

开关磁阻电机固定频率预测电流控制策略*

王如乾, 王国峰, 李存贺, 柳健, 范云生
(大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 针对开关磁阻电机(SRM)传统电流斩波控制(CCC)开关频率不固定、电流跟踪效果差的问题,提出了一种固定频率的无差拍预测电流控制(DPCC)算法。基于对SRM静态电磁特性的精确解析拟合,建立SRM离散预测模型。为了减小转矩脉动,利用无差拍理论实时计算下一时刻所需电压,实现对电机参考电流的精确跟踪。为进一步提高效率,采用新型转矩分配函数代替传统线性转矩分配函数。基于试验样机测试数据,在MATLAB/Simulink中搭建仿真模型,对所提出的算法进行仿真分析。仿真结果表明,所提出的固定频率DPCC方法相比传统CCC方法,具有更小的电流跟踪误差,并且能够有效减小SRM的转矩脉动,提高系统效率。

关键词: 开关磁阻电机; 固定频率; 无差拍预测; 电流控制; 系统效率

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)07-0001-07

A Fixed Frequency Predictive Current Control Strategy for Switched Reluctance Motor*

WANG Ruqian, WANG Guofeng, LI Cunhe, LIU Jian, FAN Yunsheng

(School of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

Abstract: Aiming at solving the problem that the conventional current chopping control (CCC) of switched reluctance motor (SRM) had the disadvantages of unfixed switching frequency and poor current tracking performance, a fixed frequency deadbeat predictive current control (DPCC) algorithm was proposed. The discrete prediction model of SRM was established based on the accurate analytic fitting of SRM static electromagnetic characteristics. In order to reduce the torque ripple, the deadbeat theory was used to calculate the voltage needed at the next moment to realize accurate tracking of the motor reference current. In order to further improve the efficiency, a new type torque-sharing function was used instead of the traditional liner function. Based on the test data of the test prototype, a simulation platform was built in MATLAB/Simulink, and the simulation analysis was carried out. The simulation results showed that the proposed fixed frequency DPCC had a smaller current tracking error compared with the conventional CCC method, it also could effectively reduce the torque ripple of the SRM and improve the system efficiency.

Key words: switched reluctance motor (SRM); fixed frequency; deadbeat prediction; current control; system efficiency

0 引言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)具有结构简单、起动转矩大、起动电流小、调速范围宽等优点,在电动汽车、风力发电、油田抽

油机、矿山机械等方面有着广泛的应用前景^[1-4]。由于SRM的双凸极及其非线性磁路结构,导致电机运行时存在明显的瞬时转矩脉动,尤其在低速时极大地影响了SRM在更多场合的推广和应用^[5-7]。

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51609033); 辽宁省自然科学基金项目(2015020022); 中央高校基本科研业务费(3132017133)

作者简介: 王如乾(1995—),女,硕士研究生,研究方向为开关磁阻电机预测控制。

王国峰(1957—),男,博士,教授,研究方向为船舶自动化、先进动力传动装置。

李存贺(1989—),男,博士研究生,研究方向为开关磁阻电机非线性建模与控制。

减小转矩脉动可以通过直接转矩控制^[8-11]或间接转矩控制^[12-15]。直接转矩控制无需对相电流或相磁链进行规划,只需直接对转矩执行滞环控制,在算法结构方面比间接转矩控制简单。然而,复杂的开关规则、不受控制的开关频率以及无过电流保护限制了直接转矩控制的应用。间接转矩控制一般通过转矩分配函数(Torque-Sharing Function, TSF),将总参考转矩分配到各相,进而根据 SRM 的电磁特性将相参考转矩转换为相参考电流,以进行相电流的跟踪控制。因此,电流控制器的跟踪性能直接影响到间接转矩控制的实际转矩输出性能。

