

基于电动汽车驱动用无刷直流电机控制仿真^{*}

柳 振, 郭 庆, 徐翠锋

(桂林电子科技大学 电子工程与自动化学院, 广西 桂林 541004)

摘 要: 通过研究电动汽车中无刷直流电机 (BLDCM) 负载运行时电机的性能与负载之间的密切关系, 针对 BLDCM 调速应用, 提出了一种改进广义预测控制的算法。通过对仿真模型中的 BLDCM 的数学模型分析, 建立 BLDCM 的控制系统并进行仿真研究。仿真结果表明: 当采用改进广义预测算法, 与以往的 PID 控制算法相比, BLDCM 的负载稳态精度以及最大转速波动都得到明显的改善, 具有响应快、控制精度高、电机负载抗干扰能力强等特点, BLDCM 可满足电动汽车行驶中 BLDCM 运行的要求。

关键词: 广义预测控制; 无刷直流电机模型; 控制系统

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)07-0102-07

Simulation of Brushless DC Motor Control Based on Electric Car Drive^{*}

LIU Zhen, GUO Qing, XU Cuifeng

(School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: By studying the close relationship between the motor performance and the load during brushless DC motor (BLDCM) operation in electric vehicle, aiming at the application of BLDCM, an improved generalized predictive control algorithm was proposed. By analyzing the mathematical model of BLDCM in simulation model, the control system of BLDCM was established and simulated. The simulation results showed that, compared with the traditional PID control algorithm, the load steady-state accuracy and maximum speed fluctuation of BLDCM could be significantly improved when the improved generalized prediction algorithm was adopted. The method had the advantages of fast response, high control precision, Interference ability and other characteristics. Therefore, this simulation control model could meet the requirements of BLDCM running in electric vehicle.

Key words: generalized predictive control; brushless DC motor model; control system

0 引 言

电动机以及控制器是电动汽车的核心所在, 并且电动汽车的电动机在各种恶劣的环境中应具有较强的负载干扰能力、较宽的调速范围。当今电动汽车的研发中使用最多的就是利用无刷直流电机 (Brushless DC Motor, BLDCM) 作为电动汽车的动力。BLDCM 的换向器与有刷的不同, 采用电

子进行换向, 在换向时直流与交流的变换使得在电机进行调速时保持良好的性能, 而且转化效率高、转矩密度大、持续高速运转, 在航空、充电汽车等使用到无刷直流电机方面具有明显优势^[1-4]。但是, BLDCM 的调速系统并不是线性变化, 而且在实际应用中参数多变化, 没有一种在实际应用中的良好模型进行控制^[5-6], 而且传统的 PID 算法调速并不具有优先控制以及对速度进行精确调

^{*} 基金项目: 广西自动检测技术与仪器重点实验室 2017 年度主任基金 (YQ17112); 桂林市科学研究与技术开发计划项目 (20170113-15); 厦门大学水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室开放课题 (201601)

作者简介: 柳 振 (1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为智能控制研究及相关硬件。

郭 庆 (1963—), 男, 教授, 研究方向为微弱信号控制测控技术、嵌入式测控技术及电机控制技术。

徐翠锋 (1977—), 女, 硕士研究生, 高级实验师, 研究方向信号处理、微弱信号测控技术。

节^[7-9],尤其是在恶劣的环境中,电动汽车的电机中的控制参数会发生变化。

本文将 BLDCM 调速中的广义预测控制 (Generalized Predictive Control, GPC) 算法的基础进行改进^[10],主要的改进方法是在电机的参数输出的数值与最初的设定数值进行 PID 的柔性转换,所得参数轨迹作为改进方法的理想设定轨迹,并且通过在得到理想设定轨迹之前,利用受控自回归积分滑动平均模型对后一时刻的输出值进行预测,将预测的理想轨迹理论得到的性能指标进行最优化算法求出最优解,得到的最优解作为电机控制的增加量^[11]。通过仿真来与预测的理论值进行比较,验证该算法的可行性。利用 ASM 模型中的 BLDCM 模型,进行构建改进算法的模型,在固定的转速、强负载环境、低负载环境 3 种情况下进行仿真研究。

