

永磁同步电机模型预测磁场定向控制技术

谢刚¹, 颜学龙¹, 孙天夫², 梁嘉宁³

(1. 桂林电子科技大学 电子工程与自动化学院, 广西 桂林 541004;

2. 中国科学院 深圳先进技术研究院, 广东 深圳 518055;

3. 深圳电动汽车动力平台与安全技术重点实验室, 广东 深圳 518055)

摘要:针对永磁同步电机磁场定向控制(FOC)策略中PI电流控制环存在超调、交直流电流耦合等不足,提出了一种基于模型预测以及FOC技术的模型预测磁场定向控制(MP-FOC)。MP-FOC优点在于:利用模型预测控制技术取代了传统FOC控制技术中的所有PI环,从而提高了电机的稳态以及动态性能;由于所提方案避免了PI环所带来的不足,所以MP-FOC技术的提出不仅增加了电机转矩的控制精度,同时还增加了电机的应用场所,从而使得电机能够应用在超高精度的控制场所。最后,在逆变器供电的电机系统进行实验验证,并与传统的磁场定向控制策略对比,结果表明,所提出的MP-FOC控制策略能够在电机控制系统中无任何PI环的前提下具有更好的稳态、动态性能以及控制精度,验证了所提方法的可行性与正确性。

关键词:无任何PI环;模型预测磁场定向控制;超高精度;任意步长预测

中图分类号:TM341 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20799

Model Predictive Field Oriented Control Technology for Permanent Magnet Synchronous Motor

XIE Gang¹, YAN Xuelong¹, SUN Tianfu², LIANG Jianing³

(1. School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology,

Guilin 541004, Guangxi, China; 2. Shenzhen Institute of Advanced Technology, Chinese

Academy of Sciences, Shenzhen 518055, Guangdong, China; 3. Shenzhen

Key Laboratory of Electric Vehicle Power Platform and Safety

Technology, Shenzhen 518055, Guangdong, China)

Abstract: For the disadvantages of the PI current control loop which has overshoot, cross-axis current coupling, and so on in the field oriented control(FOC) strategy of permanent magnet synchronous motor, a model prediction field oriented control(MP-FOC) based on model prediction and FOC technology was proposed. The advantage of MP-FOC is that it replaces the all PI loops in the traditional FOC control technology with model predictive control technology, thereby improving the steady state and dynamic performance of the motor. At the same time, because the proposed scheme avoids the shortcomings caused by the PI loop, the MP-FOC technology not only increases the control precision of the motor torque, but also increases the application location of the motor, so that the motor can be applied to control place of ultra-high precision. Finally, the experimental evaluation of the inverter-fed motor system was compared with the traditional field-oriented control(FOC) strategy. The results show that the proposed MP-FOC control strategy have better steady state, dynamic performance and control accuracy without any PI loop in the motor control system, and the feasibility and correctness of the proposed method is verified.

Key words: no PI loop; model prediction field oriented control(MP-FOC); ultra-high precision; arbitrary step prediction

近年来,永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其高精度、高效率、高转矩、宽调速范围以及运行可靠性高等优点和出色的控制性能而被广泛应用于工业应用

基金项目:国家自然科学基金(51707191);桂林电子科技大学研究生优秀学位论文培育项目(17YJPYSS27);

广东省重点领域研发计划项目(2019B090917001)

