

基于磁链观测的高速永磁同步电机控制方法研究

马河涛, 黄守道

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 高速永磁同步电机无速度传感器控制已经成为趋势。在采用传统模型参考自适应系统(MRAS)时,由于使用积分计算,磁链观测结果存在零漂和相移等问题。提出一种改进方法,将电压模型和电流模型磁链观测结果相减,把误差值经过PI调节后补偿电压模型中的电压,很好地解决了上述问题,控制性能优良。在MATLAB/Simulink中搭建仿真模型验证所提方法,结果表明:改进后的MRAS在全速范围内都能准确跟踪转子速度和位置,并且在负载突变情况下依然能够稳定运行。

关键词: 高速永磁同步电机; 磁链观测; 模型参考自适应系统

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)06-0021-06

Research on High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Control Method Based on Flux Linkage Observation

MA Hetao, HUANG Shoudao

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

Abstract: High-speed permanent synchronous motor speed sensorless control had become a trend. When using the traditional model reference adaptive system (MRAS), due to the use of integral calculation, there were problems such as zero drift and phase shift in the flux linkage observation. An improved method was proposed. The voltage model and the current model flux linkage observation results were subtracted, and the error value was adjusted by the PI to compensate the voltage in the voltage model, which solved the above problem well and had excellent control performance. The simulation model was built in MATLAB/Simulink to verify the proposed method. Simulation results showed that the improved MRAS could accurately track the rotor speed and position over the full speed range, and it could still run stably under sudden load changes.

Key words: high-speed permanent magnet synchronous motor (HS-PMSM); flux linkage observation; model reference adaptive system (MRAS)

0 引言

统计调查显示,我国用电量占比,工业部分占总用电量约75%,而工业部分用电量中,电动机用电量约占70%,因此提高电动机的工作效率对全国绿色发展、节能减排具有重要的意义^[1]。高速永磁同步电机(HS-PMSM)具有体积小、功率密度大、重量轻、电机转速能达到几万转、省掉机械齿轮提速装置等优点,可以有效提高电机系统的整体效率,起到节能减排、降低损耗的作用,受到

国内外学者的研究关注^[2-4]。

传统转子位置和速度检测方式是加装机械传感器来获取转子位置/速度,但在高速电机上安装机械式传感器存在系统可靠性降低、维护性差、转动惯量增加等问题。因此,无位置传感器控制成为学者们的研究对象^[5-7]。

有学者^[8-9]提出直接计算法。该方法计算简单,收敛迅速,但太依赖电机的参数。当电机的参数发生改变时,不能保证速度和转子位置估计精度。文献[10]提出的反电动势估算法采

作者简介: 马河涛(1991—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制。

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。

用电机的基本方程,通过求解反三角函数得到转子位置,转子位置实时导数即转速值,动态响应快,但是其所得转子位置容易滞后,控制性能不佳。

虽然目前对 HS-PMSM 控制方法的研究取得了一定成果,但仍有需要改进的地方。本文针对模型参考自适应系统(MRAS)中采用传统方法进行磁链观测存在的零漂和相移等问题,提出了一种将电流模型和电压模型观测到的磁链值进行比较,得到误差后用 PI 调节补偿电压模型中电压的方法,较好地解决了上述问题,并且通过仿真验证了该方法的有效性。

1 HS-PMSM 数学模型

HS-PMSM 数学模型可以用三相静止坐标系下定子的电压、电流关系来描述。由于定、转子磁场互相耦合,而且有相对之间的运动,电磁关系相当复杂。为了简便,建立模型过程作如下近似^[11]:(1)不考虑电机齿槽效应对电机磁路的影响;(2)不考虑定、转子铁心的涡流损耗和磁滞损耗;(3)定子绕组采用星形联结,三相绕组对称分布,各绕组轴线空间相差 120°;(4)不考虑电动机参数的变化;(5)由永磁体产生主磁场,转子上没有阻尼绕组。

简化后的电机等效模型如图 1 所示。

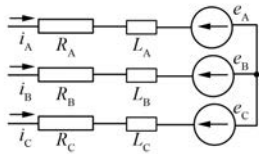


图 1 简化后的电机等效模型

三相静止坐标系下电压平衡方程如下:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_A, u_B, u_C —— 加在三相绕组上的相电压;
 R_A, R_B, R_C —— 三相绕组的电阻, $R_A = R_B = R_C = R_s$;

i_A, i_B, i_C —— 流过三相绕组的相电流;

