

永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制

刘 欣, 王佳奇

(天津工业大学天津市现代机电装备技术重点实验室, 天津, 300387)

摘要 根据永磁超环面电机的结构特性和运行原理, 推导了其结构参数和运动参数对电磁参数影响的表达式, 建立了永磁超环面电机的数学模型并应用状态空间法进行了动态特性分析。针对该电机电磁转矩和输出转速的周期性波动, 在转速环中通过模糊控制规则得到其结构参数与运动参数的增量以调节终端滑模控制器参数。为了提高永磁超环面电机的响应速度, 应用直接转矩控制在转矩环和磁链环中设计了 super-twisting 滑模控制器, 并结合空间矢量调制对永磁超环面电机进行控制。仿真实验表明: 此控制策略有效地提高了永磁超环面电机的响应速度, 减小了输出转速和电磁转矩的波动, 得到了良好的控制效果。

关键词 永磁超环面电机; 波动特性; super-twisting 滑模; 终端滑模; 模糊控制器

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2020.03.016

中图分类号 TM351 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2020)03-0099-07

Direct Torque Control of Fuzzy Terminal Sliding Mode for Permanent Magnet Toroidal Motor

LIU Xin, WANG Jiaqi

(Tianjin Key Laboratory of Modern Mechanical and Electrical Equipment
Technology, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract In accordance with the structure characteristics and operation principle of permanent magnet toroidal motor, an expression is derived from its structure parameters and motion parameters as affected to the electromagnetic parameters. A mathematical model of permanent magnet toroidal motor is established and the dynamic characteristics are analyzed by using the state space method. According to the periodic fluctuation of electromagnetic torque and output speed of the motor, the increment of structure parameters and motion parameters is obtained by fuzzy control rules in the speed loop to adjust the parameters of the terminal sliding mode controller. In order to improve the response speed of the permanent magnet toroidal motor, a super twisting sliding mode controller is designed in the torque ring and flux ring by using the direct torque control, and the permanent magnet toroidal motor is controlled by combining the space vector modulation. The simulation results show that the control strategy effectively improves the response speed of the permanent magnet toroidal motor, reduces the fluctuation of the output speed and the electromagnetic torque, obtaining a good control effect.

Key words permanent magnet toroidal motor; volatility; super-twisting sliding mode; terminal sliding

收稿日期: 2019-10-28

基金项目: 国家自然科学基金(51875408)

作者简介: 刘欣(1981—), 女, 河北定州人, 副教授, 主要从事超环面机电传动特性分析与控制的研究。E-mail: liuxin@tjpu.edu.cn

引用格式: 刘欣, 王佳奇. 永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2020, 21(3): 99-105. LIU Xin, WANG Jiaqi. A Direct Torque Control of Fuzzy Terminal Sliding Mode for Permanent Magnet Toroidal Motor[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2020, 21(3): 99-105.

mode; fuzzy controller

近年来,集成电机技术迅速发展,由于其大转矩、高效率以及高可靠性等优点在工业生产中得到了广泛的应用^[1-2]。永磁超环面电机是一种新型的集成电机,它结合了永磁同步电机与行星轮蜗杆传动,具有定子到转子的减速功能,实现了电磁动力装置和减速机构的完美结合,具有结构紧凑与传递效率高的优点,在车辆、军事以及航空航天等空间利用率较高的领域具有广阔的应用前景^[3-6]。

国内外对永磁超环面电机的研究主要集中于电磁特性的分析和电机结构的优化^[7-9]。文献[10]中使用新型指数趋近律的滑模控制策略对永磁超环面电机进行控制,解决了传统指数趋近律滑模增益选取难的问题,并且缩短了稳态时间,增强了鲁棒性,但是存在抖振问题。文献[11]在内模控制与双闭环控制相结合的基础上加入了模糊控制,与传统双闭环控制系统相比,响应速度、超调量以及转矩波动等性能都有明显的优势,但是由于实际生产条件与理论研究有较大偏差,理想内模控制的实现较为困难。

永磁超环面电机由于结构和行星轮自转的影响,使输出转速与电磁转矩具有较大的波动,过大的输出波动易给传动精度带来不良影响,因此设计有效的控制器减小输出波动尤为重要。滑模控制器对数学模型精度要求不高并且具有抗干扰能力^[12],可以解决永磁超环面电机数学模型的精度以及外部干扰对控制系统参数产生影响等问题。模糊控制可以在线调节滑模控制器参数。文献[13]将滑模控制器与模糊控制相结合应用于永磁同步电机中,提高了系统动静态性能,减小了电磁转矩的脉动。

