

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.162016

具有参数鲁棒性的永磁同步电机改进型 预测转矩控制

周湛清¹ 夏长亮^{1,2} 陈 炜² 王志强¹ 史婷娜²

(1. 天津市电机系统先进设计与智能控制技术工程中心 天津工业大学 天津 300387

2. 天津大学电气自动化与信息工程学院 天津 300072)

摘要 预测转矩控制算法通过对逆变器所有电压矢量作用下产生的转矩和磁链进行预测,然后利用预设价值函数从中选出满足控制要求的矢量输出,以控制电机运行。在经典预测算法中,由于转矩的预测过程对电机参数的依赖性较高,在电机参数受到温升、磁场饱和等因素的影响而发生改变时,将会使得转矩预测值存在偏差,进而导致系统输出转矩出现跟踪偏差。为此,该文提出一种能够克服电机参数失配的改进型预测转矩控制策略。在所提出的算法中,通过建立起一种具有强鲁棒性的转矩预测模型,以保证在参数失配的情况下仍能获得较为精确的转矩和磁链预测值,从而可提升预测算法的整体控制性能。在一台 6 kW 永磁同步电机(PMSM)样机上对所提出的算法进行了实验验证,实验结果证明了其可行性和有效性。

关键词: 永磁同步电机 预测转矩控制 预测误差 参数鲁棒性

中图分类号: TM351

Modified Predictive Torque Control for PMSM Drives with Parameter Robustness

Zhou Zhanqing¹ Xia Changliang^{1,2} Chen Wei² Wang Zhiqiang¹ Shi Tingna²

(1. Tianjin Engineering Center of Electric Machine System Design and Control

Tianjin Polytechnic University Tianjin 300387 China

2. School of Electrical and Information Engineering Tianjin University Tianjin 300072 China)

Abstract Predictive torque control (PTC) is based on the prediction of motor torque and stator flux for all possible voltage vectors of inverter. These predictions are derived from a mathematical model of the motor that depends on the motor parameters. But, these parameters may not match with their nominal value because of temperature rise, flux saturation effect, etc. These parametric uncertainties lead to inaccurate predictions of torque and stator flux and affect the performance of the predictive algorithm. This paper presents a modified predictive torque control for a permanent magnet synchronous motor (PMSM) to overcome the influences of motor parameter mismatch. In the proposed algorithm, a robust torque predictive model is established. With the help of this predictive model, the proposed algorithm could still get the accurate predictive results under the situation of parametric uncertainty, thus the overall control performance can be promoted. The feasibility and effectiveness of proposed algorithm are verified by the experimental results on a 6 kW PMSM.

Keywords: Permanent magnet synchronous motors, predictive torque control, predictive errors, parameter robustness

国家自然科学基金项目(51377121)和天津市科技支撑计划项目(16YFZCSF00580)资助。

收稿日期 2016-12-27 改稿日期 2017-04-12

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有结构简单、功率因数高、调速范围宽等优点, 在数控机床、电梯控制和牵引驱动等领域得到了广泛应用^[1-3]。近年来, 有限控制集预测转矩控制 (Finite Control Set-Predictive Torque Control, FCS-PTC) 作为一类采用在线寻优的闭环控制算法, 能够显著提升电机的转矩动态性能, 在 PMSM 驱动领域得到了成功应用^[4,5]。

采用 FCS-PTC 算法控制两电平逆变器供电的 PMSM 驱动系统时, 其控制集中的备选电压矢量包括 6 个幅值和相角固定的有效电压矢量和 2 个零矢量。在每步预测中, FCS-PTC 首先利用电机数学模型, 依次预测这些矢量作用下电机在未来时刻的转矩和磁链值。其次, 利用预设价值函数来评估各矢量对应的预测值, 选取使得价值函数最优的矢量输出^[6]。由于转矩的预测过程需要依赖大量的电机参数, 而这些参数受到温升、磁场饱和等外界因素的影响会发生改变, 使得转矩的预测结果存在偏差, 进而影响到 FCS-PTC 的输出矢量选取, 导致系统输出转矩存在跟踪误差^[7]。

近年来, 为提升预测算法的参数鲁棒性, 消除参数失配现象对系统控制性能的影响, 国内外学者提出了多种改进算法。文献[8-10]将电机参数变化引起的控制偏差视作外部扰动, 并利用扰动观测器获得该扰动的具体数值, 然后采取前馈控制方式将其补偿至控制系统, 以消除参数变化对系统性能的影响。文献[11,12]将鲁棒控制理论引入预测算法, 在建立预测模型和求解预测算法时均考虑了参数扰动的影响, 以得到在最大扰动情况下仍能够满足电机运行要求的控制律。然而, 鲁棒预测控制器仅期望在存在参数扰动的情况下, 仍能够满足最低的控制目标 (如跟踪性和稳定性), 并不追求完全抑制系统输出中的扰动量。文献[13-15]提出了一类简单而有效的预测误差补偿方法, 即采用上一时刻或以前多个时刻的预测误差来校正当前时刻的预测结果, 从而可在无需复杂设计和电机参数的情况下, 获得更精确的预测结果。