ψ_A, ψ_B, ψ_C —— 三相定子绕组的磁链。

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: L_A, L_B, L_C —— 三相定子绕组自感;
 $M_{AB}, M_{AC}, M_{BA}, M_{BC}, M_{CA}, M_{CB}$ —— 三相定子绕组任两相之间的互感;
 ψ_f —— 永磁体磁链幅值;
 θ —— 转子位置角。

对于定子绕组采用 Y 型连接的表贴式永磁同步电机(SPM SM),满足以下条件:

$$\begin{cases} L_A = L_B = L_C = L \\ M_{AB} = M_{AC} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CA} = M_{CB} = M \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{cases} \quad (3)$$

L_s 为定子等效电感,令 $L_s = L - M$,并且联合式(1)~式(3),可得:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \psi_f \omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: ω_r —— 电角速度。

SPMSM 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta$ —— 定子电压、电流、磁链。

从两相静止坐标系下的电机模型中可以看出,磁链方程包含转子位置的信息,可以估算出转子位置。本文所提控制方法就是从磁链方程入手,因此,提高磁链观测精度是实现 HS-PMSM 精确控制的关键。

根据式(5)、式(6)可得定子磁链的电压模型和电流模型分别为

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \psi_\beta = \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \psi_\alpha = L_s i_\alpha + \psi_r \cos \theta \\ \psi_\beta = L_s i_\beta + \psi_r \sin \theta \end{cases} \quad (8)$$

其中: $\theta = \int \omega_r dt$ 。

2 MRAS 控制器设计

由于式(7)不含角速度 ω_r , 而式(8)包含角速度 ω_r , 故将电压模型作为参考模型, 电流模型作为可调模型(后续估算值用 $\hat{\cdot}$ 标注)。

定子磁链可用正弦公式表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = |\psi_s| \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

对式(9)求导, 可得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(10)用估算值可表示为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_\alpha \\ \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

用式(10)减去式(11), 并定义广义状态误差 $\Delta = \psi - \hat{\psi}$, 可求得状态估计误差:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta_\alpha \\ \Delta_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_\alpha \\ \Delta_\beta \end{bmatrix} - \\ &(\hat{\omega}_r - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

将式(12)写成状态方程形式:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta}{dt} = A\Delta - (\hat{\omega}_r - \omega_r) J \hat{\psi}_s = A\Delta - W \\ v = B\Delta \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_\alpha \\ \Delta_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_\alpha - \hat{\psi}_\alpha \\ \psi_\beta - \hat{\psi}_\beta \end{bmatrix}$; $A = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix}$; $J =$

$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; $W = (\hat{\omega}_r - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix}$; $B =$
 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。

根据式(13), 可建立一个等效的 MRAS 非线性反馈系统, 如图 2 所示。

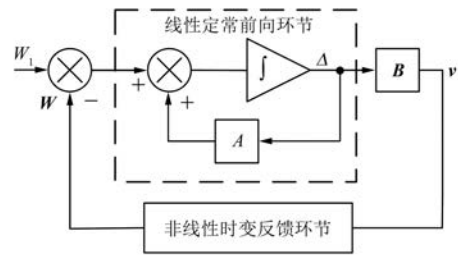


图 2 等效的 MRAS 非线性反馈系统

图 2 中, B 是增益矩阵, Δ 通过 B 运算后成为矢量 v , 用来进行反馈矢量控制。其中, B 是单位矩阵。在式(13)中, 把转速 ω_r 看成变量, 在短暂的一个数字控制采样周期内, 假设其不变。由此可以把图 2 的虚线方框内看成一个线性定常前向环节。寻找自适应矢量 v 和反馈矢量 W 之间的关系, 可表示为非线性时变反馈环节。

由 Popov 超稳定性理论可知, 如需使 MRAS 的等效非线性反馈系统稳定, 其非线性时变环节必须满足以下 Popov 积分不等式。即符合下列 2 个条件: (1) 线性定常前向环节表示的传递矩阵 $B(sI - A)^{-1}$ 必须是严格的正实矩阵; (2) 非线性时变反馈部分必须满足非线性时不变组成部分, 即满足 Popov 积分不等式, 如式(14)所示。

$$\forall t_1 > 0, \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T W dt \geq -r_0^2 \quad (14)$$

式中: r_0^2 ——任意有限正数。

逆向求解 Popov 积分不等式, 可得 MRAS 转速估算系统的自适应律。将 Δ 和 W 代入 Popov 积分不等式, 可得:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \Delta^T (\hat{\omega}_r - \omega_r) J \hat{\psi}_s dt \quad (15)$$

按照 MRAS 的一般构成, 可将 $\hat{\omega}_r$ 表示成比例积分形式:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t F_1(v, t, \tau) d\tau + F_2(v, t) + \hat{\omega}_r(0) \quad (16)$$

