

同步磁阻电机的无模型预测电流控制策略

郭雷岗, 马军周, 靳建峰

(郑州电力高等专科学校 信息通信系, 河南 郑州 450004)

摘要: 为了优化同步磁阻电机的驱动控制性能, 设计了一种新型的同步磁阻电机无模型预测电流控制策略。无模型预测电流控制较之传统的模型预测电流控制的主要优点是其无需使用特定的电机模型, 不依赖于电机参数, 也无需进行反电动势估计。同时, 新型无模型预测电流控制方案设计时有效避免了每个采样周期2次电流测量导致的电流尖峰和电流变化更新停滞降低预测性能的问题。新方案简单易行, 无需使用脉宽调制技术。最后, 对比试验结果验证了新型控制策略具有较优的控制性能。

关键词: 同步磁阻电机; 预测电流控制; 无模型; 6开关三相逆变器

中图分类号: TM352 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19436

Model-free Predictive Current Control Strategy for Synchronous Reluctance Motor

GUO Leigang, MA Junzhou, JIN Jianfeng

(Department of Information and Communication, Zhengzhou Electric Power College,
Zhengzhou 450004, Henan, China)

Abstract: In order to optimize the drive control performance of synchronous reluctance motor, a novel model-free predictive current control strategy for synchronous reluctance motor was designed. The main advantage of model-free predictive current control over conventional model predictive current control was that it did not require the use of a specific motor model, did not rely on motor parameters, and did not require back-EMF estimation. At the same time, the new model-free predictive current control scheme was designed to avoid the problem of current spikes caused by two current measurements in each sampling period and the current variation update stagnation to reduce the prediction performance. The new solution is simple and easy to realize, and no need to use pulse width modulation. Finally, the comparison test results verify that the new control strategy has better control performance.

Key words: synchronous reluctance motor (SRM); predictive current control; model-free; six-switch three-phase inverter

同步磁阻电机(SRM)由于具有坚固且结构简单的优点被广泛应用于工业电器和电动汽车中^[1]。驱动SRM需要有效控制逆变器, 目前有3种通用的逆变器开关策略, 分别是滞环电流控制、脉宽调制和空间矢量控制^[2]。文献[3]中提出了一种用于两电平电压源型逆变器的模型预测电流控制, 在参数完全匹配的情况下, 该方法可有效地控制负载电流。模型预测控制也可用于各种电机驱动控制, 如感应电机^[4]、永磁同步电机^[5]、无刷直流电机^[6]和永磁开关磁链电机^[7], 但报道预测电流控制应用于SRM的文献较少。

传统的SRM三相模型本质上是一种耦合模

型, 由于互感的存在, 文献[3]中提出的模型电流预测控制不再适用。为了解决建模问题, 文献[8]采用了基于扩展反电动势的三相模型以便于直接使用模型电流预测控制, 但该研究仅提供了数值模拟结果, 同时该方法依然存在一些局限性, 包括电机参数获取、反电动势估算和定子电压使用等。为此, 本文提出了一种新型的无模型预测电流控制用于SRM。新方案基于成本函数计算最优工作模式并在下一个采样周期应用于SRM驱动系统, 无需使用PWM(pulse width modulation)控制及其比例积分调节器, 且不依赖电机参数。新型的无模型预测电流控制不同于文献[9]

基金项目: 河南省教育厅科研项目(2017B016)

作者简介: 郭雷岗(1983-), 男, 硕士, 讲师, Email: 3594729572@qq.com

中的方案,新方案在每个采样周期对定子电流仅采样1次,有效避免了电流尖峰和电流变化更新停滞降低预测性能的问题。最后,采用对比试验对新型无模型预测电流控制算法进行了试验验证。