为提升 FCS-PTC 算法的参数鲁棒性, 本文通过建立起一种具有较强鲁棒性的转矩预测模型, 以期在参数失配的情况下, 仍可获得较为精确的转矩和磁链预测值。在所提出鲁棒预测模型的基础上, 建立起一种改进型 PTC 算法, 可消除参数变化对最优矢量选取的影响, 保证转矩跟踪性能。

1 系统数学模型

以两电平电压源型逆变器 (Two-Level Voltage-Sourced Inverter, 2L-VSI) 为供电装置的 PMSM 驱动系统结构框图如图 1 所示。

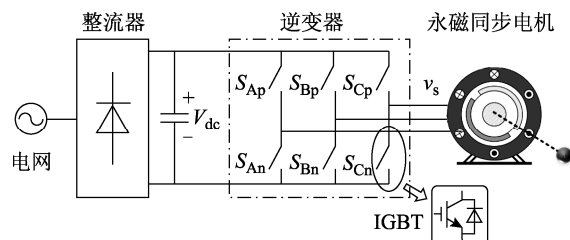


图 1 2L-VSI-PMSM 驱动系统结构框图

Fig.1 The simplified schematic of 2L-VSI-PMSM

图 1 中, S_{Ap} 、 S_{Bp} 、 S_{Cp} 、 S_{An} 、 S_{Bn} 和 S_{Cn} 分别表示 2L-VSI 三相 (A、B 和 C) 上、下桥臂绝缘栅双极型晶体管 (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) 的开关状态, 以“1”表示 IGBT 处于开通状态, “0”表示 IGBT 处于关断状态。因为 2L-VSI 上、下桥臂 IGBT 的开关状态互补, 所以共存在 8 个开关组合, 将这 8 种开关组合对应的输出线电压转换为空间矢量形式, 可以得到 6 个幅值和空间位置固定的有效电压空间矢量为

$$V_i = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\left(\frac{i\pi}{3} - \frac{\pi}{3}\right)} \quad i=1, \dots, 6 \quad (1)$$

以及 2 个零矢量 V_0 和 V_7 , 如图 2 所示。图 2 中, 各矢量的下标为其对应的 S_{Ap} 、 S_{Bp} 和 S_{Cp} 的开关状态。有效矢量分别位于 A、B、C 方向上, 其幅值为 $2V_{dc}/3$, V_{dc} 为直流母线电压; 零矢量没有方向且幅值为零。

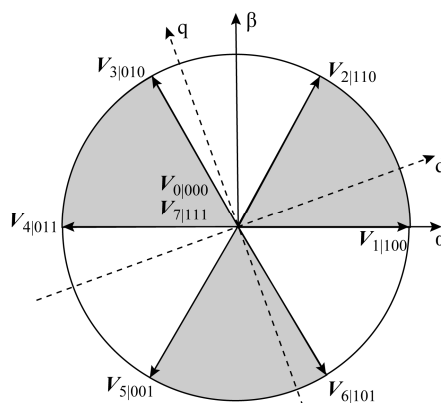


图 2 2L-VSI 电压矢量分布

Fig.2 2L-VSI vectors diagram

PMSM 的基本电压和磁链方程为

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2)$$

$$\Psi_s = L_s i_s + \Psi_r \quad (3)$$

式中, V_s 、 i_s 和 Ψ_s 分别为电机的定子电压、电流和磁链矢量; Ψ_r 为转子磁链矢量, $\Psi_r = \psi_r e^{j\theta_e}$, 其中 ψ_r 和 θ_e 分别为转子磁链幅值和电角度; R_s 和 L_s 分别为定子电阻和电感。

PMSM 电磁转矩的计算表达式为

$$T_e = 1.5p |\Psi_s \times i_s| \quad (4)$$

式中, p 为电机极对数。

2 FCS-PTC 算法

FCS-PTC 算法主要由预测模型和价值函数两部分组成^[16], 如图 3 所示。

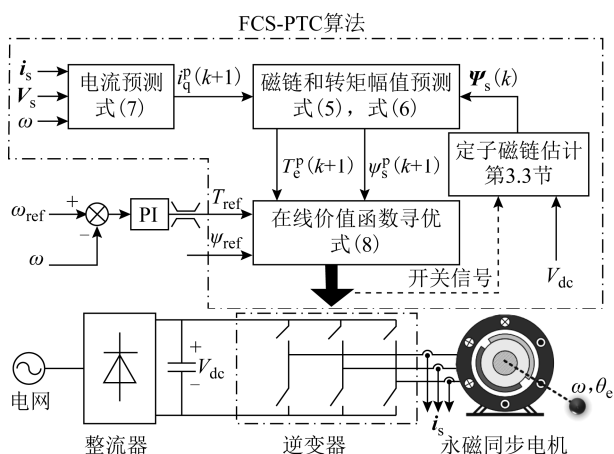


图3 FCS-PTC 算法原理框图

Fig.3 The control block diagram of FCS-PTC

2.1 预测模型

为预测电机在某一有效电压矢量作用下的定子磁链, 在忽略定子电阻 R_s 影响的基础上, 将式(2)离散化后可得

$$\Psi_s^p(k+1) = \Psi_s(k) + T_s V_i(k) \quad i=0,1,\dots,7 \quad (5)$$

式中, T_s 为离散控制周期; V_i 用于表示 6 个有效电压矢量和 2 个零矢量; $\Psi_s^p(k+1)$ 为第 $(k+1)T_s$ 时刻定子磁链的预测值; $\Psi_s(k)$ 为第 kT_s 时刻的定子磁链。

