

# 无刷双馈电机滑模变结构直接转矩控制

杨俊华<sup>1</sup>, 刘远涛<sup>1</sup>, 谢景凤<sup>1</sup>, 刘慧媛<sup>1</sup>, 吴捷<sup>2</sup>

(1. 广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006; 2. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641)

**摘要:** 针对无刷双馈电机直接转矩控制系统磁链和转矩脉动大的问题, 引入滑模变结构控制策略. 以转矩和磁链两个滑模控制器来代替传统直接转矩控制中的两个滞环控制器, 电压矢量开关的输出采用空间电压矢量 PWM 调制的方法, 保证了逆变器开关频率恒定, 应用指数趋近率方法设计滑模控制器, 由 Lyapunov 方法求得相应的滑模变结构控制律, 建立了 MATLAB/Simulink 环境下直接转矩控制系统的仿真模型, 仿真结果表明, 新型控制方案能有效减小转矩脉动, 改善定子磁链和电流波形, 同时仍可保持直接转矩控制固有的转矩快速响应的优点, 提高系统的稳定性和鲁棒性.

**关键词:** 无刷双馈电机; 直接转矩控制; 滑模变结构; 指数趋近率; 转矩脉动  
**中图分类号:** TM301.2, TP273 **文献标识码:** A

## Direct-torque control of the brushless double-fed machines based on sliding-mode variable structure control strategy

YANG Jun-hua<sup>1</sup>, LIU Yuan-tao<sup>1</sup>, XIE Jing-feng<sup>1</sup>, LIU Hui-yuan<sup>1</sup>, WU Jie<sup>2</sup>

(1. Faculty of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou Guangdong 510006, China;  
2. College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510641, China)

**Abstract:** A novel sliding-mode variable structure (SMVS) control strategy is proposed to reduce the ripples of flux and torque of brushless double-fed machines (BDFM) based on direct torque control system (DTC). In order to ensure the constant switching frequency for the inverter, two hysteresis regulators in the conventional DTC system are substituted by the SMVS controllers of flux and torque, and the space voltage vector pulse-width-modulation is used in the output of the voltage vector switches. The SMVS controllers are designed with the method of exponential approach law, and the Lyapunov stability theory is utilized to solve for the control law of the SMVS controllers. The simulation model of DTC is established in MATLAB/Simulink environment. The simulation results show that this new control method effectively reduces the torque ripples and improves the waveforms of the stator flux and current. The inherent advantage of the fast dynamic-response of the torque in DTC is reserved. The stability and robust performance of the system is enhanced.

**Key words:** brushless double-fed machine; direct torque control; sliding-model variable structure; exponential approach law; torque ripples

### 1 引言(Introduction)

无刷双馈电机 (brushless double-fed machines, BDFM) 是在串级电机基础上发展起来的一种兼有异步电机特点的新型交流调速电机, 结构简单牢固、功率因数可调、转差功率可回馈使用、调速控制装置容量小、运行模式灵活等, 在变频调速和变速恒频发电领域应用前景广泛. 近年来, 国内外学者对 BDFM 进行了广泛的研究, 建立了比较准确实用的数学模型和等效电路<sup>[1,2]</sup>, 提出了针对 BDFM 的多种控制策略, 如无源性控制<sup>[3]</sup>、标量控制<sup>[4]</sup>、矢量控制<sup>[5]</sup>、转子磁场定向控制<sup>[6]</sup>、直接转矩控制<sup>[7~11]</sup>、智能控制<sup>[12~14]</sup>、自适应控制<sup>[15~17]</sup>等. 标量控制算法

较为简单, 可在一定程度上提高电机性能<sup>[4]</sup>; 矢量控制可实现转矩、无功和有功的有效控制, 但存在超调, 动态稳定性不足<sup>[5]</sup>; 转子磁场定向控制根据坐标变换理论建立 BDFM 的双同步坐标模型<sup>[6]</sup>; 直接转矩控制 (direct torque control, DTC) 是继矢量控制后发展起来的一种高性能交流调速方法, 结构简单、转矩响应快、对转子参数鲁棒性好.

无刷双馈电机电磁结构复杂, 定子上有两套不同极数的绕组, 转子为磁阻式或类鼠笼式结构, 这种特殊的结构使其转矩和磁链的计算较普通感应电机计算更为麻烦, 因此直接转矩控制策略在无刷双馈电机中的实施与普通感应电机不尽相同. 在 BDFM 直