式中: $\hat{\omega}_r(0)$ ——估计角速度初始值。

将式(16)代入式(15), 可得:

$$\begin{aligned} \eta(0, t_1) &= \\ &\int_0^{t_1} \Delta^T \left[\int_0^{t_1} F_1(v, t, \tau) d\tau + F_2(v, t) + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right] J \hat{\psi}_s dt = \\ &\int_0^{t_1} \Delta^T \left[\int_0^{t_1} F_1(v, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right] J \hat{\psi}_s dt + \end{aligned}$$

$$\int_0^{t_1} \Delta^T F_2(v, t) J \hat{\psi}_s dt = \eta_1(0, t_1) + \eta_2(0, t_1) \quad (17)$$

欲使 $\eta(0, t_1) = \eta_1(0, t_1) + \eta_2(0, t_1) \geq -r_0^2$ 成立, 只需 $\eta_1(0, t_1) \geq -r_1^2, \eta_2(0, t_1) \geq -r_2^2$ 成立即可。

取:

$$\begin{cases} f'(t) = \Delta^T J \hat{\psi}_s \\ k_i f(t) = \int_0^{t_1} F_1(v, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \end{cases} \quad (18)$$

其中, $k_i > 0$, 则:

$$\begin{aligned} \eta_1(0, t_1) &= \int_0^{t_1} k_i f(t) f'(t) dt = \\ &= \frac{k_i}{2} [f^2(t) - f^2(0)] \geq \frac{k_i}{2} f^2(0) \geq 0 \end{aligned} \quad (19)$$

对式(18)的第二式进行求导, 可得:

$$F_1(v, t, \tau) d\tau = k_i \Delta^T J \hat{\psi}_s \quad (20)$$

令:

$$F_2(v, t) = k_p \Delta^T J \hat{\psi}_s \quad (21)$$

其中, $k_p > 0$, 则:

$$\eta_2(0, t_1) = \int_0^{t_1} k_p (\Delta^T J \hat{\psi}_s)^2 dt \geq 0 \quad (22)$$

由式(19)和式(22)可知, $\eta(0, t_1) \geq -r_0^2$ 成立, 那么 $\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta(t) = 0$, 估算转速收敛于实际转速。

将式(20)和式(21)代入式(16)可得:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_i \Delta^T J \hat{\psi}_s d\tau + k_p \Delta^T J \hat{\psi}_s + \hat{\omega}_r(0) \quad (23)$$

改写为比例积分的形式:

$$\hat{\omega}_r = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) \varepsilon_\omega \quad (24)$$

其中: $\varepsilon_\omega = \hat{\psi}_\alpha \psi_\beta - \psi_\alpha \hat{\psi}_\beta$ 。

转子位置角由式(25)可得:

$$\hat{\theta} = \int_0^t \hat{\omega}_r dt \quad (25)$$

MRAS 控制器结构如图 3 所示。

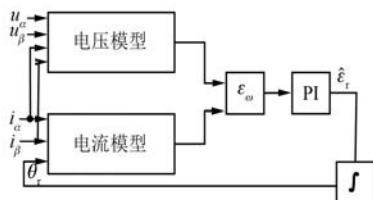


图 3 MRAS 控制器结构框图

3 改进磁链观测方法

由第 2 节可知本文所采用的是 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下, 通过观测定子磁链进行 HS-PMSM 速度估算的 MRAS 方法。该方法的关键是提高磁链观测值的精度。第 2 节介绍的传统磁链观测法根据实际的电压、电流进行计算, 只需要知道定子电阻 R_s , 因此估算结果没有延时, 每次计算不受前一次计算结果的影响, 电机具有较快的动态性能。但是, 由于存在积分环节和采样零漂, 该模型有估算误差。传统磁链观测方法如图 4 所示。

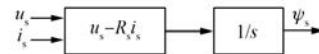


图 4 传统磁链观测法

传统磁链观测法仿真结果如图 5 所示。

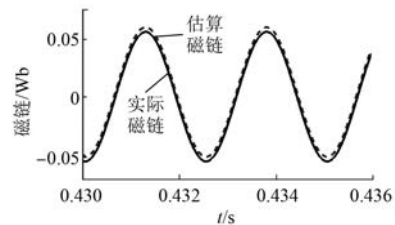


图 5 传统磁链观测法仿真结果

从图 5 可以看出, 传统磁链观测法得到的估算磁链含有一定的直流漂移分量, 与前文理论分析吻合, 会直接影响转速的估算。为了解决该问题, 需要提高磁链观测的精度, 因此需对纯积分器进行改进。解决纯积分器引入的零漂问题最常用的办法是将积分结果通过一个高通滤波器 $s/(s + \omega_c)$, 把直流偏置量和低频分量去掉, 如图 6 所示。

