

基于模型预测控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制方法研究

杨文浩¹, 苟 斌¹, 雷 渝^{1,2}, 宋潇潇¹, 王 军¹

(1. 西华大学电气与电子信息学院, 四川 成都 610039;
2. 国网四川省电力公司广安供电公司, 四川 广安 638500)

摘要: 针对开关磁阻电机(SRM)调速系统提出了一种基于模型预测控制的转矩脉动抑制方法。通过 SRM 的基本结构和数学模型,分析了其调速控制系统转矩脉动产生机理。基于模型预测控制的基本原理,建立了 SRM 非线性模型;使用建立的数学模型根据前一时刻和当前时刻的状态量、实时采样的定子绕组相电流和转子位置以及母线电压得到下一时刻的电机转矩值,建立基于转矩脉动大小的目标函数;通过决定功率变换器上下管工作状态的待选序列,结合目标函数得到一个最优的控制序列;并将该控制序列对应的状态值用于 SRM 预测控制系统中,实现对电机转矩脉动的抑制。仿真和实验结果表明本文提出的调速控制方法对 SRM 具有较好的调节效果,转矩脉动得到抑制,验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 开关磁阻电机; 模型预测控制; 转矩脉动抑制

DOI: 10. 12067/ATEEE1905010 **文章编号:** 1003-3076(2020)08-0018-11 **中图分类号:** TM352

1 引言

开关磁阻电机 (Switched Reluctance Motor, SRM)因其具有结构简单,调速范围广,可靠性高等优点,受到了工业界和学术界的广泛关注,并被应用于航空航天、电动汽车、传动机械等领域。但 SRM 拥有的双凸极结构使其呈现高度非线性,在实际应用中出现噪声大、转矩脉动大的弊端,限制了其使用场所。因此,对 SRM 转矩脉动抑制的研究成为当代电气传动领域的热门课题之一^[1]。

近年来,国内外许多学者对 SRM 转矩脉动抑制都进行了相关研究,并取得一定成果。影响 SRM 转矩脉动因素主要有电机结构、电机参数和控制方法三方面。针对这三个因素,各国专家提出的解决方案主要包括:①通过优化电机结构设计来抑制转矩脉动;②通过优化电机变量,如电感、电流来抑制转矩脉动;③通过采用有效的调速控制方法来抑制转矩脉动。对电机内部参数的优化控制常常与 SRM 的调速控制方法相结合,提高 SRM 调速系统的整体

调速性能,减小电机转矩脉动。目前,常用的 SRM 转矩脉动抑制方法有转矩分配函数法、直接瞬时转矩控制法、滑膜控制、智能控制方法等。文献[2]将模糊控制引入到 SRM 的直接转矩控制系统中,分别用模糊 PI 速度调节器、模糊直接转矩控制器,代替传统的速度调节器和直接转矩控制器,有效抑制了转矩脉动。文献[3]基于瞬时转矩控制,定义了转矩分配函数对各相转矩进行分配,使各相瞬时转矩之和为定值,并根据矩角特性反演出各相电流指令,通过模糊神经网络给定参考转矩,再通过滞环电流闭环控制电机。该方法有效减小了电机的转矩脉动。

模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC)作为一种优化预测控制,在石油、电机调速、电力等领域中成功应用。MPC 算法稳定性强,建模方便,能提高系统鲁棒性,有效处理多变量、有约束的问题,可以利用反馈信息对模型进行在线校正和滚动优化^[4-6]。

目前,国内外学者提出了不少关于模型预测控

收稿日期: 2019-05-06
基金项目: 教育部春晖计划(Z2017082)、四川省电力电子节能技术与装备重点实验室开放研究基金(szjj2015-065)、西华大学创新基金(ycyj2019104)
作者简介: 杨文浩(1995-),男,四川籍,硕士研究生,研究方向为电力驱动系统控制与故障诊断技术;
苟 斌(1988-),男,四川籍,讲师,博士,硕士生导师,研究方向为电力驱动系统控制与故障诊断技术。

制在 SRM 调速控制中应用的方法。文献[7]提出了一种基于直接转矩控制电压矢量选择的模型预测控制算法。利用直接转矩控制扇区划分的原理进行换相的判断。根据扇区与电压矢量关系来对预测控制器输入量进行约束,使代价函数取得最小值。该方法不再依赖滞环信号选择电压矢量,在控制周期固定且相对较短的同时具有较好的转矩脉动抑制效果,其他性能也有所改善。但文章中对传统直接转矩控制的优化,使得扇区数大大增加,导致矢量选择变得困难。文献[8]提出了一种基于目标状态方程的 SRM 非线性预测控制方法。基于时域预测控制理论,以转矩和角速度为反馈变量,设计了 SRM 控制系统的非线性预测控制。该方案具有良好的动静态性能,对 SRM 转矩脉动的抑制效果良好。文献[9]提出了一种基于转矩预测控制来减小 SRM 转矩脉动的方法。该方法根据前一时刻和当前时刻状态值,以及采样的定子电流、转子位置和母线电压预测出下一时刻的转矩值,通过离散空间矢量的方法评估一系列虚拟状态值,选择出使目标函数值最小的状态量用以控制功率变换器,达到抑制 SRM 转矩脉动的目的。文献[7-9]以转矩为控制目标,在建立的代价函数中加入了电流、电压等分量,文献[8]则在代价函数中加入了速度偏差量,使得代价函数的确定以及最优求解变得困难。文献[10]介绍了一种固定开关频率模型预测电流控制器,它使用多路电流传感器用于 SRM 驱动器。无需对驱动器电路和控制算法进行复杂调整即可实现电流传感器多路复用,同时有助于降低由于传感器之间的不一致而导致的电流采样中引入的成本和误差。但是该方法对传感器依赖程度较高。

上述基于 MPC 的不同电机控制方法,通过对电机电流、转矩、角速度等变量进行预测控制,实现了对电机的调速控制。但是代价函数的复杂性以及对传感器的强烈依赖性仍需进一步研究。为减小控制算法计算量,加速代价函数的最优选择,本文提出了一种基于模型预测控制的 SRM 转矩脉动抑制方法(Torque Model Predictive Control, TMPC),仅使用转矩量建立目标函数,同时引入电机开通角、关断角实现逻辑换相,减少控制功率变换器开关管通断的待选序列数,降低目标函数计算量。基于该方法在 MATLAB/Simulink 中建立三相(12/8 极)调速系统的 TMPC 控制仿真模型。并通过控制程序设计,在以 DSPTMS320F2812 为控制器的 RT-LAB 半实物实

验平台上进行相关实验。

2 电机转矩脉动产生机理

SRM 控制参数相对较多,大致可分为:相绕组电流、开通角、关断角、绕组端电压等。本文针对三相 12/8 极的 SRM 进行分析,重点分析运行过程中对控制性能、SRM 转矩脉动大小起关键影响的参数。

