

永磁同步电机的改进无差拍预测抗扰前馈控制

靳东松^{1,2}, 刘凌^{1,2}

(1. 西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对永磁同步电机无差拍预测电流控制在实际运行中, 由于所依赖的电机模型参数随负载的变化存在不匹配缺陷从而限制系统电流环性能的问题, 提出一种无差拍预测电流控制与扰动前馈补偿相结合的改进控制策略。首先, 以转速与负载转矩为状态变量, 选取积分滑模面作为滑模切换面, 与传统指数趋近律结合, 设计一种滑模负载转矩观测器以实现负载转矩的实时辨识; 然后, 设计一种可快速收敛的自适应系数指数趋近律以提高负载转矩观测器性能, 实现速度误差的快速收敛与负载转矩的快速观测, 减小观测转矩的抖振; 最后, 将观测所得负载转矩前馈补偿至电流控制器, 以实现模型参数不匹配及负载变化等扰动的有效补偿, 同时进一步提升电流与电磁转矩对参考值的趋近速度、并减小系统抖振。数值仿真结果表明: 该策略在标称参数下可使系统稳定运行, 当模型参数不匹配和负载变化发生时系统仍能稳定运行; 相对传统策略, 若电感衰减, 加载超调减小约 5%, 减载超调减小约 10%, 加速时间减少约 0.02 s; 电感衰减与电阻增大时, 加载超调减小约 6.31%, 减载超调减小约 10.67%, 加速时间减少约 0.02 s, 且有更小的抖振, 系统抗扰性能进一步提升。

关键词: 永磁同步电机; 无差拍预测电流控制; 滑模负载转矩观测器; 扰动前馈补偿; 指数趋近律

中图分类号: TM301 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202207005 **文章编号:** 0253-987X(2022)07-0038-09



OSID 码

Improved Control Strategy Combining Deadbeat Predictive Current Control with Disturbance Rejection Feedforward Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor

JIN Dongsong^{1,2}, LIU Ling^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To promote the performance of current loop of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) due to motor parameter mismatch which varies with the load in actual operation, an improved control strategy combining deadbeat predictive current control with disturbance rejection feedforward compensation is proposed. Firstly, a sliding mode load torque observer (SMLTO) is designed to achieve the real time identification of load torque, where speed and load torque are selected as state variables. Besides, integral sliding mode surface is selected as switching surface to combine with the conventional exponential reaching law. Moreover, a novel

收稿日期: 2022-02-28。 作者简介: 靳东松(1996—), 男, 硕士生; 刘凌(通信作者), 男, 副教授, 博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51977173)。

网络出版时间: 2022-03-25

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20220324.1119.004.html>

exponential reaching law with a self-adaptive coefficient that can converge fast is proposed to improve the performance of SMLTO, including the fast convergence of the speed error and the estimated load torque, as well as restraining the chattering of the estimated load torque. Finally, the estimated load torque will be compensated feedforward to the current controller to compensate the disturbance caused by motor parameter mismatch and the load torque variation. Hence, the rate of convergence of currents and electromagnetic torque will be further improved and the chattering of the estimated load torque will be further restrained. Numerical simulation results show that the system can operate stably regardless of nominal parameters or mismatch parameters when the improved strategy is adopted. Compared to the conventional strategy, the overshoot when increasing load is decreased by about 5%, the overshoot when decreasing load is decreased by about 10% while the response time is decreased by about 0.02 s when stator inductance attenuates. The overshoot when increasing load is decreased by about 6.31%, the overshoot when decreasing load is decreased by about 10.67% while the response time is decreased by about 0.02 s when stator inductance attenuates and resistance increases. And there will be smaller chattering, the anti-disturbance of the system is further improved.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; deadbeat predictive current control; sliding mode load torque observer; disturbance rejection feedforward compensation; exponential approach law

由于永磁同步电机(PMSM)数字控制系统具有高精度、高效率等卓越的控制性能,因此该控制系统广泛应用于数控系统、电动汽车驱动与机器人等工业领域^[1-3]。在实际的PMSM控制系统中,电流控制器控制的电流环时间常数短、响应速度快,并且输出的电流将直接作用于电机来产生电磁转矩,是影响控制系统性能的关键因素。为实现PMSM控制系统的快速响应及高稳态精度,国内外关于电流控制的研究主要有预测控制^[4-13],滞环控制^[14]以及滑模变结构控制^[15-21]等。

预测电流控制方法具有高动态性能、低电流谐波分量等优点,其需要精确的模型参数来保证其高控制性能。但是电机本体在运行时是一个非线性时变系统,其定子电阻与电感等电参数随温升变化而发生改变。电机电参数的变化将引起电磁转矩脉动和转速波动,限制电流控制性能。所以有效地解决模型参数不匹配问题是在预测控制中实现高精度电流控制的关键。文献[10]中在无差拍控制中引入鲁棒电流预测算法,提高了系统电流环的动态性能和稳态精度,但是其中只针对电感参数失配。电机运行时并不只有电感参数失配,实际使用时抗扰能力会大大受限。文献[11]设计了两种并行的扰动观测器来分别补偿模型参数不匹配和逆变器非线性对电流控制精度的影响,提高了鲁棒性并抵制了电流谐波分量,但是两种观测器分别设置在两相坐标轴上,