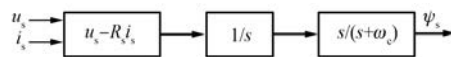


图 6 引入高通滤波器的磁链观测法

将高通滤波与积分过程运算结合, 可得一阶惯性环节。该方法消去了单纯的积分环节, 如图 7 所示。

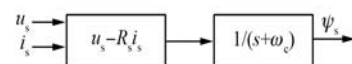


图 7 一阶惯性环节的磁链观测法

由此可得幅频特性和相频特性的数学表达

式为

$$\begin{cases} |G(j\omega)| = \frac{\tau\omega}{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}} < 1 \\ \angle G(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan(\tau\omega) \end{cases} \quad (26)$$

该方法尽管消去了传统电压模型中的单纯积分过程,采用一阶惯性环节代替,但是一阶惯性环节会造成磁链幅值的衰减与相位移动。一阶惯性环节的磁链观测法仿真结果如图 8 所示。

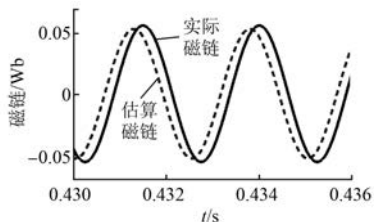


图 8 一阶惯性环节的磁链观测法仿真结果

从图 8 可以看出,估算磁链超前实际磁链一个角度,并且存在幅值衰减,与理论分析一致。因此,需要补偿磁链幅值与相位。

在上述改进方法的基础上,提出引入一个反馈量来校正误差的方法改进传统磁链观测方法,如图 9 所示。

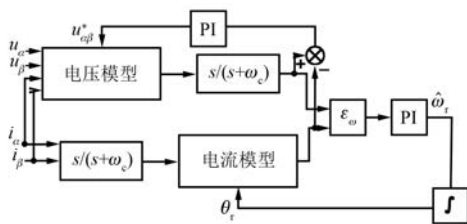


图 9 基于改进型磁链观测的速度估算框图

引入的反馈量对磁链观测的误差进行 PI 校正,将电压模型观测到的磁链值与电流模型观测到的磁链值进行比较后得到一个差值,再通过 PI 调节器进行误差校正,最后反馈给电压模型。

$$\begin{cases} u_{\alpha}^* = k_p(\psi_{\alpha} - \hat{\psi}_{\alpha}) + k_i \int (\psi_{\alpha} - \hat{\psi}_{\alpha}) dt \\ u_{\beta}^* = k_p(\psi_{\beta} - \hat{\psi}_{\beta}) + k_i \int (\psi_{\beta} - \hat{\psi}_{\beta}) dt \end{cases} \quad (27)$$

基于改进型磁链观测法的仿真结果如图 10 所示。

从图 10 可以看出,估算磁链能够很好跟随实际磁链,估算精度较高,从而能获得更加精确的速

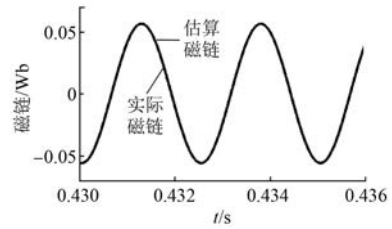


图 10 基于改进型磁链观测法的仿真结果
度和转子位置,以满足控制要求。

4 仿真研究

HS-PMSM 整体控制框图如图 11 所示。为了验证所提改进磁链观测方法的性能,与传统的磁链观测方法进行对比仿真。

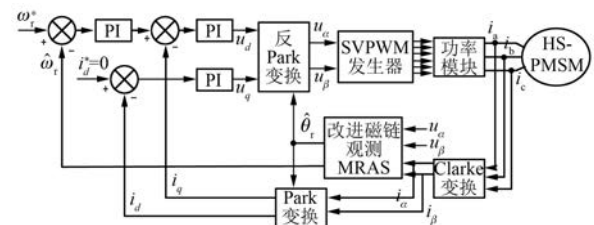


图 11 HS-PMSM 整体控制框图

HS-PMSM 部分参数:额定电压为 380 V,极对数为 2,定子相电阻为 0.021 Ω,定子交直流电感均为 0.056 mH,转子的永磁磁链为 0.056 Wb,额定转速 12 000 r/min。