1 改进 GPC 算法

GPC 算法最小方差采用 CARIMA 模型^[12]:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + \frac{C(z^{-1})\xi(t)}{\Delta} \quad (1)$$

其中: $A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_nz^{-n}$;

$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{n_b}z^{-n_b}$;

$C(z^{-1}) = c_0 + c_1z^{-1} + \dots + c_{n_c}z^{-n_c}$;

式中: $y(t)$ —— t 时刻的系统输出;

$u(t)$ —— t 时刻的控制量;

t ——采样控制的离散时间点;

z^{-1} ——后移算子;

Δ ——差分算子;

$\deg B(z^{-1}) = n_b$;

$\deg$ ——多项式的次数;

$\xi(t)$ ——方差相同、零均值、有界、不相关;

$\Delta = 1 - z^{-1}$;

$\frac{1}{\Delta} = \frac{1}{1 - z^{-1}} = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-i}$;

i ——后移 i 步, $i=1, 2, \dots, n$ 。

忽略 $\xi(t)$ 的影响,式(1)可以看作带有回归项的输入输出模型:

$$y(t) + a_1y(t-1) + \dots + a_{n_a}y(t-n) = b_0u(t-1) + \dots + b_{n_b}u(t-n_b-1) \quad (2)$$

根据预测优化需要考虑 Diophantus 方程^[13-17]。由式(2)可知,在任意时间得到的参数输出值之间存在一定的关系。为防止不同的时间输出值给仿真带来的误差,利用式(3)进行误差消除^[18-19]:

$$1 = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (3)$$

其中: $E_j(z^{-1}) = e_{j,0} + e_{j,1}z^{-1} + \dots + e_{j,j-1}z^{-(j-1)}$,
 $F_j(z^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1}z^{-1} + \dots + f_{j,n}z^{-n}$

根据式(1)和式(3),推导出 t 时刻对 $t+j$ 时刻最优输出预测为

$$\hat{y}(t+j) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (4)$$

假设在 t 时刻得到的优化性能指标可表示为

$$\min J(t) = E \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} [y_r(t+j) - y(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_U} \lambda(j) \Delta u^2(t+j-1) \right\} \quad (5)$$

式中: E ——整个公式的数学期望;

$y_r(t+j)$ —— $t+j$ 时刻参考的输出期望;

N_1, N_2 ——整个性能优化的开始值与结束值,为了使参考的对象动态特性能够充分体现出来,在设定参数时, N_1 大于对象的时滞数, N_2 应趋于无穷大;

N_U ——参考对象的控制时间段;

$\lambda(j)$ ——不小于零的控制加权系数,主要为了防止控制增量在整个系统中过分溢出。

在通常的广义预测算法中,从最开始输出 $y(t)$ 到设定的目标值 w 柔性转化过程过渡的方程参考轨迹为 $y_r(t+j) = \beta y(t+j-1) + (1-\beta)w$ ($0 \leq \beta < 1$)^[20]。为了得到性能指标最优解,通过式(5)中的性能指标优化,改进出传统的广义预测算法。其对象输出预期得到的值参考轨迹:

$$y_r(t+1) = y_r(t) + u(t) \quad (6)$$

其中:控制参考轨迹 $y_r(t+1)$ 的设定的 w 的参考轨迹控制量 $u(t)$ 的参考值是相互匹配的,因此利用 PID 算法的数字形式进行参数修改。具体的修改方式如式(7)所示:

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) \quad (7)$$

$$\Delta u(t) = k_p[e(t) - e(t-1)] + k_i e(t) + k_d[e(t) - 2e(t-1) + e(t-2)] \quad (8)$$

$$e(t+1) = w - y_r(t+1) \quad (9)$$

式中: k_p, k_i, k_d ——PID 参数。

在实际的对象系统中需要去确定参考对象的轨迹,不仅可以使参考系统中当前值平稳达到给定值,更需要输出值与 PID 算法的数字形式接近。故在设计的系统中要求 $|e(t+1)| \leq |e(t)|$ 。为了用式(4)预测优化性能指标式(5)中的最终输出,令 $G_j = E_j B$, 结合式(3)可得:

$$G_j = \frac{B(1-z^{-j}F_j)}{A\Delta} = \frac{B}{A\Delta} - z^{-j} \frac{BF_j}{A\Delta} \quad (10)$$

