

# 反馈线性化解耦的 PMSM 新型滑模控制方法\*

田艳丰, 王健宇, 王哲, 吴宋林  
(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

**摘要:** 针对传统控制策略不能将永磁同步电机(PMSM)完全解耦的问题,介绍了一种以反馈线性化解耦为基础的新型滑模控制方法。首先运用微分运算和反馈线性化原理,把 PMSM 控制系统划分成两个相互独立的线性子系统,即转速子系统和电流子系统。其次考虑到系统鲁棒性差的问题,提出加入终端吸引子模型的新型滑模控制器。最后仿真结果表明,采用上述两种方法相结合的控制策略,可以提升系统控制精度、快速性和鲁棒性。

**关键词:** 永磁同步电机; 反馈线性化解耦; 滑模控制; 趋近律

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)12-0001-06

doi: 10.12177/emca.2022.128

## New Sliding Mode Control Method of PMSM Based on Feedback Linearization Decoupling\*

TIAN Yanfeng, WANG Jianyu, WANG Zhe, WU Songlin

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

**Abstract:** A new sliding mode control method based on feedback linearization decoupling is introduced to solve the problem that the traditional control strategy cannot completely decouple permanent magnet synchronous motor (PMSM). Firstly, the PMSM control system is divided into two independent linear subsystems, namely the speed subsystem and the current subsystem, by using differential operation and feedback linearization principle. Secondly, considering the poor robustness of the system, a new sliding mode controller with terminal attractor model is proposed. Finally, the simulation results show that the control strategy combined with the above two methods can improve the control precision, rapidity and robustness of the system.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); feedback linearization decoupling; sliding mode control; reaching law

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有较高的工作效率、功率密度以及较好的转矩惯性比等特点,在众多工业领域中得到了广泛的应用。PMSM 控制系统是非线性系统,很难对其进行高精度控制<sup>[1]</sup>。传统的矢量控制方法是定将定子电流分为  $d$  轴励磁电流和  $q$  轴转矩电流,并分别单独控制。然而该

控制策略控制性能有限,不能将电流完全解耦<sup>[2]</sup>。在 PMSM 的实际控制中,参数摄动、模型误差和外界干扰等因素,会对其控制效果造成一定的影响,导致系统性能下降,影响系统稳定性,使实际应用中的系统精确控制变得更加困难<sup>[3]</sup>。文献[4]将电压前馈的补偿环节加入矢量控制,使  $d$ 、 $q$  轴电流解耦,但是在负载突然变化时,仍不能彻底解耦。

收稿日期: 2022-07-05; 收到修改稿日期: 2022-10-08

\* 基金项目: 2020 辽宁省教育厅科学研究经费项目(LFGD2020003)

作者简介: 田艳丰(1971—),女,博士,教授,研究方向为电机设计及控制、新能源发电技术。

王健宇(1993—),男,硕士研究生,研究方向为电机及其控制。

近年来,为了解决 PMSM 的解耦问题,国内外众多学者在矢量控制系统中加入了一些非线性控制技术<sup>[5]</sup>,如滑模变结构控制<sup>[6]</sup>、反步控制<sup>[7]</sup>、自抗扰控制<sup>[8]</sup>、反馈线性控制<sup>[9-10]</sup>等。文献[11]提出了一种扩张状态观测器,用于扰动的估算,并对实际运行的系统去除抖振,但此方法不能有效提高系统动态响应性能。文献[12]提出了一种结合反馈线性化解耦的 PI 控制器来控制 PMSM 转速,但是在实践中,反馈线性化控制(FLC)不能在系统非稳态的状态下实现快速响应。

FLC 是一种非线性控制方法,在非线性系统解耦方面其有着显著的优越性。此方法基于微分几何学,通过对数学模型的分析,得出该系统的线性控制规律<sup>[13]</sup>,能准确解耦被控对象的数学模型,实现系统的线性化。PMSM 因其非线性和强耦合的特性,需要利用反馈线性化方法进行解耦,使其获得矢量控制所不能达到的控制精度。文献[14]提出将 FLC 应用于线性伺服系统,实现永磁直线电机解耦。文献[15]提出了基于反馈线性化的永磁直线同步电机自适应动态滑模控制,采用反馈线性化理论,将永磁直线同步电机  $d$ 、 $q$  轴电流完全解耦,把 PMSM 控制系统划分成两个相互独立的线性子系统,但系统对参数变动敏感,鲁棒性降低。由此可见反馈线性化解耦需要与其他控制方法结合使用,以实现高性能控制。

