

基于快速趋近率 SMC 的 PMSM 无速度传感器矢量控制研究

廉志强

(黑龙江科技大学电气与控制工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150022)

摘要: 扩展卡尔曼滤波器 (EKF) 和脉振高频电压注入法在永磁同步电动机 (PMSM) 的无速度传感器矢量控制系统中有良好的估计效果, 但是传统 PI 速度环在无速度传感器矢量控制系统中动态性能不佳。针对此情况, 应用快速趋近率滑模控制 (SMC), 并通过遗传算法确定其参数, 在 PMSM 无速度传感器矢量控制系统中验证其估计效果, 并且和传统 PI 以及指数趋近率 SMC 进行比较仿真。仿真结果表明, SMC 具有更好的动态性能, 且新型趋近率 SMC 速度环系统超调更小, 动态性能更好。

关键词: 永磁同步电动机; 扩展卡尔曼滤波器; 脉振高频电压注入; 滑模控制; 虚拟空间矢量法; 遗传算法

Speed sensor-less vector control study of PMSM based on a fast reaching rate SMC

LIAN Zhiqiang

(School of Electrical Engineering, Heilongjiang University of Science and Technology, Harbin 150022, China)

Abstract: Extended Kalman filter (EKF) and pulsating high frequency voltage injection had good estimation effect in speed sensor-less vector control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM), however, the traditional PI speed loop had poor dynamic performance in sensor-less vector control system. In view of this situation, the fast rate sliding mode control (SMC) whose parameters are determined by genetic algorithm is applied to verify the estimation effect in PMSM speed sensor-less vector control system. The simulation results are compared with traditional PI and SMC. The simulation results show that the SMC has better dynamic performance, and based on the new approach rate, SMC has smaller overshoot and better dynamic performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor; extended Kalman filter; pulsating high frequency voltage injection; sliding mode control; virtual space vector pulse width modulation; genetic algorithm

0 引言

永磁同步电动机 (PMSM) 具有结构简单、运行可靠、体积小、质量轻、损耗小、效率高以及电动机的形状和尺寸可以灵活多样等

显著优点^[1-2]。由于机械速度和位置传感器有一定的局限性且成本较高, 所以可代替机械传感器的无传感器控制技术是目前研究的热点。但是, 目前还没有一种观测器可以同时观测出低速和高速时转子位置和转速。文献[3]在低

速采用流频比 (I/f) 起动方法, 中高速采用 EKF 观测器方法。但是, 在低速时并没有观测出转子转速和位置。文献[4]在低速采用脉振高频电压注入法, 中高速采用 EKF 观测器法, 可以在全速域状态下观测出转子信息。但是 PMSM 是一个强耦合和复杂的非线性系统, 因此采用传统 PI 速度闭环控制方法, 系统的动态性能不是很好。而滑模控制通过使系统在一定条件下沿规定的状态轨迹做小幅、高频率的上下运动, 且滑模模态是可以设计的, 并且与系统的参数和扰动无关, 因此 SMC 具有很好的鲁棒性。文献[5]将 SMC 引入 PMSM 控制中, 并且采用模糊控制来抑制 SMC 的抖动,

得到良好的动态性能。

但是模糊 SMC 较为复杂, 文献[6]提出了快速趋近率 SMC 的概念, 表明用新型趋近率 SMC 速度环也可以降低系统的抖动, 且系统较为简单, 因此可以将新型趋近率 SMC 引入 PMSM 的全速域无感控制中, 并且通过遗传算法确定其初值, 提高系统的动态性能。

1 PMSM 控制系统建模

图 1 给出了采用 $i_d = 0$ 控制方法的三相 PMSM 矢量控制框图, 由图 1 中可以看出三相 PMSM 矢量控制主要包括速度和电流双环、VSVPWM、EKF 和高频电压注入法四部分。

