

DOI: 10.7641/CTA.2015.13143

基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器 三相永磁同步电机模型预测转矩控制

滕青芳^{1†}, 柏建勇¹, 朱建国², 郭有光²

(1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070; 2. 悉尼科技大学 工程与信息技术学院, 澳大利亚 悉尼 2007)

摘要: 针对三相永磁同步电机(PMSM)驱动系统, 基于滑模变结构模型参考自适应(MRAS)技术, 提出了一种新颖的无速度传感器模型预测转矩控制(MPTC)策略. 采用滑模变结构模型参考自适应方法构造电机转速观测器, 以改善速度估计精度并提高系统鲁棒性; 利用模型预测转矩控制策略, 以达到减小转矩和磁链纹波并提高系统控制性能的目的. 仿真结果表明: 就滑模MRAS观测器与MRAS观测器比较而言, 基于前者的PMSM无速度传感器MPTC系统比基于后者的PMSM无速度传感器MPTC系统具有较强的鲁棒性和更好的动态性能; 就MPTC与直接转矩控制(DTC)和磁场定向控制(FOC)比较而言, 采用前者策略的无速度传感器电机驱动系统能够降低逆变器开关频率、减少相电流总谐波失真(THD), 从而提高系统可靠性.

关键词: 模型预测转矩控制; 永磁同步电机; 无速度传感器; 滑模变结构模型参考自适应观测器

中图分类号: TP272 文献标识码: A

Sensorless model predictive torque control using sliding-mode model reference adaptive system observer for permanent magnet synchronous motor drive systems

TENG Qing-fang^{1†}, BAI Jian-yong¹, ZHU Jian-guo², GUO You-guang²

(1. Department of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou Gansu 730070, China;

2. Faculty of Engineering and Information Technology, University of Technology, Sydney, Sydney 2007, Australia)

Abstract: A novel sensorless model predictive torque control (MPTC) strategy is proposed for the three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system with sliding-mode model reference adaptive system (MRAS) observer. Making use of techniques of MRAS and sliding-mode, we design a sliding-mode MRAS observer to improve the estimated speed accuracy and enhance the system robustness. In order to reduce the torque and flux ripples and improve the control performance, we employ the MPTC strategy in the approach. Numerical simulation validates the feasibility and effectiveness of the proposed scheme. In comparison with the sensorless MPTC involving MRAS observer, the proposed MPTC with sliding-model MRAS observer provides stronger robustness and achieves satisfactory torque and speed control. Meanwhile, comparing to the sensorless direct torque control (DTC) and sensorless field-oriented control (FOC), we find the proposed sensorless MPTC reduces the average inverter switching frequency and decreases the total harmonic distortion (THD) of the phase current, and thus improves the industrial reliability.

Key words: model predictive torque control; PMSM; sensorless; sliding-mode MRAS observer

1 引言(Introduction)

目前混合动力汽车的安全性和可靠性正在获得越来越多的关注. 作为影响汽车安全性的关键部件之一的电机驱动系统, 由于其所处环境恶劣、多变等各种复杂因素, 潜在故障往往不可避免. 一旦出现故障, 由于种种原因, 维修和维护不能在现场完成, 可能导致汽车失去动力, 从而失去对速度和方向的控制, 由此

可能造成很大的经济损失并出现灾难性的后果, 所以迫切需要对电机驱动系统采取容错控制.

电机驱动系统中潜在故障之一是速度传感器或角位置传感器故障. 重载或高速运行过程中该故障的突然出现将使得 d 轴和 q 轴电流不能解耦, 导致电机驱动系统过流跳闸; 轻载或低速运行过程中该故障的突然出现将使得转矩线性关系不能保持, 也导致驱动系统

收稿日期: 2013-08-30; 录用日期: 2014-10-11.

[†]通信作者. E-mail: tengqf@mail.lzjtu.cn.

国家自然科学基金项目(61463025)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61463025).

过流跳闸, 最终造成系统运行的中断. 因此, 必须考虑针对速度传感器或角位置传感器故障的电机驱动系统容错控制问题.

针对上述故障, 有两种容错控制方案, 即硬件冗余和非硬件冗余—无速度传感器方法. 众所周知, 速度传感器本身价格相对而言就很高, 而增加冗余传感器则进一步增加制造成本, 同时也增加系统体积和复杂性, 因此硬件冗余是高代价的. 非硬件冗余是通过软件算法实现电机速度辨识, 具有编程灵活、功能强、易于实现、低成本等特点, 所以, 非硬件冗余—无速度传感器方法很有吸引力.

对于无速度传感器的电机驱动系统, 其速度辨识方法经过多年研究和发展, 主要形成5种方法: 1) 高频注入法(HFI)^[1-6]; 2) 测试电压信号法(TVS)^[7-8]; 3) 卡尔曼滤波器法(EKF)^[9-11]; 4) 模型参考自适应法(model reference adaptive system, MRAS)^[12-14]; 5) 滑模变结构法(SM)^[15-20]. 在这些方法中, 基于电感变化的前两种方法适用于估计低速和零速, 而基于动生电动势的后3种方法适用于估计中速和高速. 第1种方法通过注入高频载波信号实现速度辨识, 但注入的高频噪音影响系统动态性能, 且该方法只局限于具有凸极结构的转子速度估计. 第2种方法利用磁各向异性特点识别无明显凸极结构的转子 d 轴方向. 第3种方法无需知道电机机械参数和转子初始位置, 对参数变化具有鲁棒性, 但该方法算法复杂、执行难度较大. 第4种方法根据自适应机制估计速度, 其结构简单、计算量较小, 估计精度主要取决于电机参数, 当电机参数变化或存在外界干扰时, 该方法就不再适用. 第5种方法由于算法简单、鲁棒性强, 多年来在速度观测器设计中一直受到关注^[21-24]. 传统滑模变结构一般选开关函数作为控制函数, 由此造成的切换时间和滞后间隔使观测器输出产生抖动(估计速度中含有高次谐波成分), 从而转矩出现明显波动. 尽管低通滤波器可解决抖动问题, 但该滤波器固有相位滞后特性会对系统性能造成不良影响. 针对这一矛盾, 通过采用Sigmoid函数(或饱和函数)取代传统开关函数, 文献[25-29]给出了有效解决途径. 为了提高速度辨识精度和鲁棒性, 本文结合后两种速度辨识方法特点, 设计了一种基于滑模变结构模型参考自适应技术的电机速度观测器.

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有效率高、功率大(转矩密度高)等优点, 因而在工业界得到广泛应用. 对于PMSM驱动系统而言, 目前较流行控制方法有磁场定向控制(FOC)^[30-35]和直接转矩控制(DTC)^[36-37]. 基于定子电流控制方式的FOC, 其固有电流内环的存在影响了驱动系统响应性能; 基于开关表控制方式的DTC存在转

矩和磁链纹波较大、逆变器功率开关频率不固定且产生噪音等不可避免的缺点^[38].

近些年, 在电机领域又出现了一种引起广泛重视的控制方式—模型预测转矩控制(MPTC)^[39-46]. MPTC利用模型预测控制(MPC)原理^[47], 具有约束处理能力和非线性处理能力, 其算法简单、执行容易. 与FOC和DTC技术相比, MPTC能显著减少转矩和定子电流中的谐波, 减少转矩和定子电流纹波^[48], 降低开关损耗^[49], 改善系统动态性能. 正是这些优点, 引发本文将MPTC技术应用到电机容错控制中的思路.

针对PMSM驱动系统中速度传感器故障, 为了提高控制性能、增强鲁棒性并减小逆变器功率开关损耗, 本文提出了基于滑模MRAS观测器的无速度传感器模型预测转矩控制方法.

2 永磁同步电机的动态模型(Dynamic model of PMSM)

在 d - q 坐标系下的三相PMSM数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d = R_d i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q = \\ R_d i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_e \varphi_q, \\ u_q = R_q i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d = \\ R_q i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_e \varphi_d, \\ \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f, \\ \varphi_q = L_q i_q, \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_d, R_q 为 d, q 轴定子电阻; L_d, L_q 为 d, q 轴定子电感; φ_f 为转子永磁体磁通; φ_d, φ_q 为 d, q 轴定子磁通; u_d, u_q 为 d, q 轴定子电压; i_d, i_q 为 d, q 轴定子电流; ω_r 为转子角速度; ω_e 为电气角速度; p 为磁极对数.