滑模变结构控制具有响应速度快、抗扰能力强与易于控制等特点,已成为广泛使用的控制策略<sup>[16]</sup>。但为保证系统的抗扰性和稳定性,在常规的滑模控制中,开关增益必须设置得足够大,以消除系统的干扰,而开关增益越大,系统越容易产生高频抖振。为了减少系统抖振,文献[17]采用改进传统趋近律的方法设计出滑模控制器,试验结果表明,虽然新型滑模控制器能够减少系统产生的抖振,但系统的抗干扰能力下降,响应时间加长。

综上所述,本文将反馈线性化解耦理论与滑模控制相结合,以表贴式 PMSM 为研究对象,将输入-输出反馈线性化方法作为解耦策略应用于 PMSM,实现非线性系统向线性系统的转换。运用微分几何工具将 PMSM 分解为转速和激励电

流两个线性化子系统。然后结合滑模控制的思想,在传统滑模趋近率的基础上,提出了一种改进的滑模控制方法,将其与 FLC 相结合,设计出系统控制器作用于 PMSM,以获得更好的控制效果。最后通过仿真平台进行分析,检验系统可行性。

## 1 PMSM 反馈线性化

本文研究表贴式 PMSM,以  $d$ 、 $q$  轴电流和转速参数作为状态变量。忽略磁阻转矩, $d$ - $q$  旋转坐标系中的数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + p\omega_r i_q + \frac{u_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q - p\omega_r i_d - \frac{p\Psi_r}{L}\omega_r + \frac{u_q}{L} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p\Psi_r}{2J}i_q - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{T_1}{J} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $i_d$ 、 $i_q$  和  $u_d$ 、 $u_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴定子电流和电压;  $R_s$  为定子电阻;  $L$  为定子电感;  $\Psi_r$  为永磁磁通;  $B$  为黏滞摩擦系数;  $J$  为转动惯量;  $p$  为极对数;  $\omega_r$  为转子转速;  $T_1$  为负载转矩。

定义系统状态变量<sup>[18]</sup>:  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_d, i_q, \omega_r]^T$ , 定义系统输入变量:  $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [u_d, u_q]^T$ , 将式(1)改写为标准的仿射非线性系统的形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{其中: } \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L}x_1 + px_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L}x_2 - px_1x_3 - \frac{p\Psi_r}{L}x_3 \\ \frac{3p\Psi_r}{2J}x_2 - \frac{B}{J}x_3 - \frac{T_1}{J} \end{bmatrix}; \mathbf{g}(\mathbf{x}) =$$

$$\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

为了实现  $\omega_r$  与目标值  $\omega_r^*$  的同步,  $i_d$  与目标值  $i_d^*$  的同步,以  $\omega_r$ 、 $i_d$  为系统输出。

定义系统输出变量:  $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T = [i_d, \omega_r]^T = [h_1(\mathbf{x}), h_2(\mathbf{x})]^T$ 。

根据微分几何理论<sup>[19-20]</sup>定理 1:若仿射非线性方程式(2)在  $x_0$  的一个邻域内满足:

$$\begin{cases} [L_{g_1} L_f^{k_j} h_j(x), \dots, L_{g_i} L_f^{k_j} h_j(x)] = 0 \\ [L_{g_1} L_f^{r_j-1} h_j(x), \dots, L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x)] \neq 0 \\ 1 \leq i \leq m \\ 0 \leq k_j \leq r_j-1 \\ 1 \leq j \leq m \end{cases} \quad (3)$$

并且  $m \times m$  维矩阵:

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x), \dots, L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x), \dots, L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x), \dots, L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (4)$$

为非奇异矩阵,则在  $x_0$  处,非线性方程式(2)有一个向量关系度  $r = [r_1, r_2, \dots, r_m]$ ,也就是指在  $x_0$  的附近,可以用非线性方程式(2)来实现输入和输出的解耦。