通过式(10)可以看出, G_j 中 j 项前的系数利用公式 $\frac{B}{A\Delta}$ 可以求出, 然后通过式(11)求出系统

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+N_1) | t \\ \vdots \\ \hat{y}(t+N_2) | t \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} g_{N1} & \cdots & g_1 & 0 & 0 \\ \vdots & & & \vdots & \\ g_{N2} & \cdots & & g_1 & \\ \vdots & & & \vdots & \\ & & \ddots & g_{N2-N2+1} & \end{bmatrix}, \tilde{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N_U-1) \end{bmatrix},$$

$$f = \begin{bmatrix} z^{N1-1}(G_{N1}(z^{-1}) - g_{N1,0} - \cdots - g_{N1,N1-1}z^{-(N1-1)})\Delta u(t) + F_{N1}y(t) \\ \vdots \\ z^{N2-1}(G_{N2}(z^{-1}) - g_{N2,0} - \cdots - g_{N2,N2-1}z^{-(N2-1)})\Delta u(t) + F_{N2}y(t) \end{bmatrix}$$

在系统中,根据模型的需要,可以不考虑输出值的影响,将式(12)代入式(5),并在 J 中对 u 进行求偏导数,然后 $\frac{\partial J}{\partial u} = 0$, 由此得出最优解的表达式为

$$\tilde{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (y_r - f) \quad (13)$$

其中: $y_r = [y_r(t+N_1), \cdots, y_r(t+N_2)]^T$ 。得到的值为最优化系统输出的预测参考值,可得实时的最优控制量为

$$\Delta u(t) = d^T (y_r - f) \quad (14)$$

其中: $d^T = (1, 0, \cdots, 0) (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$, 则求得的控制量为

$$u(t) = u(t-1) + d^T (y_r - f) \quad (15)$$

根据以上的算法可知,改进的 GPC 算法可以根据设定的参考值与预测值得出性能指标最优解,电动汽车驱动的设置可以根据该模型得出较好的理想效果。

2 改进 GPC 算法的 BLDCM 控制系统

2.1 BLDCM 的 CARIMA 模型

BLDCM 实质是以梯形波 PWM 为核心的自

阶跃响应:

$$y(z) = \Phi(z)u(z) = \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta} = g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2} + g_3 z^{-3} + \cdots \quad (11)$$

式中: $\Phi(z)$ ——系统的传递函数;

g_i ——系统的单位阶跃响应系数。

由以上可以得出 G_j 中的前 j 项的系数是系统中单位阶跃响应的前 j 项的设定值。由式(10)和式(11)得出 $g_{j,i} = g_{i+1} (i < j)$ 。根据广义预测算法的模型写出优化性能指标中最终输出 $y(t+j)$ 的预测优化值:

$$\hat{y} = G\tilde{u} + f \quad (12)$$

其中:

控变频同步电动机。为了搭建 BLDCM 的 CARIMA 模型,简化电机模型的建立与分析,根据运动与电磁转矩方程,可以得出 BLDCM 动态方程为

$$T_e - T_L = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{R_\Omega}{P} \omega \quad (16)$$

式中: T_e ——平衡负载转矩;

T_L ——负载转矩;

J ——转动惯量;

ω ——角速度;

R_Ω ——阻尼系数;

P ——磁极对数。

忽略负载转矩,可以简化系统模型,令

$T_L = 0, B = \frac{R_\Omega}{P}$, 则状态方程式(16)可表示为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (T_e - B\omega) \quad (17)$$