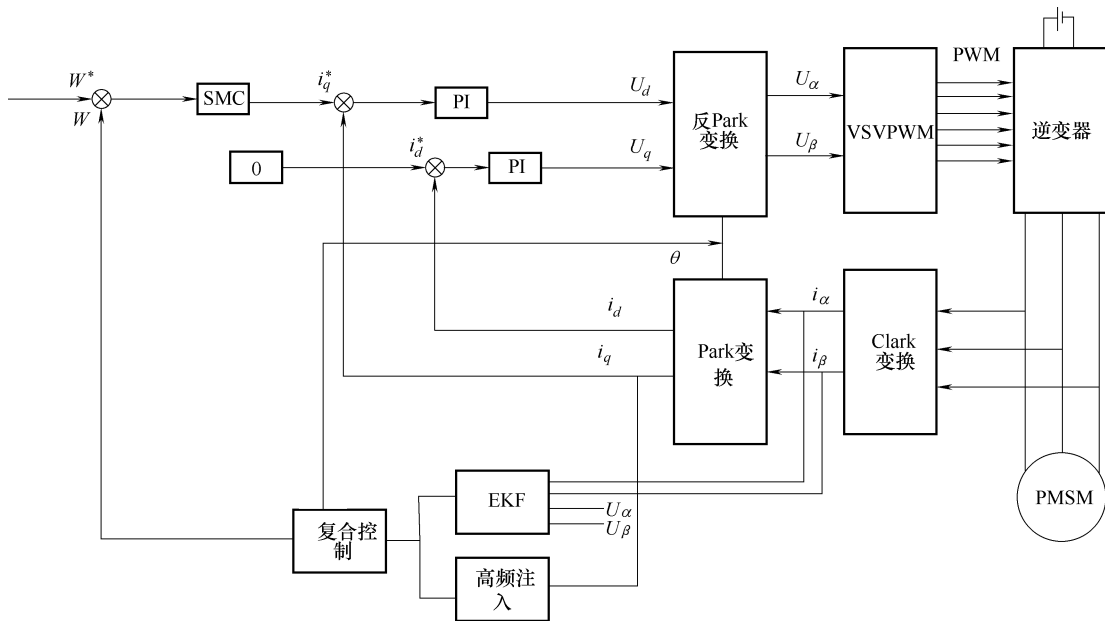


图 1 PMSM 矢量控制框图

Fig. 1 PMSM vector control block diagram

PMSM 在两相旋转坐标下的定子电压方程为

$$\begin{cases} U_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ U_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e (L_d i_d + \Psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_d 、 U_q 为三相定子电压在 d - q 坐标系下的电压分量; R 为定子电阻; i_d 、 i_q 为三相定

子电压在 d - q 坐标系下电流分量; ω_e 为电角速度; L_d 、 L_q 为定子电感在 d - q 坐标系下电感分量 (表贴 PMSM 的 d - q 轴电感相等, 即 $L_d = L_q = L_s$); Ψ_f 为永磁体磁链。

表贴 PMSM 电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{2}{3} P_N i_q \Psi_f \quad (2)$$

式中, T_e 为电磁转矩; P_N 为极对数。

PMSM 矢量控制系统中, i_d 控制励磁, i_q 控制转矩, 由此可知, PMSM 已实现静态解耦, 当 $i_d=0$ 时, 控制 i_q 即可控制电磁转矩, 进而控制 PMSM 转速。

