

表贴式永磁同步电机磁链和转矩 无差拍控制系统*

李耀华, 周逸凡, 赵承辉, 秦玉贵, 杨启东, 任佳越
(长安大学汽车学院, 陕西 西安 710064)

摘要: 建立了基于定子磁链坐标系的表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 下一时刻的磁链和转矩计算简化模型, 验证了可以采用简化模型来计算下一时刻的磁链和转矩, 从而降低无差拍控制计算复杂程度, 提高系统实时性能, 并得到实现磁链和转矩无差拍控制的理想输出电压矢量。采用模型预测控制 (MPC) 选择最接近理想电压矢量的基本电压矢量作为输出电压矢量。仿真验证了所提 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统的可行性。为了进一步提高系统实时性能, 提出 2 种无需 MPC 的基本电压矢量简化选择方法。仿真结果表明所提出的电压矢量简化选择方法控制效果与传统 MPC 非常接近, 但省却了 MPC 计算, 减小了系统计算负担。

关键词: 永磁同步电机; 无差拍控制; 模型预测控制; 转矩脉动

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)01-0001-07

doi: 10.12177/emca.2019.116

Deadbeat Stator Flux and Torque Control System of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor*

LI Yaohua, ZHOU Yifan, ZHAO Chenghui, QIN Yugui, YANG Qidong, REN Jiayue
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: Simplified models for calculating stator flux and torque of surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) at the next moment in the stator flux coordinate system are proposed. It is verified that these models can be used in deadbeat stator flux and torque control system. Moreover, the complexity of the deadbeat control calculation is reduced and the real-time performance of the system is improved. Model predictive control (MPC) is used to select a basic voltage vector as output voltage vector, which is the nearest to ideal output voltage vector calculated in deadbeat torque and stator flux control system. Simulation results testify the effectiveness of the proposed control system. In order to further improve the real-time performance, two simplified methods to determine the basic voltage vector are given. Simulation results show that the control performance using these simplified methods is almost the same as using MPC. As the calculation in MPC is not needed, the system calculation burden is reduced.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); deadbeat control; model predictive control (MPC); torque ripple

0 引言

永磁同步电机 (PMSM) 直接转矩控制 (DTC)

采取定子磁链定向, 利用离散的两点式滞环控制器直接对电机的磁链和转矩进行控制, 结构简单、响应速度快^[1-3]。常规直接转矩控制采用开关表

收稿日期: 2019-09-18; 收到修改稿日期: 2019-10-17

* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51207012); 陕西省工业科技攻关项目 (2016GY-069); 陕西省微特电机及驱动技术重点实验室开放基金项目 (2013SSJ2002); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (300102228201)

作者简介: 李耀华 (1980—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机电控与新能源汽车技术。

对转矩和磁链进行定性的增减控制,并未实现精确的定量控制,从而将产生较大的磁链和转矩脉动^[4-6]。基于系统离散模型的无差拍控制通过令下一时刻的预测值与参考值相等,在一个控制周期使被控变量达到期望值,从而使误差为零,定量求解出理想的施加电压矢量^[7-12]。文献[13]在转子 d - q 坐标系计算出理想施加电压矢量,并通过正弦调制生成。文献[14]计算得出磁链和转矩无差拍控制的定子磁链矢量,再求得理想施加电压矢量,并采用空间矢量调制技术生成。文献[15]提出基于转子 d - q 坐标系表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 简化的磁链和转矩无差拍控制,并采用空间矢量调制生成理想电压矢量。文献[16]针对高速下逆变器电压限制输出理想电压矢量的问题,提出求解最接近理想电压矢量的基本电压矢量。文献[17]将模型预测控制 (MPC) 与无差拍控制结合,构成本函数,采用 MPC 选择与理想电压矢量最接近的基本电压矢量,并将备选电压矢量集合减少至 3 个。文献[18]进一步将备选电压矢量集合精简为 2 个,由 1 个非零电压矢量和 1 个零电压矢量组成。