1 SRM的数学模型

abc 参考系中SRM的等效定子电压方程^[10]如下式:

$$\begin{cases} u_a = r_s i_a + d(L_{q_a} i_a + L_{AA} i_a + L_{AB} i_b + L_{AC} i_c)/dt \\ u_b = r_s i_b + d(L_{BA} i_a + L_{q_b} i_b + L_{BB} i_b + L_{BC} i_c)/dt \\ u_c = r_s i_c + d(L_{CA} i_a + L_{CB} i_b + L_{CC} i_c + L_{q_c} i_c)/dt \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} L_{AA} &= -0.5L_A + 1.5L_B + L_B \cos(2\theta_{re}) \\ L_{BB} &= -0.5L_A + 1.5L_B - 2L_B \cos(2\theta_{re}) - \sqrt{3}L_B \sin(2\theta_{re}) \\ L_{CC} &= -\frac{1}{2}L_A + \frac{3}{2}L_B - 2L_B \cos(2\theta_{re}) + \sqrt{3}L_B \sin(2\theta_{re}) \\ L_{AB} &= L_{CB} = -0.5L_A + L_B \cos(2\theta_{re} - 2\pi/3) \\ L_{AC} &= L_{BC} = -0.5L_A + L_B \cos(2\theta_{re} + 2\pi/3) \\ L_{BA} &= L_{CA} = -0.5L_A - 2L_B \cos(2\theta_{re}) \end{aligned}$$

式中: r_s 为定子电阻; L_q 为 q 轴电感; u_a, u_b, u_c 为三相定子电压; i_a, i_b 和 i_c 为三相定子电流; $L_{AA}, L_{AB}, L_{AC}, L_{BA}, L_{BB}, L_{BC}, L_{CA}, L_{CB}, L_{CC}$ 为定子自感和互感; θ_{re} 为转子位置; L_A 为电感参数,与转子位置无关; L_B 为电感参数余弦分量的幅值。

式(1)中 L_q 可写为

$$L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (2)$$

式中: L_{ls} 为漏电感。

将SRM的3个扩展反电动势定义为

$$\begin{cases} e_a = d(L_{AA} i_a + L_{AB} i_b + L_{AC} i_c)/dt \\ e_b = d(L_{BA} i_a + L_{BB} i_b + L_{BC} i_c)/dt \\ e_c = d(L_{CA} i_a + L_{CB} i_b + L_{CC} i_c)/dt \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入式(1),可得到:

$$u_z = r_s i_z + L_q \frac{d}{dt} i_z + e_z \quad z \in \{a, b, c\} \quad (4)$$

通过坐标变换,在 $\alpha\beta$ 坐标系中的定子电压可重写为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: u_α, u_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系的定子电压。

基于式(4)和式(5),可获得等效定子电压方程如下式:

$$\begin{cases} u_\alpha = r_s i_\alpha + L_q \frac{d}{dt} i_\alpha + e_\alpha \\ u_\beta = r_s i_\beta + L_q \frac{d}{dt} i_\beta + e_\beta \end{cases} \quad (6)$$

式中: $i_\alpha, i_\beta, e_\alpha, e_\beta$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系的电流和扩展反电动势。

最后,可得 e_α, e_β 的表达式如下:

$$\begin{cases} e_\alpha = d\{L_B[3i_a \cos \theta_{re} + \sqrt{3}(i_b - i_c) \sin \theta_{re}]\cos \theta_{re}\}/dt \\ e_\beta = d\{L_B[3i_a \cos \theta_{re} + \sqrt{3}(i_b - i_c) \sin \theta_{re}]\sin \theta_{re}\}/dt \end{cases} \quad (7)$$

从式(7)可看出, e_α 和 e_β 由正弦函数、余弦函数、转子位置和定子电流构成,从而具有高度非线性。

2 模型预测电流控制

如图1所示,逆变器连接到SRM, U_{dc} 是直流链路电压, $G_1 \sim G_6$ 为逆变器的6个开关。表1列出了逆变器的8种不同工作模式,对应为 S_0 至 S_7 。表2中给出了输出电压和工作模式之间的关系。