作者简介:谢刚(1995—),男,硕士研究生,Email:1083784139@qq.com

中^[1-3]。电机驱动系统中电机控制策略的优劣直接决定了永磁同步电机控制系统整体性能的好坏。在逆变器馈电的永磁同步电机驱动系统(voltage source inverter fed, VSI-FED)中^[4-6],逆变器上、下桥臂开关频率的增加,提高了输出波形的质量,但是同时显著地增加了功率损耗。低开关频率降低了开关损耗的同时也减低了控制器带宽,并导致大转矩和电流波动^[7-8]。目前,永磁同步电机电流控制主要方式包括:磁场定向控制、比例积分控制、滞环电流控制和预测电流控制^[9-10]。磁场定向控制通过坐标变换将电机定子电流转换为转矩和励磁分量,具有控制精度高、动态性能好等优点。但是由于采用了PI电流控制器,从而导致了超调、交直流电流耦合、无法实现任意预测步长控制等不足^[11-12]。由于永磁同步电机在运行过程中参数会发生变化,而预测电流控制根据电流方程直接计算出未来时刻的电流值,未考虑电机系统当前状态的状态变量,从而是一种开环控制方式。随着集成电路微处理器的发展,数字信号处理器的发展使得模型预测控制策略在电机领域的应用成为现实,模型预测控制算法(model predictive control, MPC)由于其响应速度快及考虑了系统的非线性约束等独特的优势^[13-15],近年来,被广泛地应用在电机控制系统当中。

在文献[16]中,为了在系统干扰的条件下实现性能提升,提出了一种基于龙贝格观测器的电流预测控制方法,该方法更多地关注转换器的不确定性而不是模型参数,从而忽略了电机参数变化在系统中的影响。为了实现低计算成本和降低开关损耗,文献[17]所提出的成本函数中包含了附加参数(除了状态控制变量),这增加了数字实验原型的复杂性和控制循环周期。文献[18]考虑了慢速和快速采样模型之间的耦合,提出了一种基于虚拟时刻的线性估计方法,并且基于级联结构设计了线性估计方法的数据流,从而达到了更好的动态性能。由于需要大量的计算而影响了系统的整体处理速度,为了解决大计算量在工业应用中的影响,文献[19]提出一种基于球形编码算法的多步长有限集模型预测控制策略(finite set model predictive control, FS-MPC),然而该方法仍然存在着计算量大、控制复杂等问题,增加了系统的计算负担与成本。但是,通过FS-MPC电机控制策略所合成的电压矢量 u_s 是离散的。可能会直接导致

明显的转矩波动。除此之外,文献[20]通过计算3个电压矢量在下一个时刻的作用时间,然后通过第1基本有效电压矢量、第2基本有效电压矢量以及零电压矢量来合成电压矢量 u_s 。然而该方法由于需要在1个采样周期内计算出电机下一个时刻的逆变器开关状态,因此不能实现多步长预测,降低了电机重要参数的控制精度。

传统FOC控制策略由于基于PI控制器进行设计,存在着动态响应速度较低、积分器饱和、系统约束不易处理以及存在快速响应与超调和过冲之间的矛盾等问题,严重影响了现有电机控制技术的性能。针对现有电机控制技术的不足,提出的MP-FOC控制技术解决了上述传统电机控制技术所面临的问题,具有无超调、电流响应速度快等优点,并避免了交、直流电流耦合的问题。同时由于电机参数会随运行工况改变,现有基于PI控制器的电机控制技术存在PI控制器参数整定困难的问题,而本文所提出的MP-FOC控制技术通过调节预测时间步长实现对电机转矩响应带宽的调节,只有一个需要调节的参数,即预测时间步长。因此,所提MP-FOC较MPC而言,具有多步长的预测能力,增加了电机驱动系统的控制精度。

1 PMSM 数学模型及FS-MPC 控制原理

基于同步旋转坐标系下,表贴式永磁同步电机(surface-mount permanent magnet synchronous motor, SPMSM)的 d, q 轴数学模型可以表示为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_d - R_s i_d + \omega_r L_s i_q) \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (u_q - R_s i_q - \omega_r L_s i_d - \omega_r \Psi_f) \quad (2)$$

式中: i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流分量; u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压分量; R_s, L_s 分别为表贴式永磁同步电机的定子电阻和电感; ω_r, Ψ_f 分别为转子电角速度和电机永磁体磁链。