针对 $i_d=0$ 控制, 由式(4)可得第 $(k+1)T_s$ 时刻电磁转矩的预测表达式为

$$T_e^p(k+1) = 1.5p \psi_r i_q^p(k+1) \quad (6)$$

其中

$$i_q^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_q(k) - \omega_e(k) i_d(k) T_s - \psi_r \omega_e(k) T_s + \frac{T_s}{L_s} v_q(k) \quad (7)$$

式中, $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 、 $v_q(k)$ 和 $\omega_e(k)$ 分别为第 kT_s 时刻的 d、q 轴定子电流、q 轴电压和电角速度; $i_q^p(k+1)$ 为第 $(k+1)T_s$ 时刻 q 轴电流的预测值。

2.2 价值函数

FCS-PTC 算法利用价值函数来评估 6 个有效矢量和零矢量对转矩和磁链的控制效果, 常用的跟踪型价值函数定义为

$$\min J = |T_{ref} - T_e^p(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_{ref} - \psi_s^p(k+1)| \quad (8)$$

式中, T_{ref} 和 ψ_{ref} 分别为电机转矩和磁链幅值的参考值; λ_ψ 为权重系数, 用于平衡转矩和磁链幅值两者在控制过程中的重要程度^[16]。

在每个控制周期内, FCS-PTC 算法首先利用式(5)和式(6)预测第 $(k+1)T_s$ 时刻的转矩和磁链幅值, 然后将它们代入式(8), 选取使价值函数最小的矢量在第 $(k+1)T_s$ 时刻输出。

2.3 参数失配对转矩预测的影响分析

由式(6)、式(7)可以看出, 由于 FCS-PTC 算法利用电流数学模型来预测转矩, 故在转矩的预测过程中需要准确的 R_s 、 L_s 和 ψ_r 数值。然而, 在实际应用中, 以上参数的数值会在温升、磁场饱和等多种因素的影响下发生改变, 从而偏离其各自的标称值。本节将对 R_s 、 L_s 和 ψ_r 数值失配在转矩预测方面产生的影响进行分析。

假定 L_s 和 ψ_r 的数值与标称值相同, 且未发生变化, 仅 R_s 存在数值为 ΔR 的偏差。此时, 由式(6)和式(7)可知, T_e^p 存在如下绝对误差

$$\Delta T_R^p = \left| \frac{1.5p\psi_r T_s}{L_s} \Delta R i_q(k) \right| \approx \left| \frac{T_s}{T_{ele}} \cdot \frac{\Delta R}{R_s} T_{load} \right| \quad (9)$$

式中, T_{load} 为负载转矩; T_{ele} 为电机的电气时间常数。由式(9)可以看出, R_s 数值变化对转矩预测误差的影响较大, 例如, 在 $T_{ele} = 2T_s$, $\Delta R = 0.1R_s$ 的情况下, R_s 的数值变化将导致预测转矩产生约 $0.05T_{load}$ 的误差。类似的, 可以得到

$$\Delta T_L^p = \left| \frac{1.5p\psi_r \Delta L T_s}{L_s(L_s + \Delta L)} (-v_q(k) + R_s i_q(k)) \right| \approx \left| \frac{\Delta L}{L_s + \Delta L} T_{load} \right| \quad (10)$$

$$\Delta T_\psi^p = \left| 1.5p\Delta\psi (i_q(k) + \psi_r \omega_e(k) T_s + \omega_e(k) T_s \Delta\psi) \right| \approx \left| \frac{\Delta\psi}{\psi_r} T_{load} (1 + C\omega_e) \right| \quad (11)$$

式中, C 为待定常数。由式 (10)、式 (11) 可知, L_s 数值变化对转矩预测误差的影响程度主要取决于电机负载; ψ_r 数值变化对转矩预测误差的影响程度不仅取决于负载, 还与转速有关。

通过以上分析可知, 在电机参数发生改变时, 转矩预测值与其真实值间将会出现偏差, 价值函数将无法准确评估各电压矢量的控制效果, 可能使得选出的输出矢量并非最优, 从而导致输出转矩出现跟踪误差。

3 改进型 PTC 算法

通过第 2 节的分析可知, FCS-PTC 算法采用的转矩预测模型对电机参数的敏感性较高。为此, 本节建立一种具有参数鲁棒性的转矩预测模型, 并在此基础上提出改进型预测转矩控制算法, 以期消除参数失配时的转矩跟踪误差。