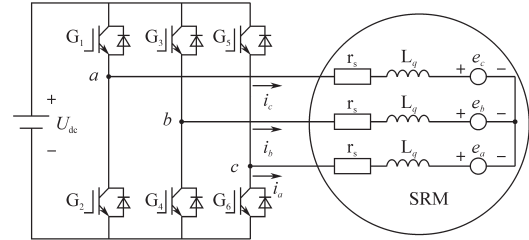


图1 SRM驱动系统

Fig.1 Driving system for SRM

表1 逆变器工作模式

Tab.1 Operating mode of the inverter

工作模式	开关导通	开关断开
S_0	G_2, G_4 和 G_6	G_1, G_3 和 G_5
S_1	G_1, G_4 和 G_6	G_2, G_3 和 G_5
S_2	G_2, G_3 和 G_5	G_1, G_4 和 G_6
S_3	G_2, G_3 和 G_6	G_1, G_4 和 G_5
S_4	G_1, G_4 和 G_5	G_2, G_3 和 G_6
S_5	G_2, G_4 和 G_5	G_1, G_3 和 G_6
S_6	G_1, G_3 和 G_6	G_2, G_4 和 G_5
S_7	G_1, G_3 和 G_5	G_2, G_4 和 G_6

表2 工作模式对应的输出电压

Tab.2 Output voltage corresponding to the operating mode

工作模式	输出电压				
	u_a	u_b	u_c	u_α	u_β
S_0	0	0	0	0	0
S_1	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	0
S_2	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	0
S_3	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$\sqrt{3}U_{dc}/3$
S_4	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-\sqrt{3}U_{dc}/3$
S_5	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-\sqrt{3}U_{dc}/3$
S_6	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$\sqrt{3}U_{dc}/3$
S_7	0	0	0	0	0

流预测计算成本函数,选择下一个开关状态。在工作模式 $S_{k-1} \in \{S_0, \dots, S_7\}$, 第 k 个采样周期采样得到的 α 轴定子电流记为 $i_a(k)|_{S_{k-1}}$ 。 $i_a^p(k+2)|_{S_1}$, $i_a^p(k+2)|_{S_3}$, $i_a^p(k+2)|_{S_7}$ 和 $i_a^p(k+2)|_{S_k}$ 分别代表在工作模式 S_1, S_3, S_7 和 $S_k \in \{S_0, \dots, S_7\}$ 下预测的 α 轴定子电流。与 $i_a[k]|_{S_{k-1}}$ 类似, 在工作模式 S_k 和 $S_{k+1} \in \{S_0, \dots, S_7\}$ 时, $i_a[k+1]|_{S_k}$ 和 $i_a[k+2]|_{S_{k+1}}$ 将分别在第 $(k+1)$ 和第 $(k+2)$ 个采样周期中测量, 故可得等式:

$$i_a(k+2)|_{S_{k+1}} = i_a(k)|_{S_{k-1}} + [i_a(k+1)|_{S_k} - i_a(k)|_{S_{k-1}}] + [i_a(k+2)|_{S_{k+1}} - i_a(k+1)|_{S_k}] \quad (21)$$

为方便起见, 式(21)中的2个电流变化定义如下:

$$\Delta i_a|_{S_k} = i_a(k+1)|_{S_k} - i_a(k)|_{S_{k-1}} \quad (22)$$

$$\Delta i_a|_{S_{k+1}} = i_a(k+2)|_{S_{k+1}} - i_a(k+1)|_{S_k} \quad (23)$$

在第 k 个采样周期中, 由于 $i_a(k+1)|_{S_k}$ 和 $i_a(k+2)|_{S_{k+1}}$ 未知, 故无法得到 $\Delta i_a|_{S_k}$ 和 $\Delta i_a|_{S_{k+1}}$ 。但可以使用前值代替, 因为只要采样间隔 T_s 足够短, 相同工作模式下的任意2个相邻采样电流值是接近的。因此, 有如下2个近似表达式:

$$\Delta i_a|_{S_k} \approx \Delta i_{a, \text{old1}}|_{S_k} \in \{S_0, \dots, S_7\} \quad (24)$$

$$\Delta i_a|_{S_{k+1}} \approx \Delta i_{a, \text{old1}}|_{S_{k+1}} \in \{S_0, \dots, S_7\} \quad (25)$$