2 无速度传感器

2.1 状态观测器

状态空间表达式为

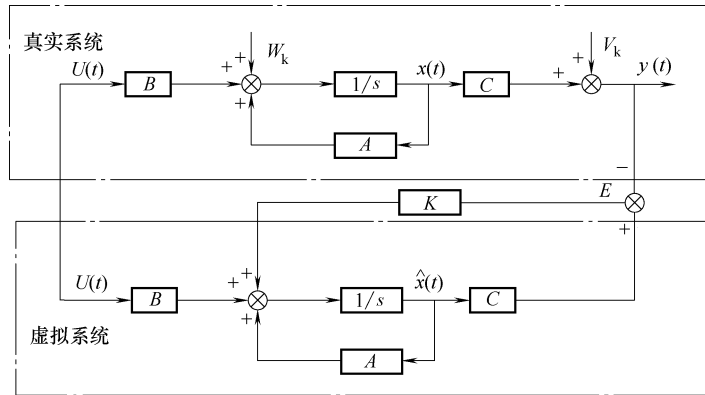


图 2 状态观测器

Fig. 2 State transducer

图 2 中, W_k 为系统噪声; V_k 为量测噪声; K 为增益。

2.2 扩展卡尔曼观测器

由 PMSM 在 α - β 轴电压方程可知, 反电动势项包含转子位置和速度信息, 故可通过在 α - β 轴建立状态方程, 并用 EKF 估计出转子信息。

$$\begin{cases} U_\alpha = Ri_\alpha + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_e \Psi_f \sin\theta \\ U_\beta = Ri_\beta + L_s \frac{di_\beta}{dt} - \omega_e \Psi_f \cos\theta \end{cases} \quad (4)$$

PMSM 状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} \omega_e \Psi_f \sin\theta + \frac{1}{L_s} u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s} i_\beta - \frac{1}{L_s} \omega_e \Psi_f \cos\theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ \frac{d\omega_e}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_e \end{cases} \quad (5)$$

对比状态空间表达式可得

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3)$$

式中, x 为系统状态变量, $f(x) = Ax$; y 为系统输出; A 、 B 和 C 为系数矩阵; u 为系统输入。

图 2 给出了状态观测器的控制框图, 由图 2 中可知, 状态观测器重构了一个虚拟系统, 然后通过控制误差使其接近零来让估计值趋近于实际值。

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{d\omega_e}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_e \\ \theta \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} \omega_e \Psi_f \sin\theta + \frac{1}{L_s} u_\alpha \\ -\frac{R}{L_s} i_\beta - \frac{1}{L_s} \omega_e \Psi_f \cos\theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

PMSM 的 EKF 估计方程

(1) 预测方程

$$\begin{cases} \hat{x}_{k|k-1} = \hat{x}_{k-1|k-1} + [f(k-1|k-1)\hat{x}_{k-1|k-1} + Bu] \times T_s \\ \hat{y}_{k|k-1} = C\hat{x}_{k|k-1} \end{cases} \quad (9)$$

(2) 预测方差阵

$$P_{k|k-1} = [I + T_s F_{k|k-1}] P_{k-1|k-1} [I + T_s F_{k|k-1}]^T + Q \quad (10)$$

(3) 卡尔曼增益

$$K_{k|k-1} = P_{k|k-1} C^T (C P_{k|k-1} C^T + R)^{-1} \quad (11)$$

(4) 修正状态方程

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_{k|k-1} (y_k - C\hat{x}_{k|k-1}) \quad (12)$$

(5) 迭代协方差阵

$$P_{k|k} = (I - K_{k|k-1} C) P_{k|k-1} \quad (13)$$

通过多次迭代即可求出在一定误差范围内的最优估计值。

2.3 脉振高频电压注入法

扩展卡尔曼观测器通过提取反电动势上的转子信息得到估计的转子位置和转速，在中高

速估计准确度高，但是在低速时，由于反电动势非常小，通常难以提取，无法在低速时估计转子信息。所以需要结合能在低速准确测量转子信息的方法，而脉振高频电压注入法是一个很好的选择。脉振高频电压注入法不通过反电动势，而是把高频电压信号叠加在基波信号上，把相应的高频电流抽取出来，并通过建立转子位置观测器，即可得到低速时转子信息。

PMSM 的机械运动方程为

$$\frac{J}{P_N} \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - T_L - \frac{B}{P_N} \omega_e \quad (14)$$

式中， J 为转动惯量； B 为阻尼系数 ($B=0$)； T_L 为负载转矩； ω_e 为电角速度； P_N 为极对数。

把电角速度作为估计量，可得

$$\frac{d\hat{\omega}_e}{dt} = \frac{P_N}{J} T_e - \frac{P_N}{J} T_L - \frac{B}{J} \hat{\omega}_e \quad (15)$$

