

# 基于超扭曲滑模的双定子绕组感应电机 转速磁通控制

贺银平<sup>1</sup>, 田 密<sup>1</sup>, 郑田娟<sup>2</sup>, 李 密<sup>3</sup>

(1.成都航空职业技术学院航空装备制造产业学院, 成都 610100; 2.南京审计大学金审学院  
信息科学与工程学院, 南京 210058; 3.东南大学电气工程学院, 南京 210096)

**摘要:** 针对双定子绕组感应电机 DSWIMs(dual-stator winding induction machines)在传统直接转矩和磁通控制下转矩、磁通和电流纹波大, 在低速下控制磁通难度大、噪声大等问题, 提出 1 种基于超扭曲滑模控制器 STSMC(super twisting sliding mode controller)的 DSWIMs 新型转速和磁通直接控制方法。通过设计满足李雅普诺夫稳定条件的有限时间收敛误差为 0 的非线性控制器, 提出 1 种 DSWIMs 新型转矩分配算法, 可使 DSWIMs 在较宽的转速范围内运行, 并包括零转速, 所需电磁转矩由 2 组绕组根据其额定功率提供。此外, 针对 DSWIMs 设计了 1 种基于滑模控制的全阶观测器, 能够高精度地估计绕组磁通、磁通角和转子转速, 以实现最优磁通状态。最后, 在 1 个 3.3 kW DSWIM 驱动系统上进行实验测试, 评估所提 DSWIM 控制方案的性能, 实验结果证明了所提控制方法、转矩分配算法和全阶观测器在不同速度区域的有效性。

**关键词:** 双定子绕组感应电机; 超扭滑模控制器; 滑模全阶观测器; 转矩分配算法

## Speed and Flux Control of Double-stator Winding Induction Machine Based on Super Twisting Sliding Mode

HE Yinping<sup>1</sup>, TIAN Mi<sup>1</sup>, ZHENG Tianjuan<sup>2</sup>, LI Mi<sup>3</sup>

(1. Aviation Equipment Manufacturing Industry Institute, Chengdu Aeronautic Polytechnic, Chengdu 610100, China;  
2. School of Information Science and Engineering, Jinshen College, Nanjing Audit University, Nanjing 210058, China;  
3. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** In view of the problems of dual-stator winding induction machines (DSWIMs) under traditional direct torque and flux control such as large torque, large flux and large current ripple, and considering that it is difficult to control the flux at low speed and the corresponding noise level is high, a novel direct control method for speed and flux based on super twisting sliding mode controller (STSMC) is proposed for DSWIMs. A nonlinear controller with zero convergence error in finite time is designed, which meets the Lyapunov stability condition. On this basis, a novel torque allocation algorithm for DSWIMs is put forward, which can make the DSWIMs run in a wider speed range, including zero speed. The electromagnetic torque is provided by two sets of winding according to its rated power. In addition, a full-order observer based on sliding mode control is designed for DSWIMs, which can accurately estimate the winding flux, flux angle and rotor speed to achieve the optimal flux state. Finally, an experimental test was carried out on a 3.3 kW DSWIM drive system to evaluate the performance of the proposed DSWIM control scheme. Experimental results show that the proposed control method, torque allocation algorithm and full-order observer were effective in different speed regions.

**Keywords:** Dual-stator winding induction machine (DSWIM); super twisting sliding mode controller (STSMC); sliding mode full-order observer; torque allocation algorithm

收稿日期: 2021-09-23; 修回日期: 2022-04-21, 2022-04-24;

录用日期: 2022-05-05; 网络首发日期: 2022-08-03

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51977034)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51977034

由于双定子绕组感应电机 DSWIMs(dual-stator winding induction machines)比单绕组感应电机具有更多优势, 近年来 DSWIMs 受到国内外学者的广泛关注。根据转子结构, DSWIMs 主要分为绕线

式和鼠笼式<sup>[1]</sup>。绕线式转子制造成本较高,适用于定子中含有 2 组不同极对的三相绕组无刷双馈感应电机 BDFIMs(brushless doubly-fed induction machines)<sup>[2]</sup>, 尽管 BDFIMs 的转速范围较小,但其适用范围较广<sup>[3]</sup>。鼠笼式可分为相似极对和不等极对 2 类。相似极对电机采用标准鼠笼式转子,定子采用 2 组相似极的三相绕组。由于定子绕组采用相似极对的布置方式,使得定子绕组之间存在直接耦合,小的电压不平衡会导致大的循环电流<sup>[4]</sup>。文献[5]提出了 DSWIMs 的概念,双绕组感应电机的转子与并绕式感应电机的转子相似,但定子绕组为不等极对,这种结构使得绕组可完全独立运行。与其他感应电机相比,DSWIMs 具有以下优点<sup>[6-12]</sup>: ①与 BDFIMs 相比,结构简单,制造成本低,具有更宽的转速区域;②与绕线式电机不同,在电压不平衡的情况下,2 个绕线式电机之间没有循环电流;③与单绕组感应电机相比,改进了弱磁区控制,具有无感应控制能力。根据上述优点,DSWIMs 中各绕组机组的运行完全独立,可产生不同的电压水平<sup>[13-14]</sup>,且具有宽转速区域运行能力(包括极低速和零速度),因此适用于可控性要求高的电机,如电梯和电动车。

针对 DSWIMs,国内外一些学者<sup>[15-18]</sup>提出了标量和间接磁场定向控制 IFOC(indirect field oriented control)。另外,还有学者<sup>[16]</sup>提出了直接转矩控制 DTC(direct torque control)和磁通控制策略。直接转矩控制没有电流控制回路,与其他控制策略相比具有更快的动态响应,在各种感应电动机 IM(induction machines)系统中,特别是在无传感器方案中,该方法易于实现。然而,传统直接转矩控制也存在转矩、磁通、电流纹波及噪声均较大,在低转速下控制磁通难度大等缺点<sup>[17]</sup>。为了解决上述问题,有学者<sup>[18]</sup>提出采用变结构控制 VSC(variable structure control)方法。变结构控制是 1 种适用于不确定非线性系统的有效控制方法,其具有高频切换特性、抗参数变化、对其他干扰的鲁棒性及快速动态响应能力等优点。其中常用方法是滑模控制器 SMC(sliding mode controller),然而其也存在抖振,且稳定时间可能是无限的等问题。为了克服这些缺点,文献[14]针

对基于 DTC 的 DSWIM 控制系统增加了 PI-SMC,然而此方法需采用高开关频率的逆变器,且增加的 PI 控制器会降低 DSWIM 控制系统的动态响应速度;文献[15]提出了高阶滑模控制思想,并系统地提出了几种二阶滑模 SOSM(second-order sliding mode)控制算法,常见的二阶滑模控制算法有扭曲(twisting)算法、prescribed convergence law 算法、sub-optimal 算法和超扭曲(super twisting)算法,高阶滑模保留了传统滑模的优点,并且能有效抑制抖振。基于超扭曲算法的滑模作为一种高阶滑模算法,本质是二阶滑模算法,其实现并不需要滑模变量的导数,从而简化了控制器结构<sup>[16]</sup>。文献[17]针对以电压源逆变器 VSI(voltage source inverter)馈电的永磁同步电机 PMSM(permanent magnetic synchronous motor)驱动系统,提出 1 种基于超扭曲算法的直接转矩控制,克服了抖振的缺点,从而获得良好的稳态与动态性能,同时保证逆变器开关频率近似恒定,但并不适用于双定子绕组感应电机。另外,考虑到 DSWIM 采用传统转矩分配策略时电流峰值过高、电流可控性下降,导致其出现严重的转矩脉动等问题。目前针对 DSWIM 转矩分配算法尚处于起步阶段,相关文献较少,文献[18]提出了 1 种基于遗传算法的开关磁阻电机电流变化率和铜耗的综合优化方法;文献[19]提出了 1 种基于遗传算法的开关磁阻电机的转矩分配函数控制方案。然而上述方法均不适用双定子绕组感应电机。