其中, 下标“old1”指的是存储在数字控制器中的备份值。然后进一步用下标“old2”表示前值如下式:

$$\Delta i_{a, \text{old2}}|_{S_j} \in \{S_0, \dots, S_7\} = \Delta i_{a, \text{old1}}|_{S_j = S_{k+1}} \quad (26)$$

由于 $S_{k-1} \in \{S_0, \dots, S_7\}$, 式(26)中有8个值被备份以检查工作模式停滞。为了减少式(24)和式(25)中的近似误差, 可采用以下升级机制来刷新电流变化:

$$\Delta i_{a, \text{old1}}|_{S_{k-1}} \in \{S_0, \dots, S_7\} = \Delta i_a(k)|_{S_{k+1}} - i_a(k-1)|_{S_{k-2}} \quad (27)$$

可以注意到, 由于采用高性能数字处理器, 式(27)的更新速度非常快, 并且式(27)左侧在8种不同的工作模式下呈现8个不同的值, 如表1所示。原则上, 更高的采样频率在处理近似电流变化时精度更高。基于式(21)~式(27)和图3, 在工作模式 S_j 下预测的 α 轴定子电流可计算如下:

$$i_a^p(k+2)|_{S_j} = i_a(k)|_{S_{k-1}} + \Delta i_{a, \text{old1}}|_{S_k} + \Delta i_{a, \text{old1}}|_{S_j} \quad (28)$$

按照上述步骤, 可获得预测 β 轴定子电流:

$$i_\beta^p[k+2]|_{S_j} = i_\beta[k]|_{S_{k-1}} + \Delta i_{\beta, \text{old1}}|_{S_k} + \Delta i_{\beta, \text{old1}}|_{S_j} \quad (29)$$

可注意到, 式(28)、式(29)中不会使用式(26)中的备份值, 故定义与工作模式 S_j 相关联的成本函数为

$$g(k)|_{S_j} = |i_a^*(k+2) - i_a^p(k+2)|_{S_j}| + |i_\beta^*(k+2) - i_\beta^p(k+2)|_{S_j}| \quad (30)$$

基于式(19), 可以计算电流参考 $i_a^*(k+2)$ 和 $i_\beta^*(k+2)$ 。在第 k 个采样周期中, 式(30)将产生8个成本值。通过计算, 可选择给出最小成本值的工作模式 S_m , 即

$$g(k)|_{S_m \in \{S_0, \dots, S_7\}} = \min\{g(k)|_{S_0}, \dots, g(k)|_{S_7}\} \quad (31)$$

上述分析和设计中没有使用电机模型, 但基于2个假设: 1) 数字控制器的采样间隔足够短; 2) 在2个非常接近的不同时刻应用同一工作模式时电流变化差别很小。基于假设, 电流预测是可行的, 进而导出了新方案。此外, 电流变化在很短的时间内即更新, 这是由高采样频率来保证的。与传统模型预测电流控制相反, 无模型预测电流控制不需要使用任何参数或反电动势估计。若式(27)的值在几十个采样周期内没有刷新, 则需要进行处理, 体现在如图4所示的无模型预测电流控制方案流程图中。