总共就是四个观测器,数据量与计算量大,对控制器要求较高,实际应用将受限。文献[12]设计了定子电流和扰动观测器来同时补偿模型参数失配和一步时滞,提高了系统的抗扰性能,但是该方法未补偿负载变化对转速的影响。文献[13]建立了一种考虑参数不确定性与外部干扰的PMSM模型,设计了一个高阶滑模观测器,分别用于速度和电流的前馈补偿,提高了速度鲁棒性和电流跟踪精度。

滞环控制的优势在于控制算法与硬件电路较为简单,且电流响应相对平稳。但是滞环控制开关频率的变化较大,这导致控制器输出电流中会有较多的高次谐波,会使电流畸变甚至失真,这一不足使其难以用于PMSM的高精度控制。

滑模控制根据系统状态设计滑模面,通过切换控制量,迫使系统状态沿设计的轨迹做高频率、小幅度的滑动,增强系统状态的抗扰性,该控制响应迅速、易于实现,适用于非线性时变系统,如PMSM的速度控制^[18]、负载前馈补偿^[19-20]及无位置传感器控制^[21]。

PMSM驱动系统中无差拍预测电流控制方法依赖于电机模型参数,而滑模控制对PMSM系统参数不匹配和干扰具有强鲁棒性,所以可研究将两种算法结合。文献[22]将滑模控制与无差拍预测电流控制结合,分别将改进算法用于电流环与转速环,提高了系统动态性能,但是计算量大,对控制器的要求

较高;文献[23]将积分滑模控制与无差拍预测电流控制结合,消除了传统滑模控制的到达阶段,增强了系统的动态性能与稳定性,超螺旋算法的应用抑制了系统稳定阶段抖振,但是增大了启动阶段的抖振。针对上述工作中未考虑在转速环中负载转矩及干扰补偿对无差拍控制模型失配的影响,本文将进一步研究无差拍控制的滑模扰动补偿。

本文提出了面向永磁同步电机无差拍控制的滑模扰动前馈补偿策略,设计了滑模负载观测器(SMLTO)并前馈补偿到电流控制器;采用传统指数趋近律设计了一种自适应参数的改进指数趋近律并用于改进滑模负载观测器(MSMLTO)。通过观测器对预测电流控制器的前馈补偿,改善了电流控制器对模型参数不匹配及负载变化的抗扰能力,并完成了对稳定性的证明。最后,数值仿真结果验证了该控制算法的可行性和有效性。

1 预测电流控制

1.1 PMSM 数学模型

假定磁路不饱和,不计磁滞与涡流损耗影响,空间磁场呈正弦分布,表贴式永磁同步电机(SPMMSM)在同步旋转坐标系下的定子电压方程为^[24]

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s p i_d - \omega_e L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s p i_q + \omega_e L_s i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

转矩方程为

$$T_e = 1.5 p_n \psi_f i_q \quad (2)$$

运动方程为

$$T_e - T_l = \frac{J}{p_n} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{B\omega_e}{p_n} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为电机定子电压、定子电流在 d 、 q 轴上的分量; $L_d = L_q = L_s$ 为电机的直轴与交轴同步电感; p_n 是电机极对数; ω_e 为电角速度; p 是微分算子; $R_d = R_q = R_s$ 是电机定子 d 、 q 轴电阻; ψ_f 为电机转子磁通; T_e 是电机电磁转矩; T_l 是电机负载转矩; B 是黏滞系数; J 是转动惯量。

1.2 无差拍预测电流控制

当控制系统的采样周期 T_{sc} 足够短时,PMSM 的离散时间模型可以用一阶泰勒级数展开描述,则 PMSM 的离散电流预测模型如下式所示^[25]

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}(k) \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{E}(k) \quad (4)$$

式中

$$\mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_{sc} R_s}{L_s} & T_{sc} \omega_e(k) \\ -T_{sc} \omega_e(k) & 1 - \frac{T_{sc} R_s}{L_s} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}(k) = \begin{bmatrix} \frac{T_{sc}}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_{sc}}{L_s} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{E}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_{sc} \psi_f}{L_s} \omega_e(k) \end{bmatrix}$$

其中下标 k 表示离散量。

传统的无差拍预测电流控制中,根据离散预测模型(4),使实际电流矢量经过一个调制周期后达到参考电流的电机定子电压如下式所示

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{B}^{-1}(k) \left\{ \begin{bmatrix} i_d^*(k) \\ i_q^*(k) \end{bmatrix} - \mathbf{A}(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} - \mathbf{E}(k) \right\} \quad (5)$$