为了改善电流跟踪性能,本文根据 SRM 非线性数学模型,提出了一种固定频率的无差拍预测电流控制(Deadbeat Predictive Current Control, DPCC)方法。该方法通过精确预测下一时刻每相所需电压,实现每个周期内相电流对参考电流的精确跟踪,进而间接实现转矩控制。此外,本文采用一种幂次转矩分配函数代替传统线型转矩分配函数来进一步降低铜耗,提高系统效率。最后,基于电机实测数据,在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型,对所提出的方法进行仿真验证。

1 SRM 数学模型

SRM 是双凸极结构可变磁阻电机,电机定子和转子极均由硅钢片叠压而成,定子极有绕组线圈,转子极既无绕组线圈,也无永磁体^[16]。SRM 的运行原理遵循“磁阻最小原理”,即磁通总是要沿着磁阻最小的路径闭合。SRM 横截面及其驱动电路示意图如图 1 所示。

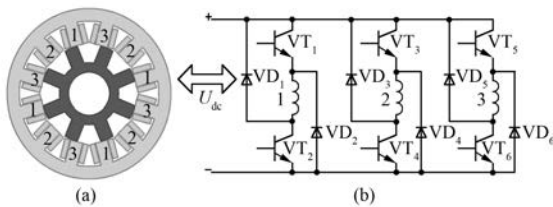


图 1 SRM 横截面及其驱动电路示意图

若忽略相间耦合影响,SRM 的状态方程可以简单表述如下:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_p}{dt} = u_p - Ri_p, \quad p = 1, 2, 3 \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - D\omega), \quad T_e = \sum_{p=1}^3 T_p \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_p 、 R_p 、 i_p 、 ψ_p ——电机定子第 p 相绕组上的电压、电阻、电流和磁链;

θ ——电机转子转过的角度;

T_e ——总电磁转矩;

T_p ——相电磁转矩;

J ——电机转动惯量;

D ——摩擦因数;

ω ——电机角速度;

T_L ——电机负载转矩。

根据虚位移原理^[16],SRM 第 p 相的瞬时转矩方程可以表示为

$$T_p = \frac{dW'}{d\theta} \Big|_{i=const} = \frac{d \int_0^i \psi(\theta, i) di}{d\theta} \Big|_{i=const} \quad (2)$$

式中: W' ——绕组磁共能。

SRM 通常工作在磁饱和状态,具有很强的非线性。产生的转矩和磁链都是关于绕组电流和转子位置的非线性函数,难以用精确的解析表达式描述。SRM 非线性磁链建模方法主要有查表插值法、等效磁路法、人工神经网络建模法及解析法等。本文选用 Le-Huy 等^[17]提出的 SRM 非线性磁链解析模型,其基本假设是忽略各相之间的相互耦合。通过解析函数拟合 SRM 磁链非线性电磁特性,其函数表达式如下:

$$\psi_p = L_q i_p + [L_{dsat} i_p + A(1 - e^{-Bi_p}) - L_q i_p] f(\theta_p) \quad (3)$$

式中: L_q ——定、转子凸极中心线完全未对齐位置的饱和电感;

L_{dsat} ——定、转子凸极中心线完全对齐位置的饱和电感。

拟合系数 A 、 B 和周期位置角函数 $f(\theta_p)$ 可分别计算如下:

$$A = \psi_m - L_{dsat} I_m \quad (4)$$

$$B = \frac{L_d - L_{dsat}}{\psi_m - L_{dsat} I_m} \quad (5)$$

$$f(\theta_p) = \begin{cases} \frac{2N_r^3\theta_p^3}{\pi^3} - \frac{3N_r^2\theta_p^2}{\pi^2} + 1, & \theta_p \in [0, \frac{\pi}{N_r}] \\ f\left(\frac{2\pi}{N_r} - \theta_p\right), & \theta_p \in [\frac{\pi}{N_r}, \frac{2\pi}{N_r}] \end{cases} \quad (6)$$

式中: L_d ——定、转子凸极中心线完全对齐位置的未饱和电感;

ψ_m ——最大磁链值;