由机电能量转换原理,可得 SRM 平均电磁转矩 T 的计算式如下:

$$W' = \int_0^i \psi di = \int_0^i l(\theta, i) idi \quad (1)$$

$$T = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \Big|_{i=\text{const}} = \frac{mN_r}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{N_r}} [\theta, i(\theta)] d\theta$$

$$= \frac{mN_r}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{N_r}} \int_0^{i(\theta)} \frac{\partial l(\theta, \zeta)}{\partial \theta} \zeta d\zeta d\theta \quad (2)$$

式中, m 为 SRM 的相数; N_r 为电机转子凸极数; T 为电磁转矩; ψ 为磁链; θ 为电机转子位置角; l 为动态电感; ζ 为相电流的中间变量; W' 为磁共能。

由式(1)和式(2)可知,转矩 T 与磁链 ψ 、电流 i 、电感 L 以及转子位置 θ 都密切相关。磁链 ψ 、电流 i 、电感 L 以及转子位置 θ 任两个量变化时,其他两个量变化趋势均不一样。

通过有限元仿真得到 T 、 i 、 θ 的关系如图 1 所示。

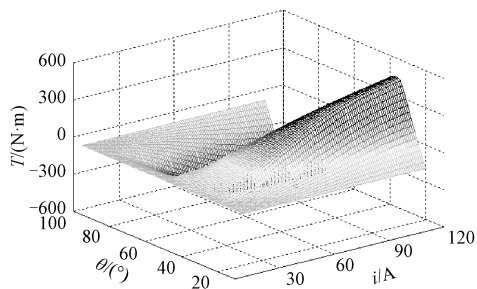


图1 转矩、电流和转子位置角关系图

Fig.1 Relationship of torque, current, and rotor position angle

电流与转子位置关系图如图 2 所示,为方便分析,以图 2 电流、电感曲线为例进行分析。SRM 一相(以 A 相为例)在 t_0 、 t_1 时刻开通,在 t_4 时刻关断得到的电流波形分别为波形 1、2。由图 2 可知, θ_{on} 越小,电流 i 峰值和有效值就越大,根据转矩与电流关系可知,电机转矩也相应增大。

以波形 1 为例,SRM 一相绕组在 $t_0 \sim t_4$ 期间开通,在 t_4 时刻关断。 $t_0 \sim t_2$ 阶段,相绕组电压 $U_s > 0$,

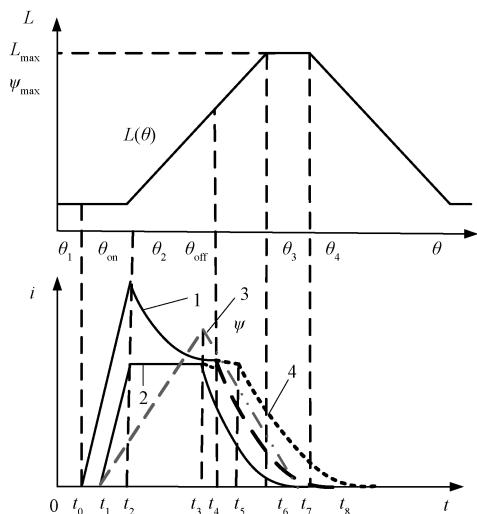


图2 SRM 工作电流和转子位置关系

Fig.2 Relationship between working current and rotor position of SRM

$dL/dt=0, di/dt>0$, 此时电机不输出转矩; $t_2 \sim t_4$ 阶段, $U_s>0, dL/dt=0, di/dt<0$, 此时 SRM 也产生正转矩, 处于电动状态, 但是电流 i 下降速率小于电感 L 上升速率, 转矩 T 仍在增加; $t_4 \sim t_7$ 阶段, A 相关断, 电流 i 减小处于续流状态, 若此时 $dL/dt=0$, 则 SRM 产生负转矩。保持 θ_{on} 恒定不变, 开关管始终在时刻 t_1 开通, 当 θ_{off} 变化时, 如波形 2、3、4 所示, 开关管将分别在 t_6, t_7, t_8 时刻关断, 从而导致续流时间不同。若电机存在换相重叠区, 此时一相绕组产生的转矩减小, 另一相绕组产生的转矩增大, 如果两相转矩配合不好就会产生较大的转矩脉动。

综上所述可知, 通过改变 SRM 电流幅值 i 、磁链 ψ 大小、电感 L 大小, 调节 SRM 开通角 θ_{on} 、关断角 θ_{off} 均可以改善 SRM 的运行性能, 抑制 SRM 的转矩脉动。

3 基于模型预测控制的方法

3.1 模型预测控制基本原理

MPC 控制是在每一个采样瞬间通过求解一个有限时域开环最优控制问题来获得当前控制动作。其主要包含三个过程: 在一定时间域内对系统未来时刻进行动态预测; 通过目标函数对系统进行在线寻优; 将寻优结果的首个分量用于系统控制。其控制原理如 3 所示。

图 3 中, $r(k)$ 为 k 时刻系统被控变量给定; $u(k)$ 为 k 时刻系统输入变量; $d(k)$ 为 k 时刻系统其他输入变量; $y(k)$ 为 k 时刻系统实际变量; $y(k|k)$

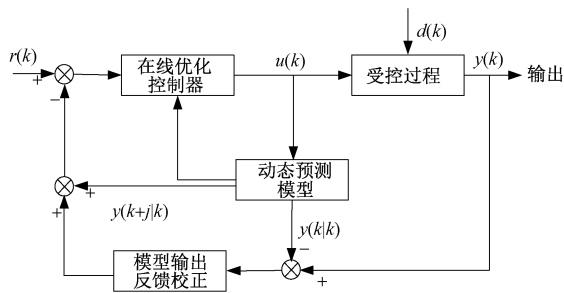


图3 MPC 控制基本原理

Fig.3 Basic principles of MPC

为 k 时刻系统预测变量; $y(k+j|k)$ 为 k 时刻所得 $k+j$ 时刻系统预测变量, $j=1, 2, 3, \dots, N$ 为预测步数^[11]。MPC 控制系统通过历史信息 $\{u(k-j), y(k-j) | j \geq 1\}$ 和未输入量 $\{u(k+j-1) | j=1, 2, \dots, M\}$, 对系统相关变量进行预测计算。

3.2 基于指数函数的 SRM 磁链模型

按机电能量转换原理, SRM 可以看成是一对电端口和一对机械端口的两端口装置, 根据电磁感应定律有:

$$e = - \frac{d\psi}{dt} \quad (3)$$

由电路基本定律和电压平衡方程可得, SRM 相绕组电压平衡方程为:

$$U_s = Ri - e \quad (4)$$

式中, e, U_s, R, i 和 ψ 分别为 SRM 相绕组两端的电动势、电压、电阻、电流和磁链。

ψ 是关于相电流 i 和转子位置角 θ 的函数, 因此可以得到式(5)。

$$U_s = Ri + \frac{\partial \psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5)$$