1 结构原理和波动特性分析

永磁超环面电机的结构示意图如图1所示,主要组成为:1环面蜗杆内定子、2行星轮、3环面外定子、4行星架转子。内定子外环面上均匀分布空间螺旋的电枢槽,槽内安放电枢线圈,形成电枢绕组。在环面蜗杆内定子与环面外定子之间均匀安装行星轮,在行星轮上均匀镶嵌着永磁齿。永磁超环面电机电枢绕组接通三相交流电,在环面蜗杆内定子表面形成空间螺旋的旋转磁场,旋转磁场对行星轮产生沿着行星轮表面的一个切向作用力和一个轴向作用力,切向作用力使行星轮自转,轴向作用力使行星轮公转。环面外定子产生与旋转磁场作用力大小相等、方向相反的作用力,2个作用力相互平衡,使行星轮平稳地进行公转和自转。行星轮的

心轴都与行星架连接,行星轮的公转带动行星架的转动。

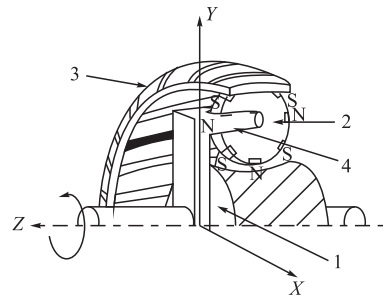


图1 超环面电机结构示意图

图2为蜗杆绕组与行星轮永磁齿的啮合关系,当蜗杆绕组通入三相交流电时,会产生磁链,行星轮周期性公转和自转引起磁链对应的电感发生变化,以其中一相绕组为例,对 A_1 电流元进行分析,把它分解为一个沿行星轮切线方向即行星轮自转方向的电流 i_1 和一个沿蜗杆切线方向即行星轮公转方向的电流 i_2 ,分别取2个分量进行分析,根据双反应理论将 i_1 产生的磁动势幅值分解到直轴和交轴上,联立单位面积气隙磁导可得到直轴和交轴上的基波磁感应强度,于是可得到基波气隙磁场和漏磁场所产生的自感磁链,进而得到 i_1 产生的自感方程为:

$$L_{AA1} = L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta) \quad (1)$$

同理可得到 i_2 作用下产生自感方程为:

$$L_{AA2} = L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta_2) \quad (2)$$

式中: L_{AA1} 为由 i_1 产生的A相定子绕组自感; L_{AA2} 为由 i_2 产生的A相定子绕组自感; L_{s0} 为永磁超环面电机A相定子绕组自感平均值; L_{s2} 为永磁超环面电机A相定子绕组自感二次谐波的幅值; θ 为行星轮公转的电角度; θ_2 为行星轮自转的电角度。

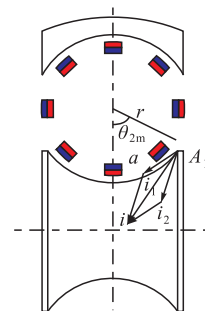


图2 蜗杆绕组与行星轮永磁体啮合关系

为了统一变量,结合永磁超环面电机的传动特性可得到行星轮公转电角度与行星轮自转电角度的关系,此关系表示为运动参数 k :

$$k = \frac{\theta}{\theta_2} = \frac{n_p \theta_m}{n_{p2} \theta_{2m}} = \frac{n_p \omega_e}{n_{p2} \omega_2} \quad (3)$$

式中: θ_m 为行星架转子机械角度; θ_{2m} 为行星轮自转

机械角度; ω_e 为行星架转子的电角速度; ω_2 为行星轮自转的电角速度; n_p 为蜗杆内定子的极对数; n_{p2} 为行星轮的极对数。根据转化机构法, 给永磁超环面电机传动系统加上虚拟角速度 $-\omega_e$, 可得到行星轮自转方向到环面外定子的传动比为:

$$i_{23}^e = \frac{\omega_2^e}{\omega_3^e} = \frac{\omega_2 - \omega_e}{0 - \omega_e} = -\frac{\omega_2}{\omega_e} + 1 = -\frac{z_3}{z_2} \quad (4)$$

式中: i_{23}^e 为使用转化机构法后行星轮自转方向到环面外定子的传动比; ω_2^e 为使用转化机构法后的行星轮自转电角速度; ω_3^e 为使用转化机构法后的环面外定子电角速度; z_2 为行星轮齿数; z_3 为环面外定子齿数; 将式(4)代入式(3)中, 可得到:

$$k = \frac{2n_p}{z_2 + z_3} \quad (5)$$

将 i_2 产生的自感的影响加入到 i_1 产生的自感中, 即 i_1 和 i_2 产生的 2 个电感的合成, 合成后的电感为:

$$L_{AA}(\theta) = L_{s0} + L_{s2} \left(\frac{a-r \cos(2k\theta)}{a} \right) \cos(2\theta) \quad (6)$$