式中 $i_d^*(k) = i_d(k+1)$ 和 $i_q^*(k) = i_q(k+1)$ 分别为 d 、 q 轴电流参考值。

电机运行时电机参数会变化,不妨记 R_s 、 L_s 、 ψ_f 为电机实时参数, R_{s0} 、 L_{s0} 、 ψ_{f0} 为电机初始参数。由式(4)分析可知,电机参数的变化将会影响 $u_d(k)$ 与 $u_q(k)$,进而影响电机的电磁转矩与转速,造成系统不稳定。

1.3 负载转矩变化分析

采用 $i_d = 0$ 的矢量控制策略,则由式(2)和式(3)可推导出

$$\dot{\omega}_e = \frac{1.5 p_n^2}{J} \psi_f i_q - \frac{p_n}{J} T_l - \frac{B}{J} \omega_e \quad (6)$$

假设电机负载转矩变化量为 $\Delta T_l > 0$,则

$$\Delta \dot{\omega}_e = \frac{1.5 p_n^2}{J} \psi_f \Delta i_q - \frac{p_n}{J} \Delta T_l - \frac{B}{J} \Delta \omega_e \quad (7)$$

因为 $\Delta T_l > 0$,则分析式(7)可知, $\Delta \omega_e < 0$, $\Delta \dot{\omega}_e < 0$, $\Delta i_q > 0$, $e_\omega = [\omega^*(k) - \omega(k)] > 0$,速度环所用的为 PID 控制器,则有

$$i_q^*(k) = K_P e_\omega(k) + K_I \sum_{j=0}^k e_\omega(j) + K_D [e_\omega(k) - e_\omega(k-1)] \quad (8)$$

由式(8)知此时 $i_q^*(k)$ 增加,因 $i_q(k)$ 也增加,要保证 $u_d(k)$ 与 $u_q(k)$ 能转换为适当的开关信号,则随着负载转矩的变化,不断调整 K_P 、 K_I 与 K_D 以保证电机运行在较好状态,且各物理量包括电机参数均在变化,响应时间较长且可能系统不稳定。

2 积分滑模负载转矩观测器

由式(4)与式(5)分析, R_s 与 L_s 对电流控制器输出量的作用范围较大,影响较大, R_s 与 L_s 的变化

将影响 $i(k+1)$ 的值,影响电流控制器输出电压矢量值,进而造成机电磁转矩与转速的畸变。本文设计一种无需使用 R_s 与 L_s 两电参数的负载转矩观测器,将观测值在转换后前馈补偿至 $i_q(k+1)$ 以补偿 R_s 与 L_s 变化的影响,采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略, i_d 接近于 0,影响较小,故不对 i_d 做出补偿。

2.1 SMLTO 的设计

PMSM 的数字控制系统中,数字控制器的开关频率一般较高,且电机系统的机械周期往往远大于其电气周期,所以在数字控制器的一个采样周期中,可近似地认为负载转矩没有变化,即 $dT_1/dt=0$ 。针对研究的对象及所采取的控制策略,在公式的基础上,建立关于电机转速和负载转矩的状态方程

$$\begin{cases} \dot{\omega}_e = -\frac{B}{J}\omega_e - \frac{p_n}{J}T_1 + \frac{1.5p_n^2}{J}\phi_i i_q \\ \dot{T}_1 = 0 \end{cases} \quad (9)$$

将 T_1 和 ω 作为观测值,建立 SMLTO 的状态方程如下

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_e = -\frac{B}{J}\hat{\omega}_e - \frac{p_n}{J}\hat{T}_1 + \frac{1.5p_n^2}{J}\phi_i i_q + \xi(e_1) \\ \dot{\hat{T}}_1 = m\xi(e_1) \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 为估计电角速度; $\hat{T}_1$ 为估计负载转矩; m 为反馈增益; $\xi(e_1)$ 为该 SMLTO 的控制函数, $e_1 = \omega_e - \hat{\omega}_e$ 。

式(9)减去式(10),可得

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\frac{B}{J}e_1 - \frac{p_n}{J}e_2 - \xi(e_1) \\ \dot{e}_2 = -m\xi(e_1) \end{cases} \quad (11)$$

式中 $e_2 = T_1 - \hat{T}_1$ 为负载转矩估计误差。

选择积分滑模面作为该观测器的滑模面

$$s = \alpha e_1 + \beta \int e_1 dt \quad (12)$$

式中 $\alpha, \beta > 0$, 均为滑模面系数。

2.2 新型变系数指数趋近律设计

传统的指数趋近律如下所示

$$\dot{s} = -k_1 \operatorname{sgn}(s) - \lambda s \quad (13)$$

式中 k_1 与 λ 为趋近律系数。

对式(13)从 0 至 t 积分,可得其趋近时间

$$t_0 = \left| \frac{|s_0| - \int_0^t \lambda s dt}{k_1} \right| \quad (14)$$

式中 s_0 为滑动模态的初始状态值。

系统状态 s 偏离滑模面较远时,趋近速率为 $k_1 \operatorname{sgn}(s)$ 与 λs 的和,此时趋近速率较大;系统状态 s 离滑模面较近时, $k_1 \operatorname{sgn}(s)$ 在起主要作用,趋近速率