式中, 相绕组外加电压与其电路中三部分电压相平衡。等式右边第一项为 SRM 一相回路中的电压降; 等式右边第二项为变压器电动势; 第三项为与机电能量转换直接相关的运动电动势。

通过有限元分析得到磁链、电流和转子位置角的关系图如图 4 所示。

为了便于分析且尽量体现磁链饱和特性, 应将大部分磁链数据选在定子齿与转子齿中心线重合位置附近^[11]。本文选取的几个特殊转子位置分别为 $0, 12.5^\circ, 17.5^\circ, 22.5^\circ$ 。定转子前沿和后沿相对位置如图 5 所示。根据四个特殊的定转子相对位置, 能够得到磁化曲线如图 6 所示。

由式(3)~式(5)及图 6 可知, 当 SRM 电流一定时, 不同角度下磁链大小不同; 当角度 θ 一定时, 不

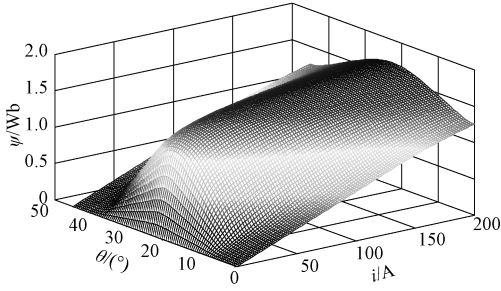


图4 磁链、电流和转子位置角关系图

Fig.4 Relationship of torque, current, and flux linkage

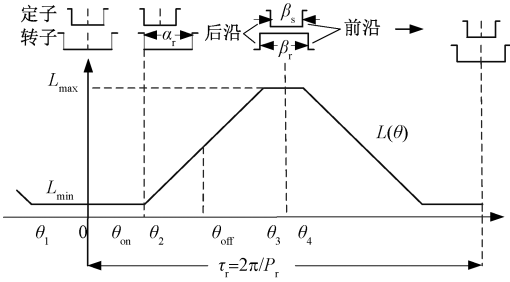


图5 定转子相对位置展开图及不饱和相电感曲线

Fig.5 Development diagram of relative position of stator rotor and unsaturated phase inductance

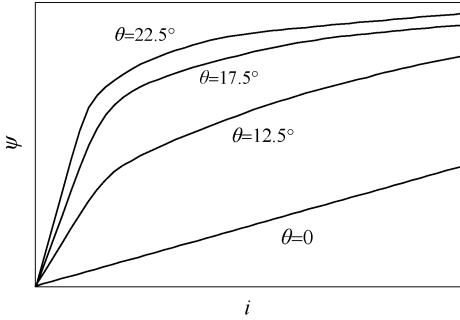


图6 SRM 在四个特殊位置处的磁化曲线

Fig.6 Magnetization curves of SRM at four specific locations

同电流 i 下的磁链 ψ 大小也不同; 当 $\theta=0$ 时, ψ 与 i 接近直线关系, 当角度增加到一定值固定时, ψ 与 i 成指数函数关系。

以定子极和转子极凸极中心线重合为初始位置, 可以得到 ψ 对 θ 关系曲线的傅里叶分解式为 (分解到三次):

$$\psi(i, \theta) = \psi_0(i) + \psi_1(i) \cos(N_r \theta) + \psi_2(i) \cdot \cos(2N_r \theta) + \psi_3(i) \cos(3N_r \theta) \quad (6)$$

式中, $\psi_0(i)$ 、 $\psi_1(i)$ 、 $\psi_2(i)$ 和 $\psi_3(i)$ 分别为直流分量、一次分量、二次分量和三次分量。

当转子位置角分别为 0° 、 12.5° 、 17.5° 、 22.5° 时,

对应的磁链分别为 ψ_{\min} 、 ψ_r 、 ψ_p 、 ψ_{\max} , 磁链与转子位置的关系曲线如图 7 所示。

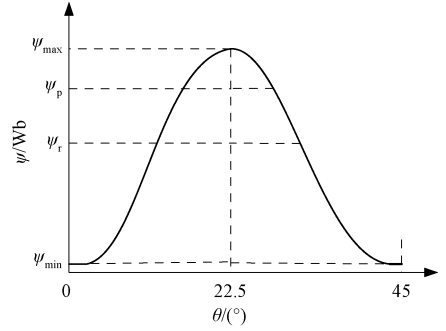


图7 磁链与转子位置的关系曲线

Fig.7 Model prediction schematic diagram

SRM 磁链函数为周期性的偶函数, 可得到傅里叶变换分别如下^[12]:

$$\begin{cases} \psi_0(i) = \frac{1}{45} \int_0^{45^\circ} \psi(i, \theta) d\theta \\ \psi_1(i) = \frac{2}{45} \int_0^{45^\circ} \psi(i, \theta) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{45}\theta\right) d\theta \\ \psi_2(i) = \frac{2}{45} \int_0^{45^\circ} \psi(i, \theta) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{45}\theta\right) d\theta \\ \psi_3(i) = \frac{2}{45} \int_0^{45^\circ} \psi(i, \theta) \cdot \cos\left(\frac{6\pi}{45}\theta\right) d\theta \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\psi(i, \theta)$ 为图 7 中分段函数。

将 $\psi(i, \theta)$ 分为 9 段, 每段均为线性, 自变量 θ 的取值范围为: $0 \sim 6^\circ$ 、 $6^\circ \sim 12.5^\circ$ 、 $12.5^\circ \sim 17.5^\circ$ 、 $17.5^\circ \sim 21^\circ$ 、 $21^\circ \sim 24^\circ$ 、 $24^\circ \sim 27.5^\circ$ 、 $27.5^\circ \sim 32.5^\circ$ 、 $32.5^\circ \sim 39^\circ$ 、 $39^\circ \sim 45^\circ$ 。根据上述分段计算可以得到式 (6) 中各分量为:

$$\begin{cases} \psi_0(i) = 0.411111\psi_{\min} + 0.255556\psi_r + 0.188889\psi_p + 0.144444\psi_{\max} \\ \psi_1(i) = 0.591171\psi_{\min} - 0.050970\psi_r - 0.263894\psi_p - 0.276307\psi_{\max} \\ \psi_2(i) = 0.146457\psi_{\min} - 0.400269\psi_r - 0.012845\psi_p + 0.240966\psi_{\max} \\ \psi_3(i) = -0.102024\psi_{\min} + 0.102024\psi_r + 0.189473\psi_p - 0.189473\psi_{\max} \end{cases} \quad (8)$$