本文建立了基于定子磁链坐标系的 SPMSM 下一时刻磁链和转矩计算模型,对其进行了简化,并验证得到磁链和转矩计算简化模型与常规模型的误差率较小,可以采用简化模型来计算下一时刻的磁链和转矩,从而降低计算复杂程度,提高系统实时性能。基于磁链和转矩计算简化模型得到实现磁链和转矩无差拍控制的理想输出电压矢量,设计了表征电压矢量误差的成本函数,采用 MPC 选择最接近理想电压矢量的基本电压矢量。仿真验证了本文提出的 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统的可行性。为了进一步提高系统实时性能,本文提出 2 种基本电压矢量简化选择方法。仿真结果表明,本文提出的电压矢量简化选择方法的控制效果与传统 MPC 非常接近,但省却了 MPC 计算,减小了系统计算负担。

1 SPMSM 磁链和转矩简化计算模型

忽略定子电阻压降,施加电压矢量之后,定子磁链的运动如图 1 所示。其中, α 为施加电压矢量与定子磁链的夹角, $\Delta\theta_s$ 为定子磁链角位置的变化。

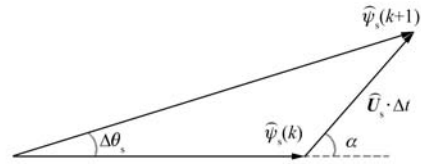


图 1 定子磁链运动

当施加的电压矢量 \mathbf{U}_s 作用 Δt 时间后,根据余弦定理,第 $k+1$ 时刻定子磁链幅值为

$$\hat{\psi}_s(k+1) = \sqrt{\hat{\psi}_s^2(k) + (\hat{U}_s \cdot \Delta t)^2 + 2\hat{\psi}_s(k)\hat{U}_s \cdot \Delta t \cos \alpha} \quad (1)$$

式中: $\hat{\psi}_s(k)$ 、 $\hat{\psi}_s(k+1)$ 为第 k 时刻和第 $k+1$ 时刻的定子磁链幅值。

令 $q = \hat{U}_s \cdot \Delta t / \hat{\psi}_s(k)$, 则式 (1) 可表示为

$$\hat{\psi}_s(k+1) = \hat{\psi}_s(k) \sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha} \quad (2)$$

忽略转子磁链运动,转矩角的变化近似于定子磁链角位置的变化。当施加的电压矢量 \mathbf{U}_s 作用 Δt 时间后,转矩角的变化如式 (3) 所示:

$$\Delta\delta \approx \Delta\theta_s = \arcsin \frac{q \sin \alpha}{\sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha}} \quad (3)$$

式中: $\Delta\delta$ 为转矩角变化; $\Delta\theta_s$ 为定子磁链角位置变化。

由 SPMSM 转矩方程,可得第 $k+1$ 时刻的转矩:

$$\begin{aligned} T_e(k+1) &= \frac{3p\psi_t \hat{\psi}_s(k+1)}{2L_d} \sin \delta(k+1) = \\ &= \frac{3p\psi_t \hat{\psi}_s(k)}{2L_d} \sin[\delta(k) + \Delta\delta] = \\ &= \frac{3p\psi_t \hat{\psi}_s(k)}{2L_d} \sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha} \cdot \\ &\quad \sin\left[\delta(k) + \arcsin \frac{q \sin \alpha}{\sqrt{1 + q^2 + 2q \cos \alpha}}\right] \quad (4) \end{aligned}$$

式中: p 、 ψ_t 、 L_d 、 $\delta(k)$ 、 $\delta(k+1)$ 、 $T_e(k+1)$ 分别为电机极对数、永磁体磁链、 d 轴电感、第 k 时刻转矩角、第 $k+1$ 时刻的转矩角和第 $k+1$ 时刻的转矩。

为了减少无差拍控制计算量,对下一时刻的磁链和转矩计算模型进行简化^[3-5]:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_s(k+1)_{\text{sim}} = \hat{\psi}_s(k) (1 + q \cos \alpha) \\ T_e(k+1)_{\text{sim}} = \frac{3p\psi_t \hat{\psi}_s(k)}{2L_d} \{ \sin \delta(k) + q \cdot \sin[\alpha + \delta(k)] \} \end{cases} \quad (5)$$