基于此,本文提出 1 种基于超扭曲滑模控制器 STSMC(super twisting sliding mode controller)的 DSWIM 直接转速和磁通控制方法。与其他二阶滑模控制器不同,STSMC 适用于滑模变量的一阶导数系统。STSMC 最显著的优点是无滑动面的时间导数( $dS/dt$ ),无离散输出,可极大地抑制抖振,同时保留 SMC 在静态和动态性能上的优点。另外,相对 PI-SMC,其控制律简单,转矩脉动和 THD 较低,且仅需要输出信息。本文主要创新点为:①所提转矩分配算法,可防止绕组在各种工况下过载,使得控制系统能在零转速区域内适当控制转子转

速; ②所提方法通过设计滑模观测器 SMO(sliding mode observer)消除了对转速和位置传感器的依赖, 与其他无传感器方法相比, 不需要精确的电机参数信息, 且对参数变化具有鲁棒性; ③本文所提方法在无转速或位置传感器条件下可实现同步运行模式下的最优磁通状态, 并可方便估计各种运行条件下的磁通。

## 1 DSWIM 的数学模型

图 1 为 DSWIM 的  $dq$  轴等效电路模型<sup>[7]</sup>, 可见, DSWIM 的 2 个绕组之间没有耦合, 即 2 个独立的三相感应电机通过同 1 个轴耦合在一起。此外, DSWIM 的气隙磁通是每个绕组产生的气隙磁通之和。

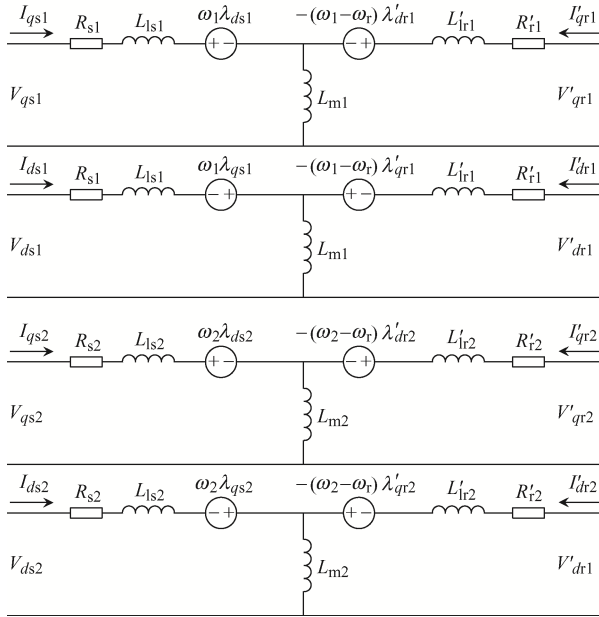


图 1 DSWIM 的等效电路模型

Fig. 1 Equivalent circuit model of DSWIM

本文考虑 1 个双极和六极绕组组合的 DSWIM, 其总气隙通量密度<sup>[16]</sup>为

$$B_{gr} = B_{g1} \cos \theta + B_{g2} \cos(3\theta + \delta) \quad (1)$$

式中:  $B_{g1}$ 、 $B_{g2}$  分别为电动机 1、电动机 2 的气隙通量密度;  $\theta$  为相角;  $\delta$  为相位差。

已有研究<sup>[11]</sup>表明, 将  $\delta$  保持在  $180^\circ$  可获得最佳磁利用率。若控制系统保证  $\delta$  的最优条件, 在定

子磁通参考系中假设

$$\begin{cases} \lambda_{qs1} = 0 \\ \lambda_{ds1} = \lambda_{s1} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \lambda_{qs2} = 0 \\ \lambda_{ds2} = -\lambda_{s2} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\lambda_{qs1}$ 、 $\lambda_{qs2}$  和  $\lambda_{ds1}$ 、 $\lambda_{ds2}$  分别为定子 1、定子 2 在  $q$  轴和  $d$  轴的磁通;  $\lambda_{s1}$ 、 $\lambda_{s2}$  分别为定子 1、定子 2 的磁通。

根据式(2)、式(3)和图 1, ABC 绕组的定子和转子电压方程分别为

$$V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d\lambda_{s1}}{dt} \quad (4)$$

$$V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \omega_1 \lambda_{s1} \quad (5)$$

$$V'_{dr1} = R'_{r1} I'_{dr1} + \frac{d\lambda'_{r1}}{dt} - (\omega_1 - \omega_r) \lambda'_{qr1} = 0 \quad (6)$$

$$V'_{qr1} = R'_{r1} I'_{qr1} + \frac{d\lambda'_{qr1}}{dt} - (\omega_1 - \omega_r) \lambda'_{dr1} = 0 \quad (7)$$

其中

$$\lambda_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_{m1} I'_{dr1} = \lambda_{s1} \quad (8)$$

$$\lambda_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_{m1} I'_{qr1} = 0 \quad (9)$$

$$\lambda'_{dr1} = L_{m1} I_{ds1} + L'_{r1} I'_{dr1} \quad (10)$$

$$\lambda'_{qr1} = L_{m1} I_{qs1} + L'_{r1} I'_{qr1} = \left[ L_{m1} - \frac{L'_{r1} I_{s1}}{L_{m1}} \right] I_{qs1} \quad (11)$$

式中:  $R_{s1}$ 、 $R'_{r1}$  分别为定子 1、转子 1 的电阻;  $I_{ds1}$ 、 $I'_{dr1}$  和  $I_{qs1}$ 、 $I'_{qr1}$  分别为定子 1、转子 1 在  $d$  轴和  $q$  轴的电流;  $\lambda'_{r1}$  为转子 1 磁通;  $\lambda'_{qr1}$ 、 $\lambda'_{dr1}$  分别为转子 1 在  $q$ 、 $d$  轴磁通;  $\omega_r$ 、 $\omega_1$  分别为转子、电机 1 角速度;  $L_{s1}$ 、 $L_{m1}$ 、 $L'_{r1}$  分别为定子 1、电机、转子 1 的电感;  $I_{s1}$  为定子 1 电流。

同理, XYZ 绕组的定子和转子电压方程分别为

$$V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} - \frac{d\lambda_{s2}}{dt} \quad (12)$$

$$V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \omega_2 \lambda_{s2} \quad (13)$$

$$V'_{dr2} = R'_{r2} I'_{dr2} + \frac{d\lambda'_{r2}}{dt} - (\omega_2 - \omega_r) \lambda'_{qr2} = 0 \quad (14)$$

$$V'_{qr2} = R'_{r2} I'_{qr2} + \frac{d\lambda'_{qr2}}{dt} - (\omega_2 - \omega_r) \lambda'_{dr2} = 0 \quad (15)$$