基本由 k_1 决定。若想获得较小的趋近时间,就需要较大的 k_1 值,但同时又带来较大抖振;反之减小抖振又会增大趋近时间,所以需在两者间取舍。

新型变系数指数趋近律如下所示

$$\dot{s} = -K \operatorname{sigmoid}(s) - \lambda s \quad (15)$$

$$K = \frac{k_2 + |e_1|^\gamma}{(2 + 1/|e_1| - \epsilon)e^{-\delta|s|}} \quad (16)$$

式中: $K, \lambda, k_2, \delta, \epsilon, \gamma$ 均为该趋近率的系数,其中 $\lambda > 0, k_2 > 0, \delta > 0, 0 < \gamma < 1, 1 < \epsilon < 2$ 。

式(15)中饱和函数 $\operatorname{sigmoid}(s)$ 的表达式如下

$$\operatorname{sigmoid}(s) = \begin{cases} 1 & s > \Delta \\ \arctan(s/\Delta) & |s| \leq \Delta \\ -1 & s < -\Delta \end{cases} \quad (17)$$

式中 Δ 为边界层厚度。

分析式(15)与式(16),当系统状态 s 离滑模面较远时, K 值可简化为

$$K = \frac{k_2 + |e_1|^\gamma}{(2 - \epsilon)e^{-\delta|s|}} \quad (18)$$

由式(18)可知,当 $|s|$ 较大时, $(2 - \epsilon)e^{-\delta|s|}$ 趋于 0,故此时 K 较大。

若 $k_1 = k_2$,则改进趋近律的趋近速率大于式(13)所示的传统指数趋近律。

当系统状态 s 离滑模面较近时, K 值简化为

$$K = (k_2 + |e_1|^\gamma) / \left(2 - \epsilon + \frac{1}{|e_1|} \right) \quad (19)$$

式(19)的分母中,当 $|e_1|$ 趋近于 0 时, K 值也随之趋近于 0,这时趋近速率逐渐减小,系统抖振也逐渐减小。

假定 $s(t)=0, s_0$ 为系统初始状态,对式(15)从 0 到 t 积分,可得趋近时间

$$t = (2 - \epsilon + 1/|e_1|) [|s_0| e^{-\delta|s_0|} + (\delta + \lambda) \int_0^t s e^{-\delta|s|} d\tau] / (k_2 + |e_1|^\gamma) \quad (20)$$

选择趋近律的参数 λ 与 δ 使其满足不等式 $|s_0|(\delta^2 + \lambda\delta + 1) < 1 - \lambda - \delta$,同时取 $k_1 = k_2$,又已知 $\epsilon > 0, 0 < e^{-\delta|s_0|} \leq 1$,选取参数 λ 与 γ 使其满足

$$\begin{cases} \lambda |s_0| < 2 - 2k_1 \\ 2|e_1| + 1 < |s_0|(k_1|e_1| + |e_1|^{\gamma+1}) \end{cases} \quad (21)$$

则有 $t - t_0 < 0$,即按系统条件选择参数时该改进趋近律的趋近速率大于传统的指数趋近律。

若取 $t = t_0$,则由式(14)与式(20)可得

$$\left| \frac{|s_0| - \int_0^t \lambda s d\tau}{k_1} \right| < \frac{2 + 1/|e_1|}{k_2 + |e_1|^\gamma} \quad (22)$$

整理式(22)可得 $k_2 < k_1$,此时在相同的趋近时

间下,采用改进趋近律时的系统抖振明显小于传统指数趋近律且提高了趋近速率。

2.3 SMLTO 的稳定性分析

整理式(11)、式(12)及式(15)可得控制函数

$$\xi(e_1) = -\frac{B}{J}e_1 - \frac{p}{J}e_2 + \frac{1}{\alpha}(\beta e_1 + K \text{sigmoid}(s) + \lambda s) \quad (23)$$