BLDCM 电磁转矩方程为

$$T_e = P_e / \omega = (i_A e_A + i_B e_B + i_C e_C) / \omega \quad (18)$$

式中: P_e ——电磁功率;

i_A, i_B, i_C ——三相定子电流;

e_A, e_B, e_C ——三相电动势。

不考虑换相过程及 PWM 波等因素的影响,任意两相都是导通的,所以电磁功率 $P_e = 2E_p i_d$, i_d 为电枢绕组电流, $E_p = \omega P \psi_p$, 其中 ψ_p 为最大磁链, 不计换向及 PWM 波等因素, BLDCM 电磁转矩方程为

$$T_e = k_t i_d = 2P \psi_p i_d \quad (19)$$

式中: k_t ——转矩系数, $k_t = 2P \psi_p$ 。

将式(19)代入式(16), 可得:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (k_t i_d - B\omega) \quad (20)$$

通过拉普拉斯变换对式(20)进行处理, 可得:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{i_d(s)} = \frac{k_t}{\frac{J}{P}s + B} \quad (21)$$

对系统加入零阶保持器, 同时忽略负载转矩, BLDCM 的 Z 传递函数可表示为

$$Z \left\{ \frac{1 - e^{-T_s}}{s} \cdot \frac{k_t}{\frac{J}{P}s + B} \right\} = \frac{bz^{-1}}{1 + (a-1)z^{-1} - az^{-2}} \quad (22)$$

其中: $a = -e^{-T_s PB/J}$, $b = k_t(1 - e^{-T_s PB/J})/B$, T_s 为采样周期。

则 BLDCM 控制系统的差分方程表示为

$$\omega(t) + (a-1)\omega(t-1) - a\omega(t-2) = bi_d(t-1) \quad (23)$$

ω 输出信号为 y , i_d 输入信号为 u , 则式(23)可以写成:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) \quad (24)$$

其中: $A(z^{-1}) = 1 + (a-1)z^{-1} - az^{-2}$, $B(z^{-1}) = b$ 。

模型中的参数根据 BLDCM 的模型得出。因为忽略了负载转矩的干扰, BLDCM 的 CARIMA 模型在该假设的条件下得出, 所以当不忽略负载转矩的影响时, 控制对象会因为预测模型的改变而出现与预期不符的现象。为了避免误差出现, 负载反馈补偿可以弥补和改善系统的性能。式(19)中忽略了换向过程带来的干扰, 在实际环境中存在负载转矩, 因此需要加入负载干扰。图 1 所示为设定负载 $T_L = 1 + \sin(\omega t)$ 时, 负载反馈的设定值与测量值在相同条件下的比较图。

引入的负载反馈的情况下, 控制量改变为

$$u(t) = u(t-1) + d^T(y_r - f) + \alpha F_L \quad (25)$$

其中: α 为转矩反馈系数, $0 < \alpha < 1$ 。

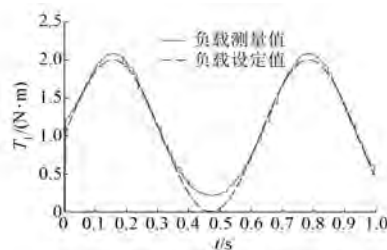


图 1 加入负载得出的测量值

2.2 改进 GPC 的 BLDCM 控制系统

通过改进 GPC 算法的基本理论, 本文设计了一种改进 GPC 的 BLDCM 控制系统。系统中速度调节采用改进算法, 电流调节采用传统的 PI 算法。电机的参数输出的数值与最初的设定数值进行 PID 的柔性转换的参考轨迹, 从开始的设定值进行平稳过渡, 最终输出值与 PID 得出的轨迹拟合, 拟合的数值作为 PID 轨迹的增量。在进行平稳过渡后得到轨迹 y_r 之后, 结合前一时刻的未来控制增量, 通过式(11)计算, 得出的输出预测值, 输出预测值 $y_m = \hat{y}$, 经过计算, 得到性能指标最优解, 即预测控制的变化量。将得到的预测控制的变化量的最初数值作为此时的变化量, 并且与 t 时刻输出量相加得出 $u(t+1)$, 将输出量 $u(t+1)$ 进行负载反馈补偿, 得到的数值作为电流环 PI 控制器的输入, 同时霍尔位置传感器输出的逻辑信号与 PI 控制器的输入相互作用, PWM 占空比控制信号由 PI 控制器输出量提供, 顺序控制功率开关器件的导通与关断, 完成电机的换相与调速。

