http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2017.0781

基于自适应二阶终端滑模的 SRM 直接转矩控制

刘勇智*, 鄯成龙, 林博闻, 宋金龙

(空军工程大学 航空工程学院, 西安 710038)

摘 要: 传统的直接转矩控制(DTC)可以在一定程度上减小开关磁阻电机(SRM)的转矩脉动,但是在换相区的转矩脉动抑制效果较差,并且传统的PI控制存在超调量大、鲁棒性差、抗负载扰动能力有限的缺点。因此,设计了基于负载转矩变化率自适应估计的二阶终端滑模转速控制器,在有限时间内使得系统状态迅速收敛到平衡点,实现无需已知扰动上界快速输出给定转矩。此外,对传统的扇区规则进行改进以优化电压矢量的选取,减小由于换相产生的转矩脉动。仿真和实验结果表明:改进后的DTC系统拥有良好的调速控制性能,抗干扰能力强,鲁棒性好,能进一步减小转矩脉动。

关 键 词: 直接转矩控制(DTC); 开关磁阻电机(SRM); 二阶终端滑模; 扇区细分; 自适应估计; 鲁棒性

中图分类号: V242.44

文献标识码: A **文章编号**: 1001-5965(2018)10-2043-09

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)由于具有结构简单、成本较低、较强的容错能力、适合于高温高速环境等优点,被广泛应用于航空航天、电动汽车等领域[1-2],特别是在多/全电飞机的起动/发电系统和各类电气传动系统领域有着广阔的应用前景[3-4],但是由于SRM转矩脉动较大限制了其进一步发展[5]。文献[6-8]将异步电机使用的直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)应用到SRM中,实现了直接对瞬时转矩的控制,控制效果较好,但是由于其采用传统的PI控制,存在鲁棒性差、超调量大、易受负载扰动影响等缺点。文献[9]中的速度调节器采用了模糊PI控制,增强了控制的鲁棒性,但由于其计算量较大,难以满足实时性需求。文献[10]中的速度调节器采用滑模变结构控制,满足了实时性和鲁棒性的要求,但是由于使用线性滑模,系统状态渐近收敛到预定的轨迹,而且抖振较大。

因此,本文设计了基于负载转矩变化率自适应估计的二阶终端滑模转速控制器,相比于普通滑模控制,实现了快速响应,改善了状态渐近收敛的特性,能够在有限时间内进行收敛,提高了控制精度,增强了系统鲁棒性,同时无需知道负载扰动界限,实现了负载扰动的鲁棒性。在增强系统鲁棒性的同时,考虑到在电机换相时转矩脉动较大的缺点,将传统的6个扇区进行细分,增加了电压矢量,在一定程度上减少了换相过程中产生的转矩脉动。本文从鲁棒性和转矩脉动2个角度提升SRM-DTC的性能,仿真和实验结果表明,改进的DTC系统可以实现高精度、快响应的控制效果,可进一步减少转矩脉动,增强系统鲁棒性。

收稿日期: 2017-12-19; **录用日期**: 2018-03-23; **网络出版时间**: 2018-04-24 09:38
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20180423.1727.001.html
基金项目: 国家自然科学基金(61304120)
* **通信作者**. E-mail: kathrynkent@126.com

引用格式: *刘勇智, 鄯成龙, 林博闻, 等. 基于自适应二阶终端滑模的SRM直接转矩控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(10): 2043-2051. LIU Y Z, SHAN C L, LIN B W, et al. Direct torque control of switched reluctance motor based on adaptive second-order terminal sliding mode[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(10): 2043-2051 (in Chinese).*

1 SRM-DTC 系统

SRM-DTC 系统框图如图 1 所示[11]，主要由 SRM、电压矢量开关表模块、区间判断模块、功率变换器等组成，采用双闭环控制结构，外环是速度环，通过调节得到系统参考转矩，内环是转矩环，将转矩误差、磁链误差和区间信号通过 DTC 原理转换为控制功率变换器的通断信号，实现对电机的控制。

根据文献[12]的公式，有

$$\boldsymbol{T} = i\frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\theta,i)}{\partial\theta} - \frac{\mathrm{d}W_{\mathrm{f}}}{\mathrm{d}\theta} \approx i\frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\theta,i)}{\partial\theta} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{T}$ 为瞬时转矩；W_{f} 为磁场储能；θ 为转子位置角；$\boldsymbol{\psi}$ 为定子磁链；i 为绕组电流。

由式(1)可知，在保持 $\boldsymbol{\psi}$ 幅值恒定的基础上，通过控制磁链的加速或者减速，来控制转矩的变化。SRM 的电压方程为[12]

$$U_k = R_k i_k + \frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\theta,i)}{\partial t} \tag{2}$$

式中：U_k、R_k 和 i_k 分别为 k 相绕组的电压、电阻和电流。

忽略绕组电阻压降，并进行离散化处理，得

$$\boldsymbol{\psi}(k) = \boldsymbol{\psi}(k-1) + \boldsymbol{V}(k)T_s \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{V}(k)$ 为电压矢量。

由式(3)可知，通过选择电压矢量来控制 $\boldsymbol{\psi}$ 幅值增加或者减小，从而实现直接控制转矩。定子绕组有 3 种通电状态，即正电压(用“1”状态表示)、负电压(用“-1”状态表示)和零电压(用“0”状态表示)，如图 2 所示。

当电机处于“1”状态时，K_1、K_2 导通，相绕组承受正向电压。当电机处于“0”状态时，K_1、K_2 只有一个导通，相绕组承受零电压，在回路中电流缓慢下降。当电机处于“-1”状态时，相绕组承受负电压，绕组上的电流迅速下降为零。每相绕组电压矢量可选择 3 种状态，三相绕组总共可以选择 27 种状态，可选取适当电压矢量控制电机磁链和转矩增量变化。SRM 直接转矩控制电压矢量选取原则如表 1 所示。

