

永磁同步电机自抗扰控制系统设计与仿真

祁世民^{1,2}, 楚远征¹, 王永¹

1. 中国科学技术大学自动化系, 安徽 合肥 230027; 2. 解放军 63893 部队, 河南 洛阳 471003

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(WK2100100017)

通信作者: 王永, yongwang@ustc.edu.cn 收稿/录用/修回: 2016-01-25/2016-03-31/2016-04-05

摘要

基于定子磁场定向旋转坐标系下的永磁同步电机(PMSM)数学模型, 借鉴自抗扰控制(ADRC)的思想, 通过设计扩张状态观测器对模型中的耦合项和外部负载等不确定项进行观测和补偿, 并对补偿后的模型进行控制律设计, 最后利用空间矢量调制技术对自抗扰控制器输出的参考电压进行调制, 实现了电机对期望转速的跟踪. 利用 Matlab/Simulink 搭建仿真模型对上述控制方案进行仿真, 仿真结果表明, 该方案与 PID 结构的直接转矩控制方案相比有更优的动态性能、稳态精度以及更强的抗干扰能力.

关键词

永磁同步电机
定子磁场定向
自抗扰控制(ADRC)
空间矢量调制
直接转矩控制
中图分类号: TM341
文献标识码: A

Design and Simulation of the ADRC System of a Permanent Magnet Synchronous Motor

QI Shimin^{1,2}, CHU Yuanzheng¹, WANG Yong¹

1. Department of Automation, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China;

2. 63893 Troops of PLA, Luoyang 471003, China

Abstract

With reference to the idea of active disturbance rejection control (ADRC), we observe and compensate the coupling terms and uncertainties such as the external load in the model by the design of an extended state observer. Then we design a control law of the compensated model on the basis of a mathematical model of a permanent magnet synchronous motor under stator field oriented rotary coordinates. Finally, by modulating the reference voltage from the active disturbance rejection controller with a space vector modulation technique, the expected speed of the motor can be tracked. A simulation model is established in Simulink, and the results show that the proposed scheme shows better dynamic performance, higher stability precision, and stronger anti-disturbance performance compared with the direct torque control scheme of a PID structure.

Keywords

permanent magnet synchronous motor (PMSM);
stator field orientation;
active disturbance rejection control (ADRC);
space vector modulation;
direct torque control

1 引言

20 世纪 80 年代中期, 德国学者 Depenbrock 教授首次提出直接转矩控制(direct torque control, DTC)^[1]. 随后, DTC 以其转矩响应迅速、鲁棒性强等优点受到大量关注. 传统 DTC 使用滞环比较器对磁链和转矩进行控制, 仅利用 6 个离散的空间电压矢量, 存在转矩脉动大、逆变器开关频率不恒定等缺点.

针对传统 DTC 存在的问题, 一些学者通过占空比调制的方式合成了更多的空间电压矢量^[2-8], 提高了调速性能, 但是由于依然利用有限的电压矢量, 逆变器开关频率不恒定的问题依然存在.

针对逆变器开关频率不恒定的问题, 一些学者将矢量控制中的空间矢量调制(space vector modulation, SVM)技术与直接转矩控制相结合(SVM-DTC)^[9-15], 空间矢量调制技术可以通过改变占空比对任意电压矢量进行调制, 使逆变器开关频率近似恒定. 但是由于速度环、转矩环、磁链环控制器通常采用 PID 控制结构, 虽然 PID 调节器结构简单, 但可调参数过多使得寻求一组相对完美的 PID 参数并不容易. 故一些学者利用滑模控制、自抗扰控制等对其进行了改进^[16-17], 但通常是对个别 PID 调节器的直接替换, 三环结构没有改变, 所以参数整定依然繁琐.

针对上述问题, 本文基于 PMSM 定子磁场定向旋转坐标系下的数学模型, 利用自抗扰技术, 通过测得的状态实

际值对模型中的耦合项进行补偿, 通过设计扩张状态观测器(extended state observer, ESO)对模型中的外部负载、摩擦项等不确定项进行观测和补偿, 并对补偿后的模型设计电压控制律, 最后利用空间矢量调制技术对电压控制律进行调制进而驱动电机转动, 实现了电机对期望转速的跟踪. 从结构上看, 本文提出的自抗扰控制系统简化了 SVM-DTC 策略中三环控制器结构, 一定程度上简化了参数的整定; 而且仿真结果表明, 与 PID 结构的 SVM-DTC^[18] 相比, 本文提出的控制方案拥有更优异的动态性能和稳态精度, 抗负载扰动能力强, 电机参数变化时系统的鲁棒性更强, 电机启动更加平稳安全.