其中

$$\lambda_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_{m2} I'_{dr2} = \lambda_{s2} \quad (16)$$

$$\lambda_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_{m2} I'_{qr2} = 0 \quad (17)$$

$$\lambda'_{dr2} = L_{m2} I_{ds2} + L'_{r2} I'_{dr2} \quad (18)$$

$$\lambda'_{qr2} = L_{m2} I_{qs2} + L'_{r2} I'_{qr2} = \left[ L_{m2} - \frac{L'_{r2} I_{s2}}{L_{m2}} \right] I_{qs2} \quad (19)$$

式中:  $R_{s2}$ 、 $R'_{r2}$  分别为定子 2、转子 2 的电阻;  $I_{ds2}$ 、 $I'_{dr2}$  和  $I_{qs2}$ 、 $I'_{qr2}$  分别为定子 2、转子 2 在  $d$  轴和  $q$  轴的电流;  $\lambda_{s2}$  为转子 2 磁通;  $\lambda'_{qr2}$ 、 $\lambda'_{dr2}$  分别为转子 2 在  $q$  轴、 $d$  轴磁通;  $\omega_2$  为电机 2 的角速度;  $L_{s2}$ 、 $L_{m2}$ 、 $L'_{r2}$  分别为定子 2、电机、转子 2 的电感;  $I_{s2}$  为转子 2 的电流。

ABC 和 XYZ 绕组产生的电磁转矩分别为

$$T_{e1} = \frac{3}{4} P_1 I_{qs1} \lambda_{s1} = k_1 I_{qs1} \lambda_{s1} \quad (20)$$

$$T_{e2} = -\frac{3}{4} P_2 I_{qs2} \lambda_{s2} = -k_2 I_{qs2} \lambda_{s2} \quad (21)$$

式中:  $P_1$ 、 $P_2$  分别为绕组 1、绕组 2 的输出功率;  $k_1$ 、 $k_2$  分别为绕组 1、绕组 2 的输出功率系数。

DSWIM 的电磁转矩是每个绕组产生的电磁转矩之和, 其机械方程为

$$T_{e1} + T_{e2} - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (22)$$

式中:  $T_L$  为负载;  $J$  为转动惯量;  $B$  为磁通密度。

## 2 所提 DSWIM 驱动系统

图 2 为所提 DSWIM 驱动系统的控制框图。该控制系统的运行原理: 首先, 利用 Clark 变换, 将测量的 DSWIM ABC 绕组电压  $V_{ABC}$  和电流  $I_{ABC}$ 、XYZ 绕组电压  $V_{XYZ}$  和电流  $I_{XYZ}$  转换为  $\alpha\beta$  坐标系下的量, 即  $V_{\alpha\beta1}$ 、 $I_{\alpha\beta1}$ 、 $V_{\alpha\beta2}$  和  $I_{\alpha\beta2}$ ; 其次, 基于全阶滑模观测器 SMO, 估计绕组的磁通大小  $\hat{\lambda}_{sABC}$  和  $\hat{\lambda}_{sXYZ}$ 、转子转速  $\hat{\omega}_r$ 、 $\hat{\theta}_1$  和  $\hat{\theta}_2$ ; 然后, STSMC 根据双绕组磁通误差和转子转速误差确定 ABC 和 XYZ 2 组绕组

的  $d$  轴电压参考值  $V_{ds1}^*$  和 ABC 2 组绕组的  $q$  轴电压参考值  $V_{qs1}^*$ ; 接着, 所提转矩分配算法根据 ABC 绕组负载转矩  $T_{Load}$ 、参考转速  $\omega_r^*$  和确定的  $q$  轴参考电压  $V_{qs1}^*$  来确定 XYZ 绕组的  $q$  轴电压  $V_{qs2}^*$ ; 最后, 根据 2 个绕组  $d$  轴和  $q$  轴的参考电压  $V_{ds1}^*$ 、 $V_{qs1}^*$ 、 $V_{ds2}^*$  和  $V_{qs2}^*$ , 空间矢量调制 SVM(space vector modulation) 模块产生适当 PWM 开关信号  $S_{ABC}$  和  $S_{XYZ}$ , 以控制 ABC 绕组电压源逆变器(ABC VSI)和 XYZ 绕组电压源逆变器(XYZ VSI)的输出电压  $V_A$ 、 $V_B$ 、 $V_C$ 、 $V_X$ 、 $V_Y$  和  $V_Z$ 。

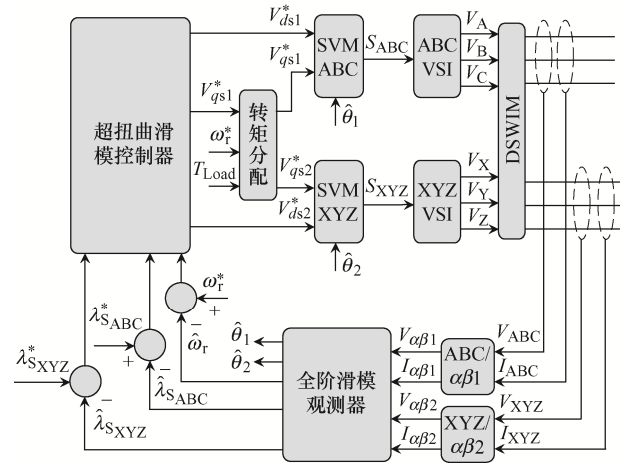


图 2 所提 DSWIM 驱动系统框图

Fig. 2 Block diagram of drive system for proposed DSWIM

### 2.1 超扭曲滑模控制器的设计

图 3 为所提超扭曲滑模控制器 STSMC 的控制框图。

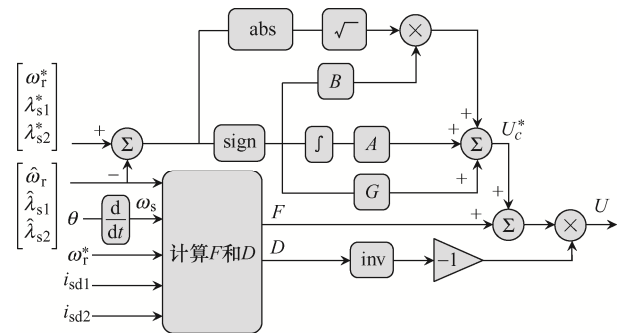


图 3 所提 STSMC 框图

Fig. 3 Block diagram of proposed STSMC

所提控制器需满足李雅普诺夫稳定条件, 定义滑动面向量  $S$  为

$$\mathbf{S} = [\dot{\omega}_r^* - \omega_r \quad \lambda_{s1}^* - \lambda_{s1} \quad \lambda_{s2}^* - \lambda_{s2}]^T \quad (23)$$

其李雅普诺夫函数为

$$W = \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{S} \quad (24)$$

由于  $W$  是正定的, 若证明  $\dot{W} = \mathbf{S}^T \frac{d\mathbf{S}}{dt} < 0$ , 则控制系统的稳定性将得到保证。考虑到参考定子磁通的阶跃变化, 由式(23)和式(24)计算出滑动矢量的导数为