式中: r 为行星轮半径; a 为行星轮与蜗杆内定子的中心距。为了化简电感方程, 可引入表示蜗杆内定子与行星轮尺寸关系的结构参数 m :

$$m = \frac{r}{a} \quad (7)$$

把结构参数 m 代入式(6)可得到永磁超环面电机 A 相绕组的电感方程为:

$$L_{AA}(\theta) = L_{s0} + L_{s2}(1 - m \cos(2k\theta)) \cos(2\theta) \quad (8)$$

永磁超环面电机环面蜗杆内定子绕组电感一个周期内的电感如图 3 所示。

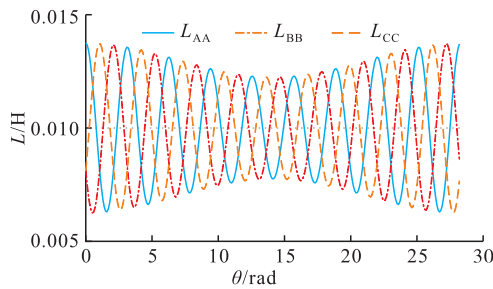


图3 永磁超环面电机蜗杆绕组电感

蜗杆绕组电感在一个大周期内含有 $1/k$ 个小周期。行星轮永磁齿产生的励磁磁势等效为励磁线圈通虚拟励磁电流 I_f 产生, 且 I_f 恒定。行星轮在蜗杆内定子的包角范围内进行电磁啮合, 由于行星轮的公转的同时发生自转, 行星轮参与啮合的永磁齿数量发生周期性变化, 因此使行星轮永磁齿产生的磁链发生周期性变化, 经分析可得到行星轮永磁齿磁链方程为:

$$\psi_{iA}(\theta) = I_f [L_{s0} + L_{s2}(1 - m \cos(2k\theta))] \cos \theta \quad (9)$$

式中: ψ_{iA} 为行星轮永磁齿磁链。由蜗杆内定子三相

绕组对称性可得到行星轮永磁齿的磁链, 由于磁链和电感的周期性变化导致输出转速和电磁转矩具有周期性波动, 为了对电机进行针对性的控制, 减小输出转速和电磁转矩的波动显得尤为重要。

2 数学模型和动态特性分析

不计涡流磁滞损耗以及铁心饱和效应, 建立永磁超环面电机的数学模型, 蜗杆内定子 d、q 轴磁链方程为:

$$\Psi_{2r}(\theta) = \begin{bmatrix} \psi_d(\theta) \\ \psi_q(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(\theta) & \\ & L_q(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + I_f \begin{bmatrix} L_{s0} + L_{s2}(1 - m \cos(2k\theta)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $L_d(\theta)$ 、 $L_q(\theta)$ 分别为 d、q 轴电感。电流方程为:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ma} \cos(\beta - \theta) \\ I_{ma} \sin(\beta - \theta) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: β 为蜗杆内定子 A 相电流电角度; I_{ma} 为蜗杆内定子绕组三相电流幅值。电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d(\theta) \\ \psi_q(\theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e \psi_q(\theta) \\ \omega_e \psi_d(\theta) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d、q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d、q 轴电流; R 为蜗杆内定子电阻; $\psi_d(\theta)$ 为蜗杆内定子 d 轴的磁链; $\psi_q(\theta)$ 为蜗杆内定子 q 轴的磁链。根据机电能量转换原理, 通过磁场储能对行星架转子角位移的偏导数可得静止坐标系下的电磁转矩方程, 结合 d、q 坐标系下磁链方程和电流方程可得 d、q 坐标系下的电磁转矩方程和运动方程为:

$$T_e(\theta) = \frac{3}{2} n_p (\psi_d(\theta) i_q - \psi_q(\theta) i_d) + 3 n_p L_{s2} m k \sin(2k\theta) \left[\frac{3}{4} (i_q^2 - i_d^2) + I_f i_d \right] \quad (13)$$

$$T_e(\theta) - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (14)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为摩擦系数。