根据图 6, 本文用指数函数来表示 θ 分别为 12.5° 、 17.5° 、 22.5° 时磁链与电流关系, 用线性关系式表示 θ 为 0 时磁链与电流关系, 分别如式 (9)、式 (10) 所示。

$$\psi(i) = ai^b + c \quad (9)$$

式中, a, b, c 为待求系数。

$$\psi(i) = mi + n \quad (10)$$

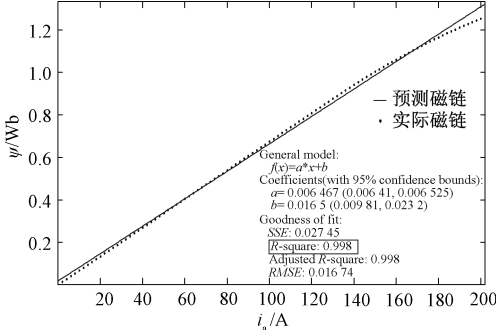
式中, m, n 为待求系数。

通过最小二乘法曲线拟合对 a, b, c, m, n 进行计算, 计算结果为:

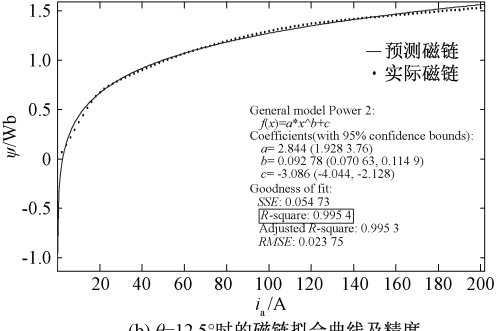
$$\begin{cases} \psi_{\min}(i) = 0.006\,467i + 0.016\,5 \\ \psi_r(i) = 2.844i^{0.092\,78} - 3.086 \\ \psi_p(i) = -3.027i^{-0.236\,5} + 2.5 \\ \psi_{\max}(i) = -2.693i^{-0.343\,5} + 2.109 \end{cases} \quad (11)$$

由式(6)、式(8)、式(11)可以得到 SRM 磁链与电机电流和转子位置的关系表达式。

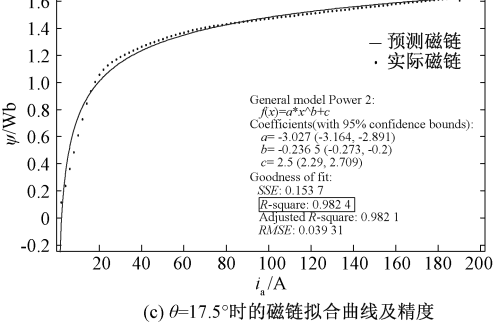
选取的几个角度下的磁链曲线拟合精度分别如图 8 所示。



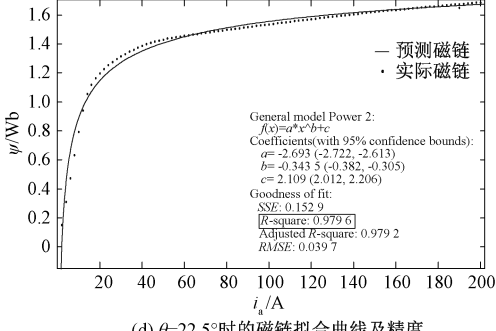
(a) $\theta=0^\circ$ 时的磁链拟合曲线及精度



(b) $\theta=12.5^\circ$ 时的磁链拟合曲线及精度



(c) $\theta=17.5^\circ$ 时的磁链拟合曲线及精度



(d) $\theta=22.5^\circ$ 时的磁链拟合曲线及精度

图 8 不同位置下磁链拟合曲线及精度

Fig.8 Flux curve fitting curve and accuracy under different positions

图 8 中 R -square 表示多重测定系数,其值在 0~1 之间,越接近 1,表明方程的变量对 y 的解释能力越强。由图 8 可知, R -square 分别为 0.998、0.995 4、0.982 4、0.979 6,磁链拟合曲线精度较高。

3.3 开关磁阻电机转矩预测模型

由式(1)和式(2)可得式(12)。由式(12)可以得到转矩关于相电流和转子位置关系表达式,将该表达式计算得到的转矩与通过 Ansoft 软件得到的实际电机转矩进行对比,对比结果如图 9 所示。

$$T_e = \int_0^i \frac{\partial \psi_1(i, \theta)}{\partial \theta} di + \int_0^i \frac{\partial \psi_2(i, \theta)}{\partial \theta} di + \int_0^i \frac{\partial \psi_3(i, \theta)}{\partial \theta} di \quad (12)$$

为了更好地表示转矩预测模型的误差,本文用预测转矩与实际转矩的最大差值的绝对值 err 表示转矩建模误差,用式(13)表示。

$$err = |\Delta T_{\max}| \quad (13)$$

式中, ΔT_{\max} 为统一电流和转子位置下,电机实际转矩与预测转矩的最大差值。

由图 9 可知,四个转子位置下 err 分别为 3×10^{-11} 、15.6、7.3、2.1,所建转矩预测模型的误差较小。

由开关磁阻电机数学模型可得:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{1}{\partial \psi_p / \partial i} \left(U_p - Ri - \frac{\partial \psi_p}{\partial \theta} \omega \right) \\ d\theta / dt = \omega \end{cases} \quad (14)$$

在一个采样时间内对式(12)和式(14)用欧拉方程进行离散化得到式(15),即可得到采样时刻 k 电机的状态方程。根据 $k+1$ 时刻的输入量 U_{k+1} 与电机状态方程,即可预测出下一时刻的电流值 i_{k+1} 和 θ_{k+1} 。之后,根据式(15)最后一行即可预测出 $k+1$ 时刻的电磁转矩。电压矢量不同,预测转矩值随之不同。

$$\begin{cases} i_{k+1} = i_k + \frac{\Delta T}{\partial \psi / \partial i_k} \left(U_{k+1} - Ri_k - \frac{\partial \psi}{\partial \theta_k} \omega \right) \\ \theta_{k+1} = \theta_k + \omega \Delta T \\ T_{k+1} = f(i_{k+1}, \theta_{k+1}) \end{cases} \quad (15)$$

3.4 功率变换器模型

功率变换器中每一相的工作状态有三种,分别表示为 $D=1$ (上下开关管同时开通)、 $D=0$ (上下开关管一开一断)、 $D=-1$ (上下开关管同时关断)。令每一相的控制信号分别为 D_1 、 D_2 、 D_3 。