在恒定负载下,分别对传统磁链观测法下的 MRAS 和改进磁链观测法的 MRAS 进行仿真分

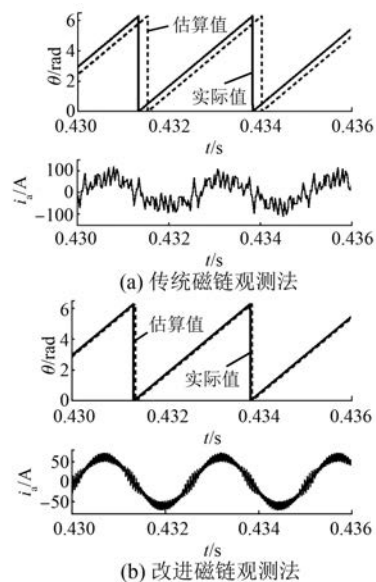


图 12 恒定负载时转子位置和定子电流仿真波形

析,结果如图 12 所示。从图 12 可以看出,传统磁链观测法下估算的转子位置滞后角度较大,电流振荡严重,控制性能差;而采用改进后的磁链观测法估算的转子位置准确跟踪实际位置,电流正弦性好,系统稳定运行。

随后进行突加突卸负载仿真验证。仿真时间设置为 1 s,空载起动,达到额定转速稳定运行后,在 0.5 s 时突加 20 N·m 的负载,运行稳定后在 0.8 s 卸掉负载,观察定子电流、转速、转矩的变化,如图 13 所示。

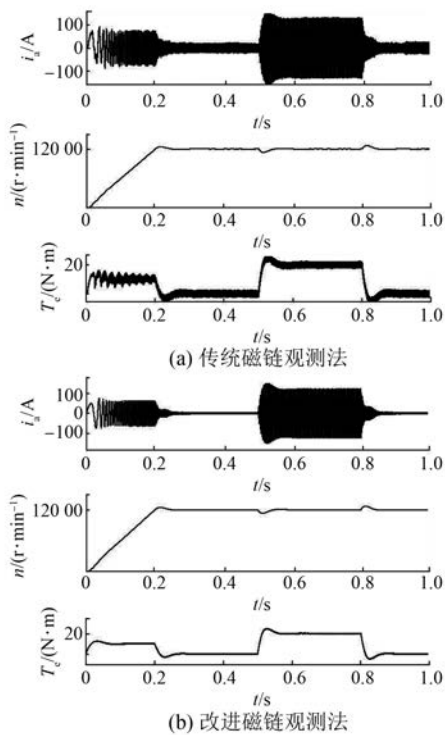


图 13 全速范围定子电流、转速、转矩仿真波形

从图 13 可以看出,在传统磁链观测法下,定子电流、转矩振荡幅度较大,电机控制性能差,精度低。改进磁链观测法下基本消除了电流振荡等不稳定现象,不仅空载时能够稳定运行,而且在负载突然变化时能够平稳过渡,有效提高了系统的稳定性,验证了所提方法的有效性。

5 结 语

本文在研究 HS-PMSM 用传统磁链观测法结合 MRAS 的基础上,提出一种对磁链观测方法进行改进的方法。改进后的磁链观测法结合 MRAS 能够实现对电机转速和转子位置的实时跟踪,且电流、转矩波动小,控制性能良好。最后通过对比仿真,验证了所提方法的有效性。

【参考文献】

- [1] 张洪帅.高速永磁同步电机转子位置检测方法研究 [D].青岛:中国石油大学(华东),2014.
- [2] 张恒,董剑宁,黄允凯,等.高速永磁电机设计与分析技术综述 [J].中国电机工程学报,2014,34(27):4640.
- [3] BIANCHI N, BOLOGNANI S, LUISE F. Potentials and limits of high-speed PM motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(6): 1570.
- [4] 李文强.基于 MRAS 的直驱式永磁风力发电机无位置传感器矢量控制 [D].长沙:湖南大学,2012.
- [5] 邹朱昊,李永东.永磁同步电机无速度传感器控制综述 [J].电气传动,2009,39(9):3.
- [6] 张海刚,张磊,王步来,等.一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器 [J].电机与控制应用,2017,44(7):20.
- [7] 张越雷,黄科元,蒋智,等.基于估算电流模型的永磁同步电机无速度传感器控制 [J].电工技术学报,2016,31(11):68.
- [8] 李源源.永磁同步电机无速度传感器控制技术研究 [D].长沙:湖南大学,2013.
- [9] 郭兴.基于改进型 MRAS 的永磁同步电机的转子速度辨识研究 [D].长沙:湖南大学,2013.
- [10] WU R, SLEMON G R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(5): 1005.
- [11] 王成元,夏加宽,孙宜标.现代电机控制技术 [M].北京:机械工业出版社,2014.

收稿日期:2019-01-07