为了得知永磁超环面电机电磁转矩和输出转速从起动到稳态的变化情况, 需要对其动态特性进行分析。使用状态空间分析法中的数学模型表示法, 得到其动态方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \left(\frac{u_d - Ri_d - 3L_{s2} m k \sin(2k\theta) i_d \omega_e}{2I_f L_{s2} m k \sin(2k\theta) \omega_e + \omega_e \psi_q} \right) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} = \left(\frac{u_q - Ri_q - 3L_{s2} m k \sin(2k\theta) i_q \omega_e}{\omega_e \psi_d} \right) / L_q \\ \frac{d\omega_m}{dt} = n_p (T_e(\theta) - T_L - B\omega_m) \\ \frac{d\theta}{dt} = n_p \omega_m \end{cases} \quad (15)$$

根据式(15),可对永磁超环面电机进行动态特性分析,其中电机参数有 $m=0.4$ 、 $k=1/9$ 、 $R=8\ \Omega$ 、 $L_{s2}=0.003\ \text{H}$ 、 $J=0.08\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $B=0.02\ \text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$ 、 $n_p=4$ 、 $I_f=50\ \text{A}$,得到动态响应曲线如图4和图5所示。

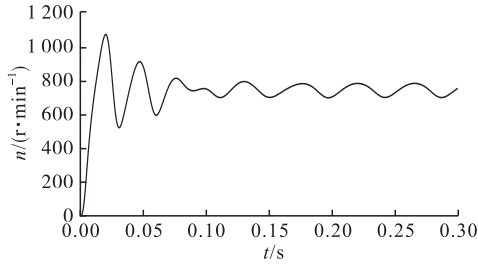


图4 永磁超环面电机输出转速

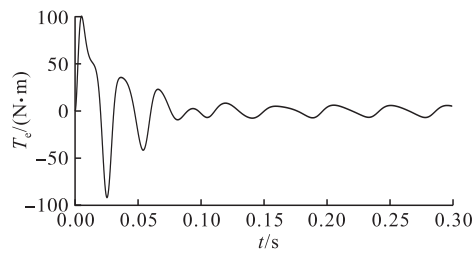


图5 永磁超环面电机电磁转矩

由图4和图5可以看出永磁超环面电机在空载启动时在瞬态调整过程初期输出转速会产生冲击。启动阶段转速的超调量为44%,达到稳态的时间为0.1s。稳态后输出转速具有周期性波动,输出转速范围为705~787 r/min,波动幅度为82 r/min。电磁转矩在调整阶段产生较大的冲击,稳态后产生周期性波动,电磁转矩范围为-7.1~6.2 N·m,波动幅度为13.3 N·m。

3 控制器设计

3.1 磁链环和转矩环的 super-twisting 滑模控制器设计

本文在磁链环和转矩环使用2个 super-twisting 滑模控制器代替滞环控制器,super-twisting 算法可以表示为:

$$\begin{aligned} u &= K_p |s|^r \text{sgn}(s) + u_d \\ \frac{d}{dt} u_d &= K_i \text{sgn}(s) \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)控制算法不需要对滑模变量 s 求导,在滑模面上收敛且稳定的充分必要条件为^[14]:

$$\begin{aligned} K_p &> A_M/B_m \\ K_i &\geq \frac{4A_M}{B_M^2} \cdot \frac{B_M(K_p + A_M)}{B_m(K_p - A_M)} \end{aligned} \quad (17)$$

式中: A_M 为控制器输出量二阶导数上限绝对值的最大值, B_M 、 B_m 分别为控制器输出量二阶导数下

最大值和最小值。

为了获得磁链环、转矩环控制器表达式,分别定义磁链、转矩滑模变量为:

$$\begin{cases} s_\psi = \psi^* - \psi \\ s_T = T_e^* - T_e \end{cases} \quad (18)$$

式中: ψ^* 为给定参考磁链幅值; ψ 为实际磁链幅值; T_e^* 为给定参考转矩; T_e 为实际转矩。

super-twisting 滑模的趋近律中的开关函数在原点附近存在不连续性,会造成电磁转矩和输出转速的脉动问题,所以使用连续且光滑的双曲正切函数代替开关函数,根据 super-twisting 算法的二阶滑模基本原理,此时永磁超环面电机控制系统中磁链环与转矩环控制器的表达式分别为:

$$\begin{cases} u_d^* = K_{p1} |s_\psi|^{r_1} \tanh(s_\psi) + u_{sd} - f \\ \frac{d}{dt} u_{sd} = K_{i1} \tanh(s_\psi) \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} u_{sq}^* = K_{p2} |s_T|^{r_2} \tanh(s_T) + u_{sq} - f \\ \frac{d}{dt} u_{sq} = K_{i2} \tanh(s_T) \end{cases} \quad (20)$$