为了验证简化模型的有效性,定义下一时刻的磁链和转矩计算简化模型与常规模型的误差率如式(6)所示:

$$\begin{cases} \eta_{\widehat{\psi}_s} = \left| \frac{\widehat{\psi}_s(k+1) - \widehat{\psi}_s(k+1)_{\text{sim}}}{\widehat{\psi}_s(k+1)} \right| \times 100\% \\ \eta_{T_e} = \left| \frac{T_e(k+1) - T_e(k+1)_{\text{sim}}}{T_e(k+1)} \right| \times 100\% \end{cases} \quad (6)$$

当 $0 < q < 0.1, 0^\circ < \alpha < 360^\circ$ 时,下一时刻的磁链计算简化模型与常规模型的误差率如图 2 所示。

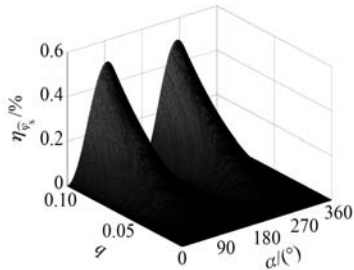


图 2 磁链计算简化模型与常规模型的误差率

当 $q = 0.1, 0^\circ < \alpha < 360^\circ, 0^\circ < \delta < 90^\circ$ 时,下一时刻的转矩计算简化模型与常规模型的误差率如图 3 所示。

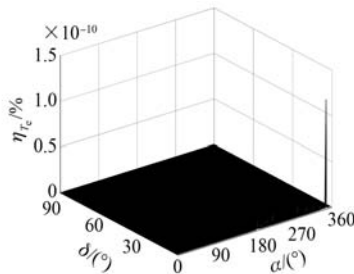


图 3 转矩计算简化模型与常规模型的误差率

图 2 和图 3 表明,下一时刻的磁链和转矩计算简化模型与常规模型的误差率较小,即可以采用简化模型来计算下一时刻的磁链和转矩,从而降低计算复杂程度,提高系统实时性能。

2 SPMSM 无差拍控制

在磁链和转矩无差拍控制下,理想的下一时刻磁链和转矩值即为下一时刻磁链和转矩参考值:

$$\begin{cases} \widehat{\psi}_s^*(k+1) = \widehat{\psi}_s^*(k+1) \\ T_e^*(k+1) = T_e^*(k+1) \end{cases} \quad (7)$$

由于采样频率较高,下一时刻磁链和转矩参考值可近似为当前时刻的磁链和转矩参考值:

$$\begin{cases} \widehat{\psi}_s^*(k+1) \approx \widehat{\psi}_s^*(k) \\ T_e^*(k+1) \approx T_e^*(k) \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可知,在磁链和转矩无差拍控制下,磁链和转矩理想变化量为

$$\begin{cases} \Delta \widehat{\psi}_s^* = \widehat{\psi}_s^*(k) - \widehat{\psi}_s(k) \\ \Delta T_e^* = T_e^*(k) - T_e(k) \end{cases} \quad (9)$$

由磁链和转矩计算简化模型可知,磁链和转矩的变化量如式(10)所示:

$$\begin{cases} \Delta \widehat{\psi}_s = \widehat{\psi}_s(k+1) - \widehat{\psi}_s(k) = \widehat{\psi}_s(k) \cdot q \cdot \cos \alpha \\ \Delta T_e = T_e(k+1) - T_e(k) = \\ \frac{3p\psi_f \widehat{\psi}_s(k)}{2L_d} \cdot q \cdot \sin[\alpha + \delta(k)] \end{cases} \quad (10)$$

由式(9)和式(10)可得:

$$\Delta \widehat{\psi}_s = \Delta \widehat{\psi}_s^* = \widehat{U}_s \cdot \Delta t \cdot \cos \alpha \quad (11)$$

$$\Delta T_e = \Delta T_e^* = \frac{3p\psi_f}{2L_d} \cdot \widehat{U}_s \cdot \Delta t \cdot \sin(\alpha + \delta) \quad (12)$$