因为本文采用是表贴式永磁同步电机,故 $L_d = L_q = L_s$ 。对式(1)、式(2)的连续时间下的数学模型利用前向欧拉离散法进行离散后的电流预测公式如下:

$$i_d^{k+1} = i_d^k + \frac{1}{L_s} (-R_s i_d^k + \omega_r^k L_s i_q^k + u_d^k) T_s \quad (3)$$

$$i_q^{k+1} = i_q^k + \frac{1}{L_s} (-R_s i_q^k - \omega_r^k L_s i_d^k + u_q^k - \Psi_f \omega_r) T_s \quad (4)$$

式中: T_s 为离散控制周期。

两级三相逆变器上桥臂的开关状态 (S_a, S_b, S_c) 与 u_d, u_q 的数学关系模型可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} \cos[\theta_r(k)] & -\sin[\theta_r(k)] \\ \cos[\theta_r(k) - \frac{2}{3}\pi] & -\sin[\theta_r(k) - \frac{2}{3}\pi] \\ \cos[\theta_r(k) + \frac{2}{3}\pi] & -\sin[\theta_r(k) + \frac{2}{3}\pi] \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} S_a(k) \\ S_b(k) \\ S_c(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中

$$(S_a, S_b, S_c) = \{(0,0,0), (0,0,1), \dots, (1,1,1)\}$$

式中: (S_a, S_b, S_c) 为逆变器上桥臂的8个开关状态组合; $\theta_r(k)$ 为电机的转子位置。

2 MP-FOC 控制策略

2.1 多步长预测实现

在多步长预测控制中,由于考虑了未来多个时刻的电机状态变量的预测值,从而降低了永磁同步电机驱动系统当中逆变器开关状态 (S_a, S_b, S_c) 的开关频率。通过多步长模型预测控制可以实现电机驱动系统重要控制参数未来时刻的整体约束。多步长预测所对应的的预测示意图如图1所示。

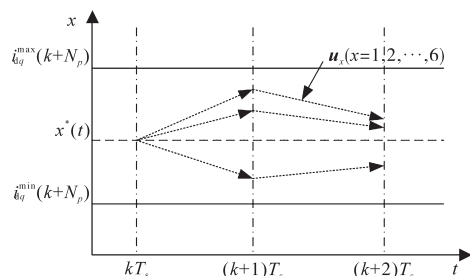


图1 多步长预测示意图

Fig.1 Diagram of multi-step prediction

图1中显示了每一个控制电压矢量所对应的电机状态量的预测轨迹。在多步长预测条件下,通过选择使得下式取得最小值所对应的最优电压控制矢量,即逆变器开关状态 (S_a, S_b, S_c) 来进行电机控制,从而达到电机更高精度的控制要求。

$$g_{v1...7} = \sum_{k=1}^{N_p} [x^*(t) - x^k(t)]^2 \quad (6)$$

式中: $x^*(t)$, $x^k(t)$ 分别为电机状态变量的参考值以及预测值; N_p 为预测步长; $g_{v1...7}$ 为在有效电压矢量

及零电压矢量分别作用下所对应目标函数的值。

2.2 MP-FOC 控制策略

传统的磁场定向控制(FOC)策略控制原理框图如图2所示。

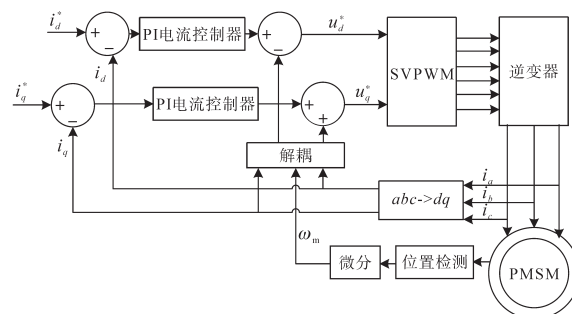


图2 FOC控制原理框图

Fig.2 Block diagram of FOC

本文所提出的 MP-FOC 控制策略的总体原理框图如图3所示。利用图3中虚线框中的结构代替 FOC 中 PI 环,从而实现 MP-FOC 电流控制,达到更好的电流控制精度。