I_m ——与最大磁链值相对应的电流值。

进一步将式(3)代入式(2),可得 SRM 相电转矩表达式如下:

$$T_{ep} = \left[\frac{L_{dsat} - L_g}{2} i_p^2 + A i_p - \frac{A}{B} (1 - e^{-B i_p}) \right] f'(\theta_p) \quad (7)$$

式中:

$$f'(\theta_p) = \frac{6N_r^3}{\pi^3} \theta_p^2 - \frac{6N_r^2}{\pi^2} \theta_p$$

2 预测电流控制系统设计

本节将详细介绍 SRM 电流预测控制原理。SRM DPCC 系统框图如图 2 所示。

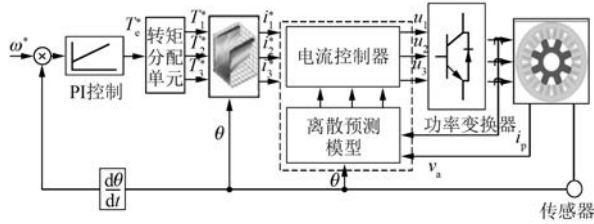


图 2 SRM DPCC 系统框图

由 PI 控制器输出得到的总参考转矩 T_e^* , 经过转矩分配单元后得到 SRM 各相转矩参考值; 相转矩参考值通过查表得到相电流参考值, 系统在每一个采样周期测量电机电压、电流和位置信号, 经离散预测模型计算出下一时刻所需的电压值, 进而与母线电压作比值求出占空比。占空比经过 PWM 模块后, 调节开关管导通的有效时间, 从而实现电流的无差拍控制。

2.1 转矩分配

转矩分配函数将总参考转矩分配至各相作为各相的转矩参考值。传统转矩分配函数通常为线性、立方型、余弦型和指数型^[18], 其中线性转矩分

配函数的波形如图 3(a) 所示。图 3 中 θ_{on} 和 θ_{off} 分别为第 1 相的开通角和关断角, θ_{ov} 为换相重叠角, θ_c 为转子电角度周期。

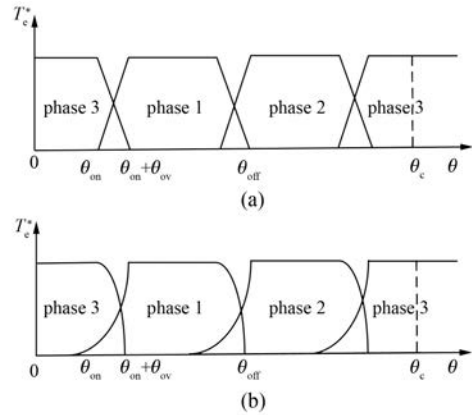


图 3 传统线性转矩分配波形和理想转矩分配波形

由图 3(a) 可以看到, 采用传统线性 TSF 在开通初期导通相就被分配到很大的转矩, 将增大换相时定子绕组电流峰值, 从而增大电机的铜损耗, 降低系统效率。综合考虑转矩波形及铜耗最小化, 文献[19]提出了一种改进型指数分配函数, 其转矩分配波形如图 3(b) 所示, 但过于复杂的表达式使得实时在线计算较为困难。为了解决这个问题, 本文采用幂函数作为转矩分配函数, 使得转矩波形不仅可达到图 3(b) 期望效果, 而且可以降低计算负担, 增加控制器处理的实时性。

所提出新型转矩分配函数, 在一个转子电角度周期内定义为

$$T_p^*(\theta_p) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta_p \leq \theta_{on} \\ T_e^* f_{up}(\theta_p), & \theta_{on} \leq \theta_p \leq \theta_{on} + \theta_{ov} \\ T_e^*, & \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta_p \leq \theta_{off} \\ T_e^* f_{dn}(\theta_p), & \theta_{off} \leq \theta_p \leq \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0, & \theta_{off} + \theta_{ov} \leq \theta_p \leq \theta_c \end{cases} \quad (8)$$