式(19)和式(20)设计的控制器由3部分组成,第1部分为幂次趋近率,主要影响控制速度。第2部分为滑模变量的积分函数,主要影响控制精度,第3部分为扰动部分。其中 $K_{p1} > 0$ 、 $K_{p2} > 0$ 、 $K_{i1} > 0$ 、 $K_{i2} > 0$ 、 r_1 、 r_2 为待设计参数,且 $0 \leq r \leq 0.5$ 。永磁超环面电机特殊结构以及行星轮自转产生扰动量为:

$$f = 2n_p r L_{s0} / a (z_2 + z_3) \quad (21)$$

3.2 转速环终端滑模控制器设计

选用终端滑模控制器对转速进行控制,定义状态误差为:

$$x = \omega_m^* - \omega_m \quad (22)$$

式中: ω_m^* 为给定参考转速; ω_m 为实际转速。根据式(14)、式(22)得到永磁超环面电机转速误差的状态方程为:

$$\dot{x} = \dot{\omega}_m^* - \omega_m = \dot{\omega}_m^* + \frac{1}{J} (-T_e(\theta) + B\omega_m + \dot{T}_L) \quad (23)$$

定义终端滑模面函数为:

$$s = \dot{x} + \beta x^{q/p} \quad (24)$$

对于式(24)转速误差系统,设计如下转矩的控制率:

$$T_e^* = (1 + mk)(T_{ed} + T_{en}) \quad (25)$$

$$T_{ed} = J(\dot{\omega}^* + B/J\omega) \quad (26)$$

$$T_{en} = J[\beta(q/p)x^{q/p-1}\dot{s}(k_1 + k_2)\text{sgn}(s) + k_3 s] \quad (27)$$

式中: k_1 、 k_2 、 k_3 、 β 、 p 、 q 为待设计参数, $k_1 > J/T_L$; T_{ed} 是对滑模运动的趋近运动阶段进行控制; T_{en} 是对滑模面附近并沿着滑模面运动时进行控制。

取李雅普诺夫函数 $V = 0.5s^2$ 对式(26)控制器

进行稳定性证明:

$$\begin{aligned} \dot{V}V &= \dot{s}s = s(\ddot{x} + \beta x^{q/p-1} \dot{x}) = \\ s\left(\ddot{\omega}_m^* - \frac{1}{J}(\dot{T}_e(\theta) + \dot{B}_m + \dot{T}_L)\right) &+ \beta(q/p)x^{q/p-1} \dot{x} = \\ s\left[-(k_1 + k_2)\text{sgn}(s) - k_3 s + \frac{1}{J}\dot{T}_L\right] &\leq (k_2 |s| + k_3 s^2) \end{aligned} \quad (28)$$

当 $k_2 \geq 0, k_3 \geq 0$ 时,可以证明转速环终端滑模控制器的稳定性。

3.3 转速环模糊终端滑模控制器设计

终端滑模控制中一个关键的问题就是存在抖振现象,在转速环的控制器设计中,结构参数 m 和运动参数 k 可以看作控制器参数且由分析可知在 m, k 可取值的范围内,取较大的值时输出波动较小,所以当输出转速波动增大时可以通过对速度环终端滑模控制器中的 m, k 进行调节来减小输出波动,但是取值过大会影响系统的响应速度,因此在转速环的终端滑模控制器中设计模糊控制器,输入为转速的误差值 x ,输出为 m, k 的调节值。使用模糊控制器对 m, k 进行整定,减小输出转速与电磁转矩的波动,又可以得到较快的响应速度。模糊终端滑模控制率设计如下:

$$T_e^* = [1 + (m + \Delta m)(k + \Delta k)](T_{ed} + T_{en}) \quad (29)$$

式中: $\Delta m, \Delta k$ 为 2 个模糊控制器的输出量,即 m, k 的调节后的增量。根据不同的输入,选择不同的输出,将 x, m, k 分别分为 7 个等级,根据模糊滑模控制原理定义如下:

$$x(\Delta m)(\Delta k) = \{NB \quad NM \quad NS \quad ZO \quad PS \quad PM \quad PB\}$$

当输出转速的误差 x 较大时取较大的 m, k 以减小输出转速的波动。当 x 较小时,为了增快系统响应速度需要减小 m, k 。根据上述分析可以制定以下模糊规则表 1。

表 1 模糊规则表

x	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
Δm	PB	PM	PS	ZO	NS	NM	NB
Δk	PB	PM	PS	ZO	NS	NM	NB