电动机的电磁转矩方程为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l - B_m \omega_r - T_f, \quad (2)$$

式中: J 为转动惯量; T_e 为电磁转矩; T_l 为负载转矩; B_m 为阻力摩擦系数; T_f 为库伦摩擦转矩.

3 基于滑模变结构模型参考自适应的无速度传感器模型预测转矩控制系统设计(Design of sensorless model predictive torque control using sliding-mode MRAS observer)

针对PMSM驱动系统中的速度传感器故障, 基于滑模变结构和模型参考自适应相结合的观测器, 本文提出了无速度传感器MPTC策略, 其系统框图如图1所示. 图1系统主要包括: 滑模变结构模型参考自适应观测器、模型预测转矩控制器、定子参考磁链计算器、逆变器、PI控制器等.

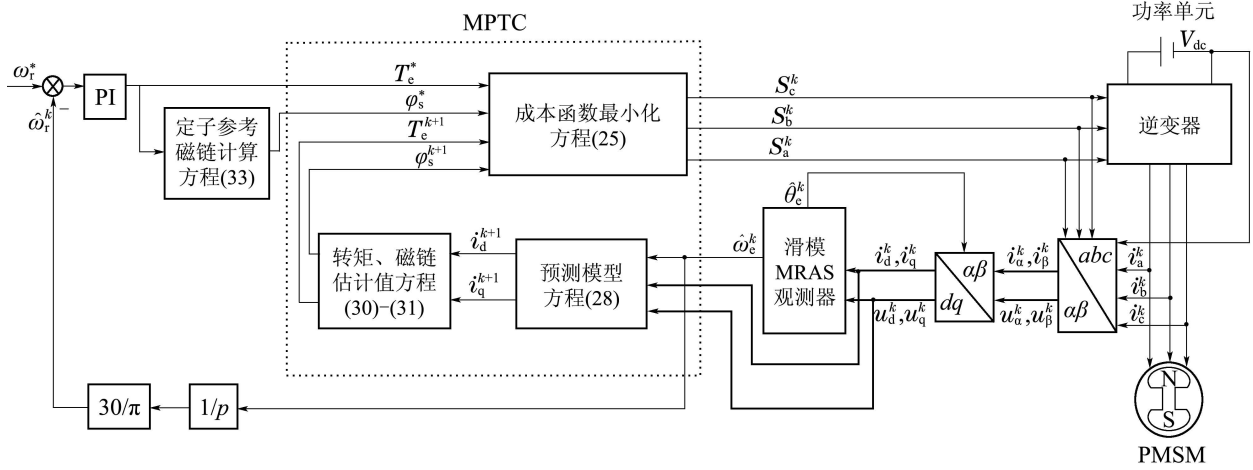


图1 基于滑模MRAS观测器的无速度传感器PMSM模型预测转矩控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of sensorless MPTC system using sliding-mode MRAS observer

3.1 滑模变结构模型参考自适应观测器(Sliding-mode MRAS observer)

3.1.1 模型参考自适应观测器(Conventional MRAS observer)

模型参考自适应观测器包括两个模型: 参考模型和可调模型. 通过比较这两个模型的输出并将差值反馈给自适应机构, 从而估计出转子转速.

1) 参考模型.

对于表面安装式永磁同步电机

$$L_d = L_q = L, R_d = R_q = R.$$

由等式(1)可以得到参考模型如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{di'_d}{dt} \\ \frac{di'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中:

$$\begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d + \frac{\varphi_f}{L} \\ i_q \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d + \frac{R\varphi_f}{L} \\ u_q \end{bmatrix}.$$

2) 可调模型.

考虑电机转速是未知的, 可以构造如下可调模型:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}'_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \hat{\omega}_e \\ -\hat{\omega}_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix}, \quad (4)$$

式中 \$\hat{i}'_d, \hat{i}'_q, \hat{\omega}_e\$ 分别是 \$i'_d, i'_q, \omega_e\$ 的估计值.

对两个模型输出之差做如下定义:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_d - \hat{i}'_d \\ i'_q - \hat{i}'_q \end{bmatrix}. \quad (5)$$

由式(5)得到的误差动态方程如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{de_d}{dt} \\ \frac{de_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \hat{\omega}_e \\ -\hat{\omega}_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \tilde{\omega}_e \\ -\tilde{\omega}_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中 \$\tilde{\omega}_e\$ 是转速估计误差, 其定义为

$$\tilde{\omega}_e = \omega_e - \hat{\omega}_e. \quad (7)$$

为了得到使观测器稳定的转速自适应律, 选择如下 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2}(e_d^2 + e_q^2 + \frac{\tilde{\omega}_e^2}{\Gamma}), \quad (8)$$

式中 \$\Gamma\$ 是正数.

对式(8)求导得

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{R}{L}(e_d^2 + e_q^2) + \tilde{\omega}_e \left(\frac{1}{\Gamma} \frac{d\tilde{\omega}_e}{dt} + i'_q e_d - i'_d e_q \right). \quad (9)$$

为保证误差动态系统(6)稳定, 需满足

$$\dot{V} \leq 0.$$

为此做如下假设:

$$\frac{1}{\Gamma} \frac{d\tilde{\omega}_e}{dt} + i'_q e_d - i'_d e_q = 0, \quad (10)$$

因为转子转速变化率远远小于定子电流变化率, 故可以认为

$$\frac{d\omega_e}{dt} \approx 0,$$

因此有

$$\dot{\tilde{\omega}}_e = -\dot{\hat{\omega}}_e.$$

进而可以得到转子转速的自适应律

$$\hat{\omega}_e = \Gamma \int (i'_q e_d - i'_d e_q) dt =$$

$$\Gamma \int (i'_d \hat{i}'_q - i'_q \hat{i}'_d) dt. \quad (11)$$

式(11)能够保证模型参考自适应观测器的稳定性。

为了提高转子转速估计精度, 本文采用基于比例积分作用的模型参考自适应观测器

$$\hat{\omega}_e = K_p(i'_d \hat{i}'_q - i'_q \hat{i}'_d) + K_i \int (i'_d \hat{i}'_q - i'_q \hat{i}'_d) dt, \quad (12)$$

式中 K_p, K_i 分别是比例和积分增益。

3.1.2 滑模变结构模型参考自适应观测器 (Sliding-mode MRAS observer)

基于滑模变结构理论, 选择速度观测器的滑模面如下式:

$$S = K_p(i'_d \hat{i}'_q - i'_q \hat{i}'_d) + K_i \int (i'_d \hat{i}'_q - i'_q \hat{i}'_d) dt = K_p[e_{dq} + K_{iq} \int e_{dq} dt], \quad (13)$$

式中:

$$K_{iq} = K_i / K_p, \quad (14)$$

$$e_{dq} = i'_d \hat{i}'_q - i'_q \hat{i}'_d. \quad (15)$$

滑模变结构模型参考自适应观测器设计如下式:

$$\hat{\omega}_e = k_s \text{sgn } S, \quad (16)$$

式中: k_s 是滑模增益, $\text{sgn}(\cdot)$ 是符号函数。

式(16)实际是传统滑模变结构模型参考自适应观测器, 它存在抖振现象. 为了平滑控制信号, 选择连续切换函数 Sigmoid 取代转速观测器(16)中的符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$, 如下式:

$$F(x) = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1, \quad (17)$$

式中 a 是可调正数。

从而滑模变结构模型参考自适应观测器改写如下式:

$$\hat{\omega}_e = k_s F(S). \quad (18)$$

为了保证观测器(18)稳定, 选择如下 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} S^2. \quad (19)$$

对式(15)求导得

$$\dot{e}_{dq} = -\hat{\omega}_e(i'_d \hat{i}'_d + i'_q \hat{i}'_q) + \frac{u'_d}{L}(\hat{i}'_q - i'_q) + \frac{u'_q}{L}(i'_d - \hat{i}'_d) + \frac{2R}{L}(\hat{i}'_d i'_q - \hat{i}'_q i'_d) + \omega_e(i'_d \hat{i}'_d + i'_q \hat{i}'_q). \quad (20)$$