空间上各相磁链夹角相差 120°，因此将其转换到 α-β 坐标。

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_\alpha = \boldsymbol{\psi}_a + \boldsymbol{\psi}_b\cos\dfrac{2\pi}{3} + \boldsymbol{\psi}_c\cos\dfrac{4\pi}{3} \\ \boldsymbol{\psi}_\beta = \boldsymbol{\psi}_b\sin\dfrac{2\pi}{3} + \boldsymbol{\psi}_c\sin\dfrac{4\pi}{3} \end{cases} \tag{4}$$

因此定子磁链为

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\boldsymbol{\psi}_\alpha^2 + \boldsymbol{\psi}_\beta^2} \\ \xi_s = \arctan\dfrac{\boldsymbol{\psi}_\beta}{\boldsymbol{\psi}_\alpha} \end{cases} \tag{5}$$

式中：ψ_s 和 ξ_s 分别为磁链幅值和相角。

通过 ξ_s 对磁链所在的相位进行判断，从而选定电压矢量所在的扇区。给定转速，通过转速调节器得到的参考转矩和实际转矩作差，经过滞环控制得到转矩变换信号，参考磁链与实际磁链作差，经过滞环控制得到磁链变换信号，与 ξ_s 一起进行逻辑综合，得到功率变换器各开通角的开关信息，实现对 SRM 的控制。

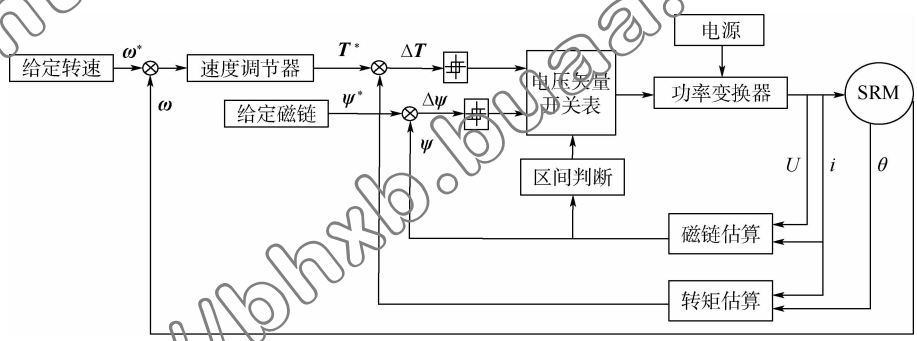


图 1 SRM-DTC 系统框图

Fig. 1 Block diagram of SRM-DTC system

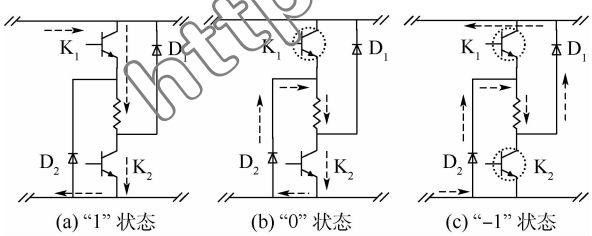


图 2 相绕组功率管开关状态设定

Fig. 2 Switch state setting of phase winding power tube

表 1 电压矢量选取规则

Table 1 Voltage vector selection principle

转矩和磁链变化	电压矢量
$\boldsymbol{T}\uparrow,\boldsymbol{\psi}\uparrow$	$\boldsymbol{V}_{N+1}$
$\boldsymbol{T}\uparrow,\boldsymbol{\psi}\downarrow$	$\boldsymbol{V}_{N+2}$
$\boldsymbol{T}\downarrow,\boldsymbol{\psi}\uparrow$	$\boldsymbol{V}_{N-1}$
$\boldsymbol{T}\downarrow,\boldsymbol{\psi}\downarrow$	$\boldsymbol{V}_{N-2}$

http://bhxb.buaa.edu.cn

2　基于负载转矩变化率自适应估计的二阶终端滑模转速控制器设计

传统的 SRM-DTC 系统采用 PI 控制器对转速进行精确跟踪,但是由于 PI 控制器存在鲁棒性差、不适合应用于非线性系统等缺点。在非线性控制方法中,由于滑模变结构控制对非线性扰动具有很好的鲁棒性[13-14],本文设计了二阶终端滑模转速控制器,提高了控制精度,增加了系统的鲁棒性,实现了转矩快速响应,使得在有限时间内系统可以迅速收敛到平衡点。

在设计 SRM-DTC 系统时,要充分考虑到系统中非线性扰动对控制性能的影响。SRM 是一个多变量耦合的高度非线性系统,建模时存在误差,同时其绕组电阻也会随着温度变化而变化。由此导致的非线性扰动表现为慢变性,可以通过对模型参数依赖不高的二阶终端滑模转速控制器进行消除。

负载转矩的变化对系统控制性能造成很大的影响,其变化具有非线性和不确定性,在设计控制器时要充分考虑负载扰动的因素。因此增加负载转矩变化率自适应估计,在保持系统鲁棒性的基础上,实现了无需知道负载转矩扰动界限,同时减小了切换增益,对负载扰动进行抑制。

控制目标是对转速的精确跟踪,使得输出平滑的给定转矩,同时对负载扰动具有抗干扰能力。由 SRM 机械方程可得[15]

$$J\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\omega}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{T}_{\mathrm{e}} - \boldsymbol{T}_{\mathrm{L}} - F\boldsymbol{\omega} \tag{6}$$

经变换后

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \frac{1}{J}\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}^{*} - \frac{F}{J}\boldsymbol{\omega} - \frac{1}{J}\boldsymbol{T}_{\mathrm{L}} \tag{7}$$

式中:$\boldsymbol{\omega}$ 为电机转速;F 为阻尼系数;J 为转动惯量;$\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}$ 为电机的电磁转矩;$\boldsymbol{T}_{\mathrm{L}}$ 为负载转矩。