输入量 x ,输出量 Δm 和 Δk 的隶属度函数如图 6~8 所示。利用重心法进行反模糊化,确定具体的参数值。

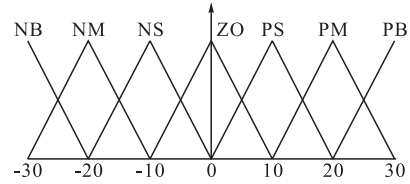


图 6 x 的隶属度函数

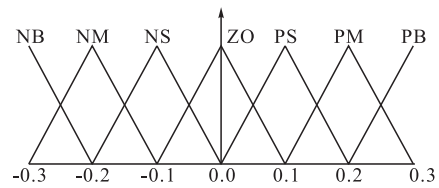


图 7 Δm 的隶属度函数

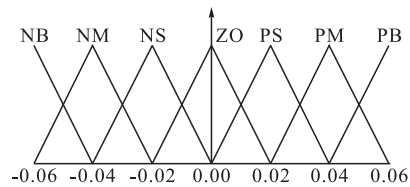


图 8 Δk 的隶属度函数

4 仿真分析

根据本文的理论分析可设计永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制策略,控制系统框图见图 9,模糊终端滑模控制器框图见图 10。

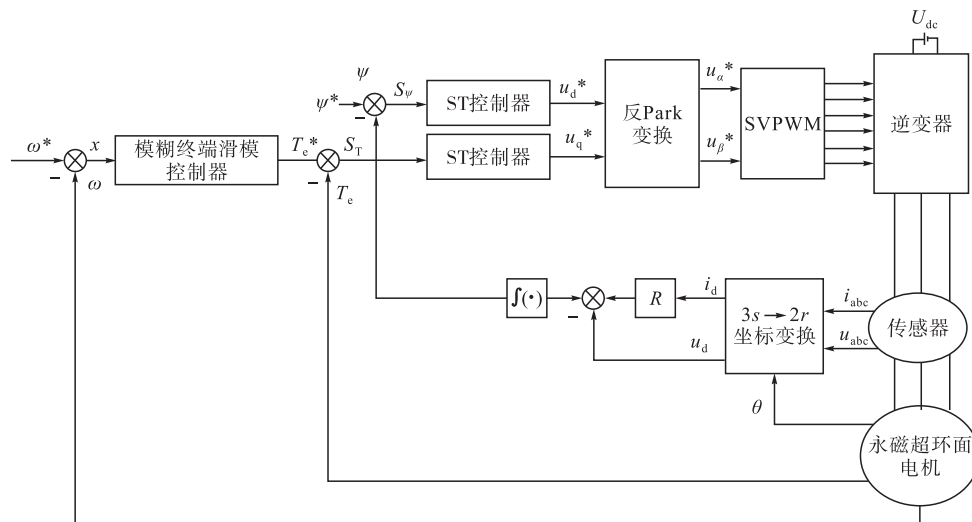


图 9 控制系统框图

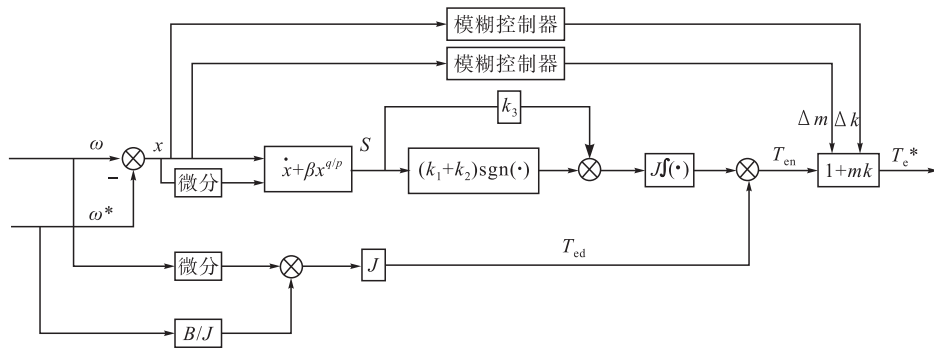


图10 模糊终端滑模控制器框图

由图9~10可对永磁超环面电机控制系统进行分析,通过矢量脉宽调制技术作用于逆变器产生三相电压,整个控制系统使用双闭环反馈控制,在外环的转速环使用模糊终端滑模控制器,输入转速的误差,输出参考转矩。结合直接转矩控制在内环的转矩环和磁链环分别使用 super-twisting 滑模控制器,分别输入转矩和磁链的误差,输出为 d、q 轴的电压,通过 3 个控制器共同对永磁超环面电机进行控制。