定义两个变量 f_1, f_2 如下:

$$\begin{cases} f_1 = i'_d \hat{i}'_d + i'_q \hat{i}'_q, \\ f_2 = \frac{u'_d}{L}(\hat{i}'_q - i'_q) + \frac{u'_q}{L}(i'_d - \hat{i}'_d) + \frac{2R}{L}(\hat{i}'_d i'_q - \hat{i}'_q i'_d) + \omega_e(i'_d \hat{i}'_d + i'_q \hat{i}'_q). \end{cases} \quad (21)$$

则式(20)可以改写为

$$\dot{e}_{dq} = -\hat{\omega}_e f_1 + f_2.$$

对式(19)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} = K_p S(\dot{e}_{dq} + K_{iq} e_{dq}) = \\ &K_p S(-\hat{\omega}_e f_1 + f_2 + K_{iq} e_{dq}) = \\ &K_p S[-k_s F(S) f_1 + f_2 + K_{iq} e_{dq}] = \\ &K_p [-k_s |SF(S)| f_1 + S(f_2 + K_{iq} e_{dq})]. \end{aligned} \quad (22)$$

为保证观测器(18)稳定, 须有

$$\dot{V} \leq 0,$$

即

$$k_s |SF(S)| f_1 \geq S(f_2 + K_{iq} e_{dq}). \quad (23)$$

为使不等式(23)成立, 须选择充分大的滑模增益 k_s , 才能保证观测器(18)大范围渐近稳定. 当观测器(18)运动到达滑模面时, 有 $S = 0$, 且

$$\dot{S} = K_p(\dot{e}_{dq} + K_{iq} e_{dq}) = 0. \quad (24)$$

式(24)表明: 当观测器(18)运动到达滑模面时, 误差 e_{dq} 以指数级收敛到零, 同时辨识转速也迅速跟踪上转子实际速度。

根据以上分析过程, 可以构造出滑模变结构模型参考自适应观测器的结构框图, 如图2所示。

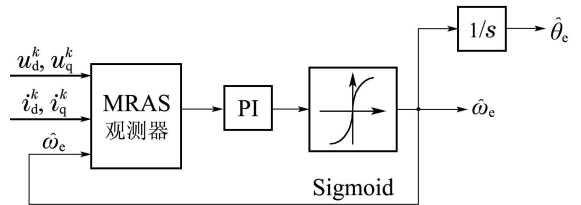


图 2 滑模MRAS观测器框图

Fig. 2 Block diagram of the sliding-mode MRAS observer

3.2 模型预测转矩控制(Model predictive torque control)

3.2.1 模型预测转矩控制原理(Basic principle of MPTC)

MPTC结合了MPC和DTC二者的特点, 在控制转矩和定子磁链的动态过程中, DTC采用在线查表的方式, 而MPTC是通过评价所定义的成本函数来选择电压控制矢量. 就减少转矩和磁链的纹波而言, DTC选择的电压控制矢量不是最好的, 而MPTC选择的电压控制矢量是最优的. 对于两电平三相逆变器而言, 它能提供6个非零电压矢量, 在每个采样周期, 通过评价每个电压矢量的效果, 从中选择出最小成本函数所对应的电压矢量作为逆变器的输出控制电压矢量. 由此可见, 对三相电机来说, MPTC是一种实现简单、控制效果颇佳的控制策略。

对MPTC, 其最小成本函数选择如下:

$$\begin{aligned} \min \{g_i\} &= |T_e^* - T_e^{k+1}| + k_1 \|\varphi_s^* - \varphi_s^{k+1}\|, \\ \text{s.t. } V_i &\in \{V_1, V_2, \dots, V_5, V_6\}, i=1, \dots, 6, \end{aligned} \quad (25)$$

式中: T_e^* 和 φ_s^* 分别是转矩和定子磁链的参考值; T_e^{k+1} 和 φ_s^{k+1} 分别是第 $(k+1)$ 个采样时刻转矩和定子磁链的预测值; k_1 是权值, 如何取其值, 目前还是一个未解决的公开难题^[39], 本文中 k_1 选取为 T_n/φ_n (T_n 和 φ_n 分别是转矩和定子磁链的额定值), 以使转矩和磁链具有同样权值; V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 和 V_6 是逆变器产生的6个非零电压矢量, 第 k 个采样时刻电压矢量 V_i ($i=1, 2, \dots, 6$)定义为下式:

$$V_i = 2V_{dc}[S_a^k + e^{i2\pi/3}S_b^k + (e^{i2\pi/3})^2S_c^k]/3, \quad (26)$$

上式中: V_{dc} 是直流母线电压, S_x^k ($x=a, b, c$)是第 k 个采样时刻逆变器功率开关管状态, $S_x^k=1$ 和 $S_x^k=0$ 分别表示开关管接通和关断. S_a^k, S_b^k, S_c^k 的不同组合可以产生6种开关状态 $S_1 \sim S_6$, 它们分别对应着6个电压矢量, 如图3所示.

MPTC策略选择最优电压矢量的过程如图4所示. 图4中 x 代表转矩和磁链, T_s 表示采样周期. 假设已知第 k 个采样时刻的 $x(t_k)$ 和电压矢量 V_i , 则根据

电机数学模型可以分别计算出在第 $(k+1)$ 个采样时刻6个电压矢量所对应的6个预测值 $x(t_{k+1})$, 然后根据式(25)分别计算出这6个预测值 $x(t_{k+1})$ 所对应的6个成本函数, 最后选择最小成本函数所对应电压矢量作为在第 $(k+1)$ 个采样时刻的最优控制电压.

图4示例中, 预测值 $x_{p4}(t_{k+1})$ 最接近参考值 x^* , 因此选择 V_4 作为第 k 个采样时刻的控制电压矢量. 以此类推, 选择 V_3 作为第 $(k+1)$ 个采样时刻的控制电压矢量.

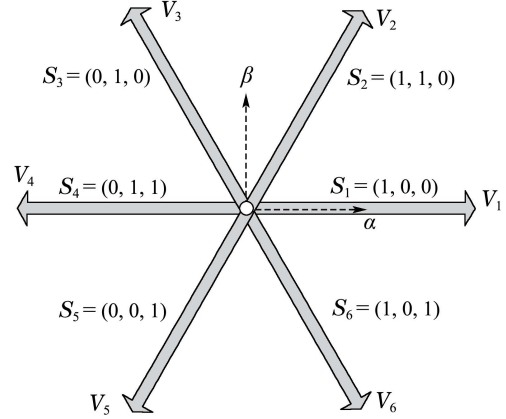


图3 逆变器开关管状态与对应电压矢量的关系图
Fig. 3 Layout of voltage space vectors and its corresponding switching states

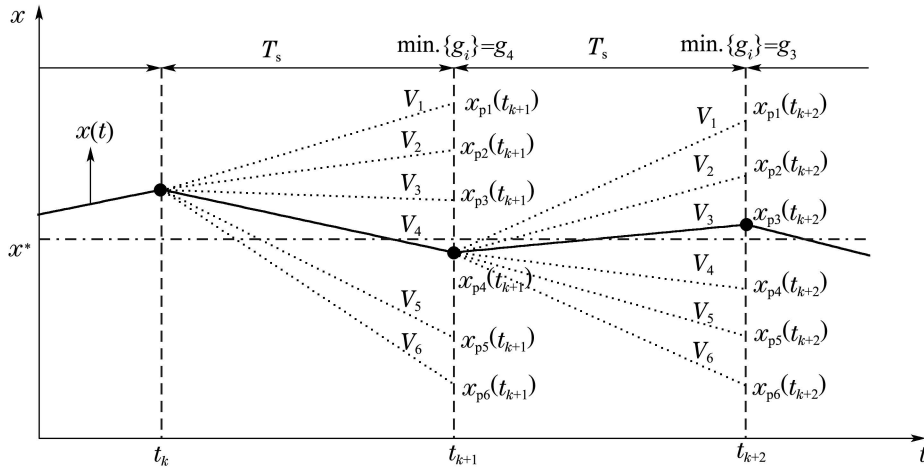


图4 MPTC工作原理

Fig. 4 MPTC operating principle

3.2.2 定子电流预测模型(Predictive model for stator currents)

根据式(1), PMSM模型可改写为如下方程:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{-Ri_d + \omega_e Li_q + u_d}{L}, \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-\omega_e Li_d - Ri_q - \omega_e \varphi_f + u_q}{L}. \end{cases} \quad (27)$$

由式(27)可以得到定子电流在下一个采样时刻的预测模型:

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + \frac{(-Ri_d^k + \omega_e^k Li_q^k + u_d^k)T_s}{L}, \\ i_q^{k+1} = i_q^k + \frac{(-Ri_q^k - \omega_e^k Li_d^k - \omega_e^k \varphi_f + u_q^k)T_s}{L}, \end{cases} \quad (28)$$

式中 ω_e^k 可用估计值 $\hat{\omega}_e^k$ 替代.

