CB_u & 0 \\ \sum_{i=1}^2 CA^{i-1} B_u & \sum_{i=1}^2 CA^{i-1} B_u & \sum_{i=1}^2 CA^{i-1} B_u & CB_u \end{bmatrix}$$

式中: $k+i|k$ —— k 时刻对 $k+i$ 时刻的预测, i 取值范围为 $1 \sim 4$, 所以方程可预测 $k+1 \sim k+4$ 时刻的状态。

为使对转电机达到较快的响应速度, 构建性能指标函数如下:

$$J = \sum_{i=1}^p \sum_{j=1}^{n_y} \{ \Gamma_{y_j, i} [y_j(k+1|k) - r_j(k+i)] \}^2 + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{n_u} [\Gamma_{u_j, i} \Delta u_j(k+i-1)]^2 \quad (12)$$

$$r_j(k+i), i=1, 2, \dots$$

式中: p ——给定参考输入的第 j 个分量;

Γ_{y_j} ——对第 j 个预测控制输出误差的加权系数;

Γ_{u_j} ——对控制增量第 j 个分量的加权系数。

由式(12), 令 $\frac{\partial J}{\partial \Delta U(k)} = 0$, 可求得使性能指标函数最小的最优解 $\Delta U^*(k)$, 进而通过式 $\Delta u(k) = (I_{n_u \times n_u} \quad 0 \quad \dots \quad 0) \times \Delta U^*(k)$ 可得到 $\Delta u(k)$ 的 2 个分量 $\Delta u_d(k)$ 和 $\Delta u_q(k)$, 通过迭代运算求出 $u_d^*(k)$ 和 $u_q^*(k)$, 最后作用于对转电机。

3 对转电机模型预测控制器设计

因为盘式对转电机没有凸极效应, 所以可假设 $L_{d1}=L_{d2}=L_{q1}=L_{q2}=L$ 。为保证电机快速无静差地跟踪参考速度, 使控制增量变化可以充分作用, 可令 $\Gamma_{y_j}=0, \Gamma_{u_j}=0$ 。

本文选取预测时域 $p=4$, 控制时域 $m=4$, 由式 $\Delta u(k) = (I_{n_u \times n_u} \quad 0 \quad \dots \quad 0) \times \Delta U^*(k)$ 可得对转电机模型预测的输出方程为

$$\Delta u_d(k) = \frac{2L}{T} r_d(k+1) - \left(\frac{4L}{T} - R \right) I_d(k) + \left(\frac{2L}{T} - R I_d(k-1) - 2\omega_e L \Delta I_q(k) \right) \quad (13)$$

$$\Delta u_q(k) = \frac{2L}{T} r_q(k+1) - \left(\frac{4L}{T} - R \right) I_q(k) + \left(\frac{2L}{T} - R \right) I_q(k-1) + 2\omega_e L \Delta I_d(k) \quad (14)$$

令状态变量和控制增量的初始值为零, 由 $u(k) = \Delta u(k) + u(k-1)$ 可迭代出 $u_d^*(k)$ 和 $u_q^*(k)$, 最终作用于对转电机。模型预测控制器实现框图如图 2 所示。

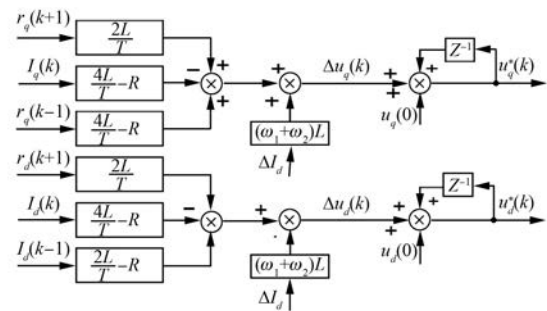


图2 模型预测控制器实现框图

对转电机整体控制框图如图 3 所示。

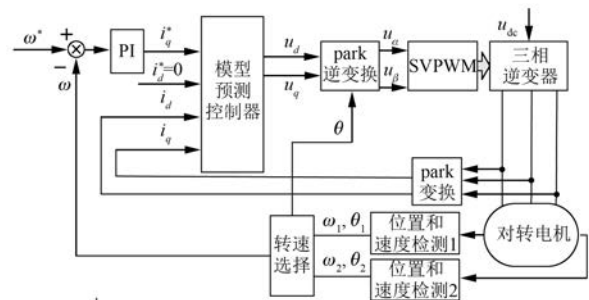


图3 对转电机整体控制框图

4 仿真研究

为了验证本文提出的模型预测控制方法,与传统的矢量控制进行了对比仿真研究。

对转电机的具体参数:额定电压为 560 V,极对数为 4,电枢电阻为 $2.875\ \Omega$,双边转子的 dq 轴电感均为 $4.25\ \text{mH}$,两转子的永磁磁链均为 $0.175\ \text{Wb}$,转动惯量为 $0.08\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