对于式(2),如果  $r = \sum_{i=1}^m r_i = n$ ,则在反馈变换  $u = D^{-1}(x)[-b(x) + v]$  和局部坐标变换  $z = \Phi(x)$  之下,系统可变换为一个能控、能观的线性系统,其中:  $b(x) = [L_f^{r_1} h_1(x), L_f^{r_2} h_2(x), \dots, L_f^{r_m} h_m(x)]^T$ ;  $z = \Phi(x) = [h_1(x), L_f h_1(x), \dots, L_f^{r_1-1} h_1(x), \dots, h_m(x), L_f h_m(x), \dots, L_f^{r_m-1} h_m(x)]^T$ 。

在 FLC 过程中,首先要解决的问题就是确定系统的相对阶。根据式(2),确定了  $r_1 = 1, r_2 = 2$  的相对阶数。则系统的总相对阶  $r = r_1 + r_2 = 3$ 。

对式(2)求李导数并计算  $D(x), b(x)$  和  $z$ :

$$\begin{cases} D(x) = \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & L_g h_2(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \\ b(x) = [L_f h_1(x), L_f^2 h_2(x)]^T \\ z = [h_1(x), h_2(x), L_f h_2(x)]^T \end{cases} \quad (5)$$

由于  $L_g h_1(x) \neq 0, L_{g_2} L_f h_2(x) \neq 0$ , 则该系统不存在零动态问题,并满足反馈线性化条件。引入新的线性虚拟控制量:

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{d^2 \omega_r}{dt^2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

系统解耦后的结构形式如图 1 所示。

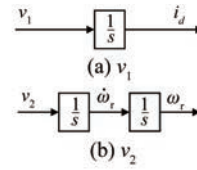


图 1 解耦后的 PMSM 数学模型

式(2)反馈变换得:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - p L i_q \omega_r + L v_1 \\ u_q = \left( R_s + \frac{BL}{J} \right) i_q - \left( \frac{2LB^2}{3p\Psi_r J} - p\Psi_r \right) \cdot \omega_r + p L i_d \omega_r - \frac{2L}{3p\omega_r} T_1 + \frac{2JL}{3p\Psi_r} v_2 \end{cases} \quad (7)$$

式(7)对 PMSM 系统进行了反馈线性化,引入新的线性变量解决系统耦合问题,然后根据滑模变结构理论进行控制器的设计。

## 2 控制器设计

采用反馈线性化原理,可以将 PMSM 的  $\omega_r$  和  $i_d$  进行解耦,但该方法会使系统抗干扰能力下降。为此设计改进趋近律的滑模控制器分别对  $\omega_r$  和  $i_d$  进行控制,以提升系统性能。其系统结构如图 2 所示。

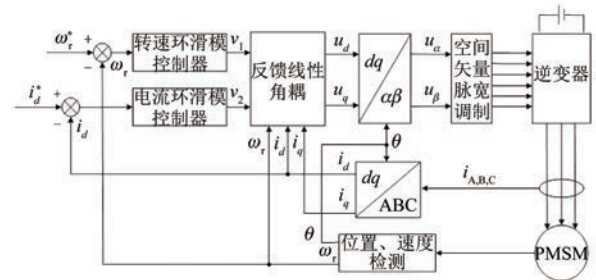


图 2 PMSM 系统框图

### 2.1 改进指数趋近律

文献[21]阐述了终端吸引子的概念,并将其应用于神经网络算法。文献[22]在此基础上,将终端吸引子引入传统的指数趋近律并应用于电机,给出了一种无开关函数的滑模趋近律,形式如下:

$$\dot{s} = -\varepsilon |X|^a s - k |X|^b s^p \quad (8)$$

式中:  $X$  为系统状态变量,并且满足  $\lim_{t \rightarrow \infty} |X| = 0$ ;  $a \geq 0, b \geq 0, \varepsilon, p, q$  均大于 0,  $p > q, p, q$  为奇数且  $p, q$  之和为偶数,以上均为系统的参数。

式(8)共分为两个部分。由方程的第一部分可知该系统的状态反馈是基于指数函数的,且其渐近过程会随状态变量的持续改变而发生改变,故称变指数趋近律。后一项既加入了终端吸引子模型,又将其作为一个幂函数来表示,因此成为末端吸引趋近律。这样既保证了系统状态轨迹远离原点时系统状态会有更快的运动轨迹,提高系统的快速性,又能提高系统状态在趋近率的作用下系统的稳定性,最终使其状态量收敛。