对于一步预测的控制系统来说,将会有 27 种开关组合方式,为了减少 MPC 预测控制的计算量以及

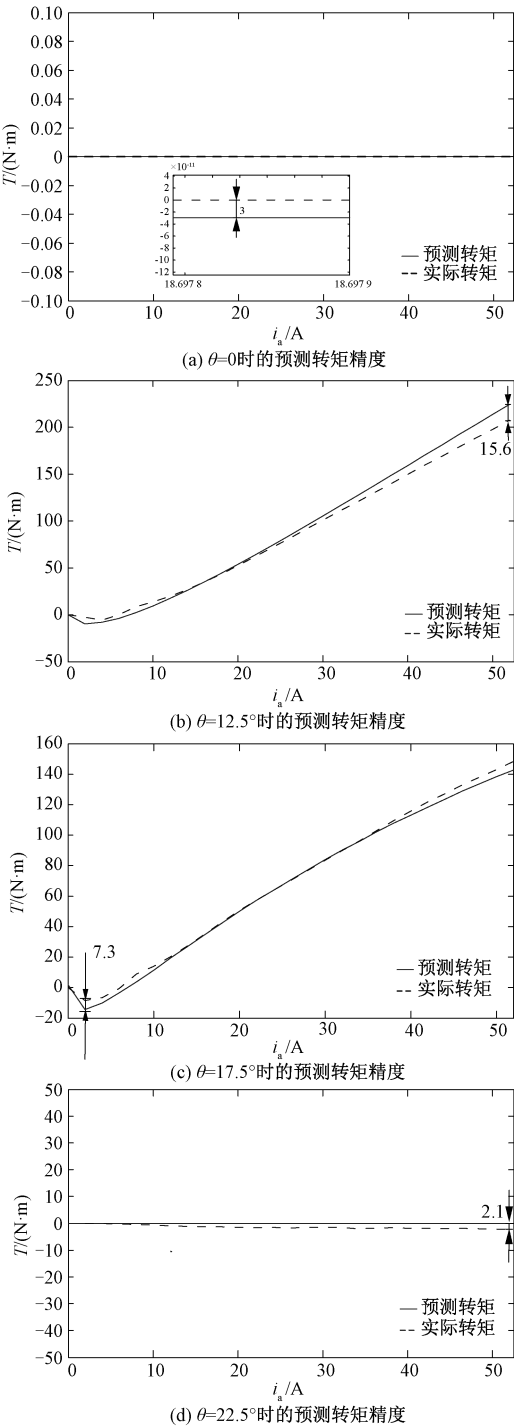


图9 预测转矩精度
Fig.9 Predicted torque accuracy

目标函数的比较次数, 本文首先通过判断每相下转子位置角是否处于 SRM 开通角和关断角范围内, 以 A 相为例, 若有 θ_A 在 $\theta_{on} \sim \theta_{off}$, 则 A 相开关管有 $D_1 = 1$ 和 $D_1 = 0$ 两种工作模式; 若 θ_A 不在 $\theta_{on} \sim \theta_{off}$, 则有 $D_1 = -1$ 。TMPC 控制方式下可能出现的开关状态如表 1 所示, 在这种处理方式下, 目标函数每一次的比

较量由原来的 27 次变为最多 8 次, 大大减少了 MPC 计算量。

表 1 TMPC 控制方法下可能出现的最多开关状态

Tab.1 Maximum number of switching states that can occur under TMPC control method					
D_1	D_2	D_3	D_1	D_2	D_3
1	1	1	0	1	1
1	1	0	0	1	0
1	0	1	0	0	1
1	0	0	0	0	0

3.5 目标函数的建立

为了提高控制精度, 减少控制计算量, 本文直接对转矩建立目标函数, 表示为:

$$J = [T(j) - T_{ref}]^2 \tag{16}$$

式中, $T(j)$ 为预测范围内的第 j 次预测转矩; T_{ref} 为参考转矩; J 为误差值。通过式 (16) 计算输出转矩与给定转矩的误差, 使输出转矩有效跟踪给定值。

3.6 基于模型预测的方法

本文基于模型预测控制原理, 通过转矩预测控制, 实现对 SRM 调速系统的调速控制, 其控制系统结构框图如图 10 所示。

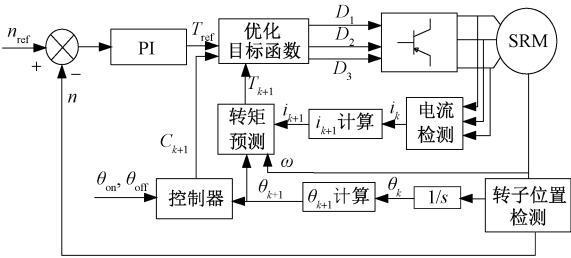


图 10 系统控制框图
Fig.10 System control block diagram

本系统通过速度外环产生参考转矩, 同时对转子位置和相绕组电流进行实时检测, 计算得到下一个采样时刻的转子位置以及电流; 然后通过转矩预测模块得到预测转矩, 在三相位置判断控制模块的共同作用下, 选择出使目标函数取得最小值的最优控制矢量, 用于控制功率变换器各相开关管的开通与关断, 最终实现 SRM 的优化控制。其中, 位置角采用旋转编码器进行测量, 测量结果经过控制器转换得到电机的转速值。其中, 控制功率变换器最优工作状态的选择过程如图 11 所示。

4 仿真分析

本文利用 MATLAB/Simulink 工具, 建立基于模

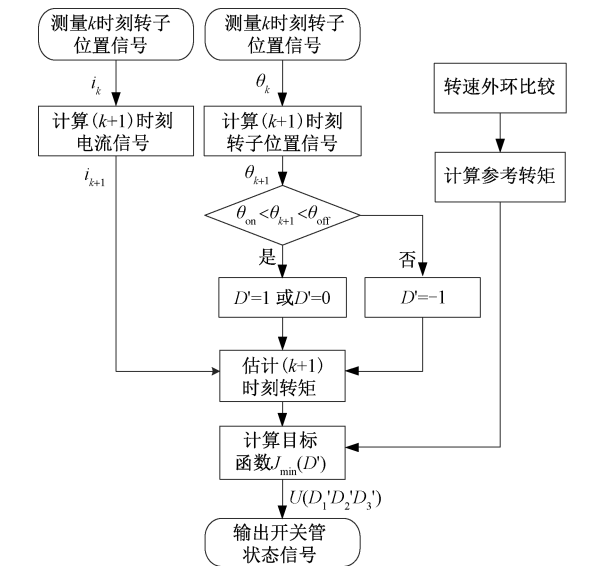


图 11 功率变换器最优工作状态选择过程图
Fig.11 Power converter optimal working state selection flow chart

型预测控制的 SRM 调速系统的仿真模型。电机参数如表 2 所示。仿真模型中三相(12/8 极)电机的电感-电流-角度数据表通过有限元仿真得到。针对角度位置控制方法(Angel Position Control, APC)主要是通过调节 SRM 的开通角、关断角来调节电机转矩,并且对开通角和关断角同时进行调节的 APC 控制方法(Double Angle Control, DAC)能有效抑制电机转矩脉动^[12],本文对 TMPC 控制方和对 DAC 控制方法进行仿真对比实验。

表 2 SRM 模型参数

Tab.2 Parameters of SRM model			
电机参数	数值	电机参数	数值
相数(极数)	3(12/8)	额定转速/(r/min)	1 000
额定转矩/(N·m)	106	额定功率/kW	11
定子内径/mm	164	转子内径/mm	60
定子外径/mm	260	转子外径/mm	163
定子轭高/mm	15	转子轭高/mm	24
定子极弧/mm	0.5	转子极弧/mm	0.355
定子铁心/mm	210	硅钢片叠压系数	0.95

为了定量分析转矩脉动大小,定义转矩脉动百分比系数为:

$$k = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{av}}} \times 100\%$$

(17)