设给定转速为 $\boldsymbol{\omega}^{*}$,该转速具有二阶连续导数,而且足够平滑,$\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}^{*}$ 为给定转矩。定义转速误差为

$$\boldsymbol{e} = \boldsymbol{\omega}^{*} - \boldsymbol{\omega} \tag{8}$$

$$\dot{\boldsymbol{e}} = \dot{\boldsymbol{\omega}}^{*} - \frac{1}{J}\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}^{*} + \frac{F}{J}\boldsymbol{\omega} + \frac{1}{J}\boldsymbol{T}_{\mathrm{L}} \tag{9}$$

设计系统的滑模面为

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{e} \tag{10}$$

选取终端滑模函数为

$$\boldsymbol{z} = \dot{\boldsymbol{s}} + \rho\boldsymbol{s}^{q/p} \tag{11}$$

式中:$\rho > 0$;p、q 为正奇数,且 $0 < q/p < 1$。

则由终端滑模面 $\boldsymbol{z} = \boldsymbol{0}$ 可知:

$$\dot{\boldsymbol{s}} = -\rho\boldsymbol{s}^{q/p} \tag{12}$$

求解式(12)可得

$$\frac{p}{p-q}\left[\boldsymbol{s}(t)^{(p-q)/p} - \boldsymbol{s}(0)^{(p-q)/p}\right] = -\rho t \tag{13}$$

进一步求解式(13),可得系统从 $\boldsymbol{s}(0) \neq \boldsymbol{0}$ 到 $\boldsymbol{s}(0) = \boldsymbol{0}$ 的时间 t_s 为

$$t_s = \frac{p}{\rho(p-q)}\left|\boldsymbol{s}(0)\right|^{(p-q)/p} \tag{14}$$

式中:t 为从系统到达滑模面开始一直到到达平衡点的时间。有限时间包括两部分:一个是 t_s,另一个是任意初始状态到达滑模面的时间 t_r。通过设计合适的滑模控制律使终端滑模面在有限时间收敛为零,从而使得误差状态 $\boldsymbol{e}$、$\dot{\boldsymbol{e}}$ 和 $\ddot{\boldsymbol{e}}$ 到达平衡点。

控制器采用指数趋近律,考虑到符号函数在工程中难以实现和避免在滑模面的附近出现高频切换从而引起系统出现抖振,符号函数 $\mathrm{sgn}(z)$ 用 $|z|^{\beta}\mathrm{sgn}(z)$ 来代替,$0 < \beta < 1$,以减小系统抖振,提高控制性能。

当 $|z| > 1$ 时,系统会以较快的速度趋近滑模面,$|z|^{\beta}\mathrm{sgn}(z)$ 的控制作用更加明显;而当 $0 < |z| < 1$ 时,$\lim\limits_{\beta \to 0}|z|^{\beta} = 1$,因而 $|z|^{\beta}\mathrm{sgn}(z)$ 与 $\mathrm{sgn}(z)$ 作用相同。因此趋近律为

$$\dot{\boldsymbol{z}} = -\xi\left|\boldsymbol{z}\right|^{\beta}\mathrm{sgn}(\boldsymbol{z}) - k\boldsymbol{z} \tag{15}$$

对式(9)进行求导

$$\ddot{\boldsymbol{s}} = \ddot{\boldsymbol{e}} = \ddot{\boldsymbol{\omega}}^{*} - \frac{1}{J}\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{e}}^{*} + \frac{F}{J}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \frac{\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}}}{J} \tag{16}$$

$$\dot{\boldsymbol{z}} = \ddot{\boldsymbol{s}} + \rho\frac{q}{p}\boldsymbol{s}^{\frac{q}{p}-1}\dot{\boldsymbol{s}} = \ddot{\boldsymbol{\omega}}^{*} - \frac{1}{J}\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{e}}^{*} + \frac{F}{J}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \frac{\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}}}{J} + \rho\frac{q}{p}\boldsymbol{s}^{\frac{q}{p}-1}\dot{\boldsymbol{s}} \tag{17}$$

$$\dot{\boldsymbol{z}} = \ddot{\boldsymbol{\omega}}^{*} - \frac{1}{J}\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{e}}^{*} + \frac{F}{J}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \frac{\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}}}{J} + \rho\frac{q}{p}\boldsymbol{s}^{q/p-1}\dot{\boldsymbol{s}} = -\xi\left|\boldsymbol{z}\right|^{\beta}\mathrm{sgn}(\boldsymbol{z}) - k\boldsymbol{z} \tag{18}$$

由式(18)设计滑模控制律 $\boldsymbol{T}_{\mathrm{e}}^{*} = \boldsymbol{T}_{\mathrm{em}} + \boldsymbol{T}_{\mathrm{en}}$。

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{em}} = J\left(\dot{\boldsymbol{\omega}}^{*} + \frac{F}{J}\boldsymbol{\omega}\right) \tag{19}$$

$\boldsymbol{T}_{\mathrm{en}}$ 由积分获得

$$\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{en}} = J\left[\rho(q/p)\boldsymbol{s}^{q/p-1}\dot{\boldsymbol{s}} + (\xi + k_1)\left|\boldsymbol{z}\right|^{\beta}\mathrm{sgn}(\boldsymbol{z}) + k\boldsymbol{z}\right] \tag{20}$$

式中:ξ、k、k_1、β 为设计参数,k_1 为符号函数增益,取决于负载扰动的大小,满足 $k_1 > J^{-1}(\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}})$。

由式(20)可得,若要求该控制器对负载扰动有足够的鲁棒性,必须满足 $k_1 > J^{-1}(\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}})$。因此设计时必须知道负载转矩扰动界限的条件,而且

http://bhxb.buaa.edu.cn

该控制器使用大的切换增益才使得系统稳定,这会影响控制量平稳无抖振的控制效果。因此,本文在控制器的基础上增加负载转矩变化率自适应估计,在保持系统鲁棒性的基础上,无需知道负载转矩扰动界限,同时减小了切换增益。