3.2.3 转矩和定子磁链估计器(Torque and flux estimators)

一般而言, 定子磁链可以采用基于电压模型和基于电流模型两种估计算法. 基于电压模型涉及

到积分运算, 而积分运算对定子电阻参数变化、直流母线电压偏移以及积分器初始值等比较敏感^[50], 且过大的直流母线电压偏移和过大的初始值易使积分器饱和, 由此造成整个电机系统的不稳定运行. 为了避免该问题, 本文采用基于电流模型的算法来估计定子磁链.

在 d - q 坐标系下, 定子磁链 φ_d 和 φ_q 可表示为下列矢量方程:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d^{k+1} \\ \varphi_q^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{k+1} \\ i_q^{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f^{k+1} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

定子磁链幅值 φ_s 的估计值为

$$\varphi_s^{k+1} = \sqrt{(\varphi_d^{k+1})^2 + (\varphi_q^{k+1})^2}. \quad (30)$$

d - q 坐标系下电磁转矩的估计值为

$$T_e^{k+1} = \frac{3}{2} p \varphi_f^{k+1} i_q^{k+1}. \quad (31)$$

将式(28)代入式(31)可得到电磁转矩 T_e^{k+1} .

一个采样周期内MPTC实时执行算法流程图如图5所示.

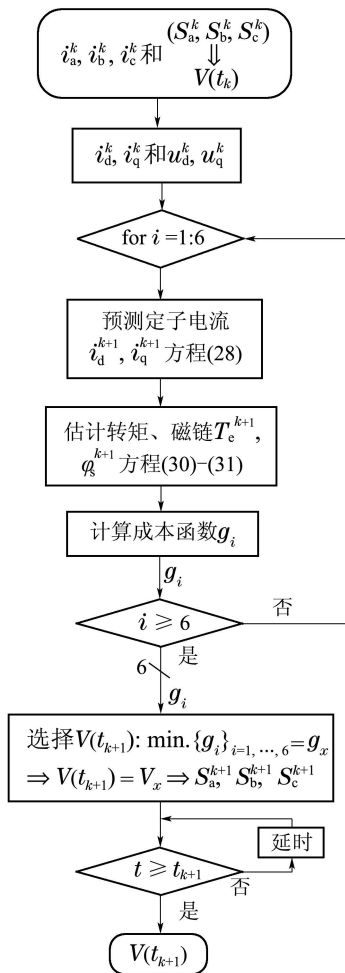


图 5 一个采样周期内MPTC算法流程图

Fig. 5 MPTC generic algorithm in one sample period

3.2.4 永磁同步电机模型预测转矩控制系统稳定性分析(Stability analysis of MPTC for PMSM drive system)

采用MPTC策略的PMSM驱动系统是全局渐近稳定的. 由于版面所限, 其推导过程省略, 详细证明参见文献[51].

3.3 功率元件(Power unit)

功率元件采用常规两电平三相逆变器, 它产生的电压矢量 $V_i (i = 1, 2, \dots, 6)$ 取决于功率开关管状态 $S_i (i = 1, 2, \dots, 6)$. 6个非零电压矢量与6种开关管状态之间关系见图3.

3.4 PI控制器(PI controller)

PI控制器用于调节电机转速, 它输出的是电机参考转矩. 适当选择PI控制器参数, 能够减少驱动电机转速和转矩的纹波.

3.5 定子参考磁链计算(Calculator for reference stator flux linkage)

采用最大转矩电流比(MTPA)控制方式, 可以得到定子参考磁链计算公式如下:

$$\varphi_s^* = \sqrt{(T_e^* L / \frac{3}{2} p \varphi_f)^2 + (i_d L + \varphi_f)^2}. \quad (32)$$

假设 $i_d^* = 0$, 则式(32)可简化为

$$\varphi_s^* = \sqrt{(T_e^* L / \frac{3}{2} p \varphi_f)^2 + \varphi_f^2}. \quad (33)$$

4 仿真研究(Simulation results)

为了验证所提设计方法的有效性, 采用MATLAB/Simulink/Simscape进行了仿真研究. 所用PMSM电机参数为^[52-54]: 定子电阻为 0.466Ω , d 轴和 q 轴定子电感为 3.19 mH , 磁极对数为1, 转子永磁体磁通为 92.8 mWb , 直流母线电压为 70 V , 额定转速为 3000 r/min , 额定转矩为 $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$, 转动惯量为 $0.0002 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 库仑摩擦转矩为 $0 \text{ N} \cdot \text{m}$, 粘滞摩擦系数为 $0 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$.

为了说明所设计控制系统具有好的动态响应、强的鲁棒性以及能明显降低逆变器开关频率等, 给出了两种仿真研究方案: 第1种方案是采用同样MPTC策略, 对基于MRAS观测器的无速度传感器PMSM驱动系统和基于滑模MRAS观测器的无速度传感器PMSM驱动系统进行比较研究; 第2种方案是基于同样滑模MRAS观测器, 对无速度传感器PMSM驱动系统所采用的3种控制策略(即, MPTC, DTC和FOC)进行比较研究.

仿真中的采样周期为 $5 \mu\text{s}$, k_1 取 40, 图 1 所示的

MPTC系统中的PI参数为

$$K_p = 0.015, K_i = 0.004.$$

MRAS观测器中的PI参数为

$$K_p = 0.45, K_i = 50.$$

图2所示滑模MRAS观测器中的PI参数为

$$K_p = 0.4, K_i = 70.$$

式(17)和式(18)中参数选为

$$a = 4.5, k_s = 220.$$

4.1 MRAS观测器和滑模MRAS观测器的比较 (Comparison between MRAS and sliding-mode MRAS observers)

参考速度设定为1000 r/min, 电机空载启动, 在 $t = 0.2$ s时加载0.2 N·m. 图6和图7分别针对MRAS观测器和滑模MRAS观测器, 给出了PMSM无速度传感器MPTC系统动态响应(包括转速、转矩和磁链

轨迹). 以下是针对负载变化、定子电阻和电感变化, 以及给定速度变化情况下的仿真研究:

1) 当负载在 $t = 0.4$ s时, 由0.2 N·m变化为0.3 N·m, 图8和图9分别针对MRAS观测器和滑模MRAS观测器, 给出了无速度传感器PMSM驱动系统动态响应(包括转速、转矩和磁链轨迹).

2) 当定子电阻发生变化时, 针对MRAS观测器和滑模MRAS观测器, 图10给出了空载情况下无速度传感器PMSM驱动系统转速响应比较结果.

3) 当定子电感发生变化时, 针对MRAS观测器和滑模MRAS观测器, 图11给出了空载情况下无速度传感器PMSM驱动系统转速响应比较结果.

4) 当给定转速在 $t = 0.5$ s时由1000 r/min变化为-1000 r/min, 图12和图13分别针对MRAS观测器和滑模MRAS观测器, 给出了空载情况下无速度传感器PMSM驱动系统动态响应(包括转速、转矩和磁链轨迹).