式中, T_{\max} 、 T_{\min} 分别为转矩最大值和最小值; T_{av} 为平均转矩。

图 12 给出了在额定转速下,负载转矩 T_L 由 60 N·m 突变为100 N·m 时两种控制方式下电机的转

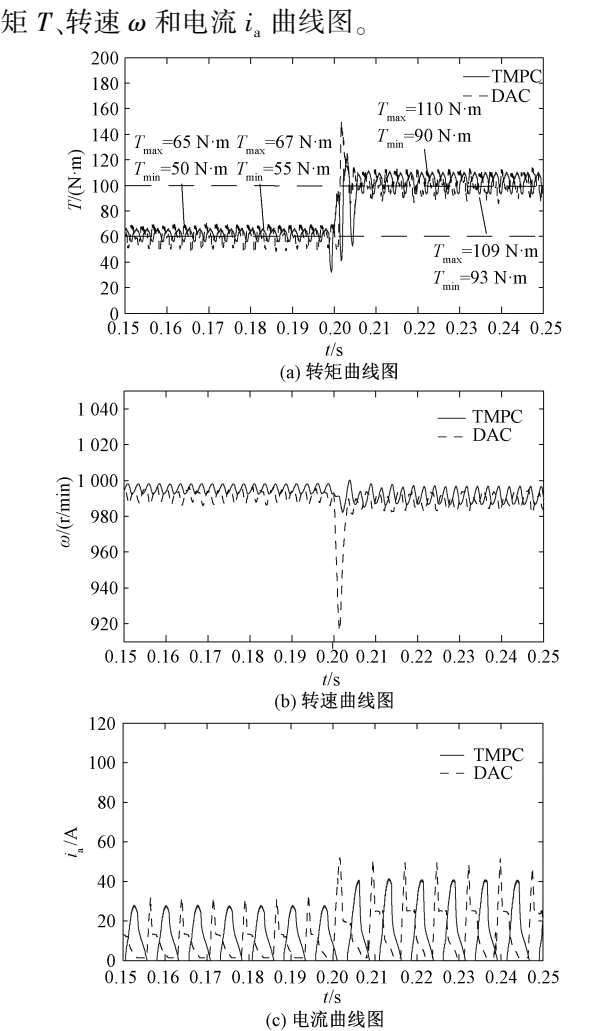


图 12 两种控制方法下变载调节电机参数曲线图
Fig.12 Motor parameter curves for variable load adjustment under two control methods

从图 12 可看出,在相同负载时,TMPC 控制方式下转矩脉动小,稳态时的转速波动小。由图 12(a)可知,变载前,DAC 控制方式下的转矩脉动为 25%,变载后为 20%;TMPC 控制方式下,变载前后的转矩脉动系数分别为 20%和 16%。可见电机在 TMPC 控制方式下的转矩脉动抑制能力更强。由图 12(b)可知,变载瞬间,TMPC 控制方法的转速波动大于 DAC 控制方法,但前者稳态转速波动更小。由图 12(c)可知,TMPC 控制下的稳态电流比 DAC 控制下的稳态电流小。

图 13 为恒定负载转矩 $T_L = 100 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时电机由 1 000 r/min调速到1 200 r/min时两种控制方式下的转矩 T 、转速 ω 和电流 i_a 曲线。

从图 13 可以看出,在改变转速前后,电机的转矩均维持在 100 N·m。由图 13(a)可知,变速前后,

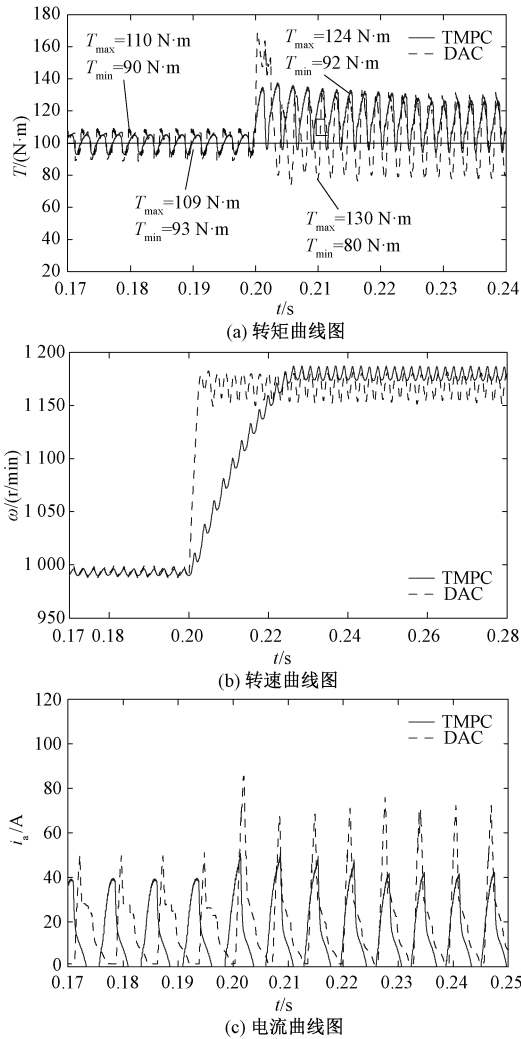


图 13 两种控制方法下变速调节电机参数曲线图
Fig.13 Motor parameter curves for variable speed under two control methods

DAC 控制方式下的转矩脉动分别为 20% 和 50%; TMPC 控制方式下的转矩脉动分别为 16% 和 32%, TMPC 控制方式下的转矩脉动抑制能力更好。由图 13(b) 可知, TMPC 控制方法变速时转速过渡调节时间长于 DAC 控制, 但是其稳态转速波动小于 DAC 控制方法。由图 13(c) 可知, 变速情况下 TMPC 的稳态电流小于 DAC 控制方法。

为验证 TMPC 控制方法具有较强的转矩脉动抑制能力, 本文进一步完成 TMPC 控制方法与基于转矩分配函数的直接瞬时转矩控制方法 (Direct Instantaneous Torque Control, DITC) 仿真对比实验。

图 14 为额定转速下, 负载转矩 T_L 由 $60\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 时两种控制方法下电机的转矩曲线图。

由图 14 可知, 变载前 TMPC 控制方法、DITC 控

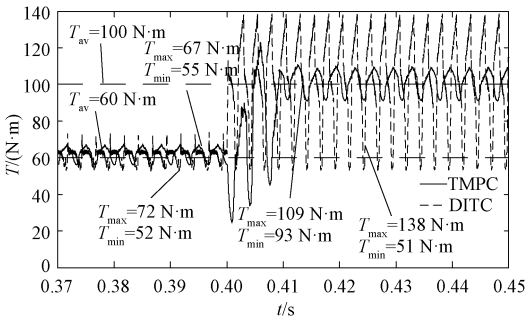


图 14 两种控制方法下变载调节电机转矩曲线图
Fig.14 Motor torque curves for variable load under two control methods