4.1 平衡负载下的对比试验

仿真时间设置为 $0.5\ \text{s}$,对转电机两边转子分别带 $10\ \text{N/m}$ 的负载起动, $0.15\ \text{s}$ 时两边负载同时变为 $5\ \text{N/m}$, $0.2\ \text{s}$ 时两边转子负载同时恢复为 $10\ \text{N/m}$ 。图 4、图 5 分别为平衡负载下传统矢量控制和模型预测控制的仿真结果图。

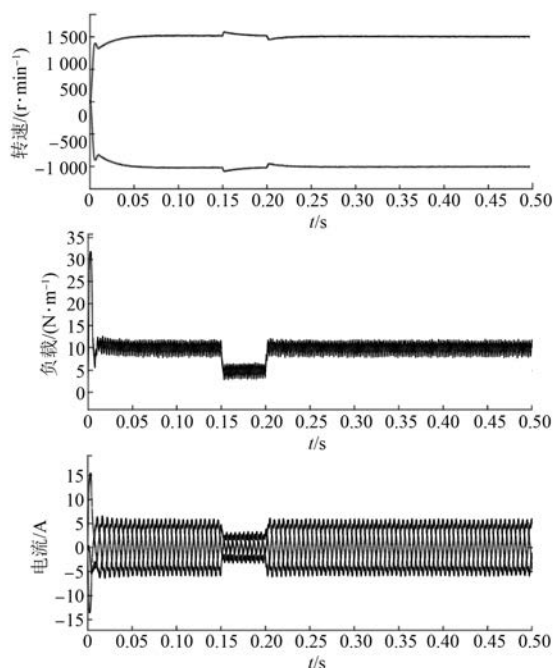


图 4 平衡负载下传统矢量控制的仿真结果图

由图 4、图 5 可知,传统矢量控制方式下,对转电机达到给定速度需要 $0.05\ \text{s}$,动态响应速度较慢;当电机运行趋于稳定后,电磁转矩波动幅度很大,不利于对转电机的运行。电流纹波较大,也反映出传统矢量控制性能不佳。在模型预测控制方式下,对转电机达到给定速度仅需要 $0.01\ \text{s}$,具有更快的动态响应速度,电机稳定运行时,电磁转矩基本保持恒定;电流波形平滑对称,表明模型预测控制具有良好的控制性能。

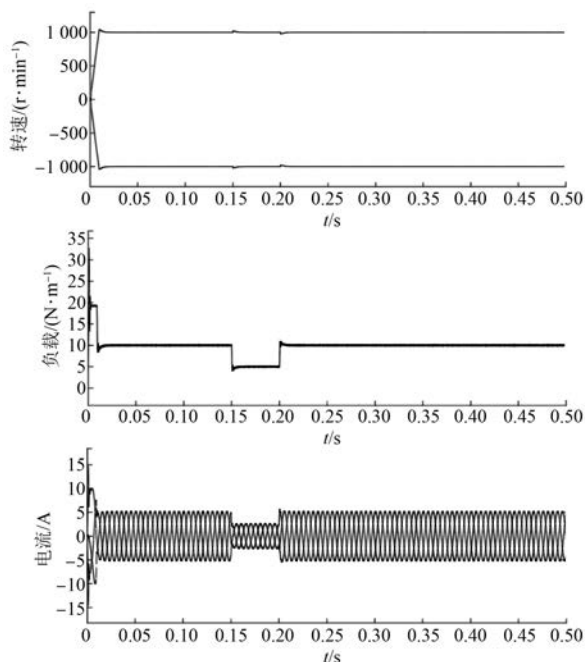


图 5 平衡负载下模型预测控制的仿真结果图

4.2 不平衡负载下的对比试验

仿真时间设置为 $0.5\ \text{s}$,对转电机两边转子分别带 $10\ \text{N/m}$ 的负载起动, $0.15\ \text{s}$ 时两边负载分别变为 $5\ \text{N/m}$ 和 $6\ \text{N/m}$, $0.2\ \text{s}$ 时两边转子负载同时恢复为 $10\ \text{N/m}$ 。图 6、图 7 分别为不平衡负载下传统矢量控制和模型预测控制的仿真结果图。