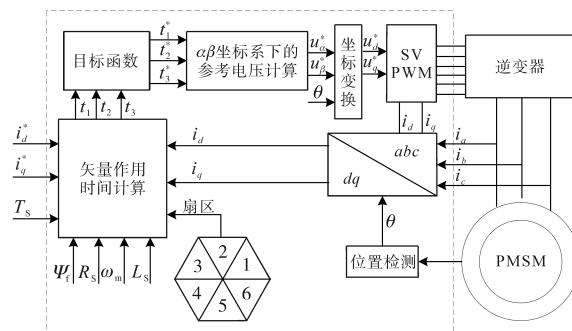


图3 MP-FOC 控制系统框图

Fig.3 Block diagram of MP-FOC

本文中所提方案 MP-FOC 以及传统的 FOC 都属于电流控制,即内环控制。MP-FOC 控制算法可以分为以下4步:

第1步:通过式(3)和式(4)进行不断的迭代运算,可以得到预测步长为 N_p 的 d, q 轴预测电流 $i_d^{k+N_p}, i_q^{k+N_p}$,为了消除稳态误差,令多步长预测电流 $i_d^{k+N_p}, i_q^{k+N_p}$ 等于 d 轴参考电流及 q 轴参考电流 i_d^*, i_q^* ,则有以下式:

$$\begin{cases} i_d(k+N_p) = i_d^* = i_d(k) + k_{d0}t_0 + k_{d1}t_1 + k_{d2}t_2 \\ i_q(k+N_p) = i_q^* = i_q(k) + k_{q0}t_0 + k_{q1}t_1 + k_{q2}t_2 \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$k_{d0} = \left. \frac{di_d}{dt} \right|_{u_d=0} = \frac{1}{L_s} (-R_s i_d^k + p \omega_m^k L_s i_q^k) \quad (8)$$

$$k_{q0} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=0} = \frac{1}{L_s} (-Ri_q^k - p\omega_m^k L_s i_d^k - p\omega_m \Psi_f) \quad (9)$$

$$k_{d1} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=u_{d,x}} = k_{d0} + \frac{u_{d,x}^k}{L_s} \quad (10)$$

$$k_{q1} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{q,x}} = k_{q0} + \frac{u_{q,x}^k}{L_s} \quad (11)$$

$$k_{d2} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=u_{d,x+1}} = k_{d0} + \frac{u_{d,x+1}^k}{L_s} \quad (12)$$

$$k_{q2} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{q,x+1}} = k_{q0} + \frac{u_{q,x+1}^k}{L_s} \quad (13)$$

$$t_1 = 1/Q \{ [i_d^* - i_d(k)](u_{q2} - u_{q0}) + (i_q^* - i_q(k))(u_{d0} - u_{d2}) + T_s(u_{q0}u_{d2} - u_{q2}u_{d0}) \} \quad (14)$$

$$t_2 = 1/Q \{ [i_d^* - i_d(k)](u_{q0} - u_{q1}) + (i_q^* - i_q(k))(u_{d1} - u_{d0}) + T_s(u_{q1}u_{d0} - u_{q0}u_{d1}) \} \quad (15)$$

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (16)$$

$$Q = u_{q0}u_{d2} + u_{q1}u_{d0} + u_{q2}u_{d1} - u_{q1}u_{d2} - u_{q2}u_{d0} - u_{q0}u_{d1} \quad (17)$$

式中: p, ω_m 分别为电机的极对数和机械角速度; t_0, Q 分别为零电压矢量的作用时间以及周期内矢量作用时间系数; $k_{d0}, k_{q0}, k_{d1}, k_{q1}, k_{d2}, k_{q2}$ (可由式(3)、式(4)推导得出)分别为由零电压矢量引起的 d, q 轴电流变化率、第1基本有效电压矢量(U_x)和相邻的第2基本有效电压矢量(U_{x+1})分别引起的 d, q 轴电流变化率; $u_{d,x}, u_{q,x}, u_{d,x+1}, u_{q,x+1}$ 分别为第1基本有效电压矢量和相邻的第2基本有效电压矢量分别对应的 d, q 轴分量。