为了验证该控制策略的有效性,建立了永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制的仿真模型,转速环分别使用终端滑模控制器以及模糊终端滑模控制器进行仿真对比。模糊滑模控制器参数为 $\beta=100$ 、 $p=9$ 、 $q=7$ 、 $k_1=600$ 、 $k_2=300$ 、 $k_3=2\ 500$ 。Super-twisting 控制器参数为 $r=0.5$ 、 $K_{p1}=100$ 、 $K_{i1}=1$ 、 $K_{p2}=100$ 、 $K_{i2}=1$ 。仿真结果见图11~16。

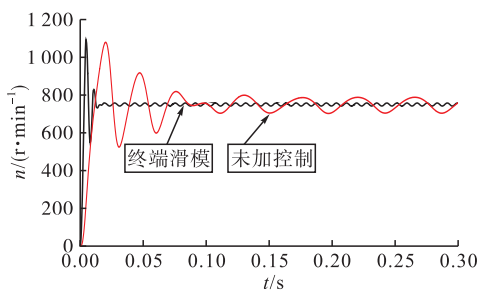


图11 未加控制与终端滑模输出转速对比

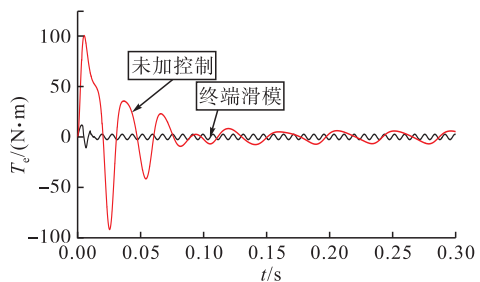
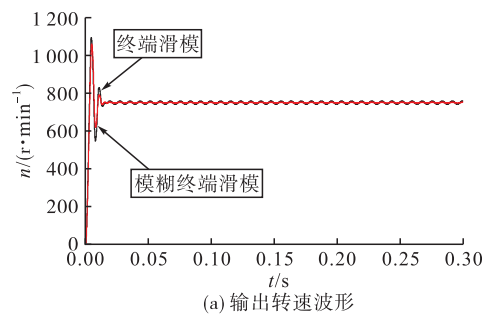


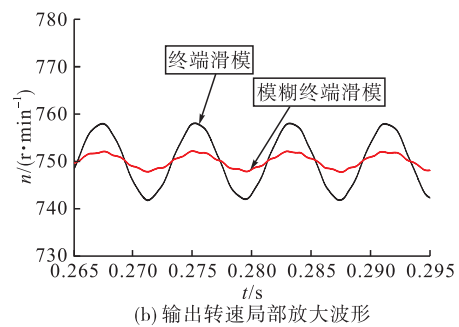
图12 未加控制与终端滑模电磁转矩对比

图11和图12为永磁超环面电机终端滑模的直接转矩控制与未加控制策略的响应对比,可知控制后达到稳态的时间为 0.02 s,比未加控制时的时间

缩短了 80%,具有更快速的动态响应性能。达到稳态后电机输出转速产生周期性波动,波动范围为 740~758 r/min,比未加控制时减小了 78%。因此该控制策略能极大地改善输出转速的波动情况。电磁转矩在达到稳态前的最大冲击为 12 N·m,稳定后波动范围为 -2.6~2.6 N·m,波动幅度为 5.2 N·m,比未加控制减小了 61%。



(a) 输出转速波形



(b) 输出转速局部放大波形

图13 终端滑模与模糊终端滑模输出转速对比

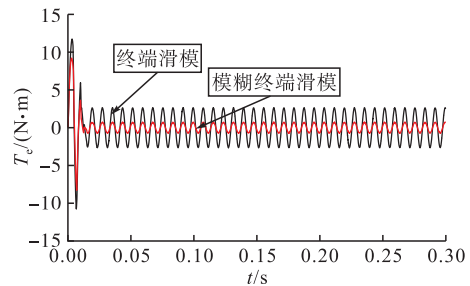


图14 终端滑模与模糊终端滑模电磁转矩对比

图13和图14为永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制与终端滑模的直接转矩控制的响应对比,可知前者的输出转速在调整阶段超量为

38%,比未加控制以及使用终端滑模时减小了6%,输出转速的超调得到了一定程度的抑制,达到稳态后输出转速产生周期性波动,但波动范围进一步减小,其波动范围为746~754 r/min,波动幅度为8 r/min,比使用终端滑模控制时减小了55.6%,输出转速的波动情况进一步改善。电磁转矩在达到稳态前的最大冲击为9.2 N·m,比使用终端滑模时减小23.3%。稳定后波动范围-0.7~0.7 N·m,波动幅度为1.4 N·m,比使用终端滑模时减小73%,因此终端滑模控制结合模糊控制后可以使永磁超环面电机更稳定地进行转矩输出。