由式(11)可得:

$$\widehat{U}_s \cdot \Delta t = \frac{\Delta \widehat{\psi}_s^*}{\cos \alpha} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12)可得:

$$\begin{aligned} \Delta T_e^* &= \frac{3p\psi_f}{2L_d} \widehat{U}_s \cdot \Delta t \cdot \sin(\alpha + \delta) = \\ &= \frac{3p\psi_f}{2L_d} \frac{\Delta \widehat{\psi}_s^*}{\cos \alpha} (\sin \alpha \cos \delta + \cos \alpha \sin \delta) = \\ &= \frac{3p\psi_f}{2L_d} \Delta \widehat{\psi}_s^* (\tan \alpha \cos \delta + \sin \delta) \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可求得磁链和转矩无差拍控制下理想电压矢量角度:

$$\alpha = \arctan \frac{2L_d \Delta T_e^* - \sin \delta}{3p\psi_f \Delta \widehat{\psi}_s^* \cos \delta} \quad (15)$$

理想施加电压矢量角度范围为 $[0^\circ, 360^\circ]$, 求解式(15)可得到相差 180° 的 2 个 α 值。由于

$\hat{U}_s \cdot \Delta t > 0$, 则可通过判断 $\Delta\hat{\psi}_s^*$ 与 $\cos \alpha$ 是否同号来进行取舍。

在确定理想施加电压矢量角度后, 则可由式 (13) 求得理想施加电压矢量幅值, 如式 (16) 所示:

$$\hat{U}_s = \frac{\Delta\hat{\psi}_s^*}{\cos \alpha \cdot \Delta t} \quad (16)$$

确定理想施加电压矢量角度和幅值后, 则可采用 MPC 从逆变器生成的 7 个基本电压矢量中选择与理想电压矢量误差最小的电压矢量作为输出电压矢量。

设计表征电压矢量误差的成本函数:

$$g = |U_{s\alpha} - U_{s\alpha}^*| + |U_{s\beta} - U_{s\beta}^*| \quad (17)$$

式中: $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ 为基本电压矢量的 α 、 β 轴分量; $U_{s\alpha}^*$ 、 $U_{s\beta}^*$ 分别为理想电压矢量的 α 、 β 轴分量。

可通过判断静止坐标系下理想电压矢量角度, 将备选电压矢量集合由传统的 7 个基本电压矢量精简为 2 个基本电压矢量:

$$\begin{cases} U_s \in \{U_0, U_1\}, & -30^\circ < \angle U_s^* \leq 30^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_2\}, & 30^\circ < \angle U_s^* \leq 90^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_3\}, & 90^\circ < \angle U_s^* \leq 150^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_4\}, & 150^\circ < \angle U_s^* \leq 210^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_5\}, & 210^\circ < \angle U_s^* \leq 270^\circ \\ U_s \in \{U_0, U_6\}, & 270^\circ < \angle U_s^* \leq 330^\circ \end{cases} \quad (18)$$

零电压矢量输出的开关状态由开关次数最小原则确定^[19-20]。SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统结构框图如图 4 所示。

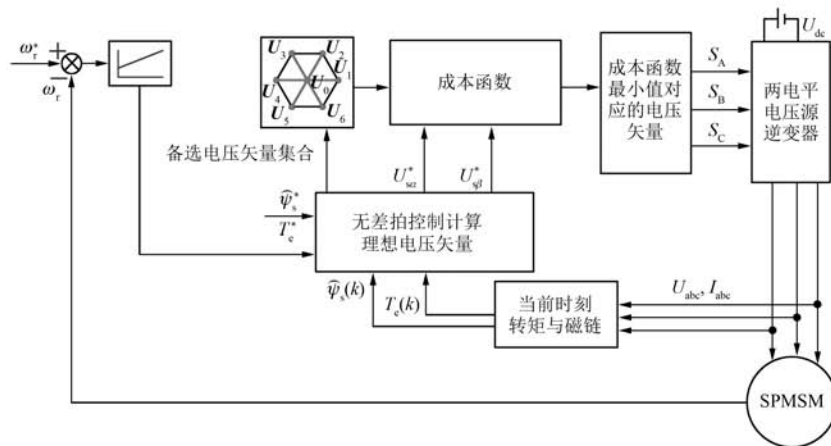


图 4 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统结构框图

3 仿真验证

基于 MATLAB/Simulink 建立 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统离散仿真模型。采样周期为 5×10^{-5} s; 直流母线电压为 312 V; 转速 PI 调节器参数为 $K_p = 5$ 、 $K_i = 100$; PI 调节器输出上下限为 $[-35 \text{ N} \cdot \text{m}, 35 \text{ N} \cdot \text{m}]$; 参考转速为 60 r/min, 1 s 时阶跃至 30 r/min; 负载转矩初始为 10 N·m, 0.5 s 时阶跃至 30 N·m; 参考定子磁链幅值为 0.3 Wb; 仿真总时长为 1.5 s。仿真用 SPMSM 参数如表 1 所示。