构建的转子位置跟踪观测器框图如图 3 所示。

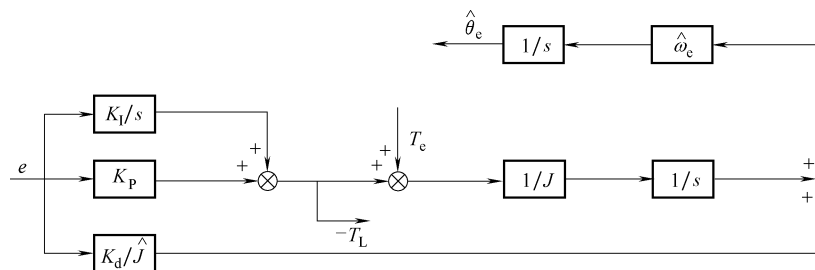


图 3 转子位置观测器

Fig. 3 Rotor position observer

由文献[8]根据饱和凸极性效应可以求出转子初始角。

2.4 复合控制

EKF 观测器适用于中高速，高频电压注入法在低速情况下性能好，所以需要一种复合算法，让两者平稳切换，这样就可以在全速域观测转子信息。选用的复合算法为加权复合方式，切换转速段为 400~500 r/min。

$$\begin{cases} A+B=1 \\ \hat{\omega} = A\omega_g + \omega_k, A = \begin{cases} 1 \\ 500-\hat{\omega} \\ 500-400 \\ 0 \end{cases} \\ \hat{\theta} = A\theta_g + B\theta_k \end{cases} \quad (16)$$

式中， A 为高频电压注入法所占权重； B 为 EKF 观测器所占权重； ω_g 为高频电压注入法预测电角速度； ω_k 为 EKF 观测器预测电角速度； θ_g 为高频电压注入法预测角度； θ_k 为 EKF 观测器预测角度； $\hat{\omega}$ 为复合算法预测电角

速度; $\hat{\theta}$ 为 EKF 观测器预测角度。

3 双环参数整定

3.1 电流环参数整定

用文献 [9] 的内模控制策略来整定 PI 参数

$$\begin{cases} K_{dp} = 2\pi R \\ K_{di} = 2\pi \frac{R^2}{Ls} \end{cases}, \begin{cases} K_{qp} = 2\pi R \\ K_{qi} = 2\pi \frac{R^2}{Ls} \end{cases} \quad (17)$$

3.2 速度环参数整定

3.2.1 遗传算法

指数趋近率 SMC 和快速趋近率 SMC 参数难以整定, 需引入遗传算法按照目标函数自动整定参数。

遗传算法使用群体搜索技术, 通过对当前群体施加选择、交叉和变异等一系列遗传操作, 从而产生出新一代的群体, 并逐步使群体进化到或接近最优解的状态^[10]。可用来确定速度环的参数。

目标函数使用时间绝对误差积分 (ITAE), ITAE 值越小, 瞬态响应的震荡性越小。

$$J_{ITAE} = \int_0^{t_1} t |\omega^*(t) - \omega(t)| dt \quad (18)$$

目标函数越小越好, 因此个体适应度取目标函数的倒数, 适应度越大, 生存到下一代的概率越大。目标函数 F 计算公式为

$$F = \frac{1}{J_{ITAE}} \quad (19)$$

种群大小: $M = 30$; 迭代次数: $G = 100$; 编码类型: 浮点数编码; 交叉概率: $P_c = 0.9$; 变异概率: $P_m = 0.1$;

选择算子: 确定式采样选择

$$N_i = M \times \frac{F_i}{\sum_{i=1}^M F_i} \quad (20)$$

N_i 整数部分为各个个体在下一代群体中期望生存目标, 然后按照其小数部分进行降序排

序, 按照顺序选择个体数直至群体数量和上一代群体数量一致。确定式采样可保证适应度大的个体一定能够被保留在下一代群体中^[10], 可降低进化代数。

交叉算子: 算数交叉

$$\begin{cases} x_A^{t+1} = \alpha x_B^t + (1-\alpha) x_A^t \\ x_B^{t+1} = \alpha x_A^t + (1-\alpha) x_B^t \end{cases} \quad (21)$$

式中, x_A 、 x_B 为一个个体; α 为每一代都随机生成 0~1 范围内的随机数。

变异算子: 基本位变异。

3.2.2 传统 PI 速度环

传统 PI 通过“有功阻尼”的概念对转速环 PI 调节器的参数进行设计, 并通过试凑法进行参数微调, 相对于采用典型 II 系统进行 PI 参数整定方法, 此方法简单有效, 根据文献 [2] 可得 PI 参数可整定为

$$\begin{cases} K_p = \frac{\beta J}{1.5 P_N \psi_f} \\ K_i = \beta K_p \end{cases} \quad (22)$$