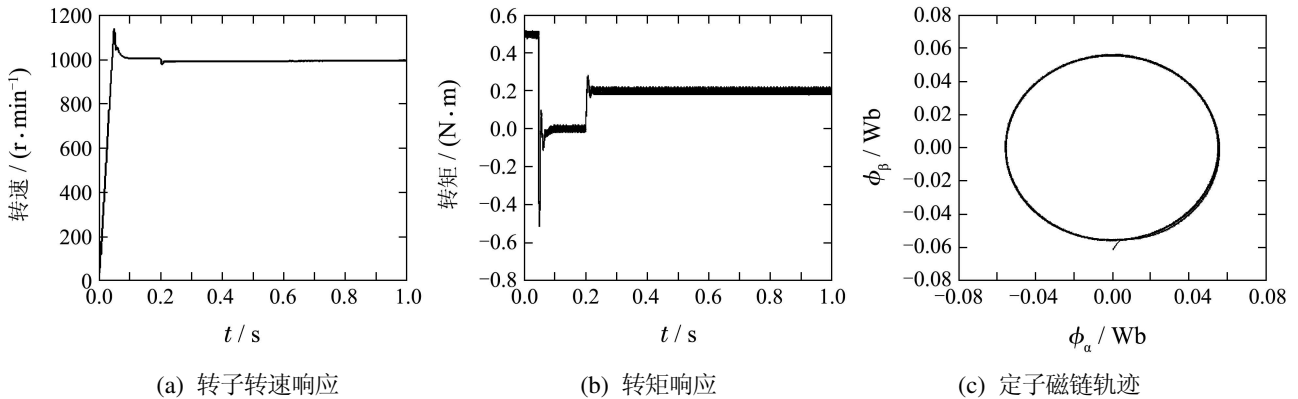


图6 负载在 $t = 0.2$ s由0 N·m加载为0.2 N·m时基于MRAS观测器的PMSM无速度传感器MPTC系统动态响应

Fig. 6 Dynamic responses of sensorless MPTC using MRAS observer when load torque of 0.2 N·m is applied at 0.2 seconds

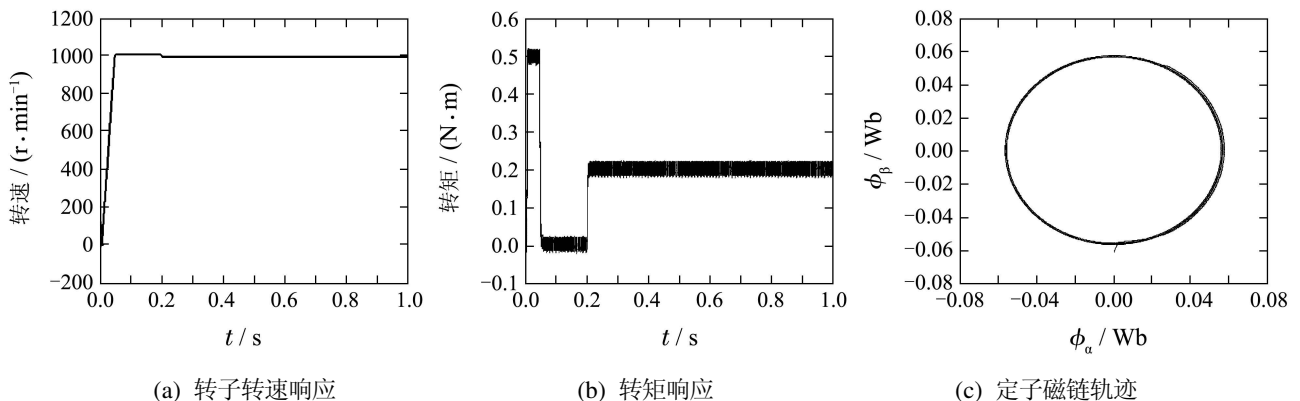


图7 负载在 $t = 0.2$ s由0 N·m加载为0.2 N·m时基于滑模MRAS观测器的PMSM无速度传感器MPTC系统动态响应

Fig. 7 Dynamic responses of sensorless MPTC using sliding-mode MRAS observer when load torque of 0.2 N·m is applied at 0.2 seconds

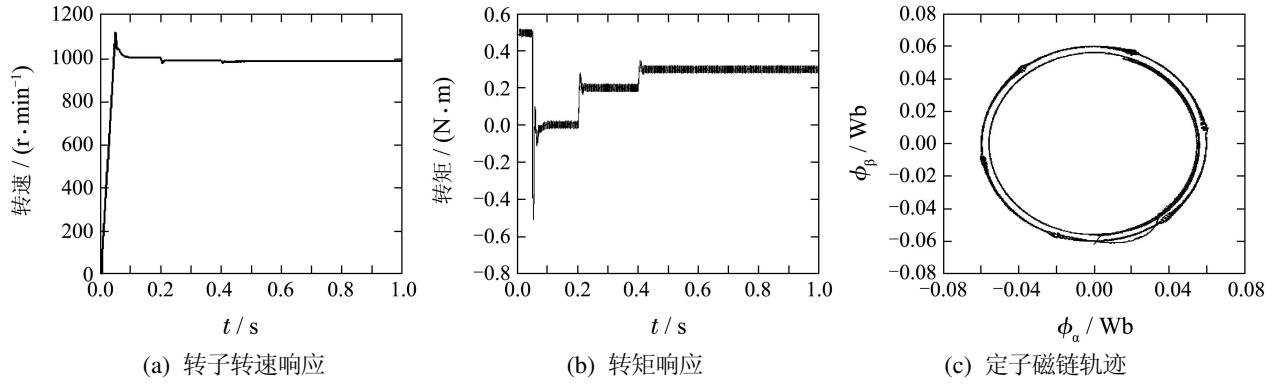


图 8 负载在 $t = 0.4\text{s}$ 由 $0.2\text{ N}\cdot\text{m}$ 变化为 $0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ 时基于 MRAS 观测器的 PMSM 无速度传感器 MPTC 系统动态响应

Fig. 8 Dynamic responses of sensorless MPTC using MRAS observer when load torque is changed to $0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ at 0.4 seconds

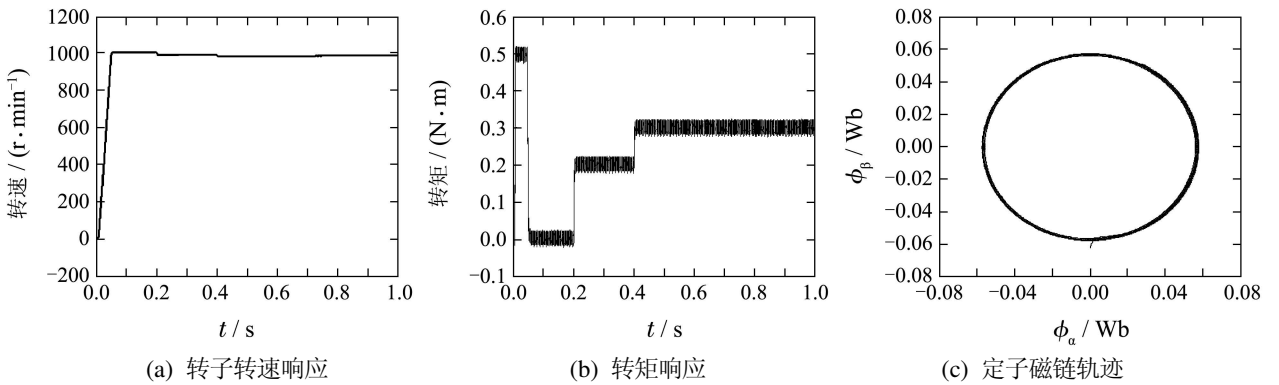


图 9 负载在 $t = 0.4\text{s}$ 由 $0.2\text{ N}\cdot\text{m}$ 变化为 $0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ 时基于滑模 MRAS 观测器的 PMSM 无速度传感器 MPTC 系统动态响应

Fig. 9 Dynamic responses of sensorless MPTC using sliding-mode MRAS observer when load torque is changed to $0.3\text{ N}\cdot\text{m}$ at 0.4 seconds

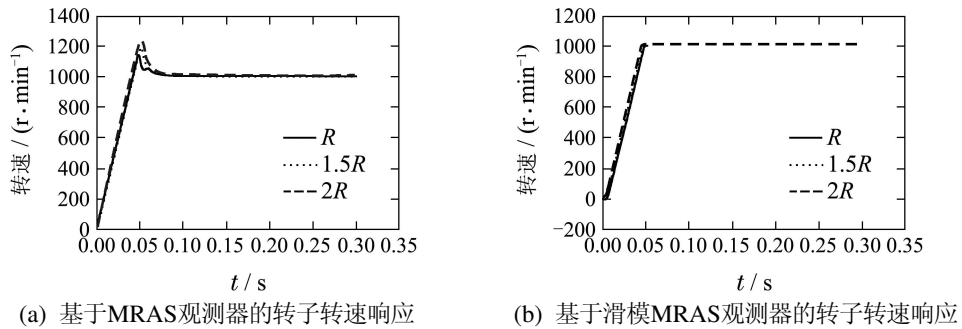


图 10 定子电阻变化时 MRAS 观测器和滑模 MRAS 观测器的比较

Fig. 10 Speed comparison between MRAS and sliding-mode MRAS observer in the case of stator resistance variation