制方法转矩脉动分别为 20%、33.3%, 变载后, 两种控制方法转矩脉动分别为 16%、87%。因此, TMPC 控制方法转矩脉动抑制能力更强。

图 15 为恒定负载转矩 $T_L = 100\text{ N}\cdot\text{m}$ 时电机由 $1\,000\text{ r/min}$ 调速到 $1\,200\text{ r/min}$ 时两种控制方法下的转矩 T 曲线。由图 15 可知, 变速前 TMPC 控制方法、DITC 控制方法的转矩脉动分别为 16%、87%, 变速后两种控制方法转矩脉动分别为 32%、94%。故变速调节情况下, TMPC 控制方法转矩脉动抑制能力强于 DITC 控制方法。

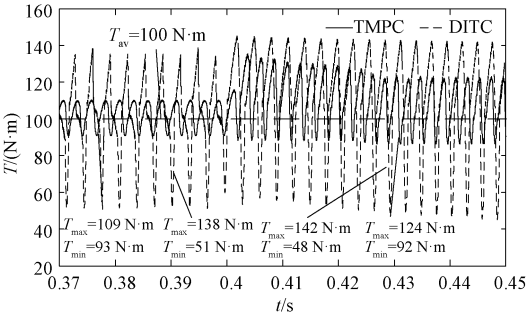


图 15 两种控制方法下变速调节电机转矩曲线图
Fig.15 Motor torque curves for variable speed under two control methods

5 实验分析

5.1 半实物实验平台

本文以额定功率为 11 kW 的 3 相 12/8 极 SRM (电机参数与仿真一致, 同表 2) 为控制对象, 采用基于 RT-LAB 的硬件在环仿真系统模型^[13]。实物系统程序设计采用 C 语言在 DSP 处理器上进行开发, 将电机模型及功率变换器等模块放在 RT-LAB 中, 完成基于 TMPC 控制和 DAC 控制的 SRM 调速控制半实物仿真对比实验。其中核心控制器采用 TI 公

司的 TMS320X2812 芯片,基于 RT-LAB 的开关磁阻电机硬件在环(Hardware in Loop,HIL)的仿真系统框图如图 16 所示,RT-LAB 调试平台如图 17 所示^[14,15]。

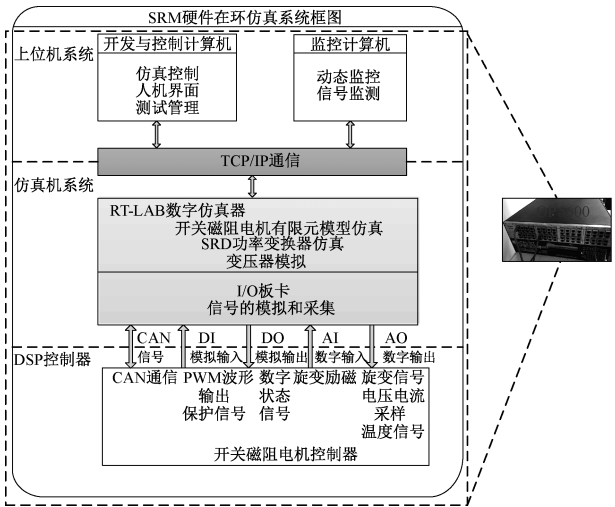


图 16 SRM 硬件在环仿真系统框图

Fig.16 Hardware in loop simulation system of SRM



图 17 RT-LAB 调试平台

Fig.17 RT-LAB debugging platform

5.2 实验结果

图 18 给出了在额定转速 $\omega = 1\,000\text{ r/min}$ 下,负载转矩由 $60\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 时 TMPC 和 DAC 控制方式下电机的转矩 T 、转速 ω 和电流 i_a 曲线图。由转矩脉动计算公式可知,SRM 采用 DAC 控制方法时变载前后的转矩脉动系数分别为 30%、20%,而采用 TMPC 控制方法时变载前后时的转矩脉动系数分别为 25%、16.4%,因此变载调节时,TMPC 控制方法的转矩脉动抑制能力强于 DAC 控制方法。从图 18(b)可看出,TMPC 控制变载调节时稳态转速波动小于 DAC 控制。由图 18(c)可知,DAC 控制方法下电机在变载前后的稳态相电流大于 TMPC 控制

方法下的电机稳态相电流。因此,TMPC 控制下的变载调节效果更好。

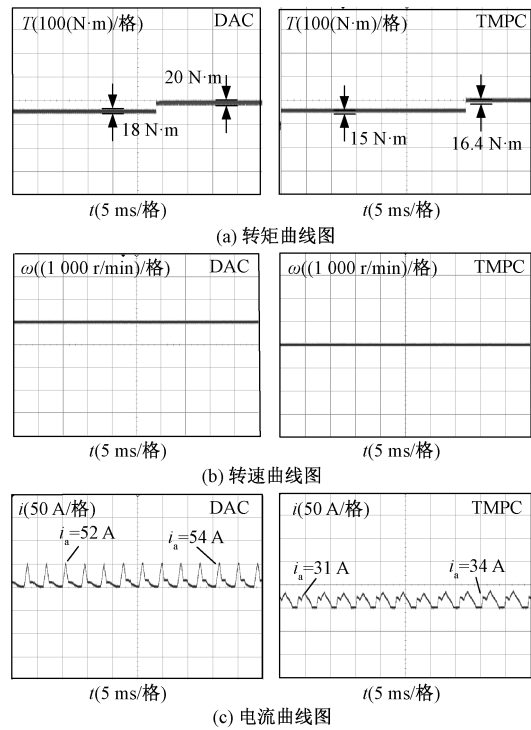


图 18 两种控制方法电机变载调节时的参数比较

Fig.18 Comparison of motor parameters for variable load adjustment under two control methods

图 19 为恒定转矩 $T_L = 100\text{ N}\cdot\text{m}$ 下,电机转速 ω 由 $1\,000\text{ r/min}$ 突变为 $1\,200\text{ r/min}$ 时两种控制方式下电机的转矩 T 和转速 ω 和电流 i_a 曲线图。

如图 19(a)所示,SRM 采用 DAC 控制方法时,变速前、变速后的转矩脉动系数分别为 20%、23.6%,而采用 TMPC 控制方法时变速前后时的转矩脉动系数分别为 16.4%、18%,因此变载调节时,TMPC 控制方法的转矩脉动能力强于 DAC 控制方法。从图 19(b)可看出,TMPC 控制变速调节时稳态转速波动小于 DAC 控制。由图 19(c)可知 DAC 控制方法下电机在变速前后的稳态相电流大于 TMPC 控制方法下的稳态相电流。因此,TMPC 控制下的调节效果更好。

6 结论

本文在分析电机控制参数对开关磁阻电机控制效果及转矩脉动影响的基础上,提出了基于模型预测控制的 SRM 转矩脉动抑制方法。通过对理论分析、仿真和实验,得出以下结论:

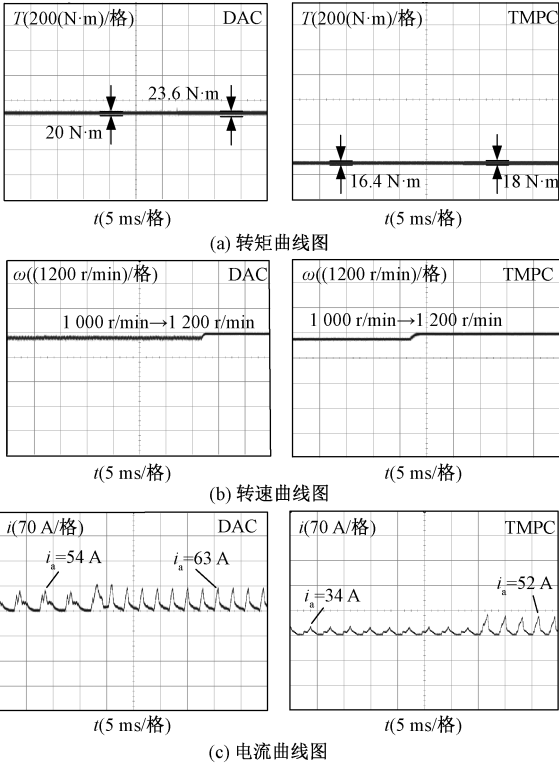


图 19 两种控制方法电机变速调节时的参数比较
Fig.19 Comparison of motor parameters during variable speed under two control methods

(1)不同转子位置角、电流下的电机转矩不同,通过实时采集的转子位置角和电流,利用所建模型能够准确预测电机转矩。

(2)TMPC 控制方法能够实现对 SRM 调速系统的调速控制。

(3)仿真和实验结果验证了分析的正确性和所提 TMPC 控制方法的有效性。SRM 通过 TMPC 控制,能够有效抑制电机转矩脉动,提高了调速性能。

参考文献 (References):

[1] 杨光, 杨明发, 石凯 (Yang Guang, Yang Mingfa, Shi Kai). 基于转矩分配的开关磁阻电机转矩脉动抑制的研究 (Research on torque ripple rejection of switched reluctance motor based on torque distribution) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (12): 8-14.

[2] 陈建龙 (Chen Jianlong). 基于模糊控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制方法研究 (Research on torque ripple reduction method of switched reluctance motor based on fuzzy control) [D]. 长沙: 湖南大学 (Changsha: Hunan University), 2016.

[3] 范正翘, 王平 (Fan Zhengqiao, Wang Ping). 开关磁

阻电动机转矩脉动的智能抑制方法 (Intelligent suppression method for torque ripple of switched reluctance motor) [J]. 微特电机 (Small & Special Electrical Machines), 2000, 28 (2): 28-30.

[4] 邹涛, 丁宝苍, 张端 (Zou Tao, Ding Baochang, Zhang Rui). 模型预测控制工程应用导论 (Introduction to model predictive control engineering applications) [M]. 北京: 化学工业出版社 (Beijing: Chemical Industry Press), 2010.

[5] 全生财, 郭文勇, 李大飞 (Quan Shengchai, Guo Wen-yong, Li Dafei). 三相电流型 PWM 整流器改进型模型预测控制 (Improved model predictive control for three-phase current mode PWM rectifier) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (8): 30-35.

[6] 梅杨, 王梁, 冯帅伟 (Mei Yang, Wang Liang, Feng Shuaiwei). 面向宽速域五桥臂逆变器-双电机调速系统的无权系数模型预测控制 (Unweighted coefficient model predictive control for wide-speed five-leg inverter-dual motor speed control system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (7): 25-32.

[7] 颜宁, 曹鑫, 张蕾, 等 (Yan Ning, Cao Xin, Zhang Lei, et al.). 基于直接转矩控制的开关磁阻电机模型预测控制方法 (Direct torque control-based model predictive control of switched reluctance motors) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (18): 5446-5453, 5544.

[8] Yang Jianzhong, Huo Lihua. Nonlinear predictive control for SRM based on TSE [A]. 2009 Chinese Control and Decision Conference [C]. Guilin, China, 2009. 5344-5349.

[9] Li B, Ling X, Huang Y, et al. An improved model predictive current controller of switched reluctance machines using time-multiplexed current sensor [J]. Sensors, 2017, 17 (5): 1146-1162.

[10] 袁文浩 (Yuan Wenhao). 基于预测控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制方法研究 (Research on torque ripple reduction method of switched reluctance motor based on predictive control) [D]. 长沙: 湖南大学 (Changsha: Hunan University), 2017.

[11] 徐建军, 许振亮, 王喜莲 (Xu Jianjun, Xu Zhenliang, Wang Xilian). 基于指数函数的开关磁阻电机磁链非线性模型 (Nonlinear linear model of switched reluctance motor based on exponential function) [J]. 北京交通大学学报 (Journal of Beijing Jiaotong University), 2014, 38 (2): 117-122.

[12] 雷渝, 王军, 苟斌, 等 (Lei Yu, Wang Jun, Gou Bin,

- et al.). 一种改进的开关磁阻电机角度位置控制方法研究 (An improved method of angle position control for switched reluctance motor) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics Technology), 2018, 52 (2): 21-24.
- [13] Thomas J, Hansson A. Speed tracking of a linear induction motor-enumerative nonlinear model predictive control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21 (5): 1956-1962.
- [14] Zhou D, Jin Z, Yang L. Finite-control-set model predictive control scheme of three-phase four-leg back-to-back converter-fed induction motor drive [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11 (5): 761-767.
- [15] Kong Xiaobing, Liu Xiangjie. Efficient nonlinear MPC on permanent magnet synchronous motor [J]. 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC) [C]. Chongqing, China, 2017. 4644-4647.

SRM torque ripple suppression method based on model predictive control

YANG Wen-hao¹, GOU Bin¹, LEI Yu^{1,2}, SONG Xiao-xiao¹, Wang Jun¹

(1. School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China;

2.State Grid Guang'an Power Supply Company, State Grid Sichuan Electric Power Company, Guang'an 638500, China)

Abstract: A torque ripple suppression method based on model predictive control is proposed for switched reluctance motor(SRM) drive system in this paper. According to the basic structure and mathematical model of SRM, the mechanism of torque ripple generation in the speed control system is analyzed. Based on the basic principle of model predictive control, a SRM nonlinear model is established. The electronic winding phase current and the rotor position signal, and the bus voltage are collected in real time. According to the established mathematical model, the electromagnetic torque at the next moment is predicted. Then the objective function based on the torque ripple is established. By determining the candidate sequence of the working state of the upper and lower tubes of the power converter, an optimal control sequence is obtained by combining the objective function and the state value corresponding to the control sequence is used in the SRM predictive control system to achieve suppression of motor torque ripple. The simulation and experimental results confirm the validity and accuracy of the proposed method. It is shown that this method provides a smaller SRM torque ripple.

Key words: switched reluctance motor; model predictive control; torque ripple reduction