2 PMSM 数学模型

对三相永磁同步电机的数学模型进行分析, 为方便分析, 先做如下假设:

- (1) 忽略定、转子铁心磁阻, 不计涡流和磁滞损耗;
- (2) 永磁材料的电导率为 0, 永磁体内部的磁导率与空气相同;
- (3) 转子上没有阻尼绕组;
- (4) 永磁体产生的励磁磁场和三相绕组产生的电枢反应磁场在气隙中都呈正弦分布;
- (5) 相绕组感应电动势波形为正弦波.

则根据电机学理论, 可以得到永磁同步电机在定子磁场定向旋转坐标系(M-T 轴系)下的数学模型^[19]:

$$\psi_s = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (1)$$

$$u_M = R_s i_M + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2)$$

$$u_T = R_s i_T + P\omega_r \psi_s \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_s i_T \quad (4)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (5)$$

其中, ψ_s 为定子磁链的幅值, ψ_α 与 ψ_β 分别为定子磁链在静止坐标系 α 、 β 轴上的分量, u_M 、 u_T 、 i_M 、 i_T 分别为定子电压、定子电流在 M、T 轴上的分量, R_s 为定子绕组电阻, P 为电机极对数, ω_r 为转子机械角速度, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, B 为摩擦阻尼系数, J 为电机转动惯量.

3 自抗扰控制器设计

3.1 扩张状态观测器设计

将式(3)、式(4)代入式(5)并结合式(2)可得:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_s}{dt} = u_M - R_s i_M \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P\psi_s}{2R_s J} u_T - \frac{3P^2 \omega_r \psi_s^2}{2R_s J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B\omega_r}{J} \end{cases} \quad (6)$$

式(6)就是电机转速与定子磁链的微分方程, u_M 、 u_T 是待设计的电压控制律. 由式(6)可见, 电机转速与定子磁链之间存在耦合项、非线性项及负载、摩擦等未知扰动项. 在 PMSM 直接转矩控制中, 通常希望定子磁链的幅值为常值, 以此为据并将式(6)中的耦合项等不确定项看成总的

扰动, 则式(6)可以转化为

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = b_1 u_T + f_0 + f_1 \\ b_1 = \frac{3P\psi_s^*}{2R_s J} \\ f_0 = -\frac{3P^2 \omega_r \psi_s^2}{2R_s J} \\ f_1 = \frac{3P(\psi_s - \psi_s^*)}{2R_s J} u_T - \frac{T_L}{J} - \frac{B\omega_r}{J} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi_s}{dt} = b_2 u_M + f_2 \\ b_2 = 1 \\ f_2 = -R_s i_M \end{cases} \quad (8)$$

式(7)中, ψ_s^* 是定子磁链的期望幅值, 因此 b_1 是常数; f_0 是可以根据实际转速与定子磁链幅值重构的扰动项; f_1 是未知扰动项, 从左到右包含跟踪误差项、负载扰动及摩擦项. 式(8)中 b_2 是常数, f_2 是未知扰动.

将式(7)中的 ω_r 看作状态 x_1 , 同时将未知扰动 f_1 扩张为新的状态 x_2 , 则式(7)转变为如下状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = b_1 u_T + f_0 + x_2 \\ \dot{x}_2 = f_1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (9)$$

对于式(9)所示的扩张后的状态空间方程, 可以利用自抗扰控制中的扩张状态观测器对状态进行观测, 同时实现对状态和未知扰动的观测, 在此给出线性扩张状态观测器(LESO)如式(10)所示.

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = b_1 u_T + f_0 + z_2 - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中 z_1 是对状态 x_1 的估计, z_2 是对状态 x_2 (未知扰动)的估计, β_1 、 β_2 是可调参数. 式(8)与式(7)结构相同, 是式(7)中 $f_0 = 0$ 时的特例, 式(10)所示的扩张状态观测器同样也适用于式(8), 因此, 通过设计式(10)所示的扩张状态观测器实现了对未知扰动 f_1 、 f_2 的估计.

3.2 控制律设计

在永磁同步电机调速控制中, 期望的转速通常为阶跃信号, 这使得速度信号的初始误差过大, 容易产生转速的超调及引起启动电流过大的问题. 为此, 为期望转速安排过渡过程, 自抗扰控制中的跟踪微分器(tracking differentiator, TD)可以很好地完成这个工作, 根据实际需要, 在此设计二阶线性跟踪微分器如式(11)所示.

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = -r_0^2(v_1 - \omega_r^*) - 2r_0 v_2 \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中, ω_r^* 是期望的转速信号; v_1 是对期望转速的过渡与跟踪; v_2 是 v_1 的微分信号, 可用于电压控制律的设计; r_0 是可调参数. 图 1 便是式(11)所示的跟踪微分器在 $r_0 = 100$ 时的输入输出特性曲线图, 图中可以看到 v_1 对期望转速的跟踪过渡效果.