该控制函数中 $\frac{p}{J}e_2$ 可以看作扰动项。

当系统状态 s 抵达滑模面时,有

$$\begin{cases} s = \dot{s} = 0 \\ e_1 = \dot{e}_1 = 0 \end{cases} \quad (24)$$

再将式(24)代入式(11)整理得

$$\begin{cases} e_2 = -\frac{J}{p}\xi(e_1) \\ \dot{e}_2 = -m\xi(e_1) \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可解得

$$e_2 = ce^{\frac{mp}{J}t} \quad (26)$$

式中 c 为常数。由稳定性条件,为使 e_2 在有限时间内收敛至 0,反馈增益 m 需满足 $m < 0$ 。

选定李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (27)$$

求李雅普诺夫函数的导数,可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s\left(-\frac{\alpha B}{J}e_1 - \frac{\alpha p}{J}e_2 - \alpha\xi(e_1) + \beta e_1\right) = \\ &s\left[-\frac{\alpha B}{J}e_1 - \frac{\alpha p}{J}e_2 + \frac{\alpha B}{J}e_1 + \frac{\alpha p}{J}e_2 - \right. \\ &\quad \left.\beta e_1 - K \text{sigmoid}(s) - \lambda s + \beta e_1\right] = \\ &s(-K \text{sigmoid}(s) - \lambda s) = -sK \text{sigmoid}(s) - \lambda s^2 \end{aligned} \quad (28)$$

由式(16)及各参数选择条件可得

$$\dot{V} = -sK \text{sigmoid}(s) - \lambda s^2 \leq 0 \quad (29)$$

综上所述,改进负载转矩观测器是稳定的。

2.4 观测负载转矩的前馈补偿

为提高系统控制性能,减小负载变化对电流控制器的影响,需将观测所得负载转矩前馈至控制器补偿。因为系统的机械时间常数远大于电气时间常数,所以将在转速环观测的转矩前馈补偿至电流环将能极大地提高系统响应速度。由以上的控制环响应分析可知,将观测负载转矩以补偿电流的形式补偿至 $i_q^*(k)$ 可极大地减小负载转矩变化的影响。电流补偿的表达式为

$$i_q^*(k+1) = i_q^*(k) + i_{ql}(k) \quad (30)$$

式中: $i_q^*(k+1)$ 为补偿后的 q 轴参考电流; $i_q^*(k)$ 为速度环 PID 控制器的输出电流; $i_{ql}(k)$ 为补偿电流,计算式如下

$$\begin{cases} i_{ql} = k_1 \hat{T}_l \\ k_1 = \frac{2}{3p\psi_f} \end{cases} \quad (31)$$

补偿后的电机离散电流预测方程如下

$$\begin{bmatrix} i_d^*(k+1) \\ i_q^*(k+1) \end{bmatrix} = A(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + B(k) \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + E(k) \quad (32)$$

式中 $i_d^*(k+1) = i_d^*(k)$ 。经过负载转矩补偿的控制框图如图 1 所示。

3 数值仿真分析

PMSM 参数如表 1 所示。为验证改进算法的有效性,使用 Matlab/Simulink 进行仿真。仿真中的电流采样周期为 $10 \mu\text{s}$,仿真结果将与传统预测电流控制、传统 SMLTO 补偿的预测电流控制和 MSMLTO 补偿的预测电流控制比较。因为电机在运行中会有散热系统给转子降温,而且电机转子磁链的测量往往是在电机正常运转时进行,所以在额定参数内运行时电机转子磁链的变化一般可忽略不计。

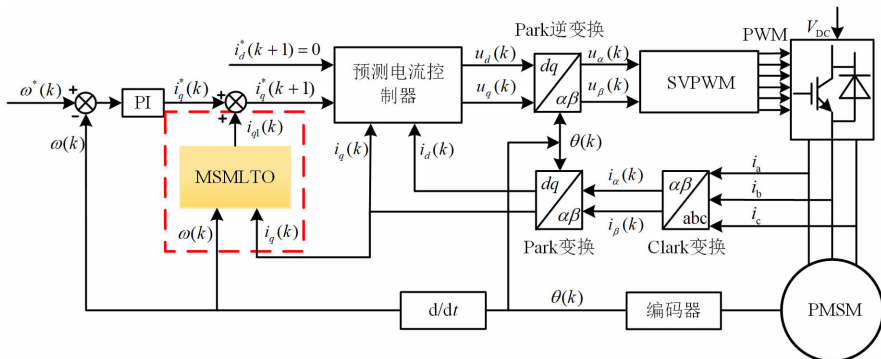
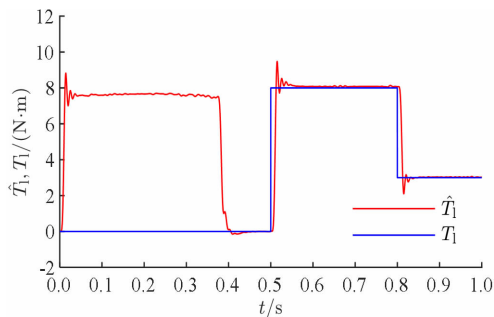