接转矩控制系统中,需要通过控制绕组磁链和总的电磁转矩进行两点式或多点式(Bang-Bang控制)调节,即在维持控制绕组磁链幅值不变的情况下,通过调节控制绕组的电源频率调速,实现对无刷双馈电机的直接转矩控制.其中转矩的大小可以通过控制功率绕组和控制绕组磁链之间的夹角来改变,这点有别于异步电机控制定子磁链之间夹角来调节转矩大小.文献[3]应用无源性控制理论从能量角度研究了无刷双馈电机控制系统,实现了转速的快速精确跟踪.文献[7]实现了无刷双馈电机直接转矩控制系统,系统结构简单、计算量小,但磁链和转矩脉动大.文献[8]实现了BDFM转矩、磁链的解耦控制.文献[9]针对转矩脉动大的问题,将转矩预测控制引入到无刷双馈电机直接转矩控制中.文献[10]首先研究了传统直接转矩控制策略在无刷双馈电机中的应用,获得了电压矢量表,电压矢量是控制绕组磁通角的函数,通过分析磁链和转矩的导数,研究了每一个电压矢量,为采用恒定开关频率,提出直接转矩预测控制方案,通过改善开关频率特性减小转矩脉动.文献[11]研究了无刷双馈磁阻电机低频甚至0 Hz频率状态下的无速度传感器直接转矩控制方案,转子位置在线估计,不需要特别的信号注入或逆变器开关技术,同步转速下均可适用.文献[12]依据模糊控制理论,研究了基于模糊控制的无刷双馈电机转矩脉动最小化的直接转矩控制系统,缺点是进行在线模糊推理的计算工作量大,难以实时控制.文献[13]基于磁场定向控制,将模糊控制和常规PID控制相结合,虽可在某种程度上减小转速超调量,但仍存在超调.文献[14]将PID神经网络控制策略应用于无刷双馈电机的转速控制,实现了转速的准确跟踪,但存在过渡时间长和振荡的缺陷.文献[15]提出了一种转矩和磁链计算的新方法,基于波波夫超稳定性理论的模型参考自适应算法,研究了一类改进的无刷双馈电机直接转矩控制策略.文献[16]将参考自适应控制引入BDFM控制系统.文献[17]研究了BDFM的模糊自适应控制策略.

滑模变结构(sliding-model variable structure, SMVS)控制是变结构控制系统(variable structure control system)的一种控制策略,突出特点是对扰动(包括系统参数变化、外部扰动等)具有很好的鲁棒性,且结构简单、响应快速.目前,这种控制策略已成功用于电力系统、机器人控制、飞行器控制、倒立摆控制、伺服系统等控制中<sup>[18]</sup>.为解决传统无刷双馈电机直接转矩控制中存在的磁链和转矩脉动较大以及转矩脉动引起的高频噪声等问题,将滑模变结构控制策略引入到无刷双馈电机直接转矩控制中,用转矩和磁链两个滑模控制器来代替传统直接转矩

控制中的两个滞环控制器,电压矢量开关的输出采用空间电压矢量调制的方法,采用指数趋近率方法设计滑模控制器,利用Lyapunov方法求得相应的滑模变结构控制律.仿真结果表明,这种新型控制方案有效地减小了转矩脉动,改善了定子磁链和电流波形,提高了系统的稳定性和鲁棒性.

## 2 无刷双馈电机的直接转矩控制(DTC of BDFM)

无刷双馈电机基本结构如图1所示,定子上装有两套不同极数的三相对称绕组,一套为功率绕组,直接接至工频电网,另一套为控制绕组,通过变频器和电网相连,转子采用笼型或磁阻型结构.改变控制绕组的连接方式及其外加电源的频率、幅值、相位,可以实现多种运行方式.

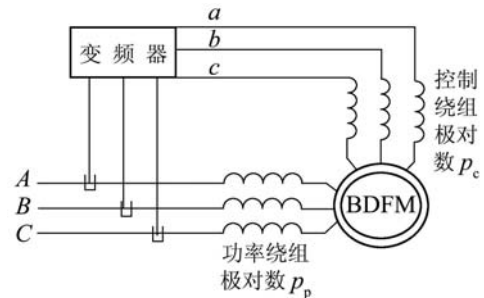


图1 无刷双馈电机基本结构

Fig. 1 Structure diagram of BDFM

无刷双馈电机运行时相当于一台 $2(p_p + p_c)$ 极绕线式转子感应电机,其功率绕组和控制绕组分别相当于绕线式感应电机的定子绕组和转子绕组.则BDFM有与普通感应电机相似的转矩计算方法<sup>[19]</sup>:

$$T_{em} = \frac{3(p_p + p_c)L_{sp}}{2(L_{sp}L_{sc} - M_{pc})} |\Psi_{sp}| |\Psi_{sc}| \sin \theta, \quad (1)$$

式中:  $\Psi_{sp}$ 、 $\Psi_{sc}$ 为功率绕组和控制绕组的磁链,  $\theta$ 为它们之间的夹角.功率绕组磁链矢量方程为

$$\Psi_{sp} = \int (u_p - r_p i_p) dt, \quad (2)$$

其中:  $\Psi_{sp}$ 、 $u_p$ 、 $i_p$ 分别为功率绕组的磁链、电压、电流的空间矢量.由于功率绕组直接接工频电网,故电压 $u_p$ 的幅值不变,功率绕组的电阻压降相对于功率绕组电压很小,因此可以认为功率绕组磁链幅值 $\Psi_{sp}$ 基本不变.控制绕组磁链矢量方程为

$$\Psi_{sc} = \int (u_c - r_c i_c) dt, \quad (3)$$

其中:  $\Psi_{sc}$ 、 $u_c$ 、 $i_c$ 分别为控制绕组的磁链、电压、电流的空间矢量.如果忽略控制绕组电阻压降的影响,并且将上式进行离散化处理可得

$$\Psi_{sc} = u_c \Delta t + \Psi_{sc0}. \quad (4)$$

电磁转矩公式为

$$T_e = p_p(i_{qp}\Psi_{dp} - i_{dp}\Psi_{qp}) + p_c(i_{qc}\Psi_{dc} - i_{dc}\Psi_{qc}). \quad (5)$$