其中, 上升函数定义为

$$f_{up}(\theta) = \left(\frac{\theta_p - \theta_{on}}{\theta_{ov}} \right)^\alpha, \quad \alpha \geq 2 \quad (9)$$

下降函数满足如下关系式:

$$f_{dn}(\theta) = 1 - f_{up}(\theta_p + \theta_{ov} - \theta_{off} + \theta_{on}) \quad (10)$$

因此, 可以计算出下降函数:

$$f_{dn}(\theta) = 1 - \left(\frac{\theta_p + \theta_{ov} - \theta_{off}}{\theta_{ov}} \right)^\alpha, \quad \alpha \geq 2 \quad (11)$$

理论上本文提出的幂次转矩分配函数与线型函数相比,可以减少电机铜耗,提高系统运行效率。

2.2 无差拍预测

由式(2)可知,磁链 ψ 是相电流 i 和转子位置角 θ 的函数,其全微分可表示为

$$\frac{d\psi_p}{dt} = \frac{\partial\psi_p}{\partial i_p} \frac{di_p}{dt} + \frac{\partial\psi_p}{\partial \theta_p} \frac{d\theta_p}{dt} \quad (12)$$

将式(12)代入式(1),可得:

$$u_p = Ri_p + \frac{\partial\psi_p}{\partial i_p} \frac{di_p}{dt} + \frac{\partial\psi_p}{\partial \theta_p} \frac{d\theta_p}{dt} \quad (13)$$

式(13)表明,定子相电压与其绕组内部的部分电压相平衡,等式右端第1部分为绕组电阻压降,第2部分为变压器电动势,第3部分是运动电动势。进而 SRM 相电流动态可通过微分方程表示如下:

$$\frac{di_p}{dt} = \eta^{-1} [u_p - Ri_p - \lambda\omega] \quad (14)$$

式中: η, λ —— k 时刻磁链对电流和角度的偏导

$$\text{数, } \eta = \frac{\partial\psi_p}{\partial i_p}, \lambda = \frac{\partial\psi_p}{\partial \theta_p}。$$

对式(14)采用欧拉离散法,可得相电流离散化模型为

$$\frac{i_p(k+1) - i_p(k)}{T_s} = \eta^{-1}(k) [u_p(k) - Ri_p(k) - \lambda(k)\omega(k)] \quad (15)$$

式(15)整理后,可得相电压计算公式:

$$u_p(k) = \frac{\eta(k)}{T_s} [i_p(k+1) - i_p(k)] + Ri_p(k) + \lambda(k)\omega(k) \quad (16)$$

根据无差拍电流控制原理,令下一时刻电流值与未来参考电流值相等,即 $i_p(k+1) = \hat{i}_p^*(k+1)$,代入式(16)可得:

$$u_p(k) = \frac{\eta(k)}{T_s} [\hat{i}_p^*(k+1) - i_p(k)] + Ri_p(k) + \lambda(k)\omega(k) \quad (17)$$

由式(3)可以计算出第 k 时刻磁链对电流和角度的偏导数:

$$\begin{cases} \eta(k) = L_q + [L_{dsat} + AB e^{-i_p(k)} - L_q] f[\theta_p(k)] \\ \lambda(k) = [L_{dsat} i_p(k) + A[1 - B e^{-i_p(k)}] - L_q i_p(k)] f'[\theta_p(k)] \end{cases} \quad (18)$$

此外,未来参考电流值可通过拉格朗日外推法^[20]计算得到:

$$\hat{i}_p^*(k+1) = 3i_p^*(k) - 3i_p^*(k-1) + i_p^*(k-2) \quad (19)$$

采用脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM),第 k 时刻占空比计算如下:

$$\mu_p(k) = \frac{u_p(k)}{u_{dc}(k)} \quad (20)$$

3 仿真分析

为了验证本文提出的 DPCC 策略的可行性,利用 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型,并与传统电流斩波控制(Current Chopping Control, CCC)策略进行对比。本文仿真用样机为 1.5 kW、三相、12/8 极 SRM,电机详细参数如表 1 所示。仿真模型中 SRM 磁链 $\psi_p(\theta_p, i_p)$ 和转矩 $T_p(\theta_p, i_p)$ 特性由试验测量得到,如图 4 所示。