求得传统 PI 速度环参数为: $K_p = 0.13$; $K_i = 1.3$ 。

3.2.3 指数趋近率 SMC

指数趋近率计算公式为

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs, \varepsilon, q > 0 \quad (23)$$

式中, s 为滑模面函数; q 和 ε 为趋近速度参数。

由文献 [2] 可得: 交轴参考电流为

$$i_q^* = \frac{2J}{3P_N \psi_f} \int_0^t [cx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs] d\tau \quad (24)$$

式中, $c > 0$ 为待设计参数。

由遗传算法整定的参数为: $q = 0.0057$; $c = 100$, $\varepsilon = 1.9059$ 。

3.2.4 快速趋近率 SMC

由文献 [6] 可知, 新型趋近率为

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{|x_1|k}{|x_1|\varepsilon + (1-|x_1|\varepsilon)e^{-\delta|s|}} \times \operatorname{sigmoid}(s) \quad (25)$$

式中, x_1 为控制系统状态变量; $k>0$; $\delta>0$; $0<\varepsilon<1$ 为待求参数。

sigmoid 函数为

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{2}{1+e^{(-as)}} - 1 \quad (26)$$

和符号函数相比, sigmoid 函数是连续的, 并且可通过改变 a 的大小调整函数的斜率, 使控制效果更优良。

当 $|s|$ 增加时, 即系统远离滑模切换面, 趋近速度为 $\frac{k}{\varepsilon}$, 由于 $0<\varepsilon<1$, 所以, 相比于等速趋近率要快, 当 $|s|$ 减少时, 即系统靠近滑模切换面, 趋近速度逐渐接近 0, 故可以削弱抖振现象。

采用李雅普诺夫稳定性判据来判断滑模控制的稳定性。

$$\dot{s}s = \frac{-|x_1|k\text{sigmoid}(s)}{|x_1|\varepsilon + (1-|x_1|\varepsilon)e^{-\delta|s|}} \leq 0 \quad (27)$$

可知系统是渐进稳定的。

定义滑模切换面为

$$s = e = \omega_{\text{ref}} - \omega \quad (28)$$

求导得

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d\omega_{\text{ref}}}{dt} - \frac{d\omega}{dt} \quad (29)$$

结合 PMSM 机械运动方程和电磁转矩方程有

$$\dot{s} = -\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left(T_L - \frac{3}{2} P_N \psi_f i_q \right) \quad (30)$$

可得 q 轴参考电流为

$$i_q^* = \frac{2}{3P_N\psi_f} (T_L - J\dot{s}) \quad (31)$$

当 $T_L=0$ 时, 速度滑模控制器为

$$i_q^* = \frac{2J}{3P_N\psi_f} \frac{|x_1|k}{|x_1|\varepsilon + (1-|x_1|\varepsilon)e^{-\delta|s|}} \times \text{sigmoid}(s) \quad (32)$$

由遗传算法整定的参数为: $k=100$; $\varepsilon=0.0741$, $\delta=0.0073$ 。

4 仿真结果分析

4.1 仿真参数

仿真时间为 1.5 s; 0~0.3 s 内给定转速为 30 r/min; 0.3~0.7 s 内给定转速为 300 r/min; 0.7~1.15 s 给定转速为 1000 r/min; 1.15~1.5 s 给定转速为 800 r/min; 母线电压 $U_{dc}=1000$ V; d 轴高频注入电压频率为 1000 Hz; 逆变桥开关频率为 10 kHz。

PMSM 参数如表 1 所示:

表 1 所选电动机参数

Tab. 1 The parameters of selected motor

参数	数值
额定频率/Hz	50
额定转速/(r/min)	1000
定子电阻/ Ω	0.958
定子电感/mH	5.25
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.003
极对数	4
永磁体磁链/($\text{V} \cdot \text{s}$)	0.1872