通过适当选取控制绕组电压矢量以及时间间隔  $\Delta t$ , 即可控制控制绕组磁链矢量的幅值及与功率绕组磁链矢量间的夹角, 进而控制电机电磁转矩。

$$\begin{bmatrix} u_{qp} \\ u_{dq} \\ u_{qc} \\ u_{dc} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_p + L_{sp}p & p_p\omega_r L_{sp} & 0 & 0 & M_p p & p_p\omega_r M_p \\ -p_p\omega_r L_{sp} & r_p + L_{sp}p & 0 & 0 & 0 & -p_p\omega_r M_p \\ 0 & 0 & r_c + L_{sc}p & p_c\omega_r L_{sc} & -M_c p & p_c\omega_r M_c \\ 0 & 0 & -p_c\omega_r L_{sc} & r_c + L_{sc}p & p_c\omega_r M_c & M_c p \\ M_p p & 0 & -M_c p & 0 & r_r + L_r p & 0 \\ 0 & M_p p & 0 & M_c p & 0 & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp} \\ i_{dp} \\ i_{qc} \\ i_{dc} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中:  $p_p, r_p, L_{sp}, M_p$  为功率绕组的极对数、电阻、自感和功率绕组与转子的互感;  $p_c, r_c, L_{sc}, M_c$  为控制绕组的极对数、电阻、自感和控制绕组与转子的互感;  $r_r, L_r, \omega_r$  为转子电阻、自感和电机的机械角速度;  $p$  为微分算子;  $u_{qp}, u_{dp}, u_{qc}, u_{dc}, u_{qr}, u_{dr}, i_{qp}, i_{dp}, i_{qc}, i_{dc}, i_{qr}, i_{dr}$  为  $d$ - $q$  轴电压、电流的瞬态值。

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qp} \\ \Psi_{dp} \\ \Psi_{qc} \\ \Psi_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sp} & 0 & 0 & 0 & M_p & 0 \\ 0 & L_{sp} & 0 & 0 & 0 & M_p \\ 0 & 0 & L_{sc} & 0 & -M_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sc} & 0 & M_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp} \\ i_{dp} \\ i_{qc} \\ i_{dc} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = p_p M_p (i_{qp} i_{dr} - i_{dp} i_{qr}) + p_c M_c (i_{qc} i_{dr} + i_{dc} i_{qr}), \quad (8)$$

式中:  $\Psi_{qp}, \Psi_{dp}, \Psi_{qc}, \Psi_{dc}$  为  $d$ - $q$  轴磁链瞬态值;  $T_e$  为电磁转矩。

根据式(6)中第3, 4行、式(7)中第3, 4项, 经  $d, q$  坐标系到  $\alpha, \beta$  坐标系的变换矩阵

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (9)$$

这里  $\theta$  为  $\alpha$  轴与  $d$  轴的夹角。

取控制端定子电流和磁链作为状态变量, 用状态方程表示, 可导出变换后两相静止坐标系中控制绕组电流方程

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{c\alpha} \\ \dot{i}_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_c}{\sigma} - \frac{r_r L_{sc}}{\sigma L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{r_c}{\sigma} - \frac{r_r L_{sc}}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_r}{\sigma L_r} & \frac{\omega_r}{\sigma} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma} & \frac{r_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{c\alpha} \\ \Psi_{c\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

### 3 基于滑模变结构的无刷双馈电机直接转矩控制(DTC of BDFM based on SMVS)

#### 3.1 BDFM数学模型(Model of BDFM)

BDFM数学模型采用转子速  $d$ - $q$  轴模型, 其中电压电流方程为式(6)<sup>[20]</sup>:

$$\text{式中 } \sigma = \frac{L_{sc} L_r - M_c^2}{L_r}.$$

两相静止坐标系中的控制绕组磁链方程为

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_{c\alpha} = u_{c\alpha} - i_{c\alpha} r_c, \\ \dot{\Psi}_{c\beta} = u_{c\beta} - i_{c\beta} r_c. \end{cases} \quad (11)$$

电磁转矩方程式(8)变换, 可化简为

$$T_e = p_p (i_{p\beta} \Psi_{p\alpha} - i_{p\alpha} \Psi_{p\beta}) + p_c (i_{c\beta} \Psi_{c\alpha} - i_{c\alpha} \Psi_{c\beta}). \quad (12)$$