3.1 转矩和磁链变化率计算

由式 (2) 和式 (3), 定子磁链幅值 ψ_s 对时间 t 的导数可表示为

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \underbrace{\frac{\psi_s V_s}{L_s}}_{\tau_\psi} - R_s \underbrace{\frac{\psi_s i_s}{\psi_s}}_{\tau_{\psi 0}} \quad (12)$$

式中, τ_ψ 为由 V_s 作用而产生的磁链幅值变化率; $\tau_{\psi 0}$ 为由定子绕组压降而产生的磁链幅值变化率。考虑到定子压降较小, 故本文忽略 $\tau_{\psi 0}$ 对磁链幅值的影响。

由式 (2) ~ 式 (4) 可知, T_e 对时间 t 的导数可表示为^[17]

$$\frac{dT_e}{dt} = \underbrace{\frac{1.5p}{L_s} \psi_r V_s}_{\tau_T} - \underbrace{\frac{R_s T_e}{L_s}}_{\tau_{T0}} - \underbrace{\frac{1.5p\omega_e}{L_s} \psi_s \psi_r}_{\tau_{T0}} \quad (13)$$

式中, ω_e 为电机转子的电角速度; τ_T 为由 V_s 作用而产生的转矩变化率; τ_{T0} 为由电机反电动势作用而产生的转矩变化率。

由图 2 可知, 2L-VSI 的 6 个有效电压矢量存在如下合成关系: $V_2 = V_1 + V_3$; $V_4 = V_3 + V_5$; $V_6 = V_5 + V_1$ 。将上述关系代入式 (12) 和式 (13) 可得

$$\begin{cases} \tau_2 = \tau_1 + \tau_3 \\ \tau_4 = \tau_3 + \tau_5 \\ \tau_6 = \tau_5 + \tau_1 \end{cases} \quad (14)$$

式中, $\tau_i = [\tau_{\psi i} \quad \tau_{T i}]$, 其中 $i = 1, 2, \dots, 6$, $\tau_{\psi i}$ 和 $\tau_{T i}$ 分别为有效电压矢量 V_i 对应的 τ_ψ 和 τ_T 数值。由式 (14) 可知, 在实际应用中, V_2 、 V_4 和 V_6 对应的 τ_ψ 和 τ_T 数值可以借助 V_1 、 V_3 和 V_5 对应的 τ_ψ 和 τ_T 数值快速确

定。综上所述, 各电压矢量对应 τ_ψ 和 τ_T 的计算表达式见表 1。表 1 中, $|V_s| = 2V_{dc}/3$ 为有效电压矢量的幅值, $K_t = 1.5p\psi_r/L_s$ 。另外, 零矢量对应的 τ_ψ 和 τ_T 数值均为零。

表 1 各电压矢量对应 τ_ψ 和 τ_T 的计算表达式

Tab.1 The calculation expression of τ_ψ and τ_T

有效矢量	τ_ψ	τ_T'
V_1	$ V_s \cos(-\theta_s)$	$K_t V_s \sin(-\theta_s)$
V_3	$ V_s \cos(2\pi/3-\theta_s)$	$K_t V_s \sin(2\pi/3-\theta_s)$
V_5	$ V_s \cos(4\pi/3-\theta_s)$	$K_t V_s \sin(4\pi/3-\theta_s)$
V_2	$\tau_{\psi 1} + \tau_{\psi 3}$	$\tau_{T 1} + \tau_{T 3}$
V_4	$\tau_{\psi 3} + \tau_{\psi 5}$	$\tau_{T 3} + \tau_{T 5}$
V_6	$\tau_{\psi 5} + \tau_{\psi 1}$	$\tau_{T 5} + \tau_{T 1}$

3.2 鲁棒转矩预测模型

考虑到控制器的离散周期较短, 由式 (12) 和式 (13) 可得转矩和磁链幅值的预测模型分别为

$$\psi_s^p(k+1) = \psi_s(k) + \tau_\psi T_s \quad (15)$$

$$T_e^p(k+1) = T_e(k) + \tau_T T_s + \tau_{T0} T_s \quad (16)$$

式中, $\psi_s(k)$ 和 $T_e(k)$ 分别为第 kT_s 时刻定子磁链幅值和电磁转矩的实际值; $\psi_s^p(k+1)$ 和 $T_e^p(k+1)$ 分别为第 $(k+1)T_s$ 时刻定子磁链幅值和电磁转矩的预测值。受到电机参数变化的影响, K_t 和 τ_{T0} 的数值通常会存在一定的误差, 从而造成转矩预测模型存在误差, 降低预测算法的鲁棒性。为此, 本文构建出一种基于 PI 的预测误差补偿器来增强转矩预测模型的鲁棒性, 其结构框图如图 4 所示。