由于负载扰动具有低频特性,$\boldsymbol{T}_{\mathrm{en}}$经过低通滤波并结合式(18)可以得到

$$\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{en}} = J[\rho(q/p)s^{q/p-1}\dot{\boldsymbol{s}} + \xi|z|^{\beta}\mathrm{sgn}(z) + \frac{1}{J}\dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}} + kz] \tag{21}$$

设计负载转矩扰动估计量为:$\dot{\boldsymbol{T}}'_{\mathrm{L}} = \dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}} - \dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}}$,负载扰动观测值的自适应律设计为:$\dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}} = \mu\frac{z}{J}$,$\mu$为设计参数。

通过对负载扰动进行估计,不必知道负载扰动的上界,减小了切换函数的增益,通过终端滑模控制方式能准确输出平滑的给定转矩,提高了SRM-DTC系统的鲁棒性和抗干扰能力。

证明 选取 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}z^2 + \frac{1}{2}\mu\dot{\boldsymbol{T}}'^2_{\mathrm{L}} \tag{22}$$

对时间求导得到

$$\dot{V}(t) = z(t)\dot{z}(t) + \frac{1}{\mu}\dot{\boldsymbol{T}}'_{\mathrm{L}}\ddot{\boldsymbol{T}}'_{\mathrm{L}} = z\left[\dot{\boldsymbol{\omega}}^{*} - \frac{1}{J}\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{e}}^{*} + \frac{F}{J}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \frac{\dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}}}{J} + \rho\frac{q}{p}s^{q/p-1}\dot{\boldsymbol{s}}\right] + \frac{1}{\mu}\dot{\boldsymbol{T}}'_{\mathrm{L}}(\ddot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}} - \dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}}) \tag{23}$$

相对于设计的负载转矩估计值而言,实际的负载转矩变化比较慢,可以认为实际的负载转矩是慢变信号,即满足$\ddot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}} = \boldsymbol{0}$,则式(23)经过化简得

$$\dot{V}(t) = z\left(\frac{\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}}}{J} - \frac{\dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}}}{J} - \xi|z|^{\beta}\mathrm{sgn}(z) - kz\right) - \frac{(\dot{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{L}} - \dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}})\dot{\hat{\boldsymbol{T}}}_{\mathrm{L}}}{\mu} = -\xi|z|^{\beta+1} - kz^2 \leqslant \boldsymbol{0} \tag{24}$$

由式(24)可知,当$\dot{\boldsymbol{s}} = \boldsymbol{0}$时,$\dot{\boldsymbol{V}} = \boldsymbol{0}$,但是该状态持续时间很短,而且$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{0}$,$\boldsymbol{s} \neq \boldsymbol{0}$不是一个稳定的状态。而当$\boldsymbol{z} \neq \boldsymbol{0}$时,$\dot{\boldsymbol{V}} \leqslant \boldsymbol{0}$,由 Lyapunov 稳定性定理得系统在有限时间内到达终端滑模面。

3 基于扇区细分优化的电压矢量选取方式

由式(3)得磁链幅值的变化量为

$$\Delta\psi_s = |\boldsymbol{V}_s(n-1)T_s|\cos\theta_{v\psi} \tag{25}$$

式中:$\theta_{v\psi}$为合成磁链与电压矢量夹角。

由表1可知,$\boldsymbol{V}_{N+1}$电压矢量可使合成磁链幅值增加,$\boldsymbol{V}_{N+2}$则可使之减小。合成磁链幅值增加减小量分别为

$$\Delta\psi_{s_\mathrm{up}} = |\boldsymbol{V}_{N+1}|T_s\cos\theta_{v\psi} \quad \theta_{v\psi} \in (30°,90°) \tag{26}$$

$$\Delta\psi_{s_\mathrm{down}} = |\boldsymbol{V}_{N+2}|T_s\cos\theta_{v\psi} \quad \theta_{v\psi} \in (90°,150°) \tag{27}$$

如图3所示,当处于$N=1$区域时,即$\theta \in (0°, 60°)$,设$|\boldsymbol{V}_N| \cdot T_s = x$,$N = 1,2,\cdots,6$,$x$为常数,一个扇区内合成磁链矢量幅值变化如表2所示。

从表2可清晰看出,θ从0°增加到20°时,加$\boldsymbol{V}_2$后磁链幅值从0 Wb增加到0.342x Wb,加$\boldsymbol{V}_3$后磁链幅值从−0.866x Wb增加到−0.643x Wb,但是$\boldsymbol{V}_2$和$\boldsymbol{V}_3$这2个电压矢量的施加使得磁链的变化程度不同,可以看出,一个周期加$\boldsymbol{V}_3$使得磁链的减小值需要加几个周期的$\boldsymbol{V}_2$才能使得磁链保持不变。θ从20°增加到40°时,磁链的增加值和减小值大致相等。θ从40°增加到60°时,一个周期加$\boldsymbol{V}_2$使得磁链的增加值需要加几个周期的$\boldsymbol{V}_3$才能使得磁链保持不变。这种不对称性会引起磁链的变化,从而在换相区产生转矩脉动。

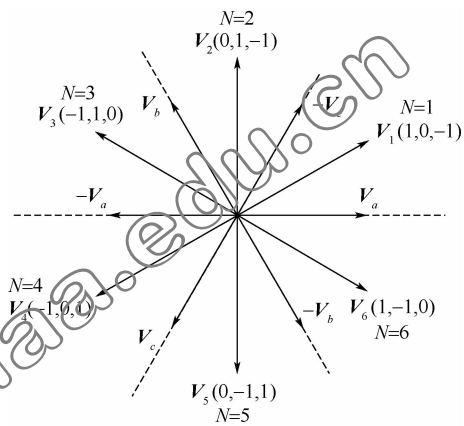


图3 传统的电压矢量选取方式

Fig. 3 Traditional voltage vector selection method

表2 合成磁链幅值变化

Table 2 Change of synthetic flux-linkage amplitude

θ/(°)	$\theta_{v\psi1}$/(°)	$\theta_{v\psi2}$/(°)	加$\boldsymbol{V}_2$后磁链幅值变化量/Wb	加$\boldsymbol{V}_3$后磁链幅值变化量/Wb
0	90	150	0	−0.866x
10	80	140	0.174x	−0.766x
20	70	130	0.342x	−0.643x
30	60	120	0.5x	−0.5x
40	50	110	0.643x	−0.342x
50	40	100	0.766x	−0.174x
60	30	90	0.866x	0