图15和图16为永磁超环面电机模糊终端滑模的直接转矩控制在0.15 s时突加 $T_L=2.5$ N·m的负载转矩时的响应,可知在外加干扰的情况下,永磁超环面电机也能快速恢复到给定的转速值,并且电磁转矩在0.15 s时发生突变,最终稳定在2.5 N·m,因此该控制策略对外加干扰具有鲁棒性。

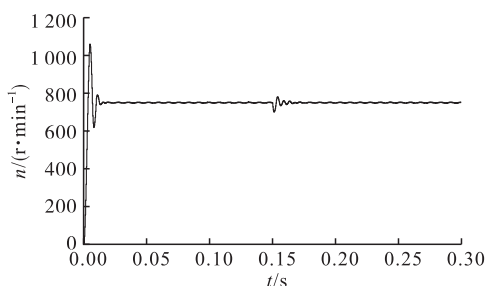


图15 模糊终端滑模突加负载时输出转速

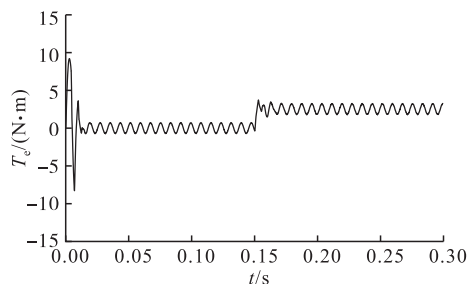


图16 模糊终端滑模突加负载时电磁转矩

5 结语

本文根据永磁超环面电机的结构特点和行星轮周期性运动的运动特性,推导了周期性变化的电磁参数,建立了该电机的数学模型并进行了动态特性分析。在控制系统内环的super-twisting滑模控制

器中加入了与电机参数有关的扰动量。针对该电机输出的周期性波动,在外环的转速环设计了以该电机结构参数与运动参数增量调节控制器参数的模糊终端滑模控制器。仿真实验表明,此控制策略有效地提高了永磁超环面电机系统响应速度,减小了输出转速与电磁转矩的波动,并且还对外加干扰具有较强的鲁棒性能。

参考文献

- [1] 宁蜀悦,王孝伟.集成永磁伺服电机的发展与现状[J].伺服控制,2014(8):37-40.
- [2] 苟婷婷,孙丹丹,王双虎.环驱式集成电机推进器用永磁无刷直流电动机设计与分析[J].电气自动化,2016,38(2):1-3.
- [3] 许立忠,黄真.超环面行星蜗杆传动摩擦理论研究[J].中国工程科学,2002,4(3):62-67.
- [4] 刘欣,许立忠,聂岭.新型超环面混合励磁电机的结构及特性分析[J].中国电机工程学报,2015,35(20):5335-5343.
- [5] 刘欣,许立忠,聂岭.双定子混合励磁超环面电机结构及电感参数分析[J].电机与控制学报,2014,18(10):60-67.
- [6] 李然.永磁齿半定子式超环面行星传动研究[D].秦皇岛:燕山大学,2017.
- [7] 许立忠,杨育林,黄真.超环面行星蜗杆传动研究综述[J].中国工程科学,2000,2(6):84-88.
- [8] 洪玫,姚立纲.基于齿面网格的超环面行星蜗杆传动系统实体建模[J].中国机械工程,2014,25(7):867-872.
- [9] 朱学军,许立忠.永磁行星齿轮传动的参数设计与转矩分析[J].中国机械工程,2010,21(5):529-535.
- [10] 刘欣,张林.基于新型趋近律的永磁超环面电动机滑模控制[J].微特电机,2019(5):64-67.
- [11] 王维强,程梁,曾晓松,等.模糊内模控制的永磁无刷直流电机控制研究[J].电机与控制应用,2019,46(6):49-54.
- [12] 张晓光.永磁同步电机调速系统滑模变结构控制若干关键问题研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.
- [13] 雷晓霖,陈卓,熊攀,等.基于模糊动态Terminal滑模的永磁同步电机控制研究[J].空军工程大学学报(自然科学版),2012,13(4):6-10.
- [14] LEVANT A. Principles of 2-Sliding Mode Design[J]. Automatica, 2007,43(4):576-586.

(编辑:姚树峰)