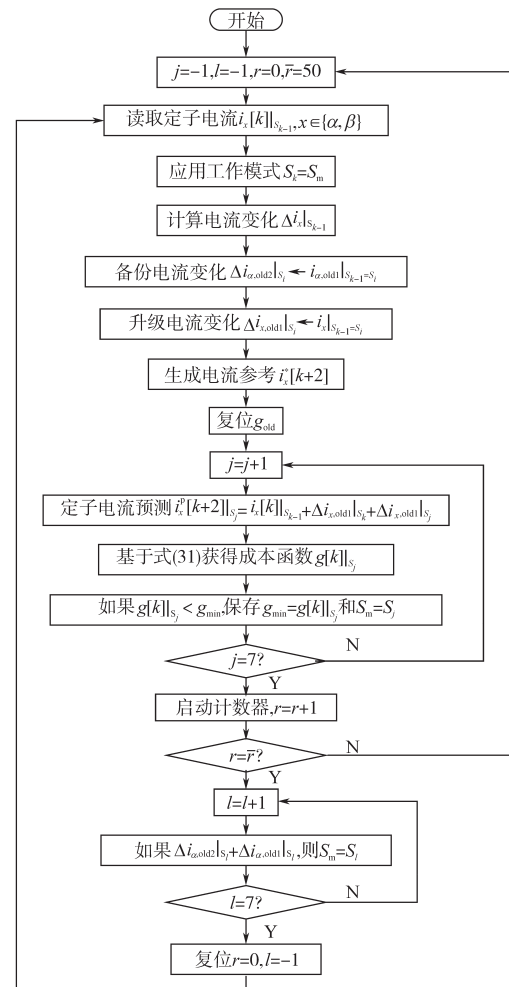


图4 无模型电流预测控制流程图

Fig.4 Flowchart of the model-free predictive current control

图4中, $g_{\min}$, S_m 为最小成本值和对应的最优工作模式; r 为时间间隔计数, $\bar{r}$ 设定为50。如果工作模式 $S_i \in \{S_0, \dots, S_7\}$ 在连续50个采样周期后仍未应用, 则在下一个采样周期, S_m 替换为 S_i , 即每50个采样周期执行1次停滞更新检测, 这无需太多的计算开销。

如果 $\Delta i_{\alpha, \text{old}} | \Delta i_{\alpha, \text{old}} |_{S_i}$ 和 $r = \bar{r}$, 则 $S_m = S_i$; 若其不成立, 则最优工作模式 S_m 将由式(31)确定; 换言之, 对于 $i=0, \dots, 7$, 将由其检测工作模式停滞。总之, 从式(31)和上述条件中选择工作模式 S_m 应用于第 $k+1$ 个采样周期以控制逆变器。

图5所示为新型无模型预测电流控制方案的框图。图5中, $i_d^*(k)$ 和 $i_q^*(k)$ 分别为 d 轴和 q 轴电流参考, $\theta_{re}(k)$ 为转子位置。此外, 从图5中可以看出, 不需要任何类型的PWM技术或线性调节器即可实现对SRM的有效驱动控制。

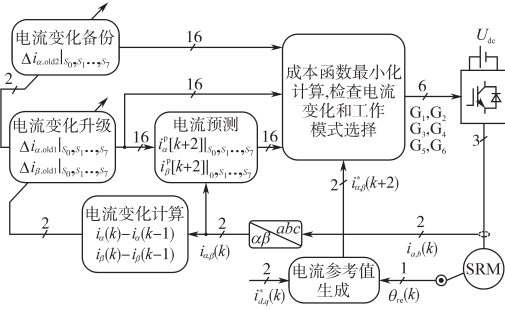


图5 基于新型无模型电流预测控制的SRM驱动系统框图

Fig.5 Block diagram of the SRM driving system with the new model-free predictive current control