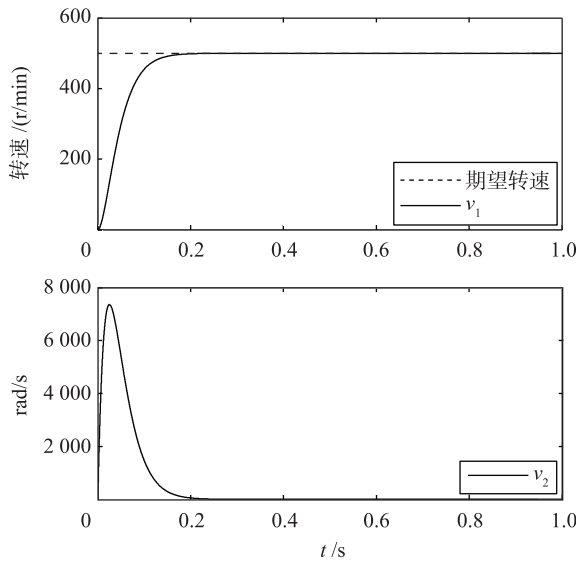


图1 TD 输入输出特性曲线

Fig.1 TD input-output characteristic curve

利用式(10)所示的扩张状态观测器状态 z_2 及可重构的扰动 f_0 对式(7)中的扰动进行补偿, 取:

$$u_T = \frac{u - z_2 - f_0}{b_1} \quad (12)$$

则式(7)可以转变为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = u - z_2 + f_1 \approx u \quad (13)$$

可以看到, 扰动补偿后, 式(13)近似为最简洁的 1 阶系统, 为其设计控制律如下:

$$u = v_2 + k_0(v_1 - \omega_r) \quad (14)$$

式(14)中, v_1 、 v_2 是式(11)所示的跟踪微分器状态, k_0 是可调参数. 令误差 $e_1 = v_1 - \omega_r$, 则将式(14)代入式(13)可得:

$$\dot{e}_1 + k_0 e_1 = 0 \quad (15)$$

可见, 只要选择一个合理的正数 k_0 就可以实现误差的收敛, 从而实现了转速的跟踪. 综合式(14)与式(12)可得最终的电压控制律:

$$u_T = \frac{1}{b_1} [v_2 + k_0(v_1 - \omega_r) - z_2 - f_0] \quad (16)$$

式(8)与式(7)结构相同, 是式(7)中 $f_0 = 0$ 时的特例, 因此可以参照转速环设计思路得到磁链环电压控制律 u_M , 图 2 便是上文所述的转速自抗扰控制器的控制框图, 图中 ESO 模块是按照式(10)设计的线性扩张状态观测器, TD 模块是按照式(11)设计的跟踪微分器, LESF 模块是按照式(16)设计的控制律, 它是对误差的线性组合.

4 SVM 调制策略

三相永磁同步电机通常由如图 3 所示的三相电压源型逆变器来供电, 其中, V_{dc} 是直流母线电压, 通过控制功率开关的导通和关断, 逆变器可以提供 6 个方向不同的电压矢量和 2 个零矢量, 如图 4 所示.