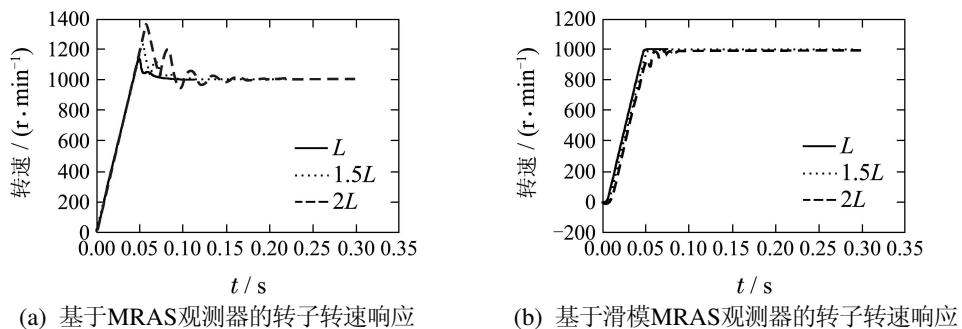


图 11 定子电感变化时 MRAS 观测器和滑模 MRAS 观测器的比较

Fig. 11 Speed comparison between MRAS and sliding-mode MRAS observer in the case of stator inductance variation

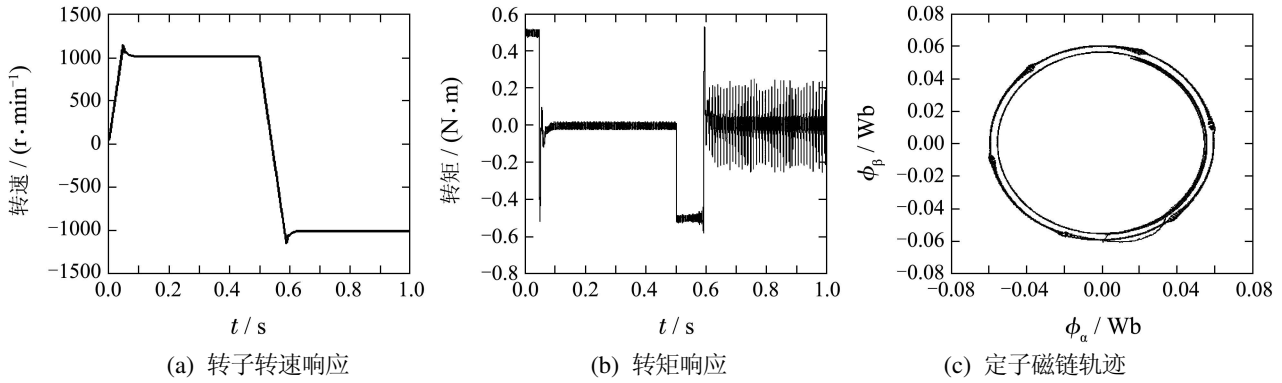


图 12 给定转速变化时基于MRAS观测器的PMSM无速度传感器MPTC系统动态响应

Fig. 12 Dynamic responses of sensorless MPTC using MRAS observer in the case of speed change

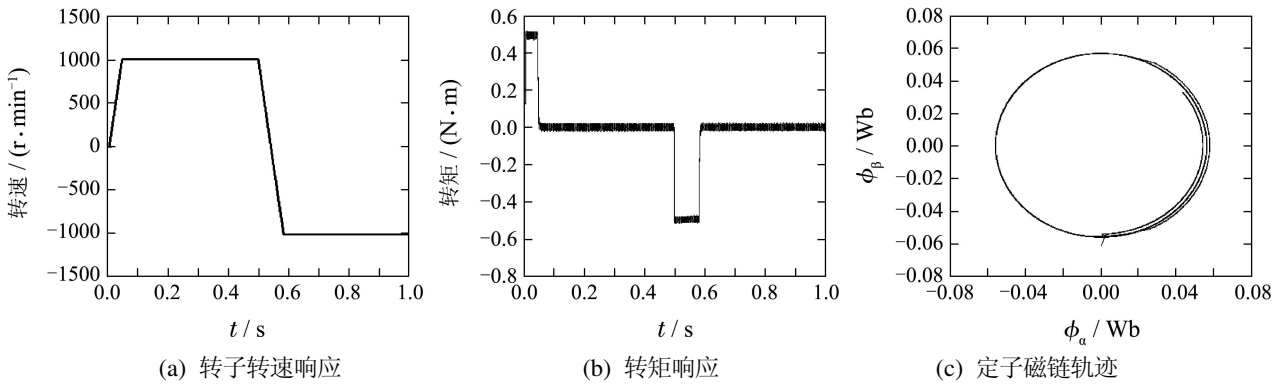


图 13 给定转速变化时基于滑模MRAS观测器的PMSM无速度传感器MPTC系统动态响应

Fig. 13 Dynamic responses of sensorless MPTC using sliding-mode MRAS observer in the case of speed change

4.2 MPTC, DTC 和 FOC 等 3 种控制策略比较 (Comparison between MPTC, DTC and FOC)

4.2.1 逆变器开关频率比较(Switching frequency comparison)

基于同样滑模MRAS观测器, 针对分别采用MPTC, DTC和FOC等3种控制策略的无速度传感器PMSM驱动系统, 计算相应3种系统的逆变器开关频率. 为了进行有意义比较, 规定统一比较基准: 通过调整滞环参数使3种系统转矩纹波大小相等;

对3种系统的转矩每5 μs测量记录一次, 总测量时间为1 s; 采用平均绝对误差(MAE)计算转矩纹波值.

参考速度设定为1000 r/min, 电机空载启动, 在 t = 0.2 s时加载0.2 N · m. 基于同样的滑模MRAS观测器, 图14和图15分别是针对DTC和FOC无速度传感器PMSM驱动系统的动态响应(包括转速、转矩和磁链轨迹). 表1给出了在同一转矩纹波(0.0291)基准下3种控制策略电机驱动系统的逆变器平均开关频率指标对比结果.

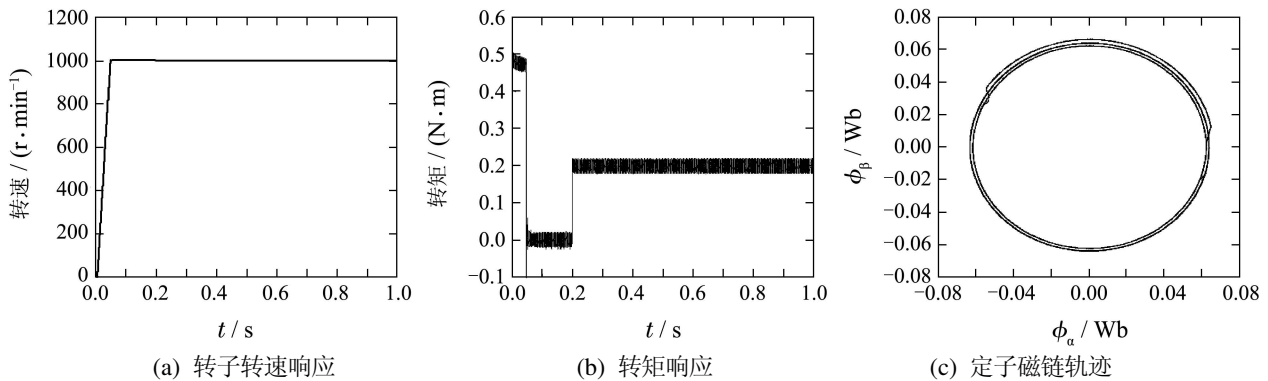


图 14 负载在 t = 0.2 s 由 0 N · m 加载为 0.2 N · m 时基于滑模MRAS观测器的PMSM无速度传感器DTC系统动态响应

Fig. 14 Dynamic responses of sensorless DTC using sliding-mode MRAS observer when load torque of 0.2 N · m is applied at 0.2 seconds