表 1 SRM 参数

参数名称	参数值
定、转子极对数	12/8
功率/kW	1.5
额定转矩/(N·m)	9.55
恒转矩调速范围/(r·min ⁻¹)	100~1 500
最大磁链 φ /Wb	0.986
定子电阻 R/Ω	0.9
转动惯量/(kg·m ²)	0.01
摩擦因数/(N·m·rad ⁻¹ ·s)	0.005

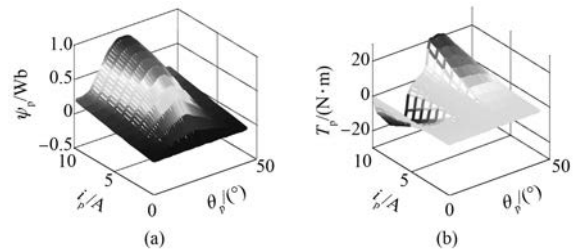


图 4 三维磁链特性和转矩特性

根据对齐位置和非对齐位置磁链曲线,采用最小二乘法辨识可得电流控制器参数: $\psi_m = 0.9$, $I_m = 10$, $L_q = 0.022 6$, $L_d = 0.315 2$, $L_{dsat} = 0.018 5$ 。取幂次 TSF 参数: $\alpha = 2$ 。外环速度控制器采用 PI 控制,其输出为参考转矩:

$$T_e^*(k) = k_p e(k) + k_i \sum_{i=0}^k e(k) \quad (20)$$

式中: e ——转速误差, $e = \omega^* - \omega$;

k_p, k_i ——比例系数和积分系数, 仿真中分别取 0.8 和 0.2。

速度控制器输出参考转矩 T_e^* 经转矩分配后, 可得到各相参考转矩 T_p^* , 通过转矩-电流逆运算获得相参考电流 i_p^* 。本文采用查表法实现转矩-电流逆运算, 获取相参考电流。通过对图 4(b) 所示的相转矩离散数据 $T_p(\theta_p, i_p)$ 进行 3 次样条反向插值, 求得相电流离散数据 $i_p(\theta_p, T_p)$, 如图 5 所示。

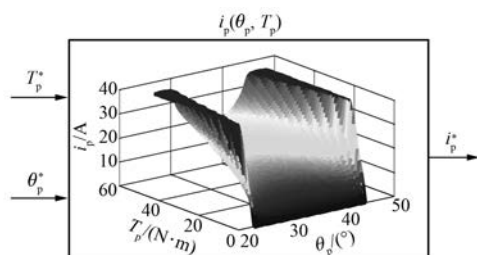


图 5 转矩逆特性

3.1 电流控制器性能验证

在参考转速 500 r/min、负载转矩 $T_L = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时, 对 DPCC 稳态性能表现进行了研究, 并与传统 CCC 控制进行了对比, 仿真结果如图 6 和图 7 所示。

图 6(a) 和图 6(b) 分别为 DPCC 和 CCC 相电流跟踪放大后的仿真结果。由图 6 可以看出, DPCC 相电流对于参考电流的跟踪情况明显优于传统 CCC。如图 6(a) 所示, 在整个导通时间中, 相电流能够准确跟踪参考电流, 电流波动范围约在 0.2 A, 而图 6(b) 传统 CCC 电流波动范围约在 0.5 A, 具有较大的电流脉动, 并且开关频率不可控。