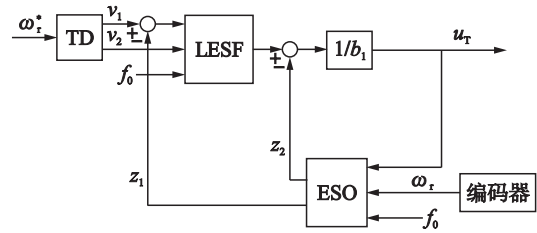


图2 转速环自抗扰控制器

Fig.2 Speed loop ADRC controller

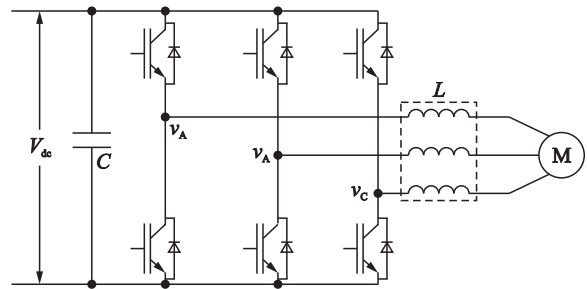


图3 三相电压源型逆变器

Fig.3 Three-phase voltage source inverter

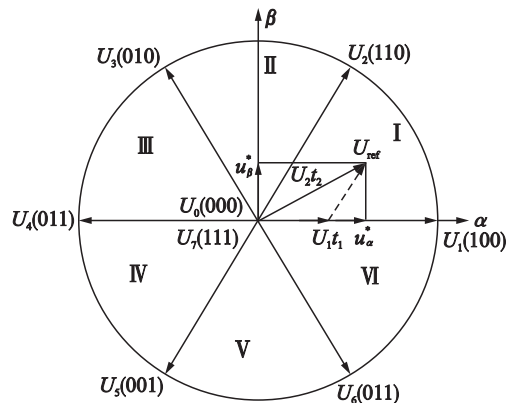


图4 SVM 调制原理

Fig.4 SVM modulation principle

SVM 调制的基本原理是利用逆变器固有的基本电压矢量合成所需要的参考电压矢量, 在一个开关周期 T_s 内, 通过控制相邻两个基本电压矢量与零矢量的作用时间, 使其平均电压值与参考电压值相等, 在此仅作简要介绍, 详情参见文[20].

以参考电压矢量 U_{ref} 位于第 I 扇区为例, 参考电压矢量在两相静止坐标系 α 轴与 β 轴的分量分别为 u_α^* 与 u_β^* , 如图 4 所示, 与参考电压矢量相邻的两个基本电压矢量分别为 U_1 与 U_2 , 设其在一个开关周期内的作用时间分别为 t_1 与 t_2 , 则根据电压在时间上的平均值相等的原则:

$$\begin{cases} u_\alpha^* \times T_s = |U_1| \times t_1 + |U_2| \times t_2 \cos \frac{\pi}{3} \\ u_\beta^* \times T_s = |U_2| \times t_2 \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)得:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{2V_{dc}} (\sqrt{3} u_{\alpha}^* - u_{\beta}^*) \\ t_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{2V_{dc}} u_{\beta}^* \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (18)$$

因此, 由式(18)知, 通过调节功率开关的导通与关断的占空比来调节基本电压矢量与零矢量的作用时间可以实现对参考电压矢量的调制. 另外, 由于自抗扰控制器输出的参考电压矢量位于定子磁场定向旋转坐标系 M-T 轴系下, 所以对参考电压矢量进行 SVM 调制前需要将其坐标变换到两相静止坐标系.

综上所述可以得到基于自抗扰控制的新型直接转矩控制框图如图 5 所示. 图 5 中, 电机实际定子磁链与转速分别通过自抗扰控制器得到 M-T 轴系下的参考电压控制律 u_M 与 u_T , 通过坐标变换可将参考电压控制律变换到两相静止坐标系得到 u_{α} 与 u_{β} , 再经过 SVM 调制便可以控制逆变器为电机供电驱动电机旋转, 图 5 中电机的实际转速通过电机编码器获得, 定子磁链的幅值需要设计观测器进行观测, 观测器的设计方法采用磁链观测中常用的电压模型法^[21], 本文不再详述.

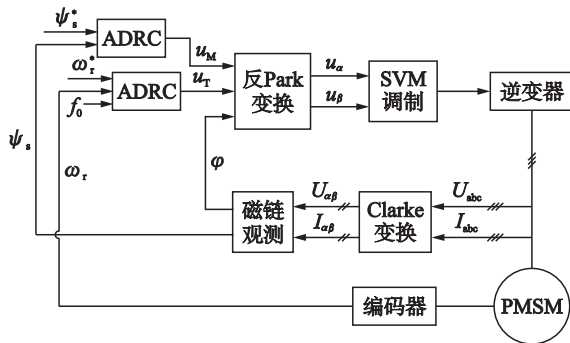


图 5 PMSM 自抗扰控制系统框图

Fig.5 Block diagram of the PMSM ADRC control system

5 仿真结果

为验证本文控制策略的可行性与有效性, 利用 Simulink 分别对本文控制策略和三环 PID 结构的直接转矩控制策略做仿真^[22-24]. 为方便对比分析, 暂且称 PID 结构的直接转矩控制为 PID 控制策略, 称本文的控制算法为 ADRC 控制策略. 仿真中的 PMSM 参数选择与某一种登奇 GK6032 伺服电机一致, 具体参数见表 1.

仿真选取定子磁链的期望幅值 $\psi_s^* = 0.06$ Wb, 仿真时长 0.2 s, 负载转矩初始时为 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 在 $t = 0.1 \text{ s}$ 时跳变为 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 两种策略下的电机转速曲线如图 6 所示. 电机期望转速为 $\omega_r^* = 500 \text{ r/min}$, 如图中虚线所示; 两种策略下的电机实际转速如图中实线所示. 从图中的局部放大图可以看出, ADRC 策略下的电机转速拥有更高的稳态精度, PID 策略下的电机转速在电机启动时及负载突变时出现了一定的振荡和超调, 而 ADRC 策略下的电机在启动时能够平稳地实现对期望转速的跟踪且在外部负载突变时能

够迅速平稳的恢复到期望转速.