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J}(T_{e1} + T_{e2} - B\omega_r - T_L) \\ -(V_{ds1} - R_{s1}I_{ds1}) \\ (V_{ds2} - R_{s2}I_{ds2}) \end{bmatrix} \quad (25)$$

分配转矩算法可确定各绕组电磁转矩之间的线性关系为  $T_{e1} = k_T T_{e2}$ , 其中  $k_T$  为分配转矩系数, 则式(25)可变换为

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = \begin{bmatrix} \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} \left( (1+k_T)k_1 \left( \frac{V_{qs1} - \omega_s \lambda_{s1}}{R_{s1}} \right) \lambda_{s1} - B\omega_r - T_L \right) \\ -(V_{ds1} - R_{s1}I_{ds1}) \\ (V_{ds2} - R_{s2}I_{ds2}) \end{bmatrix} \quad (26)$$

将控制输入向量定义为  $\mathbf{U} = [V_{qs1} \quad V_{ds1} \quad V_{ds2}]^T$ , 可将式(26)改写为

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = \mathbf{F} + \mathbf{D}\mathbf{U} + \Delta\mathbf{C} \quad (27)$$

其中

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \left( (1+k_T)k_1 \left( \frac{\lambda_{s1}}{R_{s1}} \right) \right) & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} \left( (1+k_T)k_1 \left( \frac{-\omega_s \lambda_{s1}^2}{R_{s1}} \right) - B\omega_r - T_L \right) \\ R_{s1}I_{ds1} \\ -R_{s2}I_{ds2} \end{bmatrix} \quad (29)$$

由于未知的定子电阻、转动惯量和粘度,  $\Delta\mathbf{C}$  定义为

$$\Delta\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \Delta B \hat{\omega}_r + \Delta T_{\text{load}} + x \\ \Delta R_{s1} I_{ds1} \\ \Delta R_{s2} I_{ds2} \end{bmatrix} \quad (30)$$

在式(28)~式(30)中, 标称参数适应于计算出的  $\mathbf{F}$ 、 $\mathbf{D}$  和  $\Delta\mathbf{C}$ 。每个参数前面的符号  $\Delta$  表示该参数的不确定性,  $x$  为

$$x = (1+k_T)k_1 \omega_s \lambda_{s1}^2 \cdot \left[ \frac{\Delta J R_{s1} + J \Delta R_{s1} + \Delta J \Delta R_{s1}}{J R_{s1} (J R_{s1} + \Delta J R_{s1} + J \Delta R_{s1} + \Delta J \Delta R_{s1})} \right] \quad (31)$$

若将  $\mathbf{U}$  定义为  $\mathbf{U} = -\mathbf{D}^{-1} [\mathbf{F} + \mathbf{U}_c^*]$ , 则满足李雅普诺夫稳定性条件。其中,  $\mathbf{U}_c^*$  为

$$\mathbf{U}_c^* = \int \mathbf{A} \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{B} |\mathbf{S}|^{1/2} \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{G} \text{sign}(\mathbf{S}) \quad (32)$$

式中:  $\text{sign}(\mathbf{S})$  为符号函数;  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{G}$  为控制增益矩阵。根据式(27)、式(32)和  $\mathbf{U}$  的定义, 式(27)可改写为

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = - \left[ \int \mathbf{A} \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{B} |\mathbf{S}|^{1/2} \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{G} \text{sign}(\mathbf{S}) \right] + \Delta\mathbf{C} \quad (33)$$

因此, 所提出的李雅普诺夫函数的导数为

$$\dot{W} = -\mathbf{S}^T \left[ \int \mathbf{A} \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{B} |\mathbf{S}|^{1/2} \text{sign}(\mathbf{S}) + \mathbf{G} \text{sign}(\mathbf{S}) \right] + \mathbf{S}^T \Delta\mathbf{C} \quad (34)$$

对  $a_{ij}$  和  $b_i$  选择任意正值, 前 2 项均为负定的。如果  $\mathbf{G} |\mathbf{S}| > \mathbf{S}^T \Delta\mathbf{C}$ , 则确定了控制系统的李雅普诺夫稳定性。因此,  $\mathbf{G}$  为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \Delta B_{\text{max}} \omega_{r\text{max}} + \Delta T_{L\text{max}} + x_{\text{max}} \\ \Delta R_{s1\text{max}} I_{ds1\text{max}} \\ \Delta R_{s2\text{max}} I_{ds2\text{max}} \end{bmatrix} \quad (35)$$

## 2.2 转矩分配算法

图 4 为所提转矩分配算法流程。DSWIM 有 2 种运行模式: 同步模式和异步模式。

在同步运行模式下, 2 组绕组共同提供负载转

矩, 2 组绕组的供电频率与 2 组极对比值相等, 因此其同步速度相等。在这种模式下, 参考转速高于最小值( $\omega_{\min}$ ), 转矩由各绕组根据其标称功率分配, 绕组不会过载。将式(4)中的  $I_{qs1}$  代入式(20), 计算出 ABC 绕组的参考电磁转矩为

$$T_{e1}^* = k_1 \left( \frac{V_{qs1}^* - \omega_s \lambda_{s1}^*}{R_{s1}} \right) \lambda_{s1}^* \quad (36)$$

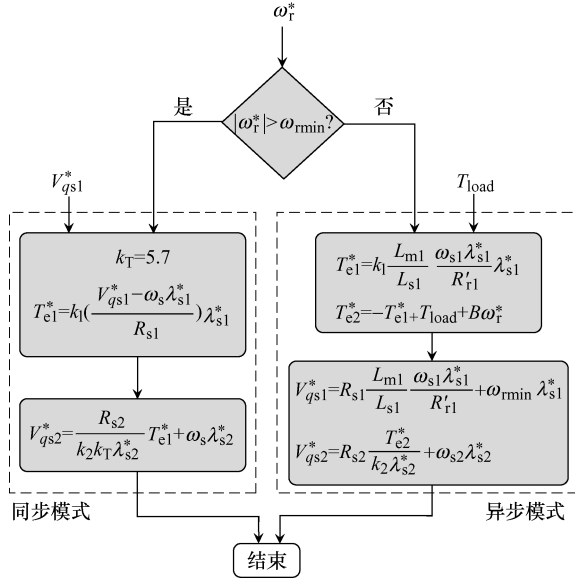


图 4 所提转矩分配算法流程

Fig. 4 Flow chart of proposed torque allocation algorithm

考虑绕组电磁转矩的线性关系为  $T_{e1} = k_T T_{e2}$ , 则 XYZ 绕组  $q$  轴电压的参考值为

$$V_{qs2}^* = \frac{R_{s2}}{k_2 k_T \lambda_{s2}^*} T_{e1}^* + \omega_s \lambda_{s2}^* \quad (37)$$