定义磁链幅值平方为

$$\Psi_c = \Psi_{c\alpha}^2 + \Psi_{c\beta}^2. \quad (13)$$

#### 3.2 滑模变结构控制器的设计(SMVS controller design)

滑模变结构控制是变结构控制系统的一种控制策略, 这种控制本质上是一种不连续的开关控制, 它要求频繁、快速地切换系统的控制状态, 具有快速响应、对系统参数变化不敏感、设计简单、易于实现的特点. 变结构控制系统的设计基于它的运动特点及运行过程<sup>[18,21]</sup>, 滑模变结构控制系统的运动由两部分组成: 正常运动和滑动运动. 对于正常运动段, 按照滑模变结构的原理, 必须满足滑模运动的可达性条件,  $s(\frac{ds}{dt}) < 0$ , 但是滑模可达性条件仅实现了状态空间任意位置的运动点在有限的时间内到达切换面的要求, 至于在这段时间内, 对运动点的具体轨迹并未作任何规定. 为了改善这段运动的动态品质, 选取指数趋近率的基本滑模控制方法来设计滑模控制器。

定义切换函数如下:

$$S = [S_1 \ S_2]^T, \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} S_1 = e_T = T_e^* - T_e, \\ S_2 = e_\Psi = \Psi_c^{*2} - \Psi_c^2, \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $T_e^*$ 为转矩给定,  $T_e$ 为实时观测到的转矩,  $\Psi_c^*$ 为磁链平方给定,  $\Psi$ 为实时观测到的定子控制绕组磁链平方. 将切换函数 $S$ 对时间求导得

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{e}_T = -\dot{T}_e, \\ \dot{S}_2 = \dot{e}_\Psi = -\dot{\Psi}_c^2. \end{cases} \quad (16)$$

将式(12)(13)代入式(16), 结合式(10)(11)得如下矩阵方程:

$$\dot{S} = F + DU, \quad (17)$$

其中:  $F, D$ 为系数矩阵,  $U$ 为控制律矩阵, 且

$$F = [F_1 \quad F_2]^T. \quad (18)$$

由式(2)可得功率绕组磁链幅值 $\Psi_{sp}$ 基本不变, 故电磁转矩的变化只与控制绕组磁链幅值变化有关, 即 $\dot{S}_1 = -\dot{T}_e = -(\dot{T}_{ep} + \dot{T}_{ec}) = -\dot{T}_{ec}$ ,

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 = -\dot{T}_{ec} = & -p_c(\dot{i}_{c\beta}\Psi_{c\alpha} + i_{c\beta}\dot{\Psi}_{c\alpha} - \dot{i}_{c\alpha}\Psi_{c\beta} - i_{c\alpha}\dot{\Psi}_{c\beta}) = \\ p_c[\Psi_{c\beta}(\frac{r_r}{\sigma L_r}\Psi_{c\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma}\Psi_{c\beta} - & \frac{r_c L_r + r_r L_{sc}}{\sigma L_r}i_{c\alpha} - \omega_r i_{c\beta} + \frac{1}{\sigma}u_{c\alpha}) - \\ \Psi_{c\alpha}(\frac{r_r}{\sigma L_r}\Psi_{c\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma}\Psi_{c\alpha} - & \frac{r_c L_r + r_r L_{sc}}{\sigma L_r}i_{c\beta} - \omega_r i_{c\alpha} + \frac{1}{\sigma}u_{c\beta}) + \\ i_{c\alpha}(u_{c\beta} - r_c i_{c\beta}) - i_{c\beta}(u_{c\alpha} - r_c i_{c\alpha})], & \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 = -\dot{\Psi}_c^2 = -2\Psi_{c\alpha}\dot{\Psi}_{c\alpha} - 2\Psi_{c\beta}\dot{\Psi}_{c\beta} = & -2\Psi_{c\alpha}(u_{c\alpha} - r_c i_{c\alpha}) - 2\Psi_{c\beta}(u_{c\beta} - r_c i_{c\beta}). \quad (20) \end{aligned}$$

整理得:

$$\begin{aligned} F_1 = p_c[\Psi_{c\beta}(\frac{r_r}{\sigma L_r}\Psi_{c\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma}\Psi_{c\beta} - & \frac{r_c L_r + r_r L_{sc}}{\sigma L_r}i_{c\alpha} - \omega_r i_{c\beta}) - \\ \Psi_{c\alpha}(\frac{r_r}{\sigma L_r}\Psi_{c\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma}\Psi_{c\alpha} - & \frac{r_c L_r + r_r L_{sc}}{\sigma L_r}i_{c\beta} - \omega_r i_{c\alpha})], \quad (21) \end{aligned}$$

$$F_2 = 2\Psi_{c\alpha}r_c i_{c\alpha} + 2\Psi_{c\beta}r_c i_{c\beta}, \quad (22)$$

$$D = \begin{bmatrix} p_c(\frac{\Psi_{c\beta}}{\sigma} - i_{c\beta}) & p_c(i_{c\alpha} - \frac{\Psi_{c\alpha}}{\sigma}) \\ -2\Psi_{c\alpha} & -2\Psi_{c\beta} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

$$D^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} -2\Psi_{c\beta} & 2\Psi_{c\alpha} \\ p_c(\frac{\Psi_{c\alpha}}{\sigma} - i_{c\alpha}) & p_c(\frac{\Psi_{c\beta}}{\sigma} - i_{c\beta}) \end{bmatrix}}{2p_c(\Psi_{c\alpha}i_{c\alpha} + \Psi_{c\beta}i_{c\beta} - \frac{\Psi_{c\alpha}^2}{\sigma} - \frac{\Psi_{c\beta}^2}{\sigma})}. \quad (24)$$