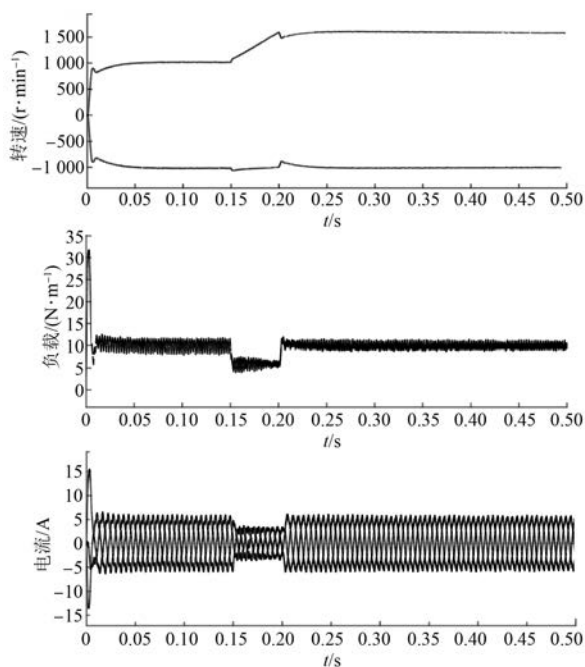


图 6 不平衡负载下传统矢量控制的仿真结果图

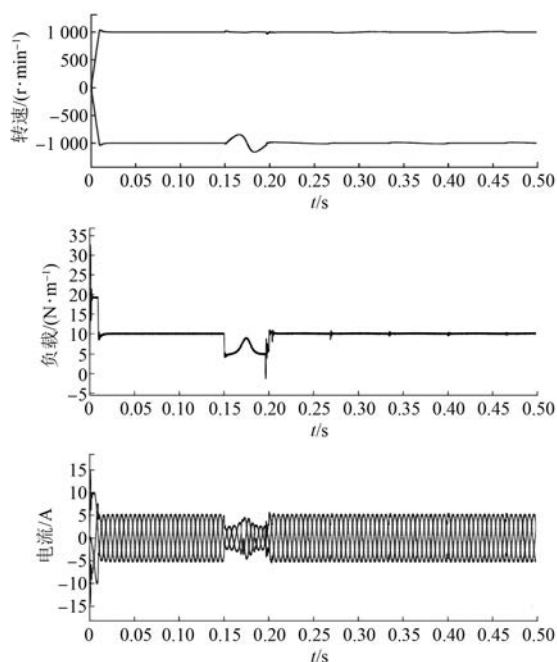


图7 不平衡负载下模型预测控制的仿真结果图

由图6、图7可知,当对转电机处于传统矢量控制方式下,两边负载发生不对称突变时,两边转子发生失步现象,电机处于不可控状态,由此可知传统矢量控制不能够满足对转电机的实际应用需求。当电机处于模型预测控制方式下,电机负载发生不对称突变时,两边转子速度出现波动,但是当电机重新恢复至对称负载时,电机能够逐步恢复至同步状态并稳定于给定速度,同时由电磁转矩波形和电流波形也可以看出,对转电机在不对称负载消除后能够逐步恢复稳定状态。

5 结 语

本文在研究对转电机矢量控制和模型预测控制的基础上,提出采用基于模型预测控制器的对转电机控制方法,能够有效克服传统矢量控制调节速度慢和负载不对称突变时双边转子易失步的

缺点,满足对转电机的实际使用要求。对比仿真研究结果,证实了该方法的效果。

【参考文献】

- [1] 徐海珠,谢顺依,张林森,等.对转永磁同步推进电机的矢量控制[J].微特电机,2011,39(10): 10-13.
- [2] 张恒.盘式对转永磁同步电机控制方法研究[D].长沙:湖南大学,2014.
- [3] 姜燕,黄钟,成双银,等.对转永磁同步电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2015,30(10): 101-107.
- [4] 罗德荣,邹勇波,黄守道,等.对转永磁同步电机直接转矩控制方法[J].控制理论与应用,2015,32(2): 210-216.
- [5] 徐海珠,谢顺依,连军强,等.对转鱼雷永磁同步推进电机 DTC 系统的设计[J].鱼雷技术,2012,20(1): 51-55.
- [6] 钟义长,钟伦珑.永磁同步电动机双闭环参数辨识自适应控制[J].微特电机,2012,40(4): 47-50.
- [7] 邱忠才,肖建,郭冀岭,等.永磁同步电机预测控制[J].电力电子技术,2015,49(8): 73-75.
- [8] 徐向前,徐文静,杨士慧.基于预测模型的永磁同步电机直接转矩控制[J].电机与控制应用,2017,43(1): 29-33.
- [9] 黄钟.双转子永磁同步电机直接转矩控制系统设计[D].长沙:湖南大学,2014.
- [10] 饶志蒙.盘式对转永磁同步电机基础理论分析与设计[D].长沙:湖南大学,2014.
- [11] 成双银.盘式双转子对转永磁同步电机及其控制研究[D].长沙:湖南大学,2016.
- [12] 王东文,李崇坚,吴尧,等.永磁同步电机的模型预测电流控制器研究[J].电工技术学报,2014,29(增刊1): 73-79.
- [13] 高丽媛,卢达,赵光宙,等.应用自动微分的永磁同步电机预测控制[J].电机与控制学报,2012,16(10): 38-43.

收稿日期: 2018-03-26

引领技术发展趋势

报道经典实用案例

追踪行业最新动态