4 仿真分析

为了验证新型无模型电流预测控制方案的效果, 基于Matlab/Simulink仿真平台进行了仿真研究, 仿真以与传统模型电流预测控制对比的方式进行。仿真中设置采样间隔为100 μs , 设置电机转速指令为500 r/min, q 轴电流参考由转速控制器生成, d 轴电流参考值固定为1 A, 确定了 d 轴和 q 轴电流参考后, 就可以相应地获得 α 轴和 β 轴电流参考值。SRM的标称参数为: 电机定子电阻 $r_s=2.5 \Omega$; A 相电感 $L_A=12 \text{ mH}$; B 相电感 $L_B=8 \text{ mH}$; 漏感 $L_{ls}=10 \text{ mH}$; q 轴电感 $L_q=16 \text{ mH}$; d 轴电感 $L_d=40 \text{ mH}$ 。

为了说明参数变化对电机驱动的影响, 对电机定子电阻和 q 轴电感参数进行扰动变化, 其余参数保持不变。为了量化电流跟踪性能, 2个平均绝对误差定义如下:

$$M_Y = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |e_Y(k)| = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |i_Y^*(k) - i_Y(k)| \quad Y \in \{\alpha, \beta\} \quad (32)$$

$$\bar{M} = (M_\alpha + M_\beta)/2 \quad (33)$$

式中: N 为采样点的总数。

电流波纹的2个替代性能指标定义为

$$J_X = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [i_X^*(k) - i_X(k)]^2} \quad X \in \{\alpha, \beta\} \quad (34)$$

$$\bar{J} = (J_\alpha + J_\beta)/2 \quad (35)$$

图6、图7为电机定子电阻和 q 轴电感参数在 $-50\% \sim +50\%$ 之间变化时, 新型无模型预测电流控制与传统模型预测电流控制的电流跟踪误差对比结果。可以看出, 新型无模型预测电流控制方案对电机参数的变化不敏感, 各项误差指标明显小于传统模型预测电流控制方案。

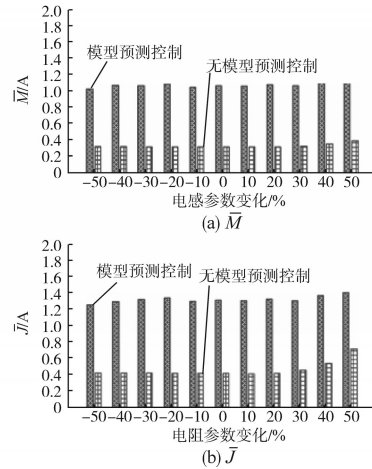


图6 电机定子电阻变化时的误差指标对比

Fig.6 Comparison of error indexes when the stator resistance of the motor changes

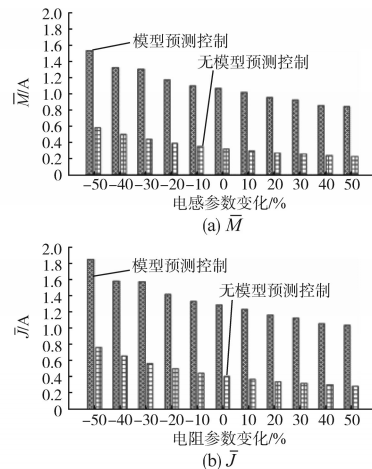


图7 电机 q 轴电感变化时的误差指标对比

Fig.7 Comparison of error indexes when the q -axis inductance of the motor changes

5 试验验证

为了进一步验证所设计SRM的无模型预测电流控制策略,搭建了SRM驱动试验平台,其中控制算法的硬件载体为某公司的DSP芯片TMS320F2809,计算频率为100 MHz,逆变器采用某公司的集成智能模块SCM1246MF,此外还有电压电流检测电路、采样电路和电源等。SRM采用第4节中参数设置。类似于仿真,试验也采用对比的方式进行,即新方案与传统模型电流预测控制方案进行对比试验。