注:$\theta_{v\psi1}$为电压矢量$\boldsymbol{V}_2$与磁链的夹角;$\theta_{v\psi2}$为电压矢量$\boldsymbol{V}_3$与磁链的夹角。

http://bhxb.buaa.edu.cn

图 3 所示的电压矢量是按照相同的规则进行选取，但是经过上述分析发现，特别是在扇区的边沿处存在磁链波动的现象，造成换相时转矩脉动较大，因此将图 3 的扇区进行细分，如图 4 所示。

在图 3 的基础上，将每个扇区进行细分成三等分，3 个小区域分别采用 NA、NB 和 NC 表示，为了简洁表示只画出第 1 扇区，共 18 个小扇区。通过细分扇区优化选取电压矢量，如表 3 所示。

由表 3 可知，θ 从 0°增加到 20°时，选择 $\boldsymbol{V}_1$ 增加磁链和转矩，选择 $\boldsymbol{V}_3$ 和 $\boldsymbol{V}_6$ 分别减小磁链和转矩；θ 从 20°增加到 40°时，选择 $\boldsymbol{V}_2$ 增加磁链和转矩，选择 $\boldsymbol{V}_3$ 和 $\boldsymbol{V}_6$ 分别减小磁链和转矩；θ 从 40°增加到 60°时，选择 $\boldsymbol{V}_2$ 增加磁链和转矩，选择 $\boldsymbol{V}_4$ 和 $\boldsymbol{V}_5$ 分别减小磁链和转矩。

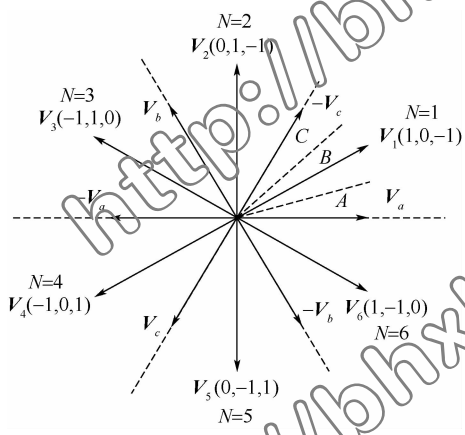


图 4　扇区细分方法

Fig. 4　Sector segmentation method

表 3　基于扇区细分方法优化电压矢量选取

Table 3　Voltage vector selection optimization based on sector segmentation method

变化需求		区域 $N(N=1,2,\cdots,6)$		
		NA	NB	NC
$\psi\uparrow$	$T\uparrow$	$\boldsymbol{V}_N$	$\boldsymbol{V}_{N+1}$	$\boldsymbol{V}_{N+1}$
	$T\downarrow$	$\boldsymbol{V}_{N-1}$	$\boldsymbol{V}_{N-1}$	$\boldsymbol{V}_N$
$\psi\downarrow$	$T\uparrow$	$\boldsymbol{V}_{N+2}$	$\boldsymbol{V}_{N+2}$	$\boldsymbol{V}_{N+3}$
	$T\downarrow$	$\boldsymbol{V}_{N+3}$	$\boldsymbol{V}_{N+4}$	$\boldsymbol{V}_{N+4}$

4　系统仿真与实验分析

4.1　系统仿真

本文使用 MATLAB/Simulink 进行系统仿真，其中电机采用三相 6/4 极结构，额定电压为 270 V，额定功率为 3 kW，额定转速为 2 000 r/min。在速度调节器中，采用自适应二阶终端滑模控制器替代传统的 PI 控制器，并依据扇区细分规则设计全新的开关表。通过 Ansoft 进行有限元分析，建立磁链特性 ψ-θ-i 曲线簇和矩角特性 T-θ-i 曲线簇，如图 5 所示。

将图 5 所示的电机非线性特性在 Simulink 中构造电机本体模型，搭建 DTC 控制系统。为了进行对比，系统转速控制器的建立分别采用了传统的 PI 控制、滑模变结构控制和自适应二阶终端滑模控制，分析转速精确跟踪的控制效果。给定转速为 500 r/min，负载转矩为 6 N·m 时，其转速曲线如图 6(a)所示，转矩曲线如图 6(b)所示。

由图 6 可知，基于自适应二阶终端滑模的 DTC 系统的转速和转矩控制效果较好，其中相较于传统的 PI 控制和滑模变结构控制而言，改进后的系统响应更快，超调更小，具有较好的动态特性和静态特性。起动时的转矩较为平稳迅速，稳定后转矩脉动更小，能够明显提升开关磁阻电机调速系统动态特性和静态特性，实现了良好的控制效果。

由图 7 可知，合成磁链幅值基本恒定，磁链幅值变化很小，磁链幅值变化可以影响输出转矩，说明改进后的 DTC 系统对转矩脉动控制较好。当稳态运行时，改进后的 DTC 系统的合成磁链幅值变化进一步减小，合成磁链幅值基本上稳定在 0.36 Wb左右，控制效果更好。