由于所研究 DSWIM 的额定功率为 2 850 W 和 500 W 定子绕组, 因此其分配转矩系数  $k_T = 5.7$ 。在异步模式下, ABC 绕组的频率被固定到 1 个最小值( $\omega_{\min} = 5\pi$  rad/s), 因此该绕组产生的电磁转矩超过负载转矩。XYZ 绕组必须补偿此额外的扭矩,  $I_{qs1}$  为

$$I_{qs1} = \frac{-L_{m1}}{L_{s1}} I'_{qr1} \quad (38)$$

与式(15)一致, 假设稳态条件下  $\frac{d\lambda'_{qr1}}{dt} = 0$ ,  $I'_{qr1}$  可计算为

$$I'_{qr1} = \frac{-\omega_{s1} \lambda'_{dr1}}{R'_{r1}} \quad (39)$$

式中,  $\omega_{s1} = \omega_{\min} - \omega_r^*$ 。将式(39)代入式(38), 忽略漏磁,  $I_{qs1}$  可近似为

$$I_{qs1} \approx \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \frac{\omega_{s1} \lambda_{ds1}}{R'_{r1}} \quad (40)$$

根据式(40)和式(20)计算出 ABC 绕组的参考电磁转矩和该绕组的  $q$  轴参考电压分别为

$$T_{e1}^* = k_1 \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \frac{\omega_{s1} \lambda_{s1}^*}{R'_{r1}} \lambda_{s1}^* \quad (41)$$

$$V_{qs1}^* = R_{s1} \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \frac{\omega_{s1} \lambda_{s1}^*}{R'_{r1}} + \omega_{\max} \lambda_{s1}^* \quad (42)$$

根据上述讨论并考虑  $\frac{d\omega_r^*}{dt} = 0$ , 确定 XYZ 绕组的参考电磁转矩为

$$T_{e2}^* = -T_{e1}^* + T_{load} + B \omega_r^* \quad (43)$$

XYZ 绕组的  $q$  轴参考电压为

$$V_{qs2}^* = R_{s2} \frac{T_{e2}^*}{k_2 \lambda_{s2}^*} + \omega_{s2} \lambda_{s2}^* \quad (44)$$

所提转矩分配算法较简单, 仅需 1 个决定因素(参考速度)和 2 个计算步骤, 因此较容易实现。实验实施中的唯一困难是其需要负载扭矩信息, 然而, 其准确值是不必要的, 因为  $\Delta C$  矩阵(式(30))可补偿负载转矩的可能误差。

### 3 滑模全阶观测器

驱动系统中最重要的问题之一是减小速度和对位置传感器的依赖性。无传感器控制具有高可靠性, 更少的噪声和成本效益。滑模观测器是 IM 控制系统中最有前途的 1 种无传感器观测器, 比其他观测器具有显著优势, 如对未建模动态特性和参数变化的鲁棒性、抗扰性和快速动态响应。SMOs 是变结构控制系统, 通常根据测量的终端参数(电压和电流)估计一些状态变量(磁通和电流)。一般来说, SMO 可以在不同的参考系中实现。通常, SMOs 在单一坐标系中适应 IM 模型, 并在第 1 步估计定子磁链, 然后估计转子磁链和定子电

流, 最后计算转子转速, 因此估计的速度可能涉及不确定性。本文提出了 1 种基于静止坐标系和转子磁链坐标系的全阶 SMO, 该观测器能够估计转子转速、定子绕组磁通和定子磁通的方向角。

### 3.1 定子磁链估算

在静止坐标系下估计第  $i$  组绕组的定子磁链为

$$\frac{d\hat{\lambda}_{si}}{dt} = -R_{si}\hat{i}_{si} + U_i + (\gamma_{i1} + j\gamma'_{i1}\omega_r^*)\text{sign}(i_{si} - \hat{i}_{si}) \quad (45)$$

式中,  $\hat{i}_{si}$  为定子绕组估计电流, 可表示为

$$\hat{i}_{si} = \frac{L'_{ti}\hat{\lambda}_{si} - L'_{mi}\hat{\lambda}_{ti}}{L_{\delta i}^2} \quad (46)$$

式中,  $\hat{\lambda}_{ti}$  为静止坐标系下估计的转子磁链, 可表示为

$$\hat{\lambda}_{ti} = \frac{L_{ti}\hat{\lambda}_{si} - L_{\delta i}^2 i_{si}}{L_{mi}} \quad (47)$$

由式(45)~式(47), 可以方便地估计定子绕组磁通, 而不受转子转速的影响。

### 3.2 磁通角估计

图 5 为确定所提磁通角的框图。与转矩分配算法一致, DSWIM 驱动系统也考虑了 2 种运行模式: 同步模式和异步模式。

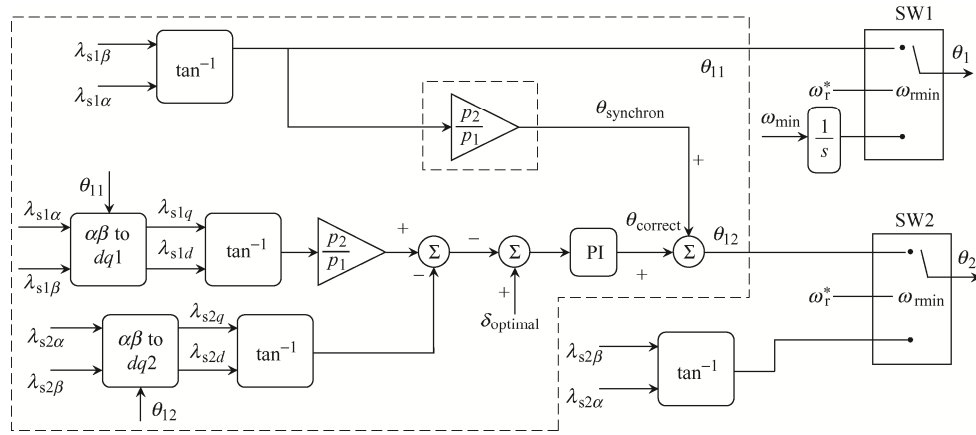


图 5 确定所提磁通角的框图  
Fig. 5 Block diagram of determining flux angle

在同步工作模式下, 开关 SW1 和 SW2 将其输出连接到其输入的上部分。如第 1 节所述, 当绕组磁通量同步且其相对位置  $\delta = 180^\circ$  时<sup>[6]</sup>, DSWIM 中的磁利用率最佳, 此条件是通过估计最优参考系角度来保证的<sup>[11]</sup>。本文对同步模式下磁通角的估计采用了类似方法。首先确定 ABC 的磁通角, 然后再将其乘以绕组的极对数, 以保证磁链同步; 接着, 通过比例积分(PD)控制器确定最优相对位置。该控制器的输出如图 5 中  $\theta_{correct}$  所示。ABC 绕组磁通方向角确定为

$$\hat{\theta}_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{\lambda}_{s\beta 1}}{\hat{\lambda}_{s\alpha 1}} \right) \quad (48)$$

由此可计算出 XYZ 绕组磁通角为

$$\hat{\theta}_2 = \frac{p_2}{p_1} \hat{\theta}_1 + \theta_{correct} \quad (49)$$

而在异步模式下, 开关 SW1 和 SW2 的输出连接到其输入的下部分, ABC 绕组的频率固定为  $\omega_{min}$ 。此时 ABC 绕组磁通方向角为

$$\hat{\theta}_1 = \int \omega_{min} dt \quad (50)$$

在此运行方式下, 绕组磁通同步失效, 因此  $\hat{\theta}_2$  独立计算为

$$\hat{\theta}_2 = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{\lambda}_{s\beta 2}}{\hat{\lambda}_{s\alpha 2}} \right) \quad (51)$$