4.2 传统 PI 速度环

传统 PI 速度环控制的转子转速和角度如图 4。从图中可看出, 系统的超调过大且动态速度慢。

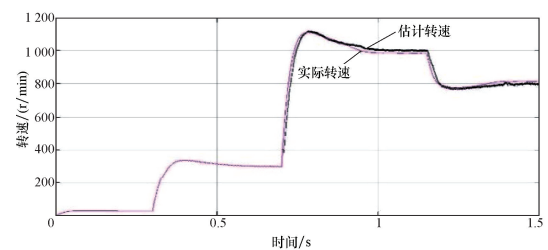


图 4 传统 PI 控制转速

Fig. 4 Traditional PI control speed

4.3 指数趋近率 SMC 速度环

指数趋近率速度环控制的转子转速和角度如图 5 所示。从图中可看出, 相比与传统 PI 速度环, 动态性能有所改善, 但是超调还是比较大。

4.4 快速趋近率 SMC 速度环

快速趋近率速度环控制的转子转速和角度如

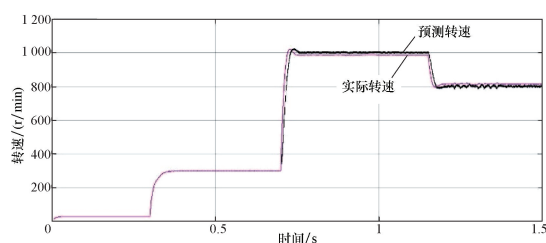


图5 指数趋近率 SMC 转速

Fig. 5 Exponential reaching rate SMC speed

图6。从图中可看出,相比与传统PI和指数趋近率SMC速度环,超调小而且动态性能也优于前两者。

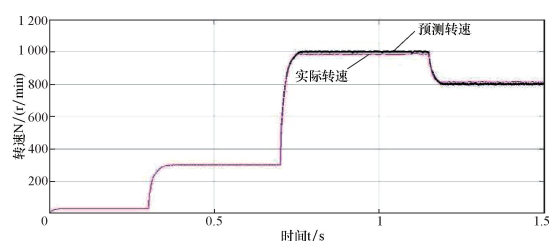


图6 快速趋近率 SMC 转速

Fig. 6 Fast reaching rate SMC speed

5 结束语

通过EKF和高频电压注入的复合控制代替机械的传感器,从仿真图中可以看出,估计转速和实际转速的偏差在10 r/min之内,估计角度基本拟合实际角度,复合估计的准确度较高并且降低了成本。

通过传统PI、指数趋近率和快速趋近率三种速度环的对比,可以计算出三者从300~1000 r/min的动态响应时间分别为0.31 s、0.06 s和0.07 s,三者超调量分别为11.5%、2.4%和0%,可以看出快速趋近率SMC具有超调小、动态响应时间短等优良特性,最后通过实验验证了该方法的可行性。**EA**

参考文献

- [1] 陈晓鸥. 基于60°坐标系下三电平逆变器SVPWM控制策略研究[D]. 太原: 太原理工大学, 2017.
- [2] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及MATLAB仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [3] 庞晴晴. 永磁同步电机无传感器控制技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2014.
- [4] 林巨广, 鲍子威, 陈桐. 永磁同步电机全速度段无位置传感器控制策略研究[J]. 微电机, 2018, 51(1): 34-38.
- [5] 徐冬磊. 基于滑模变结构的永磁同步电机矢量控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2019.
- [6] 王颖, 徐建英, 陈官如, 等. 基于快速趋近率的永磁同步电机滑膜控制[J]. 辽宁科技大学学报, 2018, 41(1): 46-51.
- [7] 田士侠. 高频注入法永磁同步电机转子位置检测方法研究[D]. 济南: 山东大学, 2010.
- [8] 刘海东. 永磁同步电机脉振高频信号注入法无位置传感器控制研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2014.
- [9] 王敦胜. 基于内模控制的永磁同步电机控制研究[J]. 煤炭工程, 2012(11): 79-81.
- [10] 周明, 孙树栋. 遗传算法原理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.

作者简介



廉志强

廉志强(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子及电力传动。

(收稿日期: 2021-04-19)