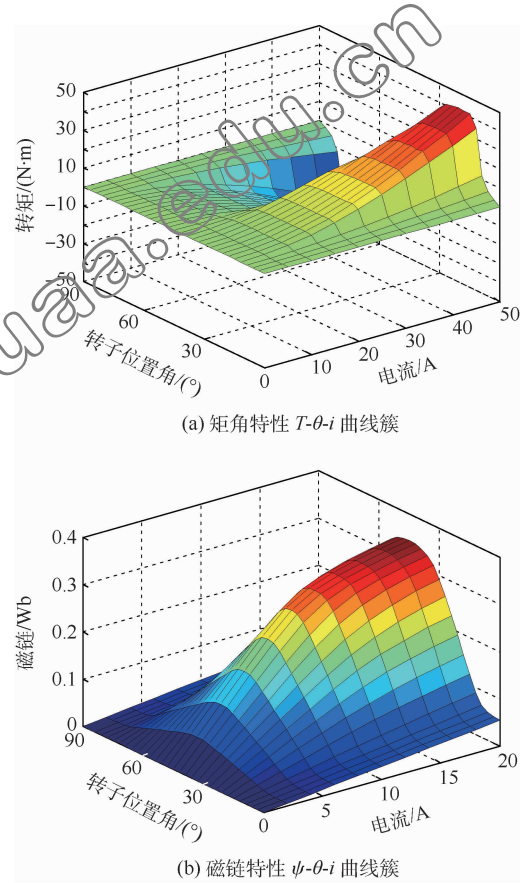


图 5　矩角特性和磁链特性

Fig. 5　Torque-angle and flux-linkage characteristics

http://bhxb.buaa.edu.cn

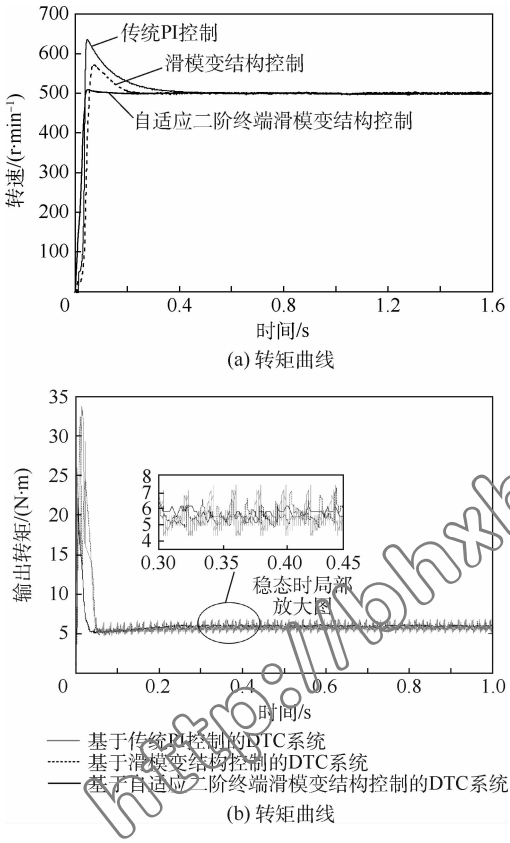


图6 3种控制方式转速和输出转矩曲线对比

Fig. 6 Comparison of curves of speed and output torque of three control modes

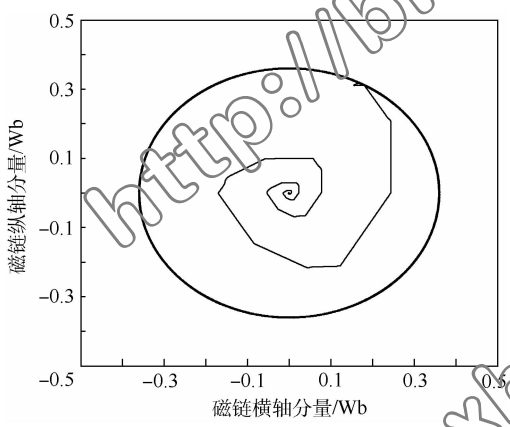


图7 磁链轨迹

Fig. 7 Flux-linkage track

采用改进后的转速滑模控制器,给定转速为500 r/min,负载转矩为6 N·m时,分别采用传统的扇区和细分扇区选取电压矢量,其输出转矩如图8所示。

图8(a)为采用传统的扇区,转矩在5.5~6.5 N·m波动,转矩脉动为16.7%。图8(b)采用细分扇区可以优化电压矢量的选取,转矩在5.8~6.3 N·m之间波动,转矩脉动为8.3%,相比于传统的扇区转矩脉动减小了8.4%。因此,细分扇区可以进一步减小由于电机换相带来的转矩脉动。

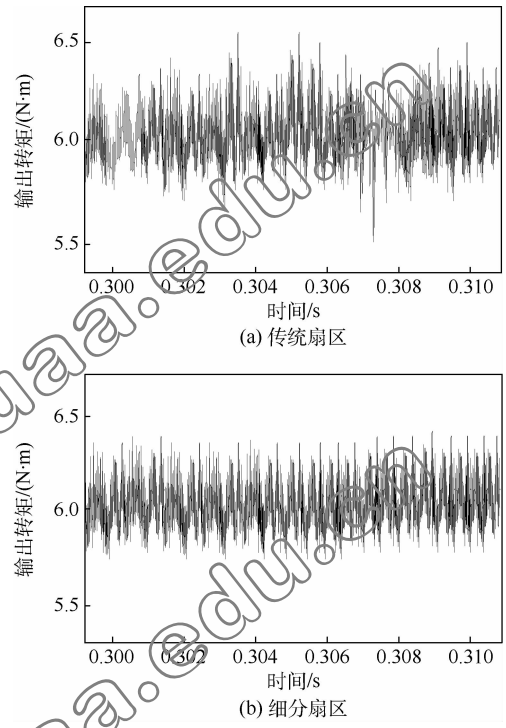


图8 输出转矩波形

Fig. 8 Output torque waveform

4.2 实验分析

搭建三相6/4极SRM平台进行实验验证。硬件平台主要由电机、功率变换器、控制系统和检测电路组成,电机本体额定功率为3 kW,控制系统中DSP芯片为TMS320F28335,CPLD芯片采用EPM1270T144C5,利用DSP将待实现的自适应二阶终端滑模控制方法进行实现,并且将信息传递给CPLD。利用CPLD将按照控制量实现电机的换相逻辑,判断换相实现系统运行。检测电路采用检测位置旋转变压器和电压、电流传感器,功率变换器电路采用不对称半桥结构。电机的结构参数如下:三相6/4极,定子外径为128 mm,定子极弧系数为0.5,定子轭高为11.94 mm,转子外径为77 mm,转子内径为33 mm,转子极弧系数为0.355。滑模面参数 $p=9$, $q=7$, $\beta=0.3$, $\mu=1.8$。将得到的实验数据输入到MATLAB中进行实验结果的数据处理。