下面分析其稳定性,通过 Lyapunov 第二方法来分析式(8)的滑模控制下系统的稳定性问题。

定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{s^2}{2} \quad (9)$$

$V$  正定,且存在一阶连续偏导数:

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} = -\varepsilon |X|^a s^2 - k |X|^b s^{\frac{p+q}{p}} \quad (10)$$

由于参数  $\varepsilon, k, p, q$  均大于零,  $a, b$  为非负数,且  $p, q$  之和为偶数,因此:

$$\frac{dV}{dt} \leq 0 \quad (11)$$

根据 Lyapunov 稳定性判据,采用趋近律式(8)的滑模控制满足稳定性和可达性,系统的原点处于平衡状态,即系统是稳定的。一旦系统状态到达滑模面,其可以沿着滑模面移动,并不断接近平衡点。

### 2.2 电流环控制器设计

在对系统的电流环进行反馈线性化解耦后,可以将输入和输出之间的关系简化为  $v_1$  通过积分环节得到  $i_d$ ,如图 1(a)所示。本系统采用了一种滑动模态控制器。设计方式如下:

选取被控对象:

$$\frac{di_d}{dt} = v_1 \quad (12)$$

由跟踪误差选取状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = i_d^* - i_d \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\frac{di_d}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)确定系统状态方程:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{di_d}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{d^2i_d}{dt^2} = -\frac{dv_1}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

令  $\frac{dv}{dt} = V$ , 式(14)写为

$$\begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix} V \quad (15)$$

定义滑模面为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (16)$$

式中:  $c > 0$ 。

对式(16)求导有:

$$\frac{ds}{dt} = c \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} \quad (17)$$

采用趋近律式(8),得到下式:

$$cx_2 - \frac{dv_1}{dt} = -\varepsilon |X|^a s - k |X|^b s^{\frac{q}{p}} \quad (18)$$

令  $X = x_1$ , 得到控制器:

$$v_1 = \int (cx_2 + \varepsilon |x_1|^a s + k |x_1|^b s^{\frac{q}{p}}) dt \quad (19)$$

### 2.3 速度环控制器设计

在对转速环进行反馈线性化准确解耦后,输入  $v_2$  与输出  $\omega_r$  的关系可由二次积分得到,如图 1(b)所示。该控制方法与电流回路相似,但其控制目标的数学模型稍有差异。控制目标的速度回路数学模型如下:

$$\frac{d^2\omega_r}{dt^2} = v_2 \quad (20)$$

同时,直接给出了系统转速环控制器:

$$v_2 = cx_2 + \varepsilon |x_1|^a s + k |x_1|^b s^{\frac{q}{p}} \quad (21)$$

## 3 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 平台进行仿真,按照图 2 所示的 PMSM 系统搭建模型,验证本文推出的新型反馈线性化滑模控制器性能,并将该控制策略与传统 PI 控制策略进行对比。PMSM 仿真的主要参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 仿真参数

参数名称	参数值
相电阻 $R/\Omega$	1.857
相电感 $L/mH$	0.008 5
转子磁链 $\Psi_r/(V \cdot rad^{-1} \cdot s^{-2})$	0.175
极对数 $p$	4
阻尼系数 $B$	0
总转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 8

### 3.1 空载运行

给定电机转速  $\omega_r^* = 1\ 000\ \text{r/min}$ , 仿真时间设定为  $0.2\ \text{s}$ , 图3为PMSM新型反馈线性化滑模控制器与传统PI控制器作用下的空载转速波形。由图3可以看出, 在新型控制器的作用下, 转速在  $10\ \text{ms}$  时达到稳定, 而传统PI控制下, 转速在  $60\ \text{ms}$  左右趋于稳定, 新型控制器快速性等动态响应性能远超传统PI控制器, 且速度的超调相对PI控制也减小很多, 有利于电机的稳定起动, 且稳定后转速无静差。