3 仿真研究

利用仿真软件 MATLAB/Simulink 中搭建 BLDCM 控制系统的模型。其中, 试验电动机的参数如下: $R=0.2 \Omega$, $L=0.0004 \text{ H}$, $J=0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $k_t=0.128 \text{ N} \cdot \text{m/A}$, $B=0.01$, $P=4$ 。由以上电机参数和采样周期 $T_s=0.00005 \text{ s}$ 计算可得: $a=-0.998$, $b=0.00272$, 即 $B(z^{-1})=0.00272z^{-1}$, $A(z^{-1})=1-1.998z^{-1}-0.998z^{-2}$, 代入数据可得: $y(t)=1.998y(t-1)+0.998y(t-2)+0.00272u(t-1)$ 。

本文设计的控制系统的驱动模块采用三相逆变器, PWM 设定的频率为 20 kHz。电流环的调

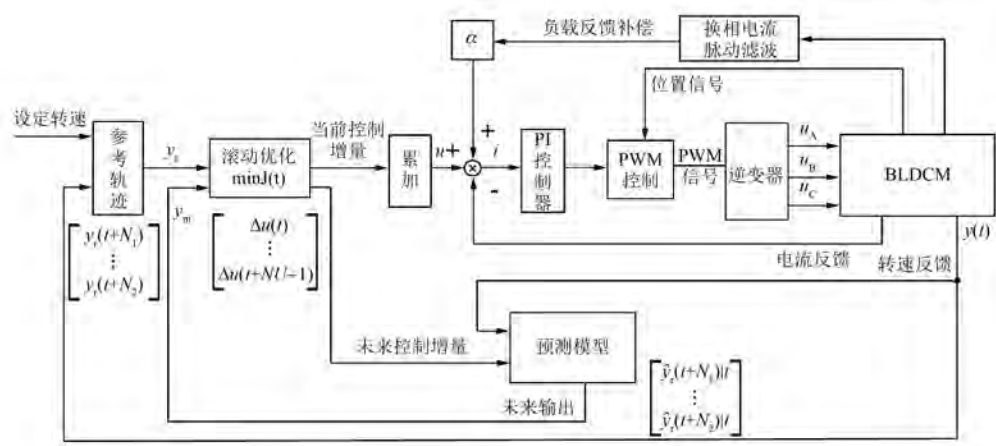


图2 基于改进广义预测控制的 BLDCM 控制系统

节器 PI 的参数为: $k_p = 3.099, k_i = 7\ 415.6$ 。负载反馈系数 $\alpha = 0.2$ 。改进 GPC 算法运用 $N_1 = 3; N_2 = 100; N_U = 10$; 权系数 $\lambda(j) = \begin{cases} 0 & (j < N_1) \\ 1 & (j \geq N_1) \end{cases}$ 。在固定的转速、强负载环境、低负载环境 3 种情况下进行仿真研究,通过比较分析电机在 3 种状态下的运行时转速转矩变化的仿真结果。其中:PID 参数为 $k_p = 0.087\ 8, k_i = 10.701\ 9, k_d = 0.000\ 2$;速度环滑模控制器参数为 $k_1 = 0.087\ 8, k_2 = 10.701\ 9, k_3 = 574.9$ 。传统 PID 算法和滑模控制算法的控制系统均加入了负载反馈扰动。

3.1 电机跟随设定转速动态性能比较分析

采用转速在 100~200 r/min 进行变化的方波,在改进 GPC 控制、滑模控制、传统 PID 控制 3 种情况下进行转速仿真。3 种转速变化仿真曲线如图 3 所示。根据得出的仿真可知,速度跟踪效果最好的是基于改进 GPC 算法。表 1 所示为 3 种不同的控制系统在仿真中得到的主要性能指标。根据表 1 可知,在传统 PID 算法下转速达到稳定状态的时间短,但是稳态误差比较大;在滑模控制算法下稳态误差比较小,