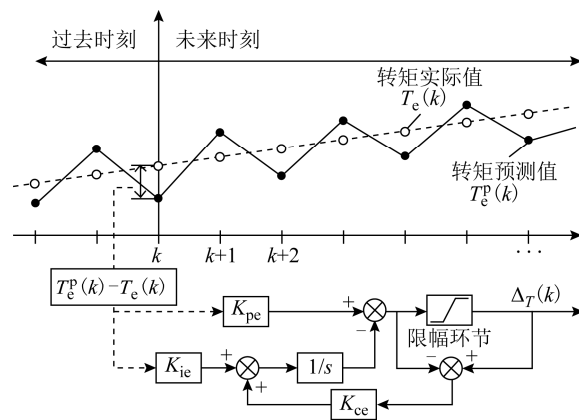


图 4 基于 PI 的预测误差补偿器

Fig.4 The prediction error compensator

图 4 中, K_{pe} 、 K_{ie} 和 K_{ce} 分别为预测误差补偿器的比例、积分和抗积分饱和系数, $\Delta_T(k)$ 为第 kT_s 时刻补偿器的输出。将 $\Delta_T(k)$ 引入预测模型式 (16), 以

消除参数失配等因素对转矩预测结果的干扰,达到修正预测模型的目的,可得鲁棒转矩预测模型为

$$T_e^p(k+1) = T_e(k) + \tau_T T_s + \Delta_T(k) \quad (17)$$

式中, $\Delta_T(k)$ 用来补偿 $\tau_{T0} T_s$ 和 K_t 参数变化导致的转矩预测误差。在实际应用中, K_{pe} 的取值范围为 0~1, K_{ie} 的取值应保证补偿器的动态时间略长于电机的转矩调节时间,以避免在暂态时出现转矩振荡。

3.3 算法实现

改进型 PTC 算法仍利用式 (8) 中的价值函数来评估 6 个有效矢量和零矢量对转矩和磁链的控制效果,对应的优化问题为

$$\begin{aligned} \min_{V_i} J &= |T_{\text{ref}} - T_e^p(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_{\text{ref}} - \psi_s^p(k+1)| \\ \text{s.t. } \psi_s^p(k+1) &= \psi_s(k) + \tau_{\psi i} T_s \\ T_e^p(k+1) &= T_e(k) + \tau_T T_s + \Delta_T(k) \\ i &= 0, 1, \dots, 7 \end{aligned} \quad (18)$$

在每个控制周期内,改进型 PTC 算法通过穷举所有电压矢量对应的价值函数值,选择使价值函数最小的电压矢量在下一时刻输出来控制电机。

改进型 PTC 算法的原理框图如图 5 所示。

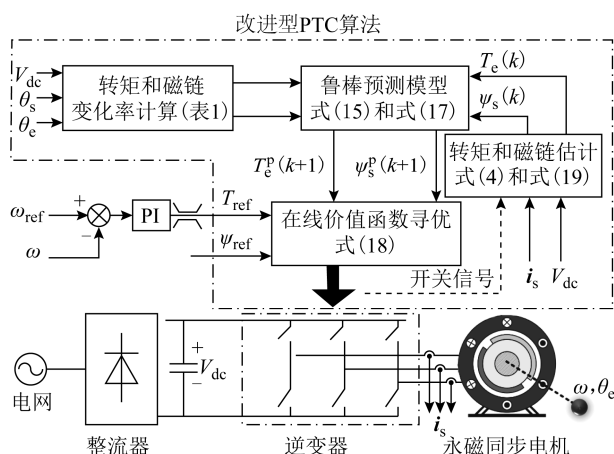


图 5 改进型 PTC 算法原理框图

Fig.5 The control block diagram of the modified PTC algorithm

定子磁链矢量 Ψ_s 采用带补偿低通滤波器的电压型磁链观测器估计^[18],其结构框图如图 6 所示。

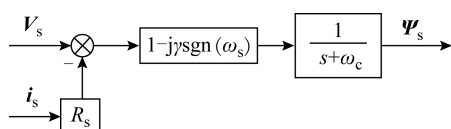


图 6 磁链观测器

Fig.6 The stator flux estimator

图 6 中, ω_c 为低通滤波器截止频率。 ω_c 与 ω_s 的表达式分别为

$$\omega_c = \gamma \omega_s \quad \omega_s = \frac{\Psi_s \otimes (V_s - R_s i_s)}{\Psi_s^2} \quad (19)$$

式中, γ 的取值一般介于 0.1~0.5 之间,较大的 γ 值可有效抑制直流偏移,但相位偏移会变大。

由于数字计算延时的存在,第 kT_s 时刻预测所得的 V_s 只能在第 $(k+1)T_s$ 时刻输出,这一拍的数字延时会对预测算法的转矩和磁链控制效果产生影响。本文采用一种过采样方法进行延时补偿^[19]。过采样延迟补偿方案不受系统参数变化的影响,也不会增加系统的计算负担,但该方法会导致采样频率为控制频率的两倍。

4 实验验证

为验证本文所提算法的实用性和有效性,在一台 6 kW 的 PMSM 上进行实验研究,该电机的参数见表 2。实验测试平台中,负载电机为一台 11.2 kW 的感应电机,由 Siemens 公司生产的 S120 系列变频器控制通过减速齿轮箱与实验电机连接。实验中,控制算法在 TI 公司生产的浮点型数字处理器 (MCU) TMS320F28335 中实现,同时利用该 MCU 完成直流电压、交流侧电流采样,控制器离散周期、磁链参考幅值等参数见表 2。