表 1 仿真电机参数
Fig.1 Simulation parameters of the motor

参数	数值	单位
定子电阻	1.4	Ω
d 轴电感	5.15×10^{-3}	H
q 轴电感	5.15×10^{-3}	H
永磁体磁链	0.048	Wb
摩擦阻尼系数	0.001	$\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$
转动惯量	1.63×10^{-4}	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
电机极对数	4	无

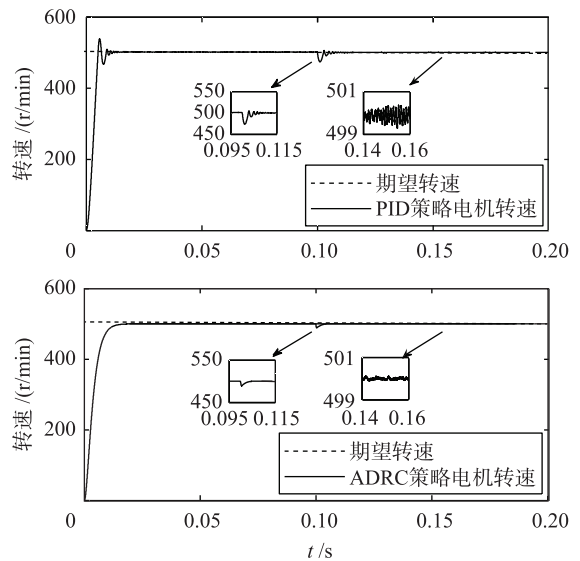


图 6 转速仿真曲线

Fig.6 Simulation curves of the rotating speed

图 7 是电机参数发生变化时两种策略下的转速曲线对比图. 假设由于外部环境的变化, 电机定子电阻由 1.4Ω 变为 1.8Ω , 线电感由 0.00515 H 变化为 0.006 H , 同样选取仿真时长 0.2 s, 负载转矩初始时为 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 在 $t = 0.1 \text{ s}$ 时跳变为 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$. 从图中的局部放大图可以看出, 电机参数变化时, PID 策略下的电机转速在启动时及负载突变时的振荡更为明显且稳态时的转速出现了微小的静差, 而 ADRC 策略下的电机转速依然保持良好的控制性能, 对电机参数变化的鲁棒性更强.

图 8 是两种策略下的定子磁链幅值曲线的对比图. 期望的定子磁链幅值 $\psi_s^* = 0.06 \text{ Wb}$, 如图中虚线所示; 实际的定子磁链幅值如图中实线所示, 可以看出 PID 策略下的定子磁链幅值与期望幅值之间存在一个很小的净差, 且稳态精度要略低于 ADRC 策略.

图 9 是两种策略下电磁转矩的对比曲线图, 图中 PID 策略下的电磁转矩的脉动约为 $0.18 \text{ N} \cdot \text{m}$ 而 ADRC 策略下的电磁转矩脉动约为 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$. 可以看出 ADRC 策略下的电磁转矩脉动更小, 且当电机启动时以及负载突变时, 转矩的输出更为平滑, 没有明显的振荡.