值得注意的是,为了避免永磁同步电机的输出电磁转矩、电流等重要参数出现较大的变化,因此最优控制空间电压矢量组合将在当前最优控制空间电压矢量组合所对应的扇区或者相邻的扇区中选择。如果有效电压矢量的作用时间 t_1, t_2 之和大于控制周期 T_s ,即 $t_1 + t_2 > T_s$,需要利用过调制技术对周期内电压矢量作用时间进行重新分配,调制原则如下:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_s \\ t_2 = \frac{t_2}{t_1 + t_2} T_s \end{cases} \quad (18)$$

如果有效电压矢量的作用时间 t_1, t_2 不满足同时大于零的条件,则相对应的电压矢量组合将不被

采用。

第2步:为了使电机产生的电流波形更加柔和,噪声少,谐波低。通过构造损失函数进行最优控制电压矢量组合选择,损失函数式如下式:

$$J^N = \begin{cases} C & \text{如果 } t_1^x \text{ 或者 } t_2^x < 0 \\ (N - N_{\text{current}})^2 & \text{如果 } t_1^x \text{ 或者 } t_2^x \geq 0 \end{cases} \quad (19)$$

式中: N 为电压矢量组合所处的扇区(扇区 I ~ 扇区 VI); N_{current} 为当前控制周期的电压矢量所在的扇区位置,即电机转子位置当前所处的扇区; C 为一个远大于任何 t_1^x 或 t_2^x 时所对应的 J 的值,确保当 $t_1^x < 0$ 或 $t_2^x < 0$ 时,所对应的电压矢量组合会被舍弃。

通过选择使损失函数值最小的电压矢量组合来作用于下一电机控制周期,最佳合成电压矢量 U_s 选择最终在电机转子当前位置所在扇区或者相邻扇区中选择。

第3步:根据目标函数选择出来的最优作用扇区 N 中对应的两个有效电压矢量以及作用时间来合成电压矢量 U_s ,同时通过零电压矢量来调节合成电压矢量 U_s 的幅度,然后计算合成电压矢量 U_s 在 α - β 静止坐标系下的投影 u_α^* 与 u_β^* ,如下式:

$$\begin{cases} u_\alpha^* = \frac{2}{3T_s} U_{dc} (t_1 \cos\theta_1 + t_2 \cos\theta_2) \\ u_\beta^* = \frac{2}{3T_s} U_{dc} (t_1 \sin\theta_1 + t_2 \sin\theta_2) \end{cases} \quad (20)$$

式中: θ_1, θ_2 分别为电压矢量 U_x, U_{x+1} 与 α 轴的夹角。

第4步:静止坐标系变换到旋转坐标系的电机 d - q 轴的参考电压 u_d^* 与 u_q^* 如下式:

$$\begin{cases} u_d^* = u_\alpha^* \cos\theta_r + u_\beta^* \sin\theta_r \\ u_q^* = -u_\alpha^* \sin\theta_r + u_\beta^* \cos\theta_r \end{cases} \quad (21)$$

最后利用SVPWM将参考电压作用于电机,从而实现电流控制,达到电机驱动控制的目的。

3 试验结果

为了验证本文所提MP-FOC控制策略的可行性、正确性以及控制精度,同时,考虑到当预测步长大于等于4时,电机电磁转矩 T_e 的控制精度无限接近,因此为了减少MP-FOC策略的计算量,本文设置预测步长 $N_p=4$ 。利用以下电机控制系统主要参数进行相应的试验验证与分析:额定转速 $n=3000$ r/min,额定功率750 W,额定相电流5 A,永磁体磁链0.12 Wb,定子电阻 $R_s=0.6 \Omega$,极