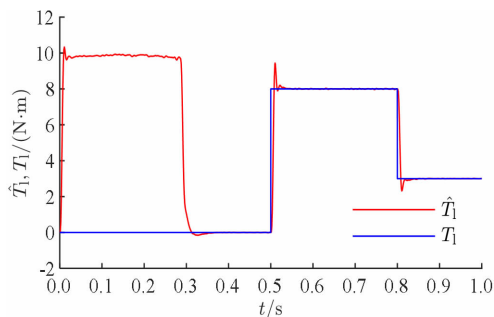
图 1 基于 MSMLTO 补偿的预测电流控制框图

Fig. 1 Predictive current control block diagram based on MSMLTO compensation

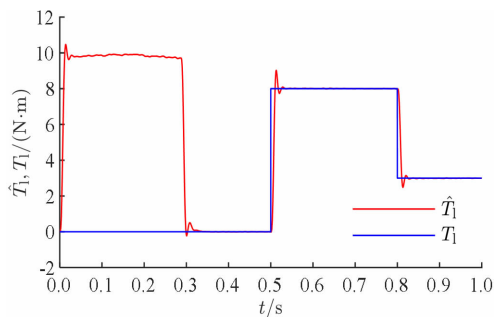
对同一台 PMSM 使用不同控制策略时的仿真波形图如图 2 至图 4 所示。速度指令为 3 000 r/min,空载启动,在 0.5 s 加 8 N·m 负载转矩,在 0.8 s 将负载转矩减至 3 N·m,运行至 1 s。初始参数下不同控制方法的仿真结果如图 2 所示。分析图 2 中各波形图可知,此时在 3 种控制方法下电机均可正常运行,但是传统 DPCC 下加速过程相对前馈补偿下的 DPCC 加速过程迟约 0.09 s,且自图(a)至图(c)加载时观测转矩的超调量依次为 18.75%、16.7%与 5%,减载时为 26.73%、26.67%与 16.67%,抖振依次减小,可知电机在初始参数下运行前馈补偿能有效提高加速性能,改进观测器能更好地减小超调量和减轻抖振。



(a)传统无差拍预测电流控制



(b)传统 SMLTO 补偿的预测电流控制



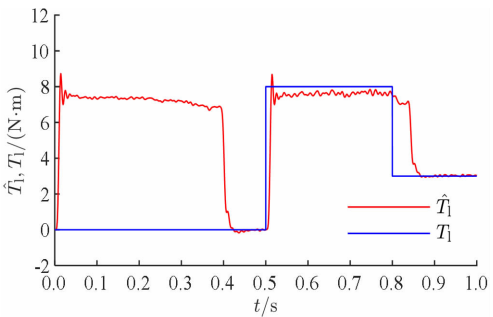
(c)MSMLTO 补偿下的预测电流控制

图 2 初始参数下不同控制方法的仿真结果
Fig. 2 Simulation results of different control methods under initial parameters

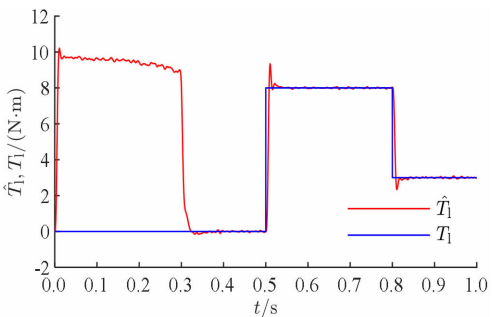
表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of the PMSM

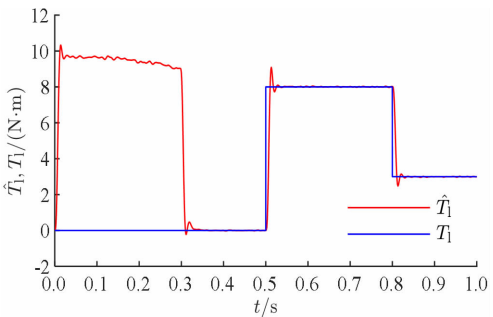
参数	数值
额定功率 P_N/kW	3
额定电压 U_N/V	200
额定电流 I_N/A	18
额定转速 $n_N/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000
额定转矩 $T_{eN}/(\text{N} \cdot \text{m})$	9.55
定子电阻 R_s/Ω	0.258
电感 $L_q=L_d/\text{mH}$	0.827
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.057
极对数 p	5
摩擦系数 $B/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.01



(a)传统无差拍预测电流控制



(b)传统 SMLTO 补偿的预测电流控制

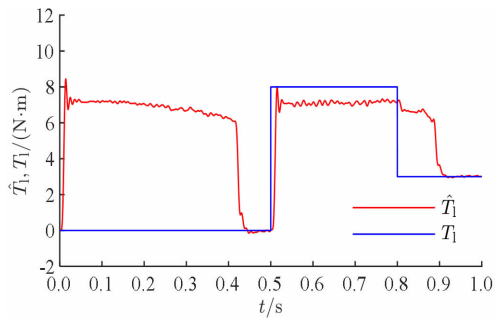


(c)MSMLTO 补偿的预测电流控制

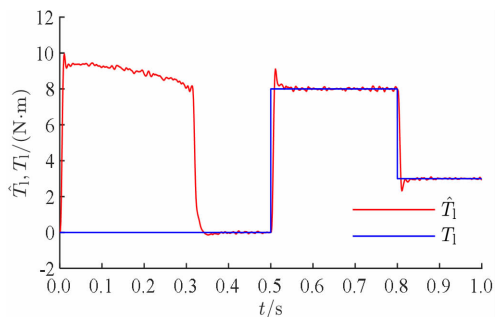
图 3 $L=0.5L_0$ 时不同控制方法的仿真结果
Fig. 3 Simulation results of different control methods with $L=0.5L_0$