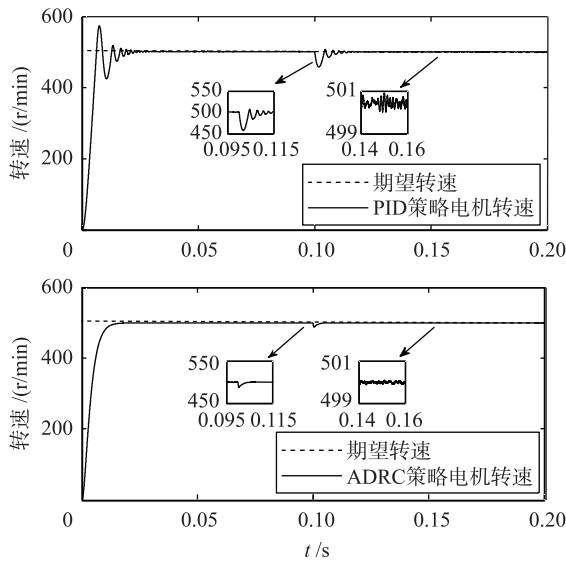


图7 参数变化时的转速曲线

Fig.7 Curve of rotating speed when the parameter varies

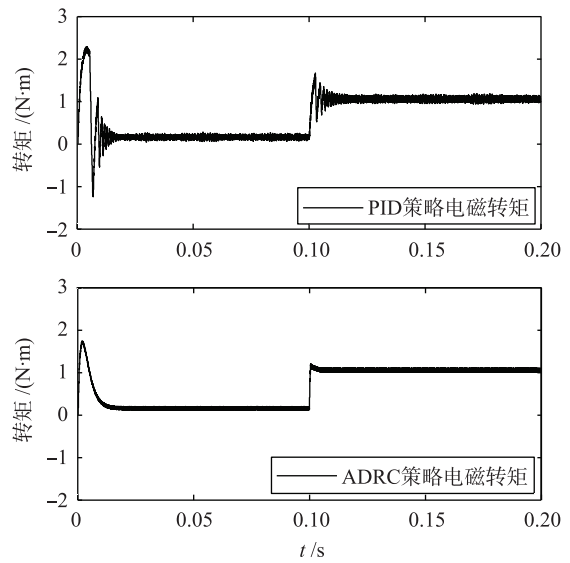


图9 电磁转矩仿真曲线

Fig.9 Simulation curve of the electromagnetic torque

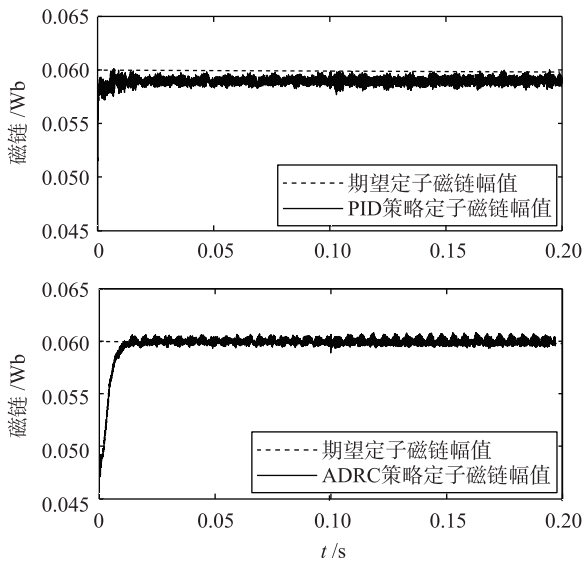


图8 定子磁链幅值仿真曲线

Fig.8 Simulation curve of the stator flux amplitude

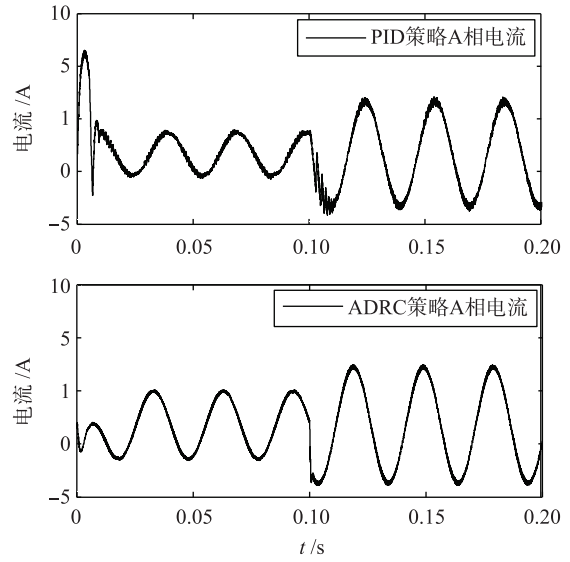


图10 A相电流仿真曲线

Fig.10 Simulation curve of the A phase current

图10是两种策略下的A相电流的仿真曲线对比图,可以看到,ADRC策略下的电流曲线蕴含的谐波更少且在电机启动时没有大电流的冲击,可以更加平稳安全的启动电机。

6 结束语

本文基于定子磁场定向到旋转坐标系下的永磁同步电机数学模型,利用自抗扰技术,通过测得的状态实际值对模型中的耦合项进行补偿,通过设计扩张状态观测器(ESO)对模型中的外部负载、摩擦项等不确定项进行观测和补

偿,并对补偿后的模型设计电压控制律,实现了电机对期望转速的跟踪.与PID结构的SVM-DTC策略相比,从结构上,本文提出的自抗扰控制系统只包含转速环、磁链环自抗扰控制器,简化了SVM-DTC策略中的三环控制器结构,一定程度上简化了参数的整定.从控制性能看,本文提出的自抗扰策略拥有更优异的动态性能和稳态精度;抗负载扰动的能力强;对电机参数变化的鲁棒性更强;转矩输出平稳,转矩脉动更低;启动电流小,启动更加平稳安全,具备一定的实际应用价值。

参考文献

[1] Depenbrock M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(4): 420-429.