对数 $p=3$ 。搭建实验平台进行相应的实验,并通过该实验平台进行FOC对比实验研究,实验平台如图4所示。实验平台由电源、转矩传感器、转速观测器、驱动板、DSPACE、电机控制器及表贴式永磁同步电机(SPMSP)等部分组成。

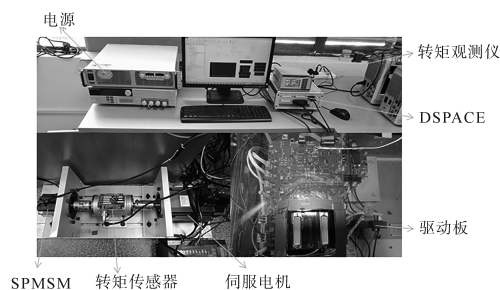


图4 电机驱动实验平台

Fig.4 Experimental setup of PMSM

控制电机运行在不同工况下,通过分析电机在不同的工况下的定子电流 I_{abc} 以及电磁转矩 T_e 来验证本文所提策略MP-FOC的瞬态性能、稳态性能以及控制精度。在高精度场合,由于传感器对电磁转矩采样时间较长,因此不能明显地分辨出本文所提控制策略MP-FOC以及FOC控制策略对电机电磁转矩 T_e 的影响。电机在不同条件下运行所对应的工况说明如表1所示。

表1 电机运行工况说明

Tab.1 Description of motor operating conditions

工况说明	d 轴电流 i_d/A	q 轴电流 i_q/A
工况1	0	1
工况2	0	2
工况3	0	3
工况4	0	4
工况5	0	5
工况6	0	6

在 $i_d = 0$ 工况下, q 轴电流直接决定着电磁转矩 T_e ,因此通过分析 q 轴电流来分析在MP-FOC与FOC策略驱动下电机电磁转矩 T_e 的控制精度。

当 $i_d = 0$ 时,通过控制 q 轴电流来改变电机的运行工况。当电机运行工况突然发生改变时,即由工况1到工况2时,施加到电机的三相电流的波形如图5所示,故本文所提MP-FOC控制策略驱动下的电机能够实现电机定子三相电流 I_{abc} 在无超调以及无过冲等前提下实现快速响应。

当电机运行在工况3时,在 $t_1 = 6.2$ s时通过改变电机的运行工况从而使得电机运行在工况

4。其瞬态响应的电磁转矩 T_e 波形如图6所示。

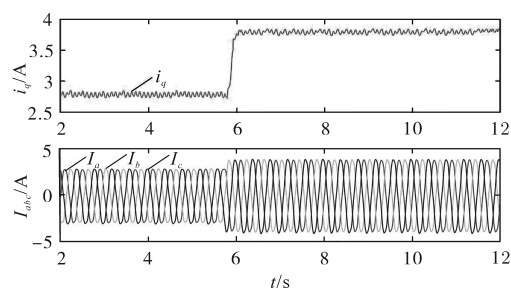


图5 定子三相电流动态响应

Fig.5 Dynamic response of stator three-phase current

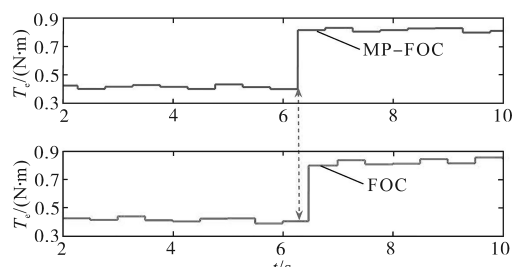
图6 电机电磁转矩 T_e 跟随效果对比(MP-FOC与FOC)

Fig.6 Comparison of motor electromagnetic torque

 T_e follow-up effect (MP-FOC and FOC)

从图6中可以看出,在 $t_1 = 6.2$ s时电机运行工况突然改变时,电机在所提MP-FOC技术驱动运行下的电磁转矩 T_e 能够马上实现快速的瞬态响应。但是电机在FOC技术驱动运行下的电磁转矩 T_e 需要进行一定的延时后才能够实现瞬态响应。因此可以得出结论:电机在MP-FOC控制技术驱动下的电机电磁转矩 T_e 的动态性能具有较传统FOC更好的瞬态响应能力。