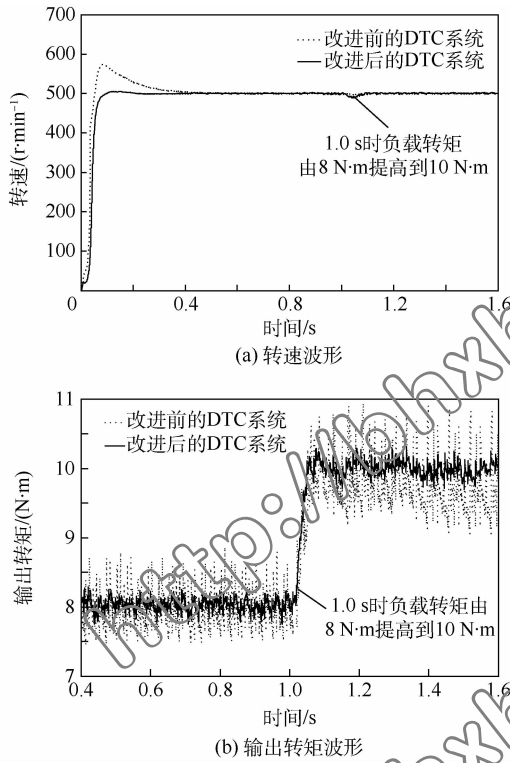
设转速为500 r/min,负载转矩为8 N·m,在1.0 s突加负载到10 N·m。实验波形如图9所示。

从图9可知,改进后的DTC转速响应快,超调量小,当在1.0 s突加负载时,改进前的DTC转速存在一定程度的下降,而改进后的DTC转速基本上保持500 r/min左右,具有一定的抗干扰性和鲁棒性。而且其转矩脉动明显减小,稳定时转矩

http://bhxb.buaa.edu.cn

在 7.7 ~ 8.3 N · m 范围波动,转矩脉动为 7.5%。

为了验证中速时的控制效果,设转速为 1 500 r/min,负载转矩为 22 N · m,在 1.0 s 突卸负载到18 N · m。实验波形如图10所示。可以看出,随着转速的增加,DTC 系统控制的效果减弱,转速超调增大,转矩脉动增大。但是改进后的 DTC 系统稳定时仍将转矩控制在 21.5 ~ 22.5 N · m,稳定在 22 N · m 附近,而传统 DTC 系统转矩在 20.3 ~ 24.1 N · m 范围内波动,说明改进后的 DTC 系统在中速范围内有较好的控制效果。

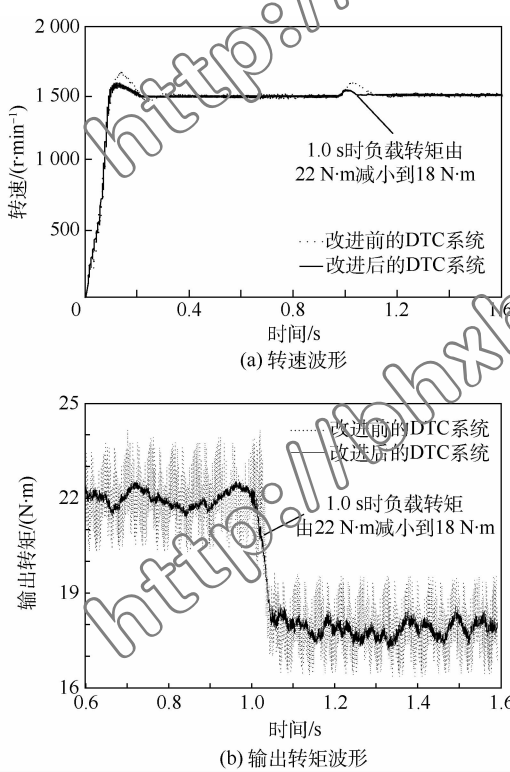


(a) 转速波形

(b) 输出转矩波形

图 9　转速为 500 r/min 时转速和输出转矩波形

Fig. 9　Speed and output torque waveform at 500 r/min



(a) 转速波形

(b) 输出转矩波形

图 10　转速为 1 500 r/min 时转速和输出转矩波形

Fig. 10　Speed and output torque waveform at 1 500 r/min

5　结　论

为了改善 SRM-DTC 系统的控制效果,进一步减少转矩脉动,提高抗干扰能力,增强系统鲁棒性,本文设计了一种负载扰动自适应估计的二阶终端滑模变结构控制器,并且对传统规则的扇区进行细分优化电压矢量选取,通过系统仿真和实验分析,得出以下结论:

1) 相比于传统 PI 控制和滑模变结构控制,本文设计的转速控制器超调量小,响应速度快,具有较好的动态和静态特性,系统的鲁棒性明显增强,显著提高了抗负载干扰能力。

2) 对基本空间电压矢量空间划分的 6 个均匀扇区进行细分,理论分析和仿真表明细分扇区可以减少换相时的转矩脉动。

3) 设计的转速滑模控制器可对负载扰动进行自适应估计,减少了控制器设计的限制条件。

4) DTC 对低速的控制效果较好,转速增加时控制效果会变差。改进后的 DTC 系统提高了中速时的控制效果,适用于航空电气工程领域。

参考文献 (References)

[1] 刘勇智,周政,盛增津,等. 开关磁阻电机起动/发电状态切换控制策略研究[J]. 电机与控制学报,2015,19(10):57-63.
LIU Y Z,ZHOU Z,SHENG Z J,et al. Study of control strategy for status switching of switched reluctance starter/generator [J]. Electric Machines and Control,2015,19(10):57-63(in Chinese).