SPMSM 无差拍控制电机转速、转矩、定子磁链幅值和定子磁链轨迹如图 5~图 8 所示。仿真结果表明, 本文提出的磁链和转矩无差拍控制系统运行良好。

表 1 仿真用 SPMSM 参数

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.2
d 轴电感/H	0.008 5
q 轴电感/H	0.008 5
转子磁链/Wb	0.175
极对数	4
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.089
黏滞阻尼/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.005

相同仿真条件下, 基于开关表的直接转矩控制系统与磁链和转矩无差拍控制系统磁链和转矩脉动如图 9、图 10 所示。

由图 9 和图 10 可知, 与传统开关表控制相

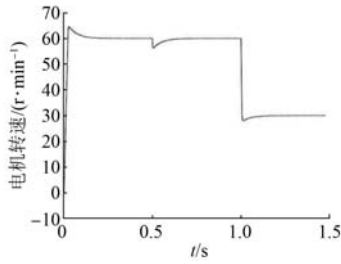


图5 无差拍控制电机转速

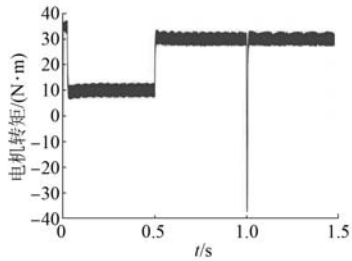


图6 无差拍控制电机转矩

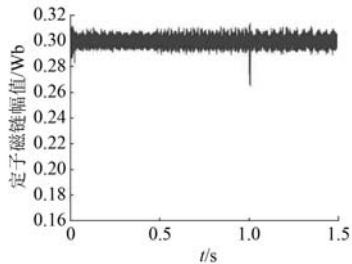


图7 无差拍控制定子磁链幅值

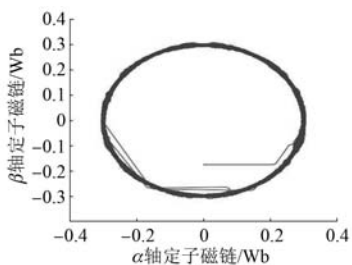


图8 无差拍控制定子磁链轨迹

比,无差拍控制可减小磁链和转矩脉动。

定义稳态下(0.1~1.0 s)转矩脉动均方根误差和磁链脉动均方根误差:

$$T_{rip_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (T_e - T_e^*)^2}{n}} \quad (19)$$

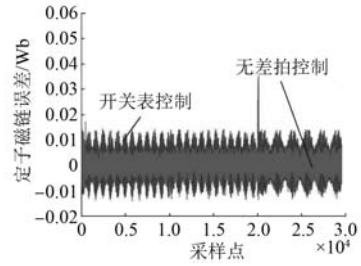


图9 磁链误差

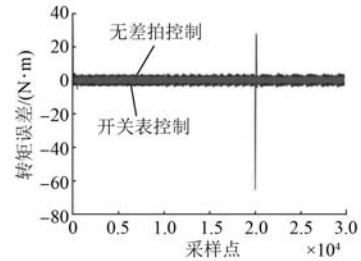


图10 转矩误差

$$\psi_{rip_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\psi_s - \psi_s^*)^2}{n}} \quad (20)$$