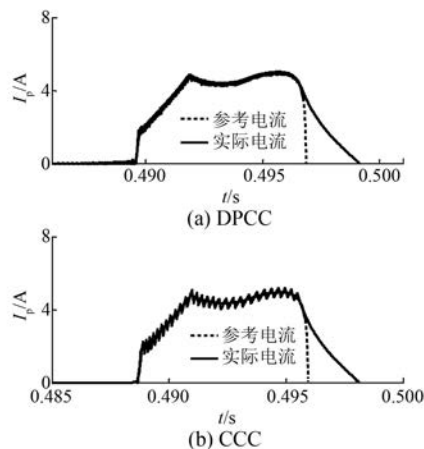


图 6 电流跟踪仿真结果

图 7(a) 和图 7(b) 依次为 DPCC 和 CCC 两种控制算法下的相磁链、相电流、输出转矩和速度响应波形。由输出转矩波形可以看出, 所提出的 DPCC 与传统 CCC 均可以在稳态时将电机输出转矩限定在一定误差范围内, 但是很明显 DPCC 相比传统 CCC 转矩脉动更小。在 DPCC 控制下, 电磁转矩输出脉动约为 $1 \text{ N}\cdot\text{m}$; 而在 CCC 控制下, 电磁转矩输出脉动约为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。由相电流波形可以看出, DPCC 与传统 CCC 稳态时相电流峰值分别为 5.2 A 和 6.1 A。

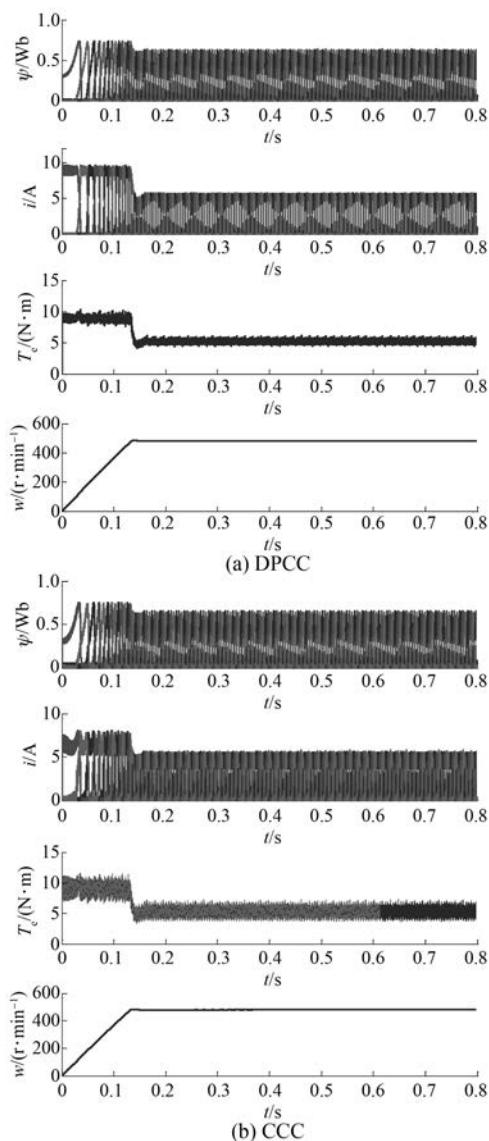


图 7 两种控制方法下的稳态仿真波形

为定量分析 DPCC 和传统 CCC 转矩脉动抑制效果, 定义转矩脉动系数 k_{TR} 作为转矩脉动抑制

效果的评价指标。该指标越小,表示转矩脉动抑制效果越好。转矩脉动系数 k_{TR} 定义如下:

$$k_{TR} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{av}} \tag{21}$$

式中: T_{max} ——输出转矩的最大值;
 T_{min} ——输出转矩的最小值;
 T_{av} ——输出转矩的平均值。

在参考转速 400、600、800、1 000 r/min 下分别对所提出的 DPCC 和传统 CCC 策略进行仿真,并根据式 (20) 分别计算出相应转矩脉动系数值,如表 2 所示。