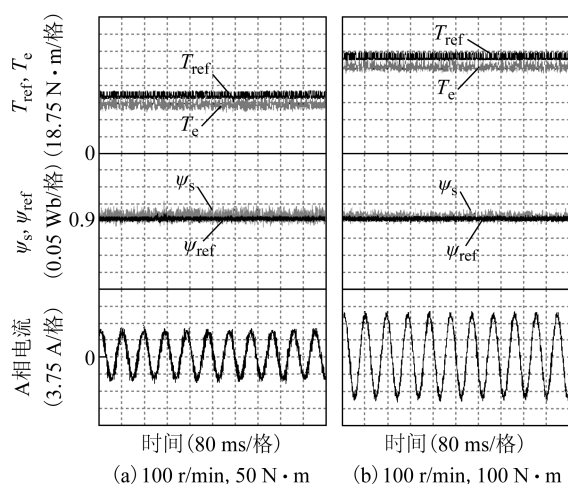
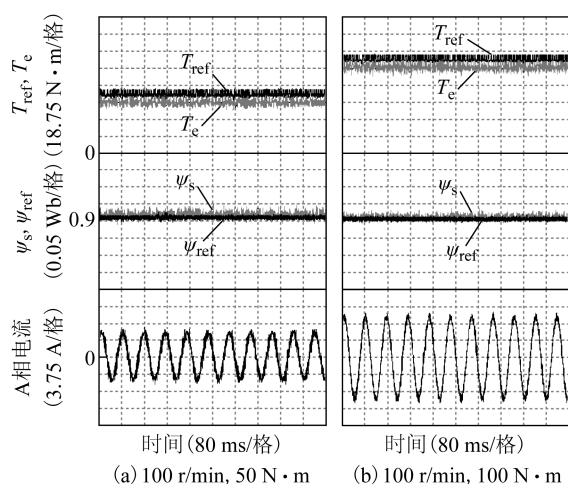
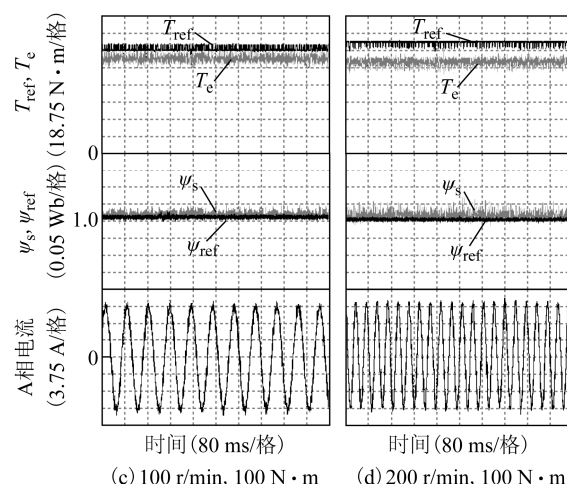
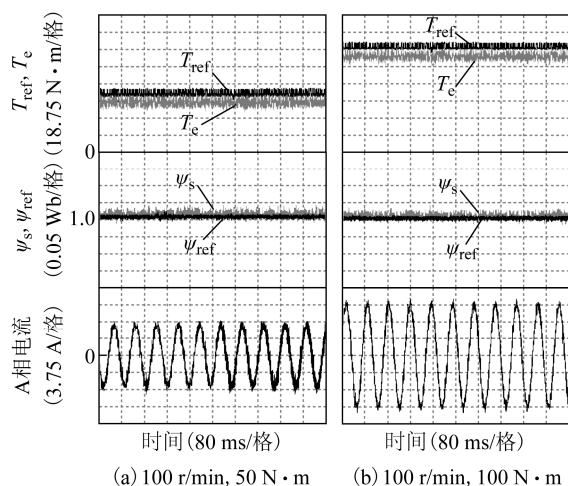
表 2 永磁同步电机和控制器参数

Tab.2 The PMSM and controller parameters

参 数	数 值
额定功率 P_N /kW	6.0
极对数 p	8
额定转速 n_N /(r/min)	300
额定转矩 T_N /(N·m)	192
额定电流 I_N /A	11.8
永磁体磁链 ψ_f /Wb	0.903 1
电机定子电阻 R_s /Ω	0.76
电机定子电感 L_s /mH	13
直流母线电压 U_{dc} /V	580
控制器离散周期 T_s /μs	80
磁链幅值参考值 ψ_{ref} /Wb	0.903 1
磁链权重 λ_ψ	204.0

4.1 参数失配下 FCS-PTC 算法实验波形

图 7~图 9 分别给出了 R_s 、 L_s 和 ψ_f 为其各自标称值的 1.2 倍时,采用 FCS-PTC 算法控制电机得到的稳态实验波形。

图7 FCS-PTC算法在 $1.2R_s$ 时的实验波形Fig.7 The experimental waveforms of FCS-PTC under the condition of $1.2R_s$ 图8 FCS-PTC算法在 $1.2L_s$ 时的实验波形Fig.8 The experimental waveforms of FCS-PTC under the condition of $1.2L_s$ 图9 FCS-PTC算法在 $1.2\psi_r$ 时的实验波形Fig.9 The experimental waveforms of FCS-PTC under the condition of $1.2\psi_r$