选取Lyapunov函数

$$V = S^T S / 2, \quad (25)$$

并对时间求导, 得

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T (F + DU). \quad (26)$$

为保证 $\dot{V} < 0$ , 同时要求滑模控制系统在正常运动阶段有良好的动态品质, 选取指数趋近率来设计滑模变结构控制器, 即可取控制律

$$U = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 + \varepsilon_1 \text{sgn } S_1 + K_1 S_1 \\ F_2 + \varepsilon_2 \text{sgn } S_2 + K_2 S_2 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

其中:  $\varepsilon_1, K_1, \varepsilon_2, K_2$ 为正常数. 由此求得 $\alpha$ - $\beta$ 静止坐标系下控制绕组电压矢量 $U = [U_{c\alpha} \quad U_{c\beta}]^T$ , 用于空间矢量调制. 将式(27)代入式(26), 得

$$\begin{aligned} \dot{V} = -S_1[\varepsilon_1 \text{sgn } S_1 + K_1 S_1] - & S_2[\varepsilon_2 \text{sgn } S_2 + K_2 S_2]. \quad (28) \end{aligned}$$

因为 $S_1$ 和 $\varepsilon_1 \text{sgn } S_1 + K_1 S_1$ 符号相同,  $S_2$ 和 $\varepsilon_2 \text{sgn } S_2 + K_2 S_2$ 符号相同, 故

$$\begin{cases} S_1(\varepsilon_1 \text{sgn } S_1 + K_1 S_1) > 0, \\ S_2(\varepsilon_2 \text{sgn } S_2 + K_2 S_2) > 0. \end{cases} \quad (29)$$

由此证明 $\dot{V} < 0$ , 确保系统滑模的存在性和可达性, 说明系统能实现滑模运动. 当系统状态运动到切换面上, 即满足 $S_1 = T_e^* - T_e = 0$ 和 $S_2 = \Psi_c^{*2} - \Psi_c^2 = 0$ , 则保证了实际转矩和磁链能跟踪各自的给定值. 将式(27)代入式(17), 可得

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\varepsilon_1 \text{sgn } S_1 - K_1 S_1, \\ \dot{S}_2 = -\varepsilon_2 \text{sgn } S_2 - K_2 S_2. \end{cases} \quad (30)$$

上式中: 取滑模面 $S_1$ 来说,  $K_1$ 和 $\varepsilon_1$ 的大小, 将直接影响到滑模控制器的控制效果. 常用的方法是选取较大的 $K_1$ 和较小的 $\varepsilon_1$ , 这样既可以保证系统在远离切换面时趋近速度较快, 从而加快正常运动段的动态响应过程; 同时又可以保证系统在切换面附近时趋近速度较慢, 从而减小滑模运动引起的系统的抖动.

根据指数趋近率特性<sup>[21]</sup>:  $|K_1 S_1|$ 项决定过渡过程的速率, 较大的 $K_1$ 缩短过渡时间, 有利于系统快速趋于稳定; 滑模控制器的最大缺点是滑模面附近的“抖振”,  $|\varepsilon_1 \text{sgn } S_1|$ 项决定正常运动段的切换幅度, 较小的 $\varepsilon_1$ 有效减小系统的抖振; 本文中仿真参数 $K_1$ 的选取 $50 < K_1 < 500$ ,  $\varepsilon_1$ 的选取 $0 < \varepsilon_1 < 5$ , 当取值 $K_1 > 200$ 后, 动态响应的速度变化已经不够明显, 当取值 $\varepsilon_1 < 0.5$ 后, 减小“抖振”的趋势已经趋近不变. 这样, 采用指数趋近率设计的滑模控制器可以根据切换函数距离切换面的距离自动调节趋近速度. 有效地保证系统正常运动段的动态品质, 同时也有效减小滑模切换时的系统抖动.

### 3.3 系统的稳定性和鲁棒性(Stability and robustness of system)

系统在稳定运行时会受到各种干扰, 比如系统内部器件受热产生参数的变化、外界的扰动、内部的摄动等等, 这些都会影响切换函数的大小<sup>[22]</sup>. 当出现干扰时, 式(17)可以写成

$$\dot{S} = F + DU + H, \quad (31)$$

式中  $H = [H_1 \ H_2]^T$  为各种扰动之和. 把式(31)代入式(26)得

$$\dot{V} = -S_1[\varepsilon_1 \text{sgn } S_1 + K_1 S_1 - H_1] - S_2[\varepsilon_2 \text{sgn } S_2 + K_2 S_2 - H_2]. \quad (32)$$

由上式可知, 当  $\varepsilon_1 > H_1$  和  $\varepsilon_2 > H_2$  时,  $\dot{V} < 0$ .