图3为 $L=0.5L_0$ 时,即电机定子电感衰减为初始值的0.5倍时,不同控制方法下的仿真波形图。由图3(a)可知,未加负载时电机运行基本正常,加上负载后电机运行很不平稳,控制系统受影响较大;而有负载转矩前馈补偿的情况下电机运行较稳定,将图3(b)与图3(c)分别与图2(b)与图2(c)对应控制策略比较,可知两种控制策略下电机抖振均有增大,但是其中传统SMLTO补偿的预测电流控制抖振增大较严重,加载时超调量约为13.75%,减载时超调量约为26.67%,而MSMLTO补偿的预测电流控制则基本未受影响,加载时超调量约为8.75%,减载时超调量约为16.67%,对比图3(a)与图3(b)、图3(c),传统DPCC时系统反应较采用转矩补偿策略下的反应时间更长,分析观测转矩可知,针对初始加速指令,图3(b)中响应时间比图3(a)短约0.1 s,图3(c)又比图3(b)短约0.02 s,而且负载变化时电磁转矩恢复时间更短,可见所提的补偿策略有效提高了系统的响应速度。分析可知电感衰减时前馈补偿可使系统正常运行,动态性能更好,而经MSMLTO补偿的预测电流控制则对电感衰减的抗扰性能更强,系统运行更稳定。

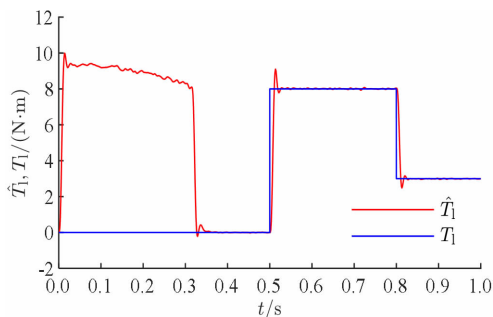
图4为 $L=0.5L_0$ 、 $R=5R_0$,即定子电感衰减为初始值的0.5倍、定子电阻增加为初始值的5倍时,不同控制方法下的仿真波形图。分析图4可知,电机在空载时受影响较小,加负载后,传统无差拍预测电流控制下观测转矩跟踪失准,受影响较大,在实际



(a)传统无差拍预测电流控制



(b)传统SMLTO补偿的预测电流控制



(c)MSMLTO补偿的预测电流控制

图4 $L=0.5L_0$ 、 $R=5R_0$ 时不同控制方法的仿真结果
Fig.4 Simulation results of different control methods with $L=0.5L_0$ 、 $R=5R_0$

的PMSM驱动系统中电机难以运行;而有负载转矩前馈补偿的情况下,比较图4(b)与图4(c),图4(b)中观测转矩抖振较大,加载时超调量约为15%,减载时超调量约为26.16%,且负载转矩跟踪效果较差,而图4(c)中观测转矩基本未受影响,加载时超调量约为8.69%,减载时超调量约为15.49%,针对初始加速指令,图4(b)中响应时间比图4(a)短约0.11 s,图4(c)又比图4(b)短约0.02 s,可知MSMLTO补偿的预测电流控制抵抗参数变化的性能较传统SMLTO有所改善。

4 结 论

本文根据永磁同步电机 dq 两相旋转坐标系下的定子电压方程、转矩方程与运动方程等动态数学模型,提出了一种永磁同步电机的改进无差拍预测抗扰前馈控制策略。采用改进指数趋近律与滑模负载转矩观测器结合,将观测转矩转换为电流量后对传统无差拍预测电流控制进行前馈补偿以提高控制器对模型参数不匹配及负载转矩变化的抗扰能力。将改进的预测控制方法用于永磁同步电机控制系统进行仿真验证,结果表明,与传统的无差拍预测电流控制相比,传统SMLTO补偿的预测电流控制有更快的加速性能和较强的抵抗模型参数不匹配和负载变化的能力,MSMLTO补偿的预测电流控制较传统SMLTO有更好的抵抗模型参数不匹配和负载变化的能力,控制性能进一步改善。

参考文献:

- [1] 宋哲, 杨军, 陶涛, 等. 永磁同步电机系数自整定速度补偿控制方法 [J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(6): 1-9.