- [2] Zhang L, Zhang X, Sun Z. DSP implementation for DSVM direct torque control of induction motors[J]. *Micromotors*, 2012, 45(5): 31–35.
- [3] Zhang Y, Zhu J, Zhao Z, et al. An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(3): 1502–1513.
- [4] Sheng Z, Wang X, Tan F, et al. Combined discrete space voltage vector with direct torque control for bearingless brushless DC motor and closed-loop suspended force control[J]. *Electronics*, 2013, 17(1): 9–15.
- [5] Massoum A, Meroufel A, Hammoumi A, et al. Sensorless fuzzy sliding mode speed controller for DTC of induction motor based on DSVM[J]. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 2013, 7(4): 304–317.
- [6] 张华强, 王新生, 魏鹏飞. 基于空间矢量调制的直接转矩控制算法研究[J]. *电机与控制学报*, 2012, 16(6): 13–18.
Zhang H Q, Wang X S, Wei P F. Study on direct torque control algorithm based on space vector modulation[J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(6): 13–18.
- [7] 武瑞兵. 降低感应电机 DTC 转矩脉动的策略分析[J]. *机电产品开发与创新*, 2014, 27(6): 93–95.
Wu R B. Analysis of reducing torque ripple of induction motor direct torque control strategy[J]. *Development & Innovation of Machinery & Electrical Products*, 2014, 27(6): 93–95.
- [8] 李珍国, 章松发, 周生海, 等. 考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩系统[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(1): 139–146.
Li Z G, Zhang S F, Zhou S H, et al. Direct torque control of brushless DC motor considering torque ripple minimization[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(1): 139–146.
- [9] Veena P, Jeyabharath R. ANFIS based space vector modulation-DTC for switched reluctance motor drive[J]. *International Journal of Mathematics and Soft Computing*, 2015, 5(1): 187–196.
- [10] Yu H, Chen Z. Three-phase induction motor DTC-SVPWM scheme with self-tuning PI-type fuzzy controller[J]. *International Journal of Computer and Communication Engineering*, 2015, 4(3): 204–210.
- [11] Chikhi A, Benmessaoud F. Fuzzy direct torque control for induction motor drive system based on space vector modulation[J]. *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, 2015, 2(2): 91–97.
- [12] 杨帆, 林珍. 改进滑模观测器的永磁同步电机 SVM-DTC 系统[J]. *电气自动化*, 2015, 37(1): 4–6.
Yang F, Lin Z. SVM-DTC system for PMSM based on an improved sliding-mode observer[J]. *Electrical Automation*, 2015, 37(1): 4–6.
- [13] 刘健楠, 马西庚, 孔鹏, 等. 三相感应电机 SVM-DTC 系统[J]. *电气传动*, 2015, 45(5): 21–25.
Liu J N, Ma X G, Kong P, et al. Three-phase induction motor SVM-DTC system[J]. *Electric Drive*, 2015, 45(5): 21–25.
- [14] 李政学, 张永昌, 李正熙, 等. 基于简单占空比调节的异步电机直接转矩控制[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(1): 72–80.
Li Z X, Zhang Y C, Li Z X, et al. A direct torque control strategy of induction motor drives with simple duty ratio regulator[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(1): 72–80.
- [15] 王科良, 朱志宇, 金贺, 等. 基于空间矢量调制的 PMSM 直接转矩控制研究[J]. *电子设计工程*, 2015, 23(16): 167–170.
Wang K L, Zhu Z Y, Jin H, et al. Direct torque control of PMSM based on space vector modulation[J]. *Electronic Design Engineering*, 2015, 23(16): 167–170.
- [16] 韩亚军, 朱亚红. 基于滑模和空间矢量调制的永磁同步电动机直接转矩控制[J]. *微特电机*, 2012, 40(6): 53–56.
Han Y J, Zhu Y H. Direct torque control of an PMSM using sliding mode and space vector modulation[J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2012, 40(6): 53–56.
- [17] Ying L, Ran L. An improved method for direct torque control system[C]//2013 Third International Conference on Intelligent System Design and Engineering Applications (ISDEA). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 294–296.
- [18] Yuan J, Ma X, Liu J. Simulation research of induction motor based on SVM-DTC with three-level inverter[C]//2015 5th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 410–413.
- [19] 汤蕴璆, 王成元. 交流电机动态分析[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2015: 78–123.
Tang Y Q, Wang C Y. Dynamic analysis of AC motor[M]. 2nd ed. Beijing: Machinery Industry Press, 2015: 78–123.
- [20] 赵辉, 胡仁杰. SVPWM 的基本原理与应用仿真[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(14): 350–353.
Zhao H, Hu R J. Space-vector pulse width modulation and it's simulation based on Simulink[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(14): 350–353.
- [21] 李红, 罗裕, 韩邦成, 等. 带通滤波器法电压积分型定子磁链观测器[J]. *电机与控制学报*, 2013, 17(9): 8–16.
Li H, Luo Y, Han B C, et al. Voltage integral model for stator flux estimator based on band-pass filter[J]. *Electric Machines and Control*, 2013, 17(9): 8–16.
- [22] Madhu R K, Mathew A. MATLAB/SIMULINK model of field oriented control of PMSM drive using space vectors[J]. *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 2013, 6(3): 1355–1364.