图6中,由于传统FOC控制策略是通过PI环进行调节输出参考电压控制,是一种实时控制技术,无法进行硬件电路的延时补偿,因此当采用FOC控制策略进行电机控制时会存在一定的延时。由于MP-FOC控制策略具有多步长预测功能并且能够很好地实现硬件电路的延时补偿。因此,较FOC控制而言,MP-FOC能够实现较快的转矩瞬态响应。

为了验证不同工况下MP-FOC技术驱动下电机电磁转矩输出无超调、无过冲等优势,当 $i_d = 0$ 时,通过控制 q 轴电流来控制电机运行在工况5以及工况6之间。其电磁转矩 T_e 的瞬态响应曲线如图7所示。

从图7可以看出,较FOC技术而言,在MP-FOC控制技术驱动下的永磁同步电机转矩 T_e 输

出具有无超调、无过冲以及响应速度快等优点。

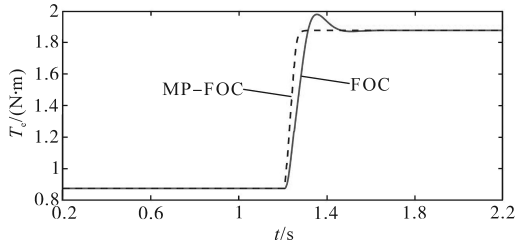


图7 电机电磁转矩 T_e 跟随效果对比(FOC与MP-FOC)

Fig.7 Comparison of motor electromagnetic torque T_e follow-up effect (FOC and MP-FOC)

图8为在MP-FOC以及FOC控制策略驱动下的定子电流波形及THD分析对比图。其中,永磁同步电机运行在同种工况下,电机在MP-FOC以及FOC控制策略驱动下的定子三相电流

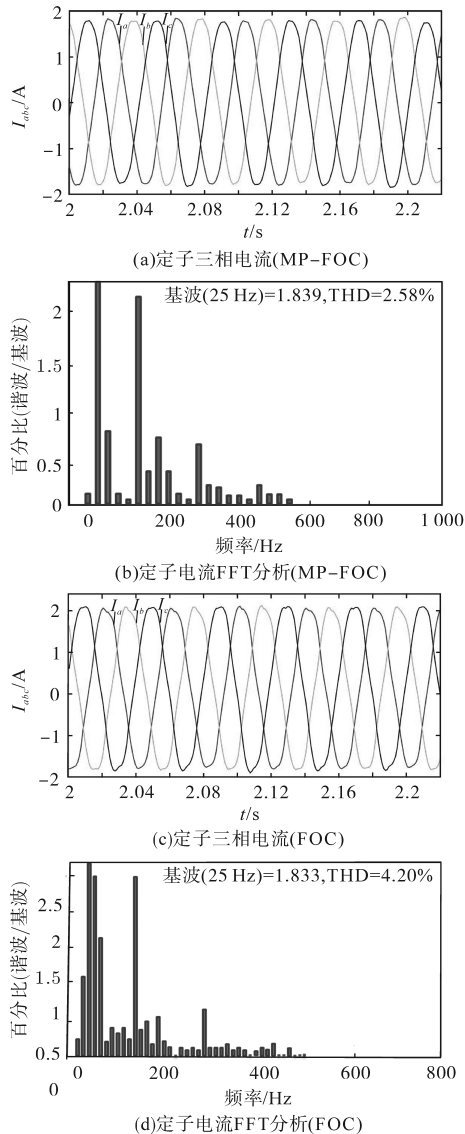


图8 定子电流波形及THD分析对比

Fig.8 Comparison of stator current and THD

I_{abc} 的波形如图8a和图8c所示。为了分析电机电流 I_{abc} 的谐波成分,对电机的A相电流进行FFT分析后得到图8b和图8d。从图8b可以看出,采用MP-FOC控制策略时,电流THD含量为2.58%;从图8d可以看出,采用FOC控制策略时,电流THD含量为4.20%。故本文所提控制策略相比于FOC控制策略,具有更少的电流谐波,电机定子电流具有更好的三相电流波形、谐波低、噪声少等优点。