SONG Zhe, YANG Jun, TAO Tao, et al. Coefficient

- self-tuning speed compensation control method for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(6): 1-9.
- [2] TANG Qipeng, CHEN Duxin, HE Xiangning. Integration of improved flux linkage observer and I-F starting method for wide-speed-range sensorless SPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8374-8383.
- [3] 常雪剑, 刘凌, 崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(6): 53-59.
- CHANG Xuejian, LIU Ling, CUI Rongxin. A nonsingular fast terminal sliding mode controller with varying boundary layers for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(6): 53-59.
- [4] WANG Pengfei, LI Na, SUN Xiujuan, et al. Deadbeat predictive current control for PMSM based on improved Luenberger observer [C]//2020 39th Chinese Control Conference (CCC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2020: 2373-2377.
- [5] YIN Kaixuan, GAO Lin, FU Wenhua, et al. Deadbeat predictive current control of PMSM with nonlinear parameters online identification [C]//2021 IEEE 4th International Conference on Electronics Technology (ICET). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2021: 138-142.
- [6] GONG Zhenjie, ZHANG Chengning, BA Xin, et al. Improved deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motor using a novel stator current and disturbance observer [J]. IEEE Access, 2021, 9: 142815-142826.
- [7] 邓旭斌, 姜歌东, 孙铮, 等. 永磁同步电机的高带宽鲁棒容错电流预测控制 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(10): 84-93.
- DENG Xubin, JIANG Gedong, SUN Zheng, et al. A predictive control method for high bandwidth and robust fault-tolerant current of PMSM [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(10): 84-93.
- [8] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 29-38.
- YIN Kaixuan, GAO Lin, FU Wenhua, et al. An improved prediction control model for PMSM with active disturbance rejection and feed-forward control strategy [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(4): 29-38.
- [9] ZHANG Xiahe, HUANG Xiaoyan. An incremental deadbeat predictive current control method for PMSM with low sensitivity to parameter variation [C]//2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2020: 1060-1066.
- [10] 牛里, 杨明, 王庚, 等. 基于无差拍控制的永磁同步电机鲁棒电流控制算法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 78-85.
- NIU Li, YANG Ming, WANG Geng, et al. Research on the robust current control algorithm of permanent magnet synchronous motor based on deadbeat control principle [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 78-85.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] JIANG Yajie, XU Wei, MU Chaoxu, et al. Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 251-263.
- [14] SUUL J A, LJOKELOSOY K, MIDTSUND T, et al. Synchronous reference frame hysteresis current control for grid converter applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(5): 2183-2194.
- [15] JUNEJO A K, XU Wei, MU Chaoxu, et al. Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding-mode reaching law [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110-12121.
- [16] 常雪剑, 彭博, 刘凌, 等. 新型非奇异终端滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(1): 85-91, 99.
- CHANG Xuejian, PENG Bo, LIU Ling, et al. A novel nonsingular terminal sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(1): 85-91, 99.
- [17] XU Wenjun, QU Shaocheng, ZHAO Liang, et al. An

- improved adaptive sliding mode observer for middle- and high-speed rotor tracking [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(1): 1043-1053.
- [18] 刘凌, 司杰文, 林起联. 支持向量机预测可变参数的永磁同步电机快速终端滑模控制 [J]. *西安交通大学学报*, 2021, 55(6): 53-60.
- LIU Ling, SI Jiewen, LIN Qilian. A fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor with variable parameters predicted by SVM [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2021, 55(6): 53-60.
- [19] LIU Ling, SONG Han, LIANG Deliang. High performance sensorless control of PMSM with sliding mode load torque observer [C]//2020 4th International Conference on HVDC (HVDC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2020: 1060-1065.
- [20] LU Wenqi, ZHANG Zhenyi, WANG Dong, et al. A new load torque identification sliding mode observer for permanent magnet synchronous machine drive system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(8): 7852-7862.
- [21] 王悍泉, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略 [J]. *西安交通大学学报*, 2016, 50(6): 104-109.
- WANG Hanxiao, LIU Ling, WU Huawei. A sensorless permanent magnet synchronous motor control strategy for improved sliding mode observers with stator parameters identification [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2016, 50(6): 104-109.
- [22] SUN Xiaodong, CAO Junhao, LEI Gang, et al. A robust deadbeat predictive controller with delay compensation based on composite sliding-mode observer for PMSMs [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(9): 10742-10752.
- [23] XU Yongxiang, Li Shaobin, Zou Jibin. Integral sliding mode control based deadbeat predictive current control for PMSM drives with disturbance rejection [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(3): 2845-2856.
- [24] LU Wenqi, TANG Bo, JI Kehui, et al. A new load adaptive identification method based on an improved sliding mode observer for PMSM position servo system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(3): 3211-3223.
- [25] SUN Xiaodong, ZHANG Yao, LEI Gang, et al. An improved deadbeat predictive stator flux control with reduced-order disturbance observer for in-wheel PMSMs [J/OL]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2021 [2022-01-10]. 10.1109/TMECH.2021.3068973.

(编辑 荆树蓉 刘杨)