以上分析表明, 设计合理的滑模控制器参数, 即使系统存在各种扰动, 系统也具有很强的稳定性和鲁棒性.

### 4 仿真研究(Simulation and research)

基于滑模变结构的BDFM直接转矩控制系统结构图如图2所示.

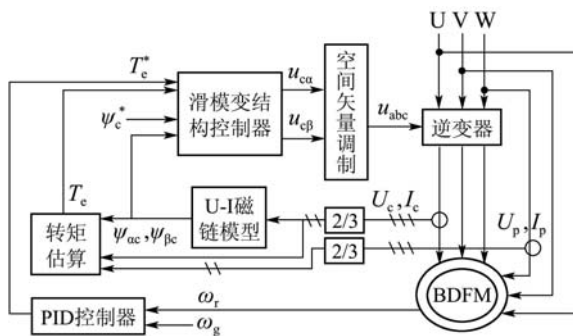


图 2 基于滑模变结构的BDFM直接转矩控制系统结构图  
Fig. 2 System block diagram for DTC of the BDFM based on SMVS

图2与传统的无刷双馈电机直接转矩控制系统相比, 所不同的是用转矩和磁链两个滑模控制器来代替两个滞环控制器. 转矩和磁链估计采用  $u-i$  磁链观测模型, 电压矢量开关的输出采用空间

电压矢量调制的方法. 图2中:  $\psi_c^*$  为定子控制绕组磁链幅值给定值,  $\omega_g$  为电机转速给定值,  $\omega_r$  为转子角速度, 转速误差经PID调节后得到给定转矩  $T_e^*$ .  $\Delta T = T_e^* - T_e$ ;  $\Delta \psi = \psi_c^* - \psi_c$ ; 滑模变结构控制器根据转矩误差值、磁链变化量等参数, 计算出给定参考电压矢量  $u_{cu}$  和  $u_{cp}$ ; 最后, 经过控制矢量调制后驱动逆变器, 控制BDFM正常工作.

在Simulink环境下, 利用上述方法构建系统的各个模块, 建立了基于滑模变结构的无刷双馈电机直接转矩控制仿真系统. BDFM仿真参数如下:

$$\begin{aligned} P_N &= 4 \text{ kW}, U_N = 380 \text{ V}, p_p = 3, p_c = 1, \\ r_c &= 5.9 \ \Omega, L_{sc} = 200.12 \text{ mH}, M_c = 196.23 \text{ mH}, \\ r_p &= 2.25 \ \Omega, L_{sp} = 221.36 \text{ mH}, M_p = 210.36 \text{ mH}, \\ r_r &= 3.6 \ \Omega, L_r = 312.52 \text{ mH}, J = 0.03 \text{ kg} \cdot \text{m}^2. \end{aligned}$$

图3为传统DTC系统的转速、定子磁链、电磁转矩响应曲线; 图4为基于滑模变结构的DTC控制系统的转速、定子磁链、电磁转矩响应曲线, 其中滑模控制器参数  $K_1 = 100, \varepsilon_1 = 2, K_2 = 100, \varepsilon_2 = 2$ ; 图5为改变滑模控制器参数而得到的基于滑模变结构的DTC控制系统的转速、定子磁链、电磁转矩响应曲线, 其中滑模控制器参数  $K_1 = 200, \varepsilon_1 = 0.5, K_2 = 200, \varepsilon_2 = 0.5$ .

图3, 4, 5给出相同条件下无刷双馈电机的仿真结果, 系统空载起动, 起动到给定转速为900 r/min. 由图3, 4可见, 与传统DTC系统相比, 基于滑模变结构控制的DTC系统在超同步运行状态下, 有效地减小了稳态时的转速和转矩脉动, 改善了定子磁链波形. 由图4, 5可见, 基于滑模变结构控制的DTC系统在超同步运行状态下, 通过调节滑模控制器参数, 可进一步减小稳态时的转速和转矩脉动, 改善定子磁链波形. 仿真结果表明, 基于滑模变结构的无刷双馈电机直接转矩控制系统具有良好的稳定性和鲁棒性.

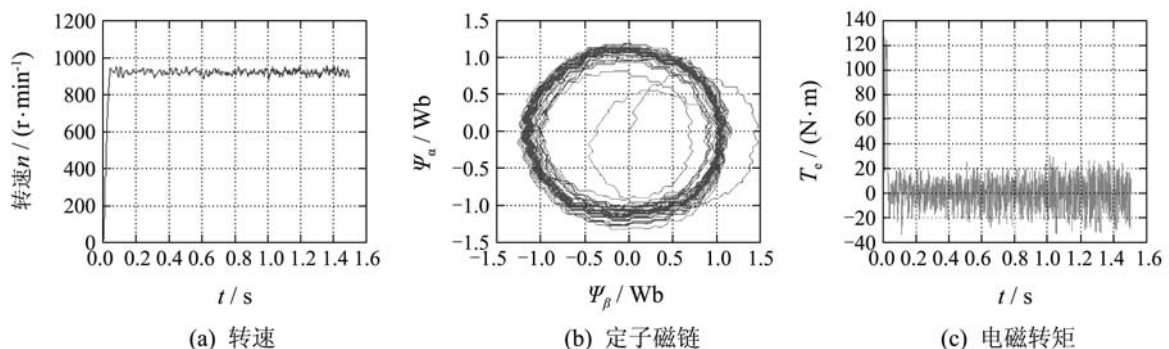


图 3 转速、定子磁链和电磁转矩的仿真波形(传统DTC)