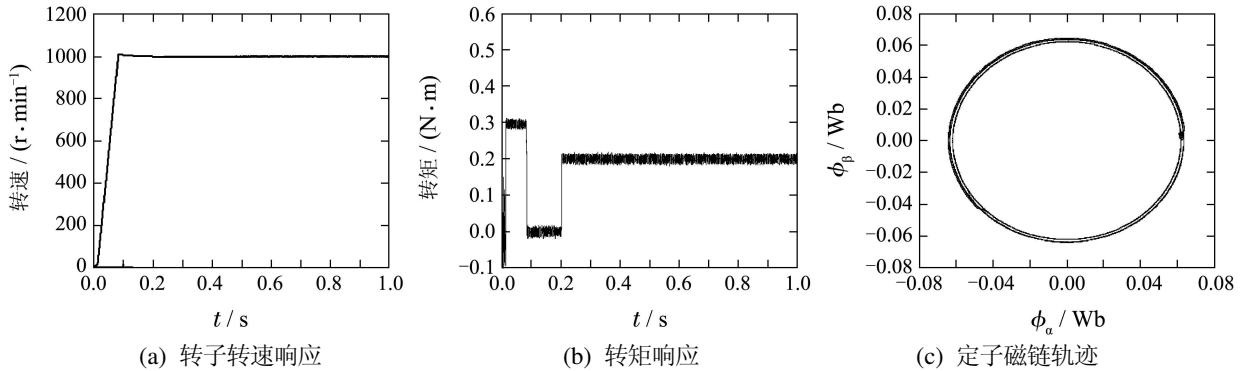


图 15 负载在 $t = 0.2\text{ s}$ 由 $0\text{ N} \cdot \text{m}$ 加载为 $0.2\text{ N} \cdot \text{m}$ 时基于滑模 MRAS 观测器的 PMSM 无速度传感器 FOC 系统动态响应

Fig. 15 Dynamic responses of sensorless FOC using sliding-mode MRAS observer when load torque of $0.2\text{ N} \cdot \text{m}$ is applied at 0.2 seconds

表 1 同一转矩纹波(0.0291)下3种控制策略电机驱动系统的逆变器平均开关频率

Table 1 The average inverter switching frequency for three control schemes with the same torque ripple of 0.0291

控制策略	开关频率/kHz
MPTC	49.66
DTC	50.47
FOC	51.55

4.2.2 相电流总谐波失真(THD)比较(THD comparison of the phase current)

THD 表征相电流信号中不同谐波成分之总和, 它可以大致衡量电机损耗程度. 由于逆变器开关频繁动作所产生的相电流谐波会沿着功率流路径引起电气共振或机械共振^[55], 所以评估相电流 THD 指标是非常有意义的.

基于同样滑模 MRAS 观测器, 对于分别采用 3 种控制策略的电机驱动系统, 首先调整滞环参数, 使得相应 3 种控制系统具有同样的逆变器开关频率, 然后利用 MATLAB 提供的 Powergui FFT 工具箱计算相电流高次谐波信号与基波信号之比(基波信号频率为 60 Hz), 从而得到 THD 指标. 表 2 给出了在同一逆变器开关频率(49.66 kHz)基准下 3 种控制策略电机驱动系统的 THD 指标对比结果.

通过仿真研究, 可以得出下列分析结果:

1) 从图 6 和图 7 看出: 无论采用 MRAS 观测器还是滑模 MRAS 观测器, 所设计的 PMSM 无速度传感器 MPTC 驱动系统都是稳定的, 所估计的转速能够跟踪给定参考转速, 所产生的电磁转矩能够收敛到其设定值.

2) 关于 MRAS 观测器和滑模 MRAS 观测器的鲁棒性比较:

① 当负载变化时, 通过比较图 6 和图 8, 并比较图 7 和图 9, 可以看出: 基于后者观测器 MPTC 电机驱动系统, 其转矩和定子磁链波动程度比基于前者观测器 MPTC 电机驱动系统要弱, 因此, 滑模 MRAS 观测器比 MRAS 观测器的抗负载扰动能力要强.

② 当 PMSM 定子电阻或电感变化时, 通过图 10 和图 11, 可以看出: 滑模 MRAS 观测器比 MRAS 观测器的抗参数扰动能力要强(需要说明的是, 定子电感波动比定子电阻波动对系统性能影响效果更明显, 原因在于参考磁链计算时涉及到定子电感值).

③ 当给定参考速度变化时, 通过比较图 12 和图 13, 可以看出: 与基于 MRAS 观测器电机 MPTC 系统相比, 基于滑模 MRAS 观测器电机 MPTC 系统的速度辨识精度较高, 而转矩和磁链纹波较小.

表 2 同一逆变器开关频率(49.66 kHz)下 3 种控制策略电机驱动系统的 THD

Table 2 THD of the current for three control schemes with the same average inverter switching frequency of 49.66 kHz

控制策略	相电流总谐波失真 THD
MPTC	46.74%
DTC	73.18%
FOC	95.80%

3) 关于 MPTC, DTC 和 FOC 3 种控制策略比较:

① 从图 7, 14-15 以及表 1 可以看出: 在达到同样动态性能前提下, 与 DTC 和 FOC 电机驱动系统相比, MPTC 电机驱动系统能明显降低逆变器开关频率.

② 通过表 2 可以看出: 在具有同样逆变器开关频率条件下, 与 DTC 和 FOC 电机驱动系统相比, MPTC 电机驱动系统能显著降低 THD 指标.

综上所述, 仿真研究表明: 所设计的基于滑模 MRAS 观测器 PMSM 无速度传感器 MPTC 驱动系统

稳定、具有良好动态性能,其速度辨识算法具有精度高、辨识快、鲁棒性强等优点,同时能降低逆变器开关频率、减少开关损失,减少相电流THD,进而提高系统可靠性。

5 结论(Conclusions)

本文提出了基于滑模MRAS观测器的无速度传感器MPTC永磁同步电机驱动系统设计方法。结合MRAS和滑模变结构技术的滑模MRAS观测器具有良好速度辨识精度和较强抗扰动能力, MPTC策略能够减小转矩和磁链纹波,改善系统动态性能,同时降低逆变器开关损耗。仿真研究表明:与MRAS观测器相比,滑模MRAS观测器鲁棒性较强,从而使系统达到更满意的速度和转矩控制;与DTC和FOC控制策略相比, MPTC策略能减少逆变器开关频率、降低开关损耗,进而提高系统可靠性。

本文研究中没有考虑转子初始位置,而对于满负荷运行的电机驱动控制系统,这是不容忽视的因素。在零速和低速情况下,如何将基于TVS无速度传感器法嵌入到MPTC永磁同步电机驱动系统设计中?如何实现由基于TVS无传感器到基于滑模MRAS观测器的宽速范围内平滑过渡?这些将是笔者下一步的工作重点。

参考文献(References):