图8所示为2种方案下的电流响应,其中 i_{α}^* 和 i_{β}^* 分别为 α 轴和 β 轴电流指令, i_{α} 和 i_{β} 分别为 α 轴和 β 轴电流,可以看出, α 轴和 β 轴电流指令分别在10 ms时突然从0变为6 A,0变为-6 A。对比图8a和图8b的试验结果可以看出,新型无模型预测电流控制较传统模型预测电流控制有更快的电流响应和更小的电流纹波,其中上升时间从7 ms缩短到2.5 ms,电流纹波峰峰值从2.8 A降低到1.2 A,而超调量保持了不变。

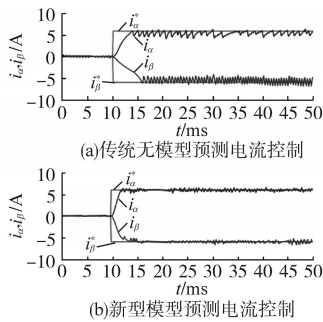


图8 2种方案下的电流响应对比

Fig.8 Comparison of current response under two schemes

图9和图10所示为SRM低速下,即转速为50 r/min下2种方案的电流跟踪特性。

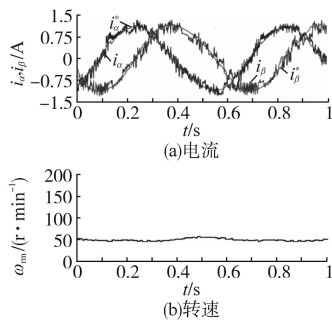


图9 传统模型预测电流控制下的SRM低速试验结果

Fig.9 SRM low speed test results with traditional model predictive current control

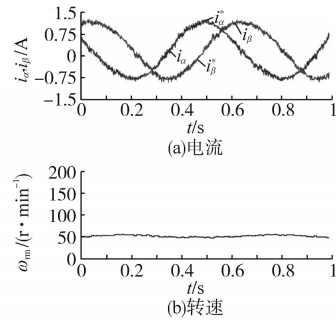


图10 新型无模型预测电流控制下的SRM低速试验结果

Fig.10 SRM low speed test results with new model-free predictive current control

图11和图12所示为SRM高速下,即转速为500 r/min下2种方案的电流跟踪特性。

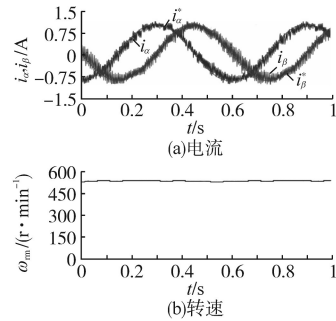


图11 传统模型预测电流控制下的SRM高速试验结果

Fig.11 SRM high speed test results with traditional model predictive current control

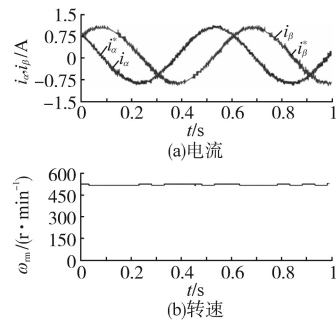


图12 新型无模型预测电流控制下的SRM高速试验结果

Fig.12 SRM high speed test results with new model-free predictive current control

从试验结果可以看出,新型无模型预测电流控制较传统模型预测电流控制有更优的电流跟踪特性,电流跟踪误差更小,其中电流跟踪误差从0.1 A提高到0.04 A,电流纹波峰峰值从0.2 A降低到0.09 A。

图13为2种方案的动态性能测试结果。试验中电流指令分别在 $t=0.05$ s, $t=0.1$ s和 $t=0.15$ s处变化,对比图13a和图13b中的电流波形可以

看出,2种控制方案都能较好地实现电流控制目标,但是新型无模型预测电流控制下的电流跟踪特性更好,其中上升时间从9 ms缩短到4 ms,电流纹波峰峰值从1.1 A降低到0.7 A,而超调量保持了不变。