综上所述,本文所提出的MP-FOC控制策略相对FOC控制策略而言,具有更好的稳态性能、动态响应以及控制精度,为提高VSI-FED电机系统的稳定性能以及动态响应能力提供了更好的控制策略与方案。

4 结论

围绕FOC控制策略中PI环存在着超调、动态响应速度慢、积分饱和、过冲等不足,以及传统的模型预测控制(MPC)策略无法实现多步长预测从而影响电机驱动系统的控制精度等问题,本文设计了一种基于FOC以及MPC两种控制策略的模型预测磁场定向控制策略(MP-FOC)。MP-FOC利用MPC来取代FOC中的所有PI环,有效地解决了传统FOC中PI环所存在的超调、动态响应速度低以及过冲等问题。同时由于MP-FOC采用SVPWM来驱动电机,而不是逆变器开关状态,因此MP-FOC能够实现多步长预测,从而增加了永磁同步电机驱动系统的控制精度。

参考文献

- [1] Zhang G, Wang G, Xu D, *et al.* ADALINE-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1450-1460.
- [2] Zhang X, Zhang L, Zhang Y. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1645-1657.
- [3] 徐艳平, 李园园, 张保程, 等. 一种消除权重系数三矢量模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(16): 3925-3934.
- [4] 姚骏, 刘瑞阔, 尹潇. 永磁同步电机三矢量低开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2935-2945.
- [5] 林茂, 李颖晖, 吴辰, 等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 156-163.

- [6] Mwasilu F, Kim E, Rafag S M, *et al.* Finite-set model predictive control scheme with an optimal switching voltage vector technique for high-performance IPMSM drive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14 (9): 3840–3848.
- [7] Asiminoaei L, Rodriguez P, Blaabjerg F, *et al.* Reduction of switching losses in active power filters with a new generalized discontinuous-PWM strategy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1):467–471.
- [8] Khambadkone A, Holtz J. Low switching frequency and high dynamic pulsewidth modulation based on field-orientation for high-power inverter drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(4):627–632.
- [9] 廖金国, 花为, 程明, 等. 一种永磁同步电机变占空比电流滞环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(18):4762–4770.
- [10] 王宏佳, 杨明, 牛里, 等. 永磁交流伺服系统电流环带宽扩展研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(12):56–62.
- [11] 徐艳平, 张保程, 周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20):222–230.
- [12] Rodriguez J, Kazmierkowski M P, Espinoza, J R, *et al.* State of the art of finite control set model predictive control in power electronics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2):1003–1016.
- [13] Preindl M, Bolognani S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2):1007–1015.
- [14] Rivera M, Yaramaasu V, Rodriguez J, *et al.* Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part II: experimental implementation and validation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7):3469–3478.
- [15] Low K S, Chiun K Y, Ling K V. Evaluating generalized predictive control for a brushless DC drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(6):1191–1198.
- [16] Xia C, Wang M, Song Z, *et al.* Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3):459–471.
- [17] Vazquez S, Rodriguez J, Rivera M, *et al.* Model predictive control for power converters and drives: advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (2): 935–947.
- [18] Tu W, Luo G, Chen Z, *et al.* Predictive cascaded speed and current control for PMSM drives with multi-timescale optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11046–11061.
- [19] Geyer T, Quevedo E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3):1633–1644.
- [20] Aleenejad M, Mahmoudi, Ahmadi R. A new modulated model predictive control for permanent magnet synchronous motor[C]// 2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), Champaign, IL, 2017:1–5.

收稿日期:2019-09-02

修改稿日期:2019-09-18