- [1] ZHU Z Q, GONG L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(8): 3431 – 3439.
- [2] FOO G, RAHMAN M F. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1270 – 1278.
- [3] ACCETTA A, CIRRINCIONE M, PUCCI M, et al. Sensorless control of PMSM fractional horsepower drives by signal injection and neural adaptive-band filtering [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(3): 1355 – 1366.
- [4] LEIDHOLD R. Position sensorless control of PM synchronous motors based on zero-sequence carrier injection [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(12): 5371 – 5379.
- [5] CUPERTINO F, PELLEGRINO G, GIANGRANDE P, et al. Sensorless position control of permanent-magnet motors with pulsating current injection and compensation of motor end effects [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(3): 1371 – 1379.
- [6] BOLOGNANI S, CALLIGARO S, PETRELLA R, et al. Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at standstill by HF injection and DFT processing [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(1): 96 – 104.
- [7] YAN Y, ZHU J G, GUO Y G. Initial rotor position estimation and sensorless direct torque control of surface-mounted permanent magnet synchronous motors considering saturation saliency [J]. *IET Electric Power Applications*, 2008, 2(1): 42 – 48.
- [8] MORALES-CAPORAL R, BONILLA-HUERTA E, ARJONA M A, et al. Sensorless predictive dtc of a surface-mounted permanent-magnet synchronous machine based on its magnetic anisotropy [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(8): 3016 – 3024.
- [9] JANG J S, PARK B G, KIM T S, et al. Parallel reduced-order extended Kalman filter for PMSM sensorless drives [C] // *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference*. Orlando FL: IEEE, 2008: 1326 – 1331.
- [10] SMIDL V, PEROUTKA Z. Reduced-order square-root EKF for sensorless control of PMSM drives [C] // *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference*. Melbourne, VIC: IEEE, 2011: 2000 – 2005.
- [11] JANISZEWSKI D. Load torque estimation in sensorless PMSM drive using unscented Kalman filter [C] // *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Gdansk: IEEE, 2011: 643 – 648.
- [12] ORLOWSKA-KOWALSKA T, DYBKOWSKI M. Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1296 – 1308.
- [13] KANG J, ZENG X, WU Y, et al. Study of position sensorless control of PMSM based on MRAS [C] // *In Proceedings IEEE Industrial Technology Conference*. Gippsland, VIC: IEEE, 2009: 1 – 4.
- [14] ABU-RUB H, KHAN M R, IQBAL A, et al. MRAS-based sensorless control of a five-phase induction motor drive with a predictive adaptive model [C] // *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Bari: IEEE, 2010: 3089 – 3094.
- [15] CHU J B, HU Y W, HUANG W X, et al. An improved sliding mode observer for position sensorless vector control drive of PMSM [C] // *Proceedings of IEEE Power Electronics Motion Control Conference*. Wuhan: IEEE, 2009: 1898 – 1902.
- [16] CHI S, ZHANG Z, XU L Y. Sliding mode sensorless control of direct drive PM synchronous motors for washing machine applications [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, 45(2): 582 – 590.
- [17] VELUVOLU K C, SOH Y C. High-gain observers with sliding mode for state and unknown input estimations [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(9): 3386 – 3393.
- [18] NGUYEN Q D, UENO S. Improvement of sensorless speed control for nonsalient type axial gap self-bearing motor using sliding mode observer [C] // *Proceedings of IEEE Industrial Technology Conference*. Vi a del Mar: IEEE, 2010: 373 – 378.
- [19] JAAFAR A, GODOY E, LEFRANC P, et al. Nonlinear sliding mode observer and control of high order dc-dc converters [C] // *Annual Conference of the IEEE Industrial-Electronics-Society*. New York: IEEE, 2010: 180 – 186.
- [20] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(9): 4069 – 4077.
- [21] ŠABANOVIĆ A. Variable structure systems with sliding modes in motion control—A survey [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2011, 7(2): 212 – 223.
- [22] YU X H, WANG B, LI X J. Computer-controlled variable structure systems: the state of the art [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2012, 8(2): 197 – 205.
- [23] YU X, KAYNAK O. Sliding-mode control with soft computing: a survey [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(9): 3275 – 3285.
- [24] LIU J, NONDAHL T A, SCHMIDT P B, et al. Rotor position estimation for synchronous machines based on equivalent EMF [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(3): 1310 – 1318.
- [25] QIAO Z W, SHI T N, WANG Y D, et al. New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control of permanent-magnet synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(2): 710 – 719.

- [26] 王礼鹏, 张化光, 刘秀舫. 永磁同步电动机无速度传感器矢量调速系统的积分反步控制 [J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(2): 199 – 204. (WANG Lipeng, ZHANG Huaguang, LIU Xiuchong. Integral backstepping controller in the sensorless vector-control system for permanent magnet synchronous motor [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(2): 199 – 204.)
- [27] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(9): 4069 – 4077.
- [28] YUAN L, XIAO F, SHEN J Q, et al. Sensorless control of high-power interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed [J]. *IET Electric Power Applications*, 2013, 7(3): 199 – 206.
- [29] LEE H, LEE J. Design of iterative sliding mode observer for sensorless pmsm control [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2013, 21(4): 1394 – 1399.
- [30] GAETA A, SCALBA G, CONSOLI A. Sensorless sensorless vector control of PM synchronous motors during single-phase open-circuit faulted conditions [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(6): 1968 – 1979.
- [31] PREINDL M, SCHALTZ E. Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for pmsm drive systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(9): 4087 – 4095.
- [32] RASHED M, MACCONNELL P F A, STRONACH A F, et al. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(3): 1664 – 1675.
- [33] KONGHIRUN M, XU L Y. A Fast transient-current control strategy in sensorless vector-controlled permanent magnet synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, 21(5): 1508 – 1512.
- [34] WANG G, YANG R, XU D. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(2): 720 – 727.
- [35] BERNARDES T, MONTAGNER V F, GRUNDLING H A, et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(4): 1679 – 1691.
- [36] GHAZIMOGHADAM M A, TAHAMI F. Flux estimation by asymmetric carrier injection for sensorless direct torque control of PMSM [J]. *Power Electronics and Drive Systems Technology (PED-STE)*, 2012, 2(1): 44 – 50.
- [37] KAR S, MISHRA S K. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor drive with a sensorless initial rotor position estimation scheme [C] // *2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*. Mylavaram Andhra Pradesh: IEEE, 2012: 1 – 6.
- [38] BUJA G S, KAZMIERKOWSKI M P. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—a survey [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, 51(4): 744 – 757.
- [39] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1826 – 1838.
- [40] MIRANDA H, CORTES P, YUZ J I, et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models [J]. *IEEE Transactions Industry Electronics*, 2009, 56(6): 1916 – 1924.
- [41] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 2: field weakening operation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(2): 648 – 657.
- [42] AGUILERA R P, LEZANA P, QUEVEDO D E. Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(2): 658 – 667.
- [43] GEYER T. Model predictive direct current control: formulation of the stator current bounds and the concept of the switching horizon [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 18(2): 47 – 59.
- [44] GEYER T. A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: emerging predictive control concepts versus pwm-based schemes [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(3): 1380 – 1389.
- [45] GEYER T. Model predictive direct torque control-part I: concept, algorithm, and analysis [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1894 – 1905.
- [46] TENG Q F, WANG J Y, ZHU J G. Fault tolerant model predictive control of three-phase permanent magnet synchronous motors [J]. *WSEAS Transactions on Systems*, 2013, 12(8): 385 – 397.
- [47] GARCIA C E, PRETT D M, MORARI M. Model predictive control: theory and practice—a survey [J]. *Automatica*, 1989, 25(3): 335 – 348.
- [48] ZHANG Y C, ZHU J G, XU W. Predictive torque control of permanent magnet synchronous motor drive with reduced switching frequency [C] // *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. Incheon: IEEE, 2010: 798 – 803.
- [49] GEYER T. Generalized model predictive direct torque control: long prediction horizons and minimization of switching losses [C] // *Proceedings of IEEE Conference Decision Control*. Shanghai: IEEE, 2009: 6799 – 6804.
- [50] HU J, WU B. New integration algorithm for estimating motor flux over a wide speed range [C] // *The 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. St. Louis, MO: IEEE, 1997: 1075 – 1081.
- [51] KIM S K, KIM J S, LEE Y I. Model predictive control (MPC) based direct torque control (DTC) of permanent magnet synchronous motors (PMSMs) [C] // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. Taipei: IEEE, 2013: 1 – 6.
- [52] ZHU Z Q, UTAIKAIFA K, HOANG K, et al. Direct torque control of three-phase PM brushless AC motor with one phase open circuit fault [C] // *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. Miami, FL: IEEE, 2009: 1180 – 1187.
- [53] UTAIKAIFA K. Performance comparison of DTC of open-circuit fault PM BLAC motor based on modified voltage and current model flux estimators [C] // *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE)*. Wuhan: IEEE, 2011: 6369 – 6372.
- [54] TENG Q F, ZHU J G, WANG T S, et al. Fault tolerant direct torque control of three-phase permanent magnet synchronous motors [J]. *WSEAS Transactions on Systems*, 2012, 11(11): 465 – 476.
- [55] PAPANOTIOTIS G, KLEY J, PAPAPOPOULOS K G, et al. Model predictive direct torque control-part II: implementation and experimental evaluation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1906 – 1915.

作者简介:

滕青芳 (1964–), 女, 教授, 博士, 主要研究方向为控制理论与控制工程、电机驱动系统容错控制等, E-mail: tengqf@mail.lzjtu.cn;

栢建勇 (1988–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制策略及其传感器故障容错控制方法, E-mail: bai_jian_yong@163.com;

朱建国 (1958–), 男, 教授, 博士, IEEE高级会员, 主要研究方向为新型电机设计及其驱动系统控制、磁性材料测量与建模、电磁场数值分析、电磁设备及系统优化设计、电力系统、可再生能源技术等, E-mail: Jianguo.Zhu@uts.edu.au;

郭有光 (1965–), 男, 副教授, 博士, IEEE高级会员, 主要研究方向为电机设计及其优化、电机驱动系统控制、磁性材料测量与建模、电磁场数值分析等, E-mail: Youguang.Guo-1@uts.edu.au.