[2] 赵旭升,邓智泉,汪波. 一种磁悬浮开关磁阻电机用轴向径向磁轴承[J]. 北京航空航天大学学报,2011,37(8):973-978.
ZHAO X S,DENG Z Q,WANG B. Axial radial magnetic bearing in magnetic suspending switched reluctance motor application[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2011,37(8):973-978(in Chinese).

[3] 昝小舒,陈昊. 开关磁阻起动/发电系统起动性能研究[J]. 电工技术学报,2015,30(20):21-29.
ZAN X S,CHEN H. Study on starting performance of switched reluctance starter/generator system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2015,30(20):21-29(in Chinese).

[4] SONG S J,LIU W G,DIETER P,et al. Detailed design of a high speed switched reluctance starter/generator[J]. Chinese

http://bhxb.buaa.edu.cn

Journal of Aeronautics,2010,23(2):216-226.

[5] 宋受俊,葛乐飞,刘虎成,等.开关磁阻电机设计及多目标优化方法[J].电工技术学报,2014,29(5):197-204.
SONG S J,GE L F,LIU H C,et al. Design and multi-objective optimization method of switched reluctance machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(5):197-204(in Chinese).

[6] ANNEGRET K,ANDREAS H,RIK W. Direct instantaneous torque and force control:A control approach for switched reluctance machines[J]. IET Electric Power Applications,2017,11(5):935-943.

[7] 朱叶盛,章国宝,黄永明.基于PWM的开关磁阻电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2017,32(7):31-39.
ZHU Y S,ZHANG G B,HUANG Y M. PWM-based direct instantaneous torque control of switched reluctance machine[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(7):31-39(in Chinese).

[8] 王玉林.开关磁阻电机直接转矩控制的研究[D].杭州:浙江大学,2016.
WANG Y L. Research on direct instantaneous torque control of switched reluctance motor[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2016(in Chinese).

[9] 王勉华,梁媛媛.开关磁阻电机直接转矩模糊PI控制器的设计[J].电气传动,2010,40(1):51-54.
WANG M H,LIANG Y Y. Fuzzy-PI controller for direct torque control drives system of SRM[J]. Electric Drive,2010,40(1):51-54(in Chinese).

[10] 刘勇智,王宇,朱晨承.采用模糊逻辑修正的SRM滑模控制器设计[J].计算机测量与控制,2014,22(7):2059-2062.
LIU Y Z,WANG Y,ZHU C C. Sliding mode controller of SRM combined with fuzzy logic correction[J]. Computer Measurement & Control,2014,22(7):2059-2062(in Chinese).

[11] 刘慧武.开关磁阻电机直接转矩控制系统的研究[D].哈尔滨:哈尔滨理工大学,2014.
LIU H W. Research on switched reluctance motor direct torque control system[D]. Harbin:Harbin University of Science and Technology,2014(in Chinese).

[12] 赵洋.开关磁阻电机直接转矩控制技术研究[D].成都:西南交通大学,2016.
ZHAO Y. Research on DTC of switched reluctance motor[D]. Chengdu:Southwest Jiaotong University,2016(in Chinese).

[13] 王冕华,邢玉.开关磁阻电机直接转矩滑模变结构控制[J].电机与控制应用,2017,44(6):35-39.
WANG M H,XING X. Sliding mode variable structure controller for direct torque control drive system of switched reluctance motor[J]. Electric Machines & Control Application,2017,44(6):35-39(in Chinese).

[14] 喻晓军.基于SMO的矿用电机车调速系统设计[D].淮南:安徽理工大学,2015.
YU X J. Research of mining accumulator locomotive speed control system based on SMO[D]. Huainan:Anhui University of Science and Technology,2015(in Chinese).

[15] 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.
WU H X. Theory and control technology of switched reluctance motor system[M]. Beijing:China Electric Power Press,2010(in Chinese).

作者简介:

刘勇智 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航空电气工程。

都成龙 男,硕士研究生。主要研究方向:开关磁阻电机直接转矩控制系统。

http://bhxb.buaa.edu.cn

Direct torque control of switched reluctance motor based on adaptive second-order terminal sliding mode

LIU Yongzhi*, SHAN Chenglong, LIN Bowen, SONG Jinlong

(Aeronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: The torque ripple of switched reluctance motor (SRM) can be reduced to some extent by traditional direct torque control (DTC), but the torque ripple suppression effect is poor in the commutation zone. And the traditional PI control has disadvantages of large overshoot, poor robustness and limited anti-disturbance ability. Therefore, a second-order terminal sliding speed controller based on adaptive estimation of load torque change rate was designed, which made the state of the system quickly converge to the equilibrium point within a finite time. The controller will output the reference torque without the upper bound of the perturbation. In addition, an improved sector segmentation method was used to optimize the voltage vector selection principle in order to reduce the torque ripple which resulted from the commutation. The simulation and experimental results show that the improved DTC system has good speed and control characteristics, strong anti-interference capability and good robustness, which can further reduce the torque ripple.

Keywords: direct torque control (DTC); switched reluctance motor (SRM); second-order terminal sliding mode; sector segmentation; adaptive estimation; robustness

http://bhxb.buaa.edu.cn

Received: 2017-12-19; **Accepted**: 2018-03-23; **Published online**: 2018-04-24 09:38

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20180423.1727.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61304120)

* **Corresponding author**. E-mail: kathrynkent@126.com