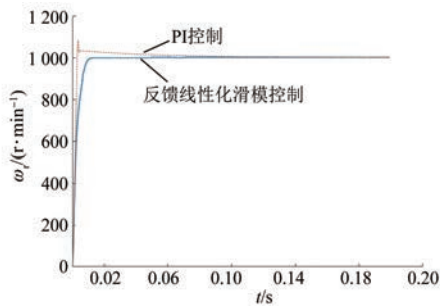
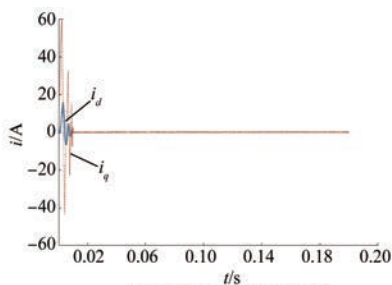
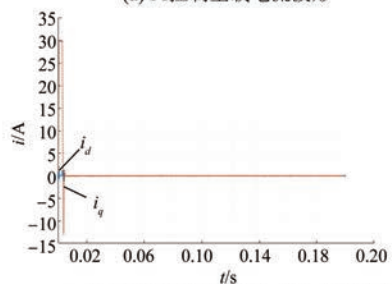


图3 空载转速波形

图4分别为采用传统PI控制策略与新型反馈线性化滑模控制策略进行仿真得到的PMSM空载电流响应。如图4(a)所示, 采用传统PI控制策略时,  $i_d$  和  $i_q$  不能完全解耦控制, 且波动较大。如图4(b)所示, 采用反馈线性化滑模控制策略时,  $i_q$  动态响应快, 稳态几乎无波动, 电流响应



(a) PI控制空载电流波形



(b) 反馈线性化滑模控制空载电流波形

图4 空载电流波形

快速性远优于PI控制器, 动、静态控制性能与PI控制相比显著提高。

### 3.2 负载运行

在  $t=0.1\ \text{s}$  时给电机加  $10\ \text{N}\cdot\text{m}$  负载, PMSM系统速度波形如图5所示。传统PI控制策略下, 电机转速在  $50\ \text{ms}$  时达到稳定, 并且超调明显。而反馈线性化滑模控制策略下, 电机转速在  $15\ \text{ms}$  时达到稳定, 快速性提升, 并持续跟踪给定速度, 系统响应速度快且稳态无超调。在突加负载后, 反馈线性化滑模控制系统的速度下降了  $44\ \text{r/min}$ , 在  $10\ \text{ms}$  后重新实现了对给定转速的跟踪, 其动态、静态性能均比传统PI控制优越。

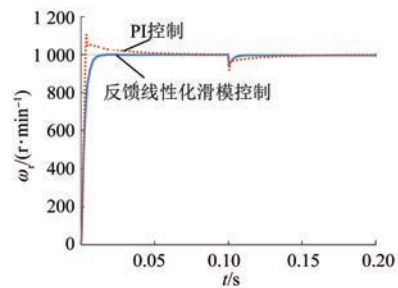
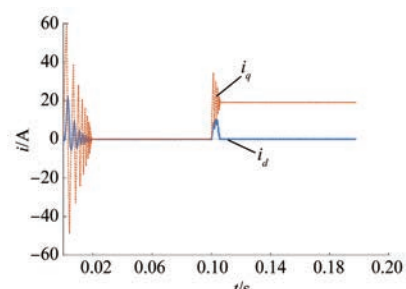
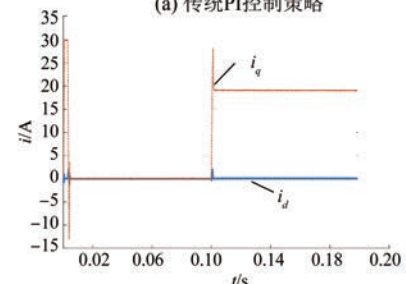


图5 负载转速波形

图6(a)为传统PI控制器下的电流闭环特性曲线。曲线波动较大、快速性差、超调严重。负载突变时  $i_d$ 、 $i_q$  均出现大幅度波动, 有明显超调, 动态响应慢; 而且到达稳态时  $i_q$  也存在  $0.5\ \text{A}$  的稳



(a) 传统PI控制策略



(b) 反馈线性化滑模控制策略

图6 负载电流波形

态误差。图 6(b) 为反馈线性化滑模控制策略下的 PMSM 电流跟踪响应曲线。 $i_d$  和  $i_q$  都跟随给定值, 系统抖振和稳态误差均较小,  $i_q$  动态响应快, 稳态无波动,  $i_q$  始终保持在 0 A, 负载变化时也无明显波动, 电流动、静态控制性能与传统 PI 控制相比显著提高。