表 2 DPCC 和 CCC 两种控制算法下的 k_{TR} 值

控制策略	r/min			
	400	600	800	1 000
DPCC	0.322 7	0.315 0	0.357 8	0.313 7
CCC	0.553 3	0.587 9	0.621 1	0.621 9

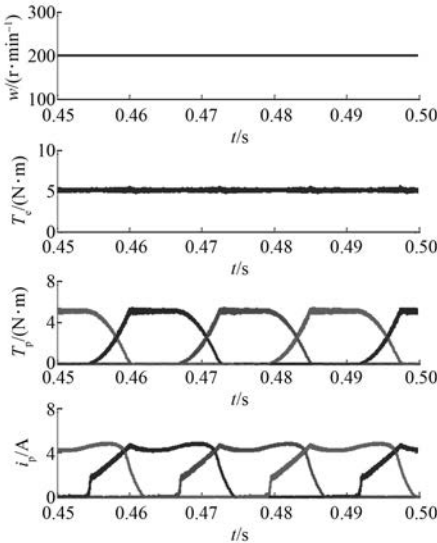
由表 2 可以看出,本文提出的 DPCC 策略在宽调速范围内,转矩抑制脉动效果均明显优于传统 CCC 方法。

3.2 新型 TSF 性能验证

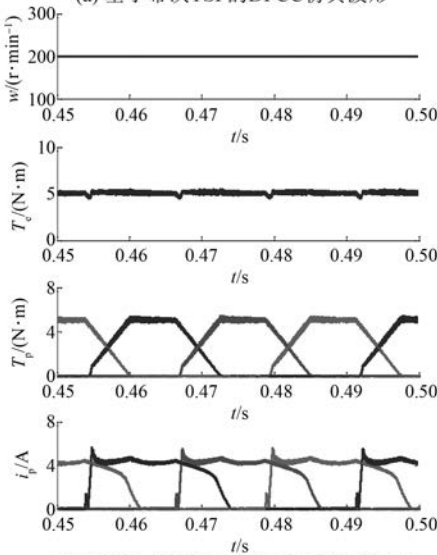
为了在抑制转矩脉动的同时,进一步降低铜耗,提高系统效率,采用幂次函数代替传统线型 TSF。为了验证其性能,在转速 200 r/min、负载转矩 5 N·m 下进行与传统线型 TSF 的对比仿真,其内环均采用所提出的 DPCC 策略,仿真结果如图 8 所示。

如图 8 所示,传统线型 TSF 控制下的相转矩在换相期间,后相呈线性增加,前相呈线性减小;而幂次 TSF 控制下的相转矩在换相期间,前相快速收敛到零,后相缓慢上升至设定转矩。由式 (20) 计算可得,幂次 TSF 控制下的转矩脉动系数 k_{TR} 为 0.174 8,略低于传统线型 TSF 控制下的脉动系数 0.200 1。此外,由图 8 可以看出,稳定后幂次 TSF 控制下峰值电流为 5.01 A,远低于传统线型 TSF 控制下的峰值电流 6 A。这表明基于幂次 TSF 的 DPCC 算法与基于传统线型 TSF 的 DPCC 算法相比,在降低转矩脉动的同时,进一步减小了铜耗,提高了系统效率。

为了进一步定量分析所提出幂次 TSF 对系统效率的影响,定义电流均方根 I_{RMS} 作为系统效率评价指标, I_{RMS} 越小,该控制系统的效率越高。电流均方根 I_{RMS} 定义如下:



(a) 基于幂次TSF的DPCC仿真波形



(b) 基于传统线型TSF的DPCC仿真波形

图 8 不同转矩分配函数下的 DPCC 控制仿真结果

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{3n} \sum_{k=1}^n [i_1^2(k) + i_2^2(k) + i_3^2(k)]} \tag{22}$$

式中: k ——运行时间内采样点的个数。

不同转矩分配函数下的 DPCC 控制 I_{RMS} 值如表 3 所示。

表 3 不同转矩分配函数下的 DPCC 控制 I_{RMS} 值

分配函数	r/min			
	400	600	800	1 000
传统线型	3.16	3.28	3.38	3.48
幂次函数	2.97	3.10	3.24	3.37