式中: n 为采样个数。

经计算,无差拍控制与传统开关表控制下的转矩和磁链脉动均方根误差如表2所示。

表2 不同控制策略下的转矩和磁链脉动均方根误差

控制策略	转矩脉动均方根误差/(N·m)	磁链脉动均方根误差/Wb
无差拍控制	1.398 2	0.003 4
传统开关表控制	1.596 3	0.005 2

由表2可知,无差拍控制稳态时的转矩脉动均方根误差减少了12.4%,磁链脉动均方根误差减少了34.6%。

4 电压矢量简化选择方法

上文采用MPC来确定输出电压矢量,虽然已将备选电压矢量由7个精简为2个,但仍需2次计算成本函数。为了进一步提高实时性能,本文提出无需MPC,直接通过理想电压矢量在备选非零电压矢量的投影来决定输出电压矢量的简化方法。

如图11所示,以备选非零电压矢量 U_1 为例:

如果理想电压矢量位于 U_1 幅值平分线 $\frac{U_{dc}}{3}$ 左侧, 则距离零电压矢量更近, 输出 U_0 ; 如果位于右侧, 则距离非零电压矢量更近, 输出 U_1 。

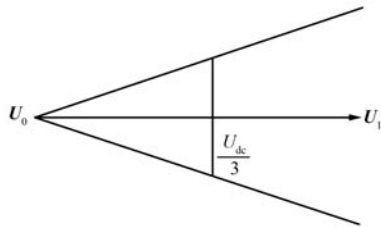


图 11 简化选择方法 1

因此, 可通过理想电压矢量在备选非零电压矢量的投影来决定输出电压矢量。如果投影值 $\leq \frac{U_{dc}}{3}$, 则输出零电压矢量; 如果投影值 $> \frac{U_{dc}}{3}$, 则输出非零电压矢量。

如图 12 所示, 同样以备选非零电压矢量为 U_1 为例: 如果理想电压矢量位于 $\frac{U_{dc}}{3}$ 为半径的圆内, 则距离零电压矢量更近, 输出 U_0 ; 如果位于圆外, 则距离非零电压矢量更近, 输出 U_1 。

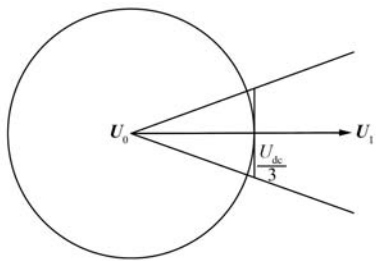


图 12 简化选择方法 2

由图 12 可知, 简化选择方法 2 实质是用 60° 的扇形来近似代替等边三角形, 存在约 9.3% 的误差, 但计算更为简单, 仅需判断理想电压矢量幅值。如果理想电压矢量幅值 $\leq \frac{U_{dc}}{3}$, 则输出零电压矢量; 反之, 则输出非零电压矢量。

相同仿真条件下, 采用简化选择方法 1 和 2 的无差拍控制 SPMSM 转矩和定子磁链幅值如图 13~图 16 所示。转矩和磁链脉动均方根误差如表 3 所示。

由图 13~图 16 可知, 2 种电压矢量简化选择

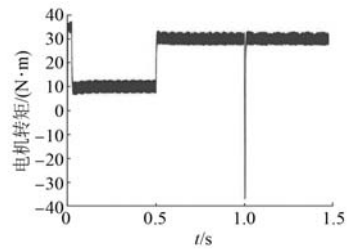


图 13 简化选择方法 1 控制下电机转矩

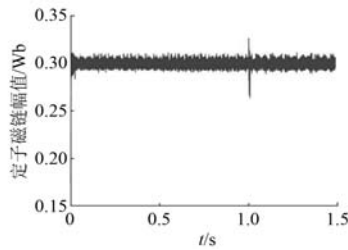


图 14 简化选择方法 1 控制下定子磁链幅值

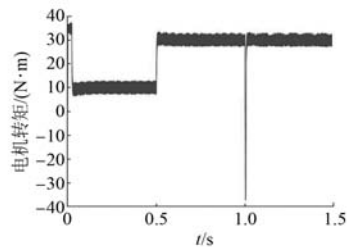


图 15 简化选择方法 2 控制下电机转矩

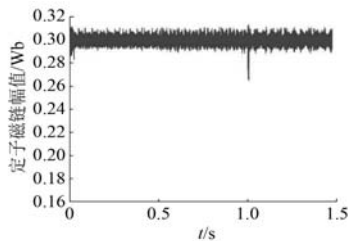


图 16 简化选择方法 2 控制下定子磁链幅值

方法控制下的无差拍控制系统均运行良好。

表 3 不同简化选择方法控制下的转矩和磁链脉动均方根误差

控制策略	转矩脉动均方根误差/(N·m)	磁链脉动均方根误差/Wb
简化选择方法 1	1.395 6	0.003 4
简化选择方法 2	1.398 2	0.003 5