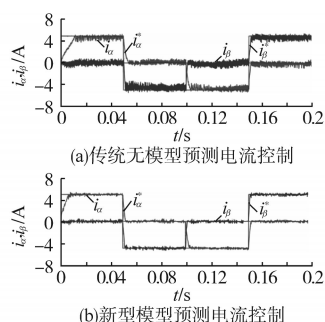


图13 2种方案下的电流动态响应对比

Fig.13 Current dynamic response comparison with two schemes

图14为在正弦电流指令下,2种控制方案的动态测试结果,其中电流幅度在 $t=0.2$ s时突然从1 A变化至6 A。对比图14a和图14b中的电流波形可以看出,新型无模型预测电流控制下,电流瞬态响应较好,SRM的定子电流得到了更有效地控制,其中电流跟踪误差从0.2 A缩短到0.06 A,电流纹波峰峰值从0.6 A降低到0.08 A。

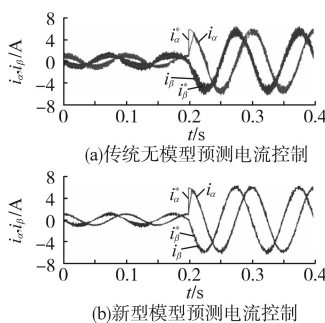


图14 正弦电流指令时2种方案下的电流动态响应对比

Fig.14 Current dynamic response comparison with two schemes under sinusoidal current command

6 结论

基于SRM驱动系统的传统模型预测电流控制,本文设计了一种新型的无模型预测电流控制策略。通过仿真分析和试验,可得到主要结论如下:

1)新型无模型预测电流控制方案较之传统

模型预测电流控制方案的优势在于对电机参数、电机反电动势和定子电压不存在依赖,且不涉及任何乘法运算,计算负担小,使其非常适合于数字实现。新型无模型预测电流控制还保留了传统模型预测电流控制的优点,如不需要PWM控制和比例积分调节器。

2)新型无模型预测电流控制方案在每个采样周期仅进行1次电流测量,避免了电流尖峰,并采用了一种新的更迭机制,消除了更迭停滞降低预测性能的问题。

3)对比试验结果显示,所提出的新型无模型预测电流控制策略的稳态和动态电流响应较优,稳态性能明显超过传统模型预测电流控制策略。

参考文献

- [1] 张汉年,孙刚,刘合祥.基于改进电压模型的无轴承同步磁阻电机转子位移估计方法[J].电气传动,2012,42(3):52-56.
- [2] 张汉年,张涛.无轴承同步磁阻电机解耦集成控制策略[J].电气传动,2009,39(9):56-59.
- [3] 沈坤,章兢,王玲,等.三相电压型逆变器模型预测控制[J].电工技术学报,2013,28(12):283-289.
- [4] 齐昕,付永星,周晓敏,等.基于双边界限限定策略的感应电机预测控制研究[J].中国电机工程学报,2017,37(1):282-292.
- [5] 徐艳平,李园园,周钦.永磁同步电机双模型预测转矩控制策略[J].电力电子技术,2018,52(6):37-39.
- [6] 王晓远,傅涛.基于模型预测控制策略的电动车用无刷直流电机回馈制动的研究[J].电工技术学报,2017,32(9):16-23.
- [7] 李孟秋,陈建龙,任修勇,等.开关磁阻电机无差拍预测控制策略[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(8):126-130.
- [8] 王双全,黄洪剑.同步磁阻电机无位置传感器控制系统研究[J].微特电机,2017,45(3):49-52.
- [9] Lin C K, Liu T H, Yu J T, et al. Model-free Predictive Current Control for Interior Permanent-magnet Synchronous Motor Drives Based on Current Difference Detection Technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [10] 仇一鸣,康琦,汪镭,等.同步磁阻电机dq轴交叉耦合饱和和电感模型参数寻优方法[J].电工技术学报,2017,32(4):85-92.

收稿日期:2018-08-22

修改稿日期:2018-10-30