由表 3 可以明显看出,在 4 种转速下,幂次 TSF 下的电流均方根 I_{RMS} 低于传统线型 TSF。因此,所提幂次 TSF 在电机运行效率方面具有一定优势。

4 结 语

SRM 传统 CCC 算法电流脉动大、跟踪效果差,并且开关频率不固定。本文基于 SRM 非线性模型,将无差拍预测算法用于 SRM 电流控制。为了进一步提高系统效率,采用幂函数代替传统的线型转矩分配函数。仿真结果表明,采用幂次 TSF 的 DPCC 算法不仅具有良好的电流跟踪效果,显著降低了电机转矩波动,改善了系统稳态性能,而且可以减小系统铜耗,提高系统运行效率。

【参考文献】

- [1] LEE D H, PHAM T H, AHN J W. Design and operation characteristics of four-two pole high-speed SRM for torque ripple reduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3637-3643.
- [2] 陈飞,瞿遂春,邱爱兵,等.电动车用开关磁阻电机设计与优化方法[J].电机与控制应用,2017,44(10): 114-118.
- [3] 傅登伟,肖文生,崔俊国,等.8 型抽油机用开关磁阻电机磁极结构优化设计[J].电机与控制应用,2014,41(12): 15-20.
- [4] 林显军,程小华.开关磁阻风力发电技术[J].电机与控制应用,2011,38(9): 46-50.
- [5] BILGIN B, EMADI A, KRISHNAMURTHY M. Design considerations for switched reluctance machines with a higher number of rotor poles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(10): 3745-3756.
- [6] 吴红星.开关磁阻电机系统理论与控制技术[M].北京:中国电力出版社,2010.
- [7] HUSAIN I, HOSSAIN S A. Modeling, simulation, and control of switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1625-1634.
- [8] INDERKA R B, DE D R W A A. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1046-1051.
- [9] 何昆仑,许爱德,曹玉昭,等.基于 12 扇区的开关磁阻电机直接转矩控制脉动抑制研究[J].电机与控制应用,2016,43(10): 19-23.
- [10] 王勉华,彭田野,张朴,等.四相开关磁阻电机的四电平 DITC 调速系统[J].电机与控制应用,2015,42(1): 14-21.
- [11] ZHANG R, ZHANG Y, QIAN X, et al. Direct instantaneous torque control of switched reluctance motor based on adaptive backstepping [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems, 2015: 567-572.
- [12] SAHOO S K, PANDA S K, XU J X. Indirect torque control of switched reluctance motors using iterative learning control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 200-208.
- [13] 姚雪莲,齐瑞云,邓智泉,等.基于在线模糊神经网络建模的开关磁阻电机高性能转矩控制[J].电机与控制应用,2011,38(3): 17-22.
- [14] 潘晓晨,张广明,王德明.基于改进转矩分配函数法的转矩间接控制[J].电机与控制应用,2016,43(5): 1-6.
- [15] MIKAIL R, HUSAIN I, SOZER Y, et al. Torque-ripple minimization of switched reluctance machines through current profiling [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(3): 1258-1267.
- [16] 王宏华.开关磁阻电动机调速控制技术[M].北京:机械工业出版社,2014.
- [17] LE H H, BRUNELLE P. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in Simulink using realistic and analytical magnetization characteristics [C] // Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005: 6.
- [18] XUE X D, CHENG K W E, HO S L. Optimization and evaluation of torque-sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(9): 2076-2090.
- [19] 王喜莲,许振亮,王翠.开关磁阻电机转矩脉动与铜耗最小化控制研究[J].电机与控制学报,2015,19(7): 52-57.
- [20] JOSE R, PATRICIO C. Predictive control of power converters and electrical drives [M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.

收稿日期: 2018-03-12