由图7可以看出,在 R_s 数值偏离其标称值时,转矩出现跟踪误差。在负载转矩分别为 $50\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 时,平均转矩跟踪误差分别为 $10.4\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $11\text{ N}\cdot\text{m}$,表明随着负载的增加,电阻参数变化对转矩跟踪的不良影响变大。

由图8可以看出,在负载转矩分别为 50 r/min 和 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 时, L_s 数值变化引起的平均转矩跟踪误差分别为 $9.4\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $10.9\text{ N}\cdot\text{m}$,表明随着负载的增加,电感参数变化对转矩跟踪的不良影响也会变大。

由图9可以看出,当电机稳定运行于 100 r/min 时,在负载转矩分别为 $50\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 的情况下, ψ_r 数值变化引起的平均转矩跟踪误差分别为 $10.2\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 $11.2\text{ N}\cdot\text{m}$,表明随着负载转矩的增加, ψ_r 数值变化对转矩跟踪的不良影响会变大。此外,在电机负载转矩为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$,转速为 200 r/min 的情况下, ψ_r 数值变化引起的平均转矩跟踪误差为 $21.1\text{ N}\cdot\text{m}$,表明随着转速的升高, ψ_r 数值变化对转矩跟踪的不良影响更为显著。

4.2 参数失配下改进PTC算法实验波形

图10分别给出了在 $1.2K_t$ 和 $0.8K_t$ 两种参数下,采用改进型PTC算法控制电机时的稳态实验波形。由图10可以看出,由于本文提出的改进型PTC算法采用了鲁棒转矩预测模型,在参数 K_t 发生变化时,仍能够实现对转矩的精确预测,从而保证了电磁转矩能够有效跟踪其参考值,使得算法具备了较强的参数鲁棒性。

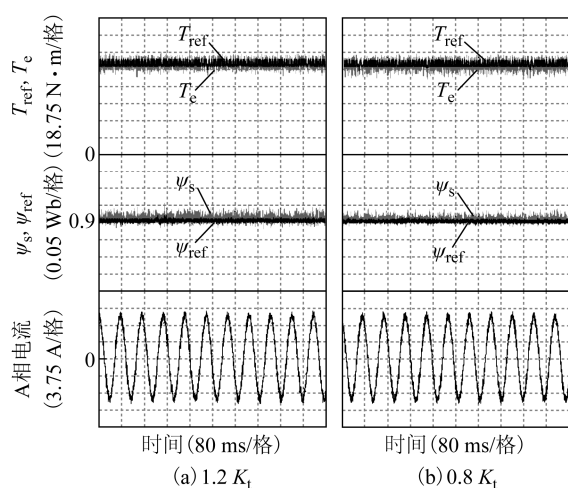


图10 改进型 PTC 算法在 K_t 数值变化时的实验波形
Fig.10 The experimental waveforms of the modified PTC algorithm under the variation of K_t

4.3 动态实验波形

图 11、图 12 分别给出了 FCS-PTC 和改进型 PTC 算法的动态实验波形。

通过对比图 11 和图 12 可以发现,在转速参考值由 100 r/min 阶跃至 200 r/min 瞬间,两种控制算法的电磁转矩均迅速达到限幅值;当电机转速升至参考值后,转矩快速调整至 50 N·m。在负载转矩由 50 N·m 突变至 100 N·m 瞬间,两种控制算法的输出电磁转矩迅速增加,转速经短暂调节过程后达到参考值。由此可以看出,两种控制算法的动态调节时间大体相当,均具有良好的动态性能。