Fig. 3 Simulink results of speed, stator flux and torque for the classical DTC

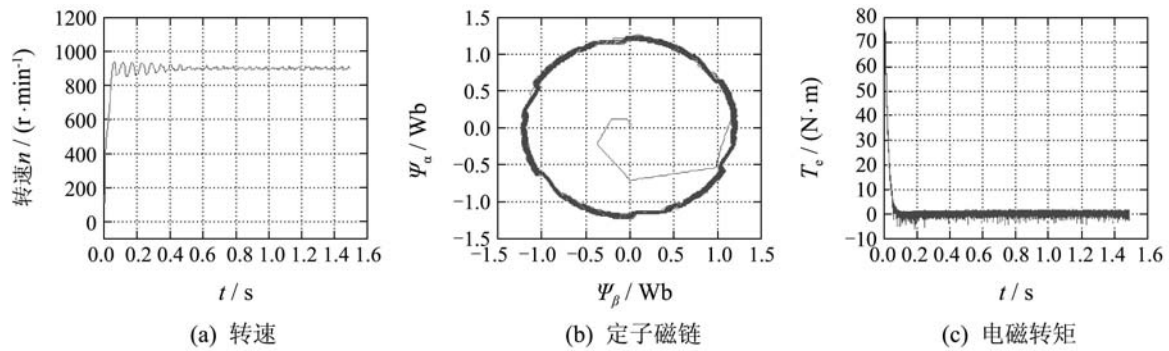


图4 转速、定子磁链和电磁转矩的仿真波形(SMVS-DTC)

Fig. 4 Simulink results of speed, stator flux and torque for the SMVS-DTC

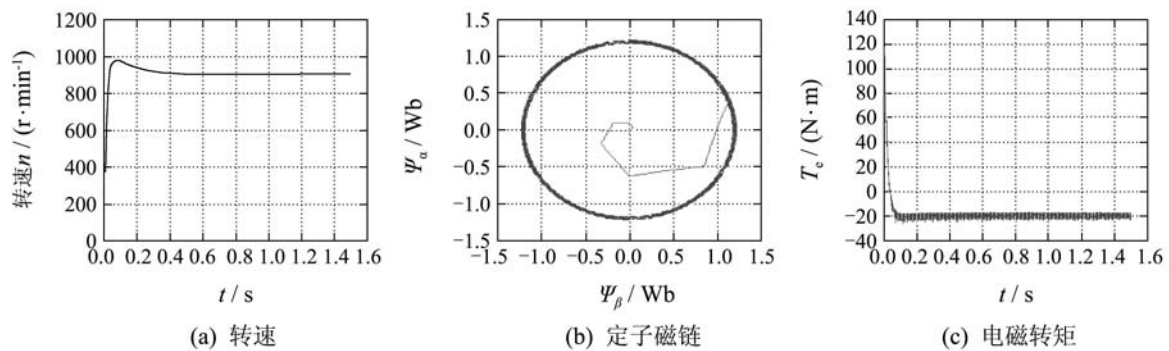


图5 改变滑模控制器参数后转速、定子磁链和电磁转矩的仿真波形(SMVS-DTC)

Fig. 5 Simulink results of speed, stator flux and torque for the SMVS-DTC when changing parameters of SMVS

## 5 结论(Conclusion)

基于滑模变结构的无刷双馈电机直接转矩控制,有效地减小了转矩脉动,抑制了系统的高频噪声,改善了定子磁链和电流波形,且具有良好的动、静态性能,提高了系统的稳定性和鲁棒性,滑模控制对参数摄动和外界干扰具有完全的自适应性,为滑模变结构控制在BDFM控制系统中的应用提供了理论基础。