- Computation, 2013, 17(2): 241–258.
- [9] Li C, Yang S, Nguyen T T. A self-learning particle swarm optimizer for global optimization problems[J]. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2012, 42(3): 627–646.
- [10] Liang J J, Qin A K, Suganthan P N, et al. Comprehensive learning particle swarm optimizer for global optimization of multimodal functions [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2006, 10(3): 281–295.
- [11] El-Abd M. A hybrid ABC-SPSO algorithm for continuous function optimization[C]//IEEE Symposium on Swarm Intelligence (SIS). Piscataway, NJ: IEEE, 2011: 1–6.
- [12] Shi Y, Eberhart R C. A modified particle swarm optimizer[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Evolutionary Computation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1998: 69–73.
- [13] Shi Y, Eberhart R C. Fuzzy adaptive particle swarm optimization[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Evolutionary Computation. Piscataway, NJ: IEEE, 2001: 101–106.
- [14] Ratnaweera A, Halgamuge S K, Watson H C. Self-organizing hierarchical particle swarm optimizer with time-varying acceleration coefficients [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2004, 8(3): 240–255.
- [15] 朱喜华, 李颖晖, 李宁, 等. 基于群体早熟程度和非线性周期振荡策略的改进粒子群算法[J]. 通信学报, 2014(2): 182–189.
Zhu X H, Li Y H, Li N, et al. Improved PSO algorithm based on swarm prematurely degree and nonlinear periodic oscillating strategy[J]. Journal on Communications, 2014(2): 182–189.
- [16] 中西信男, 水野正宪, 刘方平. 青年期的意义(二)[J]. 当代青年研究, 1987(2): 28–31.
Chongxi X N, Shuiye Z X, Liu F P. The meaning of youth (II)[J]. Contemporary Youth Research, 1987(2): 28–31.
- [17] 范成礼, 邢清华, 李响, 等. 带反向预测及斥力因子的改进粒子群优化算法[J]. 控制与决策, 2015, 30(2): 311–315.
Fan C L, Xing Q H, Li X, et al. Improved particle swarm optimization algorithm with reverse forecast and repulsion[J]. Control and Decision, 2015, 30(2): 311–315.
- [18] Mendes R, Kennedy J, Neves J. The fully informed particle swarm: Simpler, maybe better[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2004, 8(3): 204–210.
- [19] Zhan Z, Zhang J, Li Y. Adaptive particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Systems, Man & Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2009, 39(6): 1362–1381.
- [20] 戴婉仪, 张梅, 吴凯华, 等. 基于诺兰模型思想的改进混沌粒子群优化算法及评价[J]. 控制与决策, 2015, 30(12): 2121–2128.
Dai W Y, Zhang M, Wu K H, et al. Improved chaotic particle swarm optimization algorithm and valuation based on Nolan model thinking[J]. Control and Decision, 2015, 30(12): 2121–2128.

作者简介

李荣雨(1977–), 男, 博士, 副教授. 研究领域为工业系统的监控与优化控制.
周志勇(1990–), 男, 硕士生. 研究领域为智能优化算法及其应用.

(上接第 223 页)

- [23] 罗萍, 吕霞付, 唐贤伦, 等. 感应电机直接转矩控制系统仿真研究[J]. 电测与仪表, 2012, 49(3): 28–32.
Luo P, Lv X F, Tang X L, et al. Emulation research of direct torque control of induction motor[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2012, 49(3): 28–32.
- [24] 高键, 姜星星. 基于 SVM 的永磁同步电机直接转矩控制的仿真研究[J]. 科学技术与工程, 2013, 13(1): 63–69.
Gao J, Jiang X X. Simulation study in direct torque control for permanent magnet synchronous motor based on space vector modulation[J]. Science Technology and Engineering, 2013, 13(1): 63–69.

作者简介

祁世民(1991–), 男, 硕士生. 研究领域为永磁同步电机直接转矩控制.
楚远征(1991–), 男, 硕士生. 研究领域为永磁同步电机抗饱和控制.
王永(1962–), 男, 博士, 教授, 博士生导师. 研究领域为运动体控制, 振动主动控制.