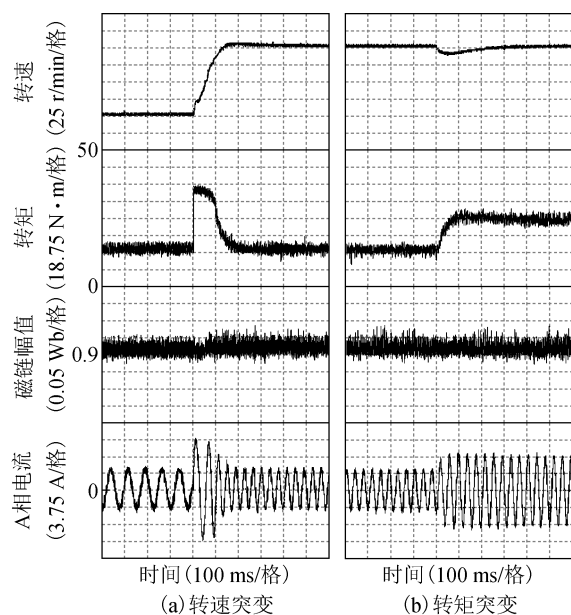


图 11 FCS-PTC 动态实验波形

Fig.11 The experimental waveforms of FCS-PTC in the dynamic states

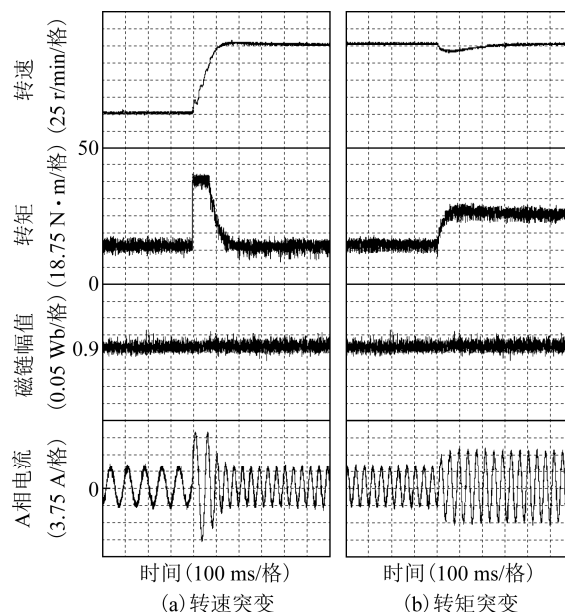


图 12 改进型 PTC 动态实验波形

Fig.12 The experimental waveforms of the modified PTC algorithm in the dynamic states

5 结论

本文基于 FCS-PTC 算法的原理对其参数敏感性进行了分析。分析表明,定子电阻、电感和转子磁链的数值变化会对该算法的转矩预测精度产生影响,从而导致系统输出转矩存在跟踪误差。为此,本文提出了一种能够克服参数扰动的改进型 PTC 算法,在该算法中设计了一种基于 PI 的预测误差补偿器,并在此基础上建立了鲁棒转矩预测模型,消除了参数变化对转矩预测的影响,从而使得该算法具备较强的参数鲁棒性。

参考文献

- [1] 夏长亮, 阎彦. 矩阵变换器-永磁同步电机系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 1-9.
Xia Changliang, Yan Yan. Matrix converter-permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 1-9.
- [2] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66-73.
Zhang Yongchang, Yang Haitao, Wei Xianglong. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 66-73.
- [3] 夏长亮, 张天一, 周湛清, 等. 结合开关表的三电平逆变器永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 83-92.

- Xia Changliang, Zhang Tianyi, Zhou Zhanqing, et al. Model predictive torque control with switching table for neutral point clamped three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 83-92.
- [4] Tomlinson M, Mouton H T, Kennel R, et al. A fixed switching frequency scheme for finite-control-set model predictive control—concept and algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7662-7670.
- [5] Xia Changliang, Zhou Zhanqing, Wang Zhiqiang, et al. Computationally efficient multi-step direct predictive torque control for surface-mounted permanent magnet synchronous motor[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(5): 805-814.
- [6] Miranda H, Cortés P, Yuz J I, et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1916-1924.
- [7] Young H A, Perez M A, Rodriguez J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3100-3107.
- [8] 易伯瑜, 康龙云, 冯自成, 等. 基于扰动观测器的永磁同步电机预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 37-45.
- Yi Boyu, Kang Longyun, Feng Zicheng, et al. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 37-45.
- [9] Davari S A, Khaburi D A, Wang F, et al. Using full order and reduced order observers for robust sensorless predictive torque control of induction motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7): 3424-3433.
- [10] Zhang Xiaoguang, Hou Benshuai, Mei Yang. Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3818-3834.
- [11] Türker T, Buyukkeles U, Bakan A F. A robust predictive current controller for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3906-3914.
- [12] Preindl M. Robust control invariant sets and Lyapunov-based MPC for IPM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3925-3933.
- [13] 王庚, 杨明, 牛里, 等. 永磁同步电机电流预测控制电流静差消除算法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2544-2551.
- Wang Geng, Yang Ming, Niu Li, et al. A static current error elimination algorithm for PMSM predictive current control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2544-2551.
- [14] Siami M, Khaburi D A, Rodriguez J. Torque ripple reduction of predictive torque control for pmsm drives with parameter mismatch[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7160-7168.
- [15] Siami M, Khaburi D A, Abbaszadeh A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3458-3466.
- [16] Jose Rodriguez, Patricio Cortes. Robustness predictive control of power converters and electrical drives[M]. John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [17] Niu Feng, Li Kui, Wang Yao. Direct torque control for permanent magnet synchronous machines based on duty ratio modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(10): 6160-6170.
- [18] Zhang Yongchang, Zhu Jianguo. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 235-248.
- [19] Beerten J, Verveckken J, Driesen J. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1): 404-412.

作者简介

周湛清 男, 1989 年生, 博士, 讲师, 研究方向为电机系统及其控制、电力电子与电气传动。

E-mail: zhzhq@tju.edu.cn (通信作者)

夏长亮 男, 1968 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机系统及其控制、电力电子与电气传动。

E-mail: motor@tju.edu.cn

(编辑 于玲玲)