### 3.3 转速估算

由于 DSWIM 的绕组共用 1 个转子, 因此可以

根据每个绕组估计转子的转速。本文根据 ABC 绕组进行转子转速估计, 转子转速可以表示为同步速度和滑移速度之间的差值, 即

$$\hat{\omega}_r = \int \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_{\text{slip}} \quad (52)$$

式中,  $\hat{\omega}_{\text{slip}} = \frac{2R_{r1}\hat{T}_{\text{el}}}{3P\hat{\lambda}_{r1}^2}$ ,  $\hat{T}_{\text{el}}$  为 ABC 绕组产生的估计电磁转矩, 可表示为

$$\hat{T}_{\text{el}} = \frac{3P_1}{2} (\hat{\lambda}_{\text{sd}1} i_{\text{sq}1} - \hat{\lambda}_{\text{sq}1} i_{\text{sd}1}) \quad (53)$$

同步速度估计采用的离散形式为

$$\hat{\omega}_s = \frac{\hat{\lambda}_{\text{td}1}(k-1)\hat{\lambda}_{\text{tq}1}(k) - \hat{\lambda}_{\text{tq}1}(k-1)\hat{\lambda}_{\text{td}1}(k)}{T_s \hat{\lambda}_{r1}^2} \quad (54)$$

式中:  $k$  和  $k-1$  分别为现在和以前的样本;  $T_s$  为采样周期。

## 4 实验验证

图 6 为实验测试台, PW(power winding)和 CW(control winding)分别代表 ABC 绕组和 XYZ 绕组。表 1 为实验测试的相关参数。由图 6 可见, 该驱动系统还设置了 1 个低通二阶模拟滤波器, 电流传感器和电压传感器的输出信号通过该滤波器传递。该

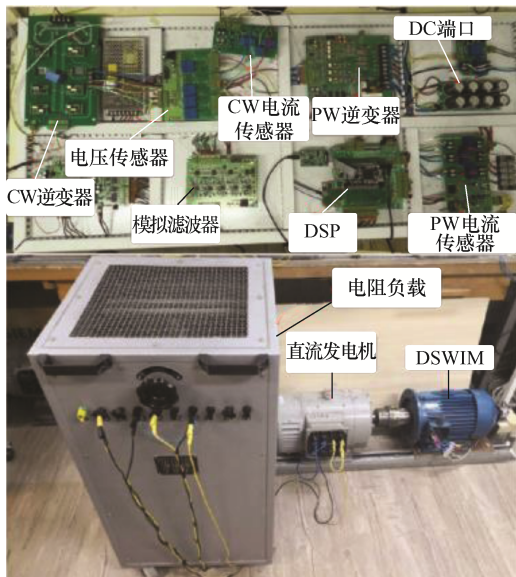


图 6 实验测试台

Fig. 6 Experimental test bench

表 1 DSWIM 的相关参数

Tab. 1 Related parameters of DSWIM

参数	数值	
	ABC 绕组	XYZ 绕组
极对数	2	6
输出功率/W	2 839	500
电压频率/Hz	50	150
线电压/V	300	50
相电流/A	9	5
转速/(r/min)	2 830	2 830
效率/%	88	88
转矩/(N·m)	11.15	11.15
转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )	0.02	0.02

驱动系统的关键模块是 TMS320F28335 型数字信号处理器(DSP)板, 是驱动系统各模块之间的接口, 根据被测信号和程控方案向逆变器板发送相应的切换命令。

图 7 为实验结果, 其中图 7(a)为 ABC 绕组在  $t=2$  s 时的估计磁通, 而 XYZ 绕组的参考线在  $t=3$  s 时的估计磁通如图 7(b)所示。由图 7(a)和(b)可以看出, 所提 STSMC 方法可较好地控制绕组磁通, 抖振较低, 磁链控制器具有高速的动态响应。图 7(c)为估计转速和参考转速, 在  $t=1$  s 时, 转子转速保持在 0, DSWIM 运行在异步运行模式; 然后, 转子转速随着斜坡模式增加到 200 rad/s, 之后以同样的方式减小, 并反向加速到 200 rad/s, 并一直保持到  $t=10$  s。图 7(c)验证了所提控制方案能够在不同的运行模式和较宽的转速范围内(包括 0 转速)适当地控制转子转速。图 7(d)和(e)分别为 ABC 绕组和 XYZ 绕组产生的计算电磁转矩。如上所述, DSWIM 负载是 1 个单独输出的直流发电机, 提供 1 个电阻负载。一般情况下, 直流电机产生的电压与其转子转速成正比。因此, 忽略直流发电机损耗, 负载转矩和电枢电压分别为

$$T_R = \frac{P_R}{\omega_r} = \frac{V_{\text{ar}}}{R_{\text{Load}} \omega_r} \quad (55)$$

$$V_{\text{ar}} = k_{\text{ar}} \phi_{\text{DC}} \omega_e \quad (56)$$

式中,  $k_{\text{ar}}$  为常数。如果直流发电机励磁绕组的电压保持恒定, 直流发电机磁通( $\phi_{\text{DC}}$ )也可认为恒定。

如果直流发电机的极对数为  $p$ , 则  $V_{ar} = k_{ar} \phi_{DC} \frac{p}{2} \omega_r$ ,

此时有

$$T_R = \frac{\left( k_{ar} \phi_{DC} \frac{p}{2} \right)}{R_{Load}} \omega_r = k^* \omega_r \quad (57)$$

式中:  $k^* = \frac{\left( k_{ar} \phi_{DC} \frac{p}{2} \right)^2}{4R_{Load}}$ ; 负载  $R_{Load} = 18 \Omega$ ,  $k^* = 0.0335$ 。

由式(54)可知, 在实验测试中, 负载转矩与转子转速近似呈线性关系, 如图 7(d)和(e)所示, 在异步运行区域( $t=1$  s 之前), 负载转矩近似为 0, DSWIM 电磁转矩克服了零转速转矩损失。由图 7 可见, 钳位 ABC 绕组的频率设置为 5 rad/s, 导致该绕组产生的电磁转矩大于所需负载转矩。在这种情况下, 转矩分配算法将 XYZ 绕组电磁转矩固定在 1 个负值, 以确保转矩平衡, 从而实现准确的速度控制。在同步运行模式下, 2 绕组的电磁转矩波形相似, 其比值为 5.7, 由于同步速度相同, 功率比也为 5.7, 因此 2 组绕组配合以与其额定功率相等的比率提供所需功率。在稳态条件( $8 < t < 10$ )下,  $T_{Load} = 6.7 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。由图 7(d)和(e)可见, ABC 绕组和 XYZ 绕组产生的电磁转矩分别为 6.12 和 1.08  $\text{N} \cdot \text{m}$ 。尽管产生的转矩具有所需的比率, 但 DSWIM 电磁转矩(ABC 和 XYZ 电磁转矩之和)比负载转矩多 0.5  $\text{N} \cdot \text{m}$ 。实际上, 这额外的转矩克服了直流电机和 DSWIM 损耗产生的转矩。