## 4 结 语

对于传统控制策略不能将 PMSM 的  $d$ 、 $q$  轴电流完全解耦的问题, 将输入-输出反馈线性化方法应用到 PMSM 系统中, 通过微分运算和反馈线性化理论, 实现电流和转速的完全解耦并得到其数学模型。并在此基础上, 结合滑模控制理论, 分别对速度二阶子系统和电流一阶子系统设计出新型滑模控制器。仿真结果表明, 反馈线性化方法可以有效地简化非线性系统控制律设计, 减少模型误差, 新型控制策略具有良好的跟踪性能, 抗干扰能力强, 动态响应快, 与传统 PI 控制方式比较, 其优势明显。

### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] 杨朝江, 马家庆, 谢玫秀. PMSM 精确反馈线性化的稳速控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(10): 37.
- [ 2 ] 刘露咪, 吕振华. PMSM 稳速控制系统中电流环控制策略研究[J]. 微电机, 2018, 51(3): 37.
- [ 3 ] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375.
- [ 4 ] 卞延庆, 庄海, 张颖杰. 永磁同步电机电流环电压前馈解耦控制[J]. 微电机, 2015, 48(7): 68.
- [ 5 ] 扶文树, 储建华, 王刚. 永磁同步电机转速环扰动反馈线性化控制[J]. 电气传动, 2021, 51(24): 27.
- [ 6 ] 张海刚, 胡添添, 王步来, 等. 一种改进的 PMSM 滑模变结构控制策略研究[J]. 电气传动, 2019, 49(10): 13.
- [ 7 ] KIM S K, LEE J S, LEE K B. Offset-free robust adaptive back-stepping speed control for uncertain permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 7065.
- [ 8 ] 曾岳南, 曾祥彩, 周斌. 永磁同步电机传动系统电流环非线性自抗扰控制器的设计与稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(17): 135.
- [ 9 ] 罗锦锋. 永磁同步电机反馈线性化电流预测控制[J]. 电气传动, 2018, 48(6): 19.
- [ 10 ] 侯孝涵, 杨兴华, 杨喜军, 等. 基于新型趋近律的 PMSM 反馈线性化滑模控制[J]. 微电机, 2019, 52(12): 45.
- [ 11 ] CAO S, LIU J, YI Y. Non-singular terminal sliding mode adaptive control of permanent magnet synchronous motor based on a disturbance observer [J]. The Journal of Engineering, 2019(15): 629.
- [ 12 ] LI S, XU J, YUAN S, et al. Composite anti-disturbance control of permanent magnet synchronous motor based on feedback linearization [C] // 2018 IEEE 8th Annual International Conference on CYBER Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems, 2018.
- [ 13 ] 王勋先, 丁刚, 韩曾晋. 基于反馈线性化的感应电机  $H^\infty$  鲁棒控制[J]. 控制与决策, 1999, 14(5): 413.
- [ 14 ] 张纯明, 郭庆鼎. 基于反馈线性化的交流直线永磁同步伺服电动机速度跟踪控制[J]. 电工技术学报, 2003, 18(3): 5.
- [ 15 ] 张康, 王丽梅. 基于反馈线性化的永磁直线同步电机自适应动态滑模控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(19): 4016.
- [ 16 ] 乐江源, 谢运祥, 洪庆祖, 等. Boost 变换器精确反馈线性化滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 16.
- [ 17 ] 王姝洁. 基于反馈线性化解耦滑模控制的永磁同步电机调速系统研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2016.
- [ 18 ] 林辉, 王永宾, 计宏. 基于反馈线性化的永磁同步电机模型预测控制[J]. 测控技术, 2011, 30(3): 53.
- [ 19 ] CHIASSON J. Dynamic feedback linearization of the induction motor[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1993, 38(10): 1588.
- [ 20 ] SCHOUKENS J, NEMETH J, VANDERSTEEN G, et al. Linearization of nonlinear dynamic systems [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2004, 53(4): 1245.
- [ 21 ] MICHAIL Z. Terminal attractors for addressable memory in neural network [J]. Physics Letter A, 1988, 133(1-2): 18.
- [ 22 ] 辛小南, 贺莉, 王宏洲. 永磁同步电动机交流伺服系统控制策略综述[J]. 微特电机, 2010, 38(2): 67.