由表 3 可知, 2 种简化方法控制下的转矩和

磁链脉动均方根误差与传统 MPC 的效果非常接近。由于无差拍控制系统无需 MPC 计算,所以减小了计算负担,提高了系统实时性能。与简化选择方法 1 相比,方法 2 理论上存在一定的判断误差,但计算更简单。

5 结 语

本文建立的基于定子磁链坐标系的 SPMSM 下一时刻的磁链和转矩计算简化模型计算过程简便,系统实时性能得到提高,并得到实现磁链和转矩无差拍控制的理想输出电压矢量。采用 MPC 选择最接近理想电压矢量的基本电压矢量作为输出电压矢量。仿真验证了本文所提 SPMSM 磁链和转矩无差拍控制系统的可行性。本文提出的 2 种电压矢量简化选择方法控制效果与传统 MPC 非常接近,但省去了 MPC 计算,减小了系统计算负担。其中,简化选择方法 2 计算更为简便,为进一步提高系统实时性能提供了方法。

【参 考 文 献】

- [1] CASADEI D, PROFUMO F, SERRA G, et al. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 779.
- [2] 许家群, 欧阳明高, 唐任远. 电动汽车用永磁同步牵引电动机直接转矩控制(英文)[J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 94.
- [3] NIU F, WANG B, BABEL A S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1408.
- [4] 李耀华, 马建, 刘晶郁, 等. 永磁同步电机直接转矩控制系统电压矢量选择区域 [J]. 长安大学学报(自然科学版), 2012, 32(1): 95.
- [5] 李耀华, 马建, 刘晶郁, 等. 电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制电压矢量选择策略 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(4): 43.
- [6] 牛峰, 李奎, 王尧. 基于占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 20.
- [7] LEE J S, CHOI C H, SEOK J K, et al. Deadbeat-direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machines with discrete time stator current and stator flux linkage observer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1749.
- [8] LEE J S, LORENZ R D, VALENZUELA M A. Time-optimal and loss-minimizing deadbeat-direct torque and flux control for interior permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(3): 1880.
- [9] 王雅璐, 邵如平, 文壮, 等. 内置式永磁同步电机的无差拍直接转矩控制 [J]. 微特电机, 2015, 43(5): 78.
- [10] 张兴华, 孙振兴, 沈捷. 计及逆变器电压输出限制的感应电机无差拍直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 79.
- [11] KENNY B H, LORENZ R D. Stator- and rotor- flux-based deadbeat direct torque control of induction machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1093.
- [12] 文婷, 张兴华. 基于有效磁链观测器的内置式永磁同步电机的无差拍直接转矩控制 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(5): 27.
- [13] LEE J S, LORENZ R D. Deadbeat direct torque and flux control of IPMSM using a minimum time ramp trajectory method at voltage and current limit [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3795.
- [14] 王斌, 王跃, 郭伟, 等. 基于定子磁链降阶状态观测的永磁同步电机无差拍直接转矩控制系统 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 160.
- [15] 吕帅帅, 林辉, 李兵强. 面装式永磁同步电机无差拍直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2017, 21(9): 88.
- [16] 梁斌, 朱崇婧, 韩进辉, 等. 基于输出电压动态调节的 PMSM 最大转矩无差拍控制 [J]. 电气传动, 2016, 46(10): 8.
- [17] 浦龙梅, 张宏立. 永磁同步电机的无差拍预测转矩控制系统 [J]. 电机与控制应用, 2016, 43(8): 21.
- [18] 张晓光, 张亮, 侯本帅. 永磁同步电机优化模型预测转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4800.
- [19] 李耀华, 曲亚飞, 师浩浩, 等. 一种基于开关次数最小的含零电压矢量永磁同步电机直接转矩控制开关表 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(2): 34.
- [20] 李耀华, 杨启东, 曲亚飞. 自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75.