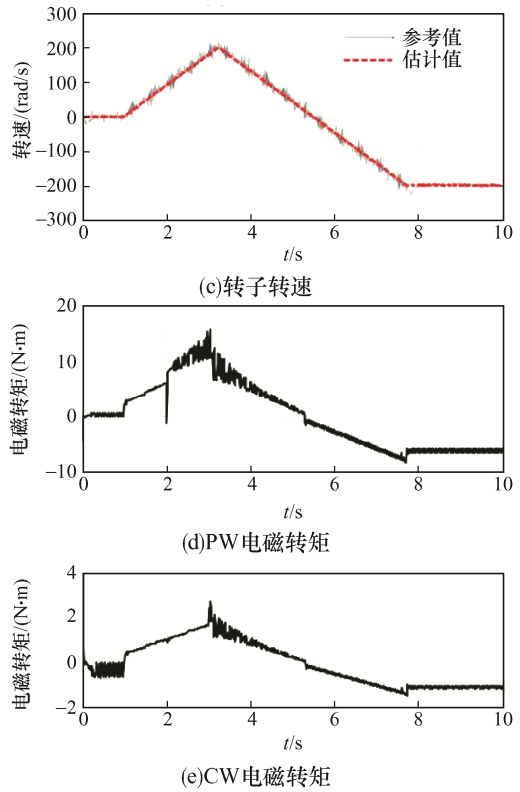
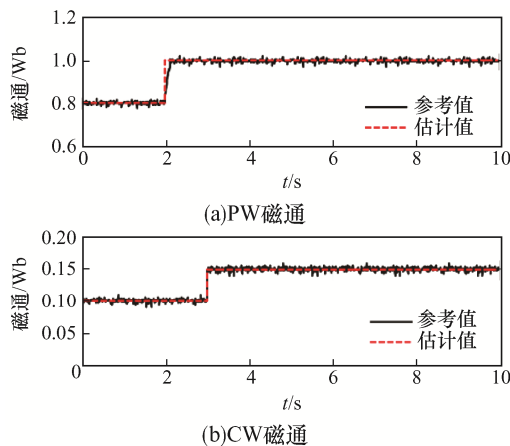


图 7 实验结果

Fig. 7 Experimental results

所提控制器是根据常规电机的标称参数设计的, 有些电机参数会随着温度的变化或机械铁芯进入饱和区域而变化, 此外, 负载扭矩可能会突然变化。电机参数  $J$ 、 $R_s$  和  $B$  的变化会影响所提控制器的性能, 当  $J$  和  $B$  出现在  $F$  和  $D$  的第 1 行时, 其变化会影响转子的转速控制。为了评估所提控制系统的鲁棒性, 这些参数在其标称值的基础上改变 50%。由于在实验测试中无法实现  $J$  和  $B$  的受控变化, 故在 MATLAB/Simulink 的仿真系统中评估其效果。值得注意的是, 在仿真系统中, 控制器的参数保持不变, 而仿真 DSWIM 中的  $J$  和  $B$  在其额定值的基础上变化了 50%。图 8(a)为此工况下的转子转速及其参考值, 在这个测试中, 转子转速保持在 0。首先, 转子转速上升到额定速度; 然后, 向相反的方向倾斜并加速; 同样地, 它会上升到 0 速度, 并保持这个值直到模拟结束。由图 8 可以看出, 尽管参数  $J$  和  $B$  有所变化, 所提控制系统仍能适当地控制转子转速。

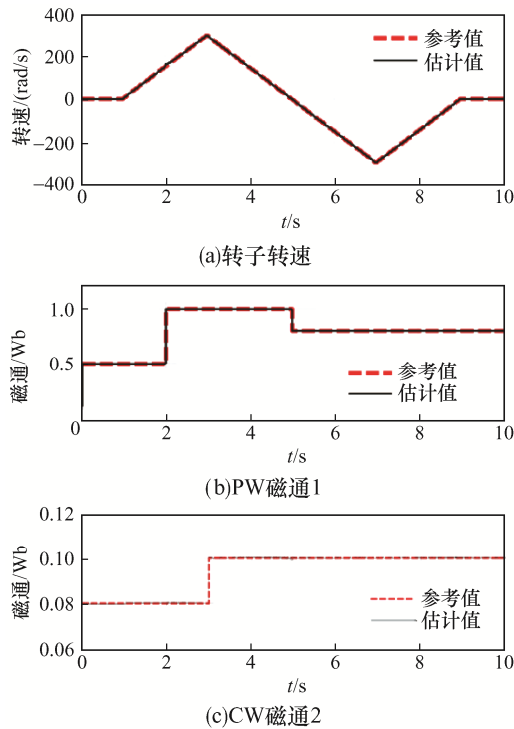


图 8 在  $J, B$  和  $R_{s_i}$  变化条件下的仿真结果  
 Fig. 8 Simulation results under conditions of  $J, B$  and  $R_{s_i}$  variations

控制方法对  $R_{s1}$  和  $R_{s2}$  不确定性的鲁棒性分别出现在  $D$  和  $F$  的第 2 行和第 3 行, 因此其变化会影响绕组磁通控制。为了评估所提控制器对这些参数变化的鲁棒性, 进行了仿真。在此情况下,  $R_{s1}$  和  $R_{s2}$  在模拟 DSWIM 中的标称值发生了 30% 的变化, 而控制器参数保持不变。图 8(b) 和 8(c) 分别为 ABC 绕组和 XYZ 绕组磁通及其参考值。图 8(b) 为 2 步变化的 ABC 绕组磁通, 第 1 步变化是正值, 发生在  $t=2$  s, 接下来是负值, 发生在  $t=5$  s。然而, 与实验测试类似, 在  $t=3$  s 时考虑 XYZ 绕组的单步变化(图 8(c))。通过对直流电机提供的终端电阻施加突然变化来进行负载转矩发生阶跃变化的实验测试, 验证所提控制系统对负载转矩变化的鲁棒性。图 9 显示了在  $t=5$  s, 负载转矩阶跃变化时的转子速度和绕组磁通。由图 9(a) 可以看出, 在  $t=5$  s 时, 转子速度下降了 50 rad/s, 下降时间约为 0.2 s, 之后, 转子可以较好地执行其参考值。图 9(b) 和 (c) 确认绕组磁通未感觉到负载转矩发生的步长变化, 适当地遵循其参考命令。

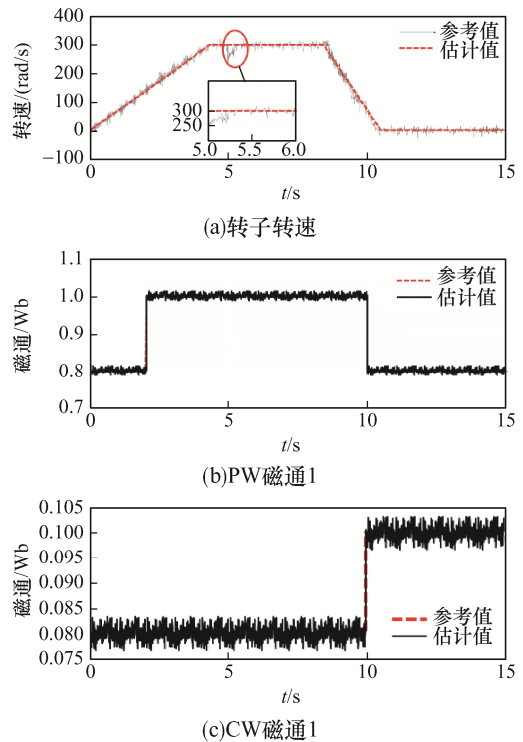


图 9 负载阶跃变化情况下的实验结果  
 Fig. 9 Experimental results under step load change condition