## 参考文献(References):

- [1] 杨向宇, 励庆孚. 无刷双馈调速电机的混合坐标数学模型[J]. 电工技术学报, 2001, 16(1): 16-20.  
(YANG Xiangyu, LI Qingfu. Hybrid reference frame model of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2001, 16(1): 16-20.)
- [2] 张凤阁, 王凤翔, 徐隆亚. 磁阻和笼型转子无刷双馈电机的统一等效电路和转矩公式[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(11): 28-31.  
(ZHANG Fengge, WANG Fengxiang, XU Longya. The equivalent circuit and torque formula of doubly-fed brushless machine with reluctance and cage rotor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 1999, 19(11): 28-31.)
- [3] 吕惠子, 杨俊华, 杨金明, 等. 无刷双馈调速电机无源性分析及自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(12): 1425-1429.  
(LÜ Huizi, YANG Junhua, YANG Jinming, et al. Passivity analysis and adaptive control of brushless doubly-fed machines for adjustable speed drives[J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(12): 1425-1429.)
- [4] ZHOU D, SPEE R, WALLACE A K. Laboratory control implemen-
- [5] tations for doubly-fed machine[C] // *The 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation*. Maui, HI, USA: IEEE, 1993, 2: 1181-1186.
- [6] ZHOU D, SPEE R, ALEXANDER G C. Experimental evaluation of a rotor oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(1): 72-78.
- [7] 黄守道, 王耀南, 黄科元, 等. 无刷双馈电机转子磁场定向控制策略的研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(2): 34-39.  
(HUANG Shoudao, WANG Yaonan, HUANG Keyuan, et al. Study of the control strategy on rotor field orientation for brushless doubly-fed machine[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2002, 17(2): 34-39.)
- [8] LIU Xiaopeng, ZHANG Ailing, FAN Shuangying. Study on the strategy of direct torque control for brushless doubly-fed machines[J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2006, 34(3): 25-31.
- [9] BRASSFIELD W R, SPEE R, HABELTLER T G. Direct torque control for doubly-fed machine[J]. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 1996, 32(5): 1098-1104.
- [10] 张爱玲, 张洋. 基于转矩预测控制的无刷双馈电机直接转矩控制系统[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(4): 326-330.  
(ZHANG Ailing, ZHANG Yang. Direct torque control for brushless doubly-fed machine based on torque predict control strategy[J]. *Electric Machines and Control*, 2007, 11(4): 326-330.)
- [11] SARASOLA I, POZA J, RODRIGUEZ M A, et al. Predictive direct torque control for brushless doubly fed machine with reduced torque ripple at constant switching frequency[C] // *The 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Vigo, USA: IEEE, 2007: 1074-1079.

- [11] JOVANOVIĆ M G, G DORRELL D. Sensorless control of brushless doubly-fed reluctance machines using an angular velocity observer[C] // *The 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 717 – 724.
- [12] 周欣欣, 张爱玲. 无刷双馈电机直接转矩控制转矩脉动最小化[J]. 电机与控制学报, 2006, 10(6): 571 – 575.  
(ZHOU Xinxin, ZHANG Ailing. Torque ripple minimization strategy for the direct torque control of brushless doubly-fed machines[J]. *Electric Machines and Control*, 2006, 10(6): 571 – 575.)
- [13] 蔡晓名, 杨向宇. 基于模糊PID的无刷双馈电机矢量控制[J]. 微特电机, 2005, 33(11): 30 – 32.  
(CAI Xiaoming, YANG Xiangyu. Field oriented control based on fuzzy-PID controller for brushless doubly-fed machine[J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2005, 33(11): 30 – 32.)
- [14] 郭红霞, 杨金明, 刘文刚. 无刷双馈电机的PID神经网络控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(1): 53 – 56.  
(GUO Hongxia, YANG Jinming, LIU Wengang. PID neural network control of brushless doubly-fed machine[J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(1): 53 – 56.)
- [15] 杨俊华, 吕惠子, 吴捷, 等. 基于波波夫超稳定性的无刷双馈电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 107 – 113.  
(YANG Junhua, LÜ Huizi, WU Jie, et al. A novel direct torque control strategy for brushless doubly-fed machines based on popov hyperstability theory[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(15): 107 – 113.)
- [16] ZHOU D, SPEER, WALLACE A K. Model reference adaptive speed control for doubly fed machines[C] // *Proceedings of IECON the 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. New York: IEEE, 1993, 2(2): 1175 – 1180.
- [17] 杨俊华, 李建华, 吴捷, 等. 无刷双馈风力发电机组的模糊自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2006, 10(4): 346 – 350.  
(YANG Junhua, LI Jianhua, WU Jie, et al. Fuzzy adaptive control of novel brushless doubly-fed wind turbine[J]. *Electric Machines and Control*, 2006, 10(4): 346 – 350.)
- [18] 刘金琨. 滑模变结构控制MATLAB仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [19] 王凤翔, 张凤阁. 磁场调制式无刷双馈交流电机[M]. 长春: 吉林大学出版社, 2004.
- [20] RUQI LI. *Dynamic modeling, simulation and stability analysis of brushless doubly fed machines*[D]. Oregon, American: Oregon State University, 1991.
- [21] 胡跃明. 变结构控制理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003.

### 作者简介:

**杨俊华** (1965—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电机电器及其控制、风力发电机组的设计与控制, E-mail: yly93@163.com;

**刘远涛** (1982—), 男, 硕士, 研究方向为风力发电系统建模与控制;

**谢景凤** (1983—), 男, 硕士研究生, 研究方向为风力发电系统建模与控制;

**刘慧媛** (1983—), 女, 硕士, 研究方向为电力电子与电气传动;

**吴捷** (1937—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为非线性控制、风力发电、电力电子技术等。