表 2 从不同方面对所提方法与其他文献方法进行了对比。

表 2 各种 DSWIM 驱动系统的对比

Tab. 2 Comparison among various DSWIM drive systems

文献	控制方法	传感器	鲁棒性	磁通优化
文献[5]	标量法	位置	低	无
文献[6]	IFOC	位置	低	有
文献[11]	FOC	位置	低	有
文献[12]	IOFL	转速	低	无
文献[13]	IOFL	无传感器	低	无
文献[14]	PI-SMC	转速	高	无
本文方法	STSMC	无传感器	高	有

## 5 结语

本文提出了 1 种新型非线性 DSWIM 控制方法, 可通过 STSMC 控制转子转速和绕组磁通。同时, 该方法还设计了 1 个全阶 SMO, 能够准确地估计不同转速区域的转子速度和绕组磁通, 并保证

了最优流量条件。此外, 本文还提出1种新型转矩分配算法, 使DSWIMs能够在较宽的速度范围内运行, 包括0速度运行区域, 且绕线机组不存在过载。最后, 在1个3.3 kW的DSWIM上进行了实验验证, 实验结果证实了所提方法在各个运行区域的性能, STSMC的实现保证了控制系统的李雅普诺夫稳定性, 在机械和电机参数变化的情况下, 所提控制方案能够根据参考值对转子转速和绕组磁通进行合理控制。

### 参考文献:

- [1] Basak S, Chakraborty C. Dual stator winding induction machine: Problems, progress, and future scope [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4641-4652.
- [2] Mosaddegh Hesar H, Zarchi H A, Markadeh G A. Modeling and dynamic performance analysis of brushless doubly fed induction machine considering iron loss [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(1): 193-202.
- [3] Yousefian M, Zarchi H A, Gorginpour H. Modified steady-state modelling of brushless doubly-fed induction generator taking core loss components into account [J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(9): 1402-1412.
- [4] Moradian M, Soltani J. An isolated three-phase induction generator system with dual stator winding sets under unbalanced load condition [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(2): 531-539.
- [5] Munoz-Garcia A, Lipo T A. Dual stator winding induction machine drive [C]// Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242). St Louis, MO, USA, 1998: 601-608.
- [6] Guerrero J M, Ojo O. Total airgap flux minimization in dual stator winding induction machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 787-795.
- [7] Munoz A R, Lipo T A. Dual stator winding induction machine drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(5): 1369-1379.
- [8] Guerrero J, Ojo O. Flux level selection in vector-controlled dual stator winding induction machines [J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(6): 562-572.
- [9] Guerrero J M, Ojo O. Air-gap flux density optimization in dual stator winding induction machines [C]// 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece, 2008: 3767-3773.
- [10] Guerrero J M, Ojo O. Total Air-gap flux minimization in dual stator winding induction machines [C]// 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, TX, USA, 2008: 1132-1138.
- [11] Ayaz Khoshhava M, Abootorabi Zarchi H, Arab Markadeh G R. Optimal reference frame angle approach for air-gap flux minimization in dual stator winding induction machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6658-6662.
- [12] Ojo O, Wu Zhiqiao. Speed control of a dual stator winding induction machine [C]// APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, CA, USA, 2007: 229-235.
- [13] Wu Zhiqiao, Ojo O, Dong Gan. MRAS speed estimation and full-order flux observer for dual stator winding induction motor drives [C]// 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, FL, USA, 2007: 2428-2434.
- [14] Ayaz M, Abootorabi H. Direct torque control of dual stator winding induction machine based on PI-sliding mode control [C]// Electrical Engineering (ICEE), Iranian Conference on. Mashhad, Iran, 2018: 1233-1239.
- [15] 黄进, 赵力航, 刘赫. 基于二阶滑模与定子电阻自适应的转子磁链观测器及其无速度传感器应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(11): 54-61.  
Huang Jin, Zhao Lihang, Liu He. Sensorless control with resistance variation approach based on parallel MRAS and second-order sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(11): 54-61 (in Chinese).
- [16] 仇毅, 闻振璇, 张兴军, 等. 基于新型趋近律的PMSM超扭曲滑模直接转矩控制[J]. 微特电机, 2018, 46(10): 75-78.  
Zhang Yi, Wen Zhenxuan, Zhang Xingjun, et al. PMSM super-twisting sliding mode direct torque control based on new approach law [J]. Small & Special Electrical

Machines, 2018, 46(10): 75-78 (in Chinese).

- [17] 宋争光, 夏长亮, 王志强, 等. 基于超扭曲算法的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(15): 89-99.

Song Zhengguang, Xia Changliang, Wang Zhiqiang, et al. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor using super twisting algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(15): 89-99 (in Chinese).

- [18] 费晨, 颜建虎, 汪盼, 等. 基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 6-11, 18.

Fei Chen, Yan Jianhu, Wang Pan, et al. Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on genetic algorithm and torque sharing function [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(12): 6-11, 18 (in Chinese).

- [19] 王辉, 游紫露, 李孟秋, 等. 基于遗传算法的 SRM 转矩分配函数优化[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019,

31(9): 144-150.

Wang Hui, You Zilu, Li Mengqiu, et al. Optimization of torque distribution function for switched reluctance motor based on genetic algorithm [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31(9): 144-150 (in Chinese).



贺银平

#### 作者简介:

贺银平(1975—), 男, 通信作者, 硕士, 讲师。研究方向: 模式识别与智能系统、电机控制技术。E-mail: asasasas2021@126.com。

田密(1990—), 女, 硕士, 讲师。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: 559841774@qq.com。

郑田娟(1985—), 女, 硕士, 讲师。研究方向: 电机控制技术。E-mail: 2540184375@qq.com。

李密(1981—), 男, 博士, 副教授。研究方向: 风力发电机控制。E-mail: 88741152@qq.com。

(上接第 326 页)

IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 691-703.

- [19] Miranda H, Cortes P, Yuz J I, et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1916-1924.

- [20] Martín C, Arahal M R, Barrero F, et al. Multiphase rotor current observers for current predictive control: A five-phase case study [J]. Control Engineering Practice, 2016, 49: 101-111.

- [21] Kautsky J, Nichols N K, Van Dooren P. Robust pole

assignment in linear state feedback [J]. International Journal of Control, 1985, 41(5): 1129-1155.



陈会鸽

#### 作者简介:

陈会鸽(1983—), 女, 中国电源学会会员, 硕士, 副教授。研究方向: 电力电子技术与智能控制。E-mail: chenhuig2183@126.com。

王双岭(1981—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 硕士, 副教授。研究方向: 电力电子技术。E-mail: wangshl2181@126.com。