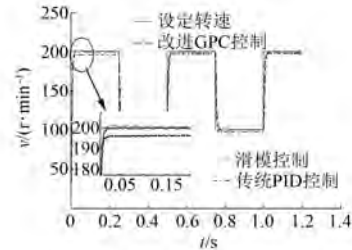


图3 3种算法设定转速的仿真变化曲线

但是达到稳态的时间比较长;在改进 GPC 算法下稳态误差与达到稳态的时间都是比较合理的。

表1 3种算法主要性能指标

性能指标	改进 GPC 控制	滑模控制	传统 PID 控制	
稳态误差	$e_{ss}(\pm 0.1\%)$	0.01%	0.6%	2.1%
调节时间	$t_s/s(\pm 0.01)$	0.023	0.13	0.026

3.2 强负载下电机主要性能比较分析

采用转速 ω 为 200 r/min 的方波进行电机调速。当在 0.1 s 时给电机加上负载转矩 $T_L = 1\ \text{N} \cdot \text{m}$,根据仿真结果得到电机的转速仿真曲线如图 4 所示。从图 4 中可看出,当电机加上强负载时,在改进 GPC 算法控制的电机转动波动小于其他 2 种算法的波动。对比 3 种控制算法的主要性能指标,根据仿真结果如表 2 所示。根据表 2 可知,在 PID 控制算法下稳态误差越来越大;在滑模控制算法下电机转速波动明显,稳态误差有很大的变化;在改进 GPC 算法下,电机加上负载,转

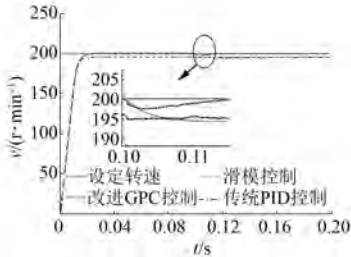


图4 加入强负载后 3 种算法的转速变化曲线

速下降到预算值,稳态误差可忽略不计。

表 2 加入强负载后三种算法主要性能指标

性能指标	改进 GPC 控制	滑模控制	传统 PID 控制	
稳态误差	$e_{ss}(\pm 0.1\%)$	0.4%	2.5%	2.8%
调节时间	$t_s/s(\pm 0.01)$	0.015	0.075	0.026

根据仿真结果得到改进 GPC 算法下在电机加上强负载后跟踪情况的仿真曲线结果如图 5 所示。在 K 时刻,由给电机进行 PID 柔性转化的轨迹方程代入式 (13) 后,在 BLDCM 发生作用后得到 $K+1$ 时刻的转数值, $K+1$ 时刻变化为 K 时刻。图 5 中的柔化轨迹是 $K+1$ 时刻 ($K=nT, n=1, 2, \dots$) 的既定的轨迹设定值。由图 5 可知,电机的转速与跟踪轨迹在一定的范围内相互影响。但根据式 (13) 可知,经过 PID 柔性转化之后的给定值对控制量大小产生影响,进一步影响整个系统的控制效果。

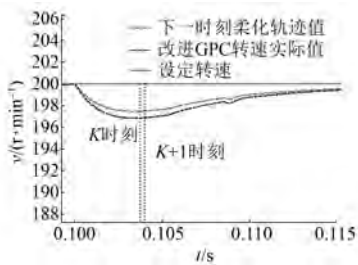


图 5 改进 GPC 算法加入强负载对轨迹的跟踪曲线

3.3 电机在负载变化时的性能比较分析

在电动汽车的 BLDCM 的实际应用中,由于环境的因素的不确定性,电动机本身接受的负载是在变化的。电动机适应不同的负载时转速的波动,关系到电动汽车的稳定行驶。本文用转矩 $T_L = 1 + \sin(\omega t)$ 简单模拟不同情况下负载的随机变化,在不同的转矩下 3 种不同的控制算法对电机的主要性能指标进行仿真模拟,得到的结果如图 6 所示。从图 6 中可以看出,在改进 GPC 算法下,电机具有较为平稳的转速波动,而且在加入负载后,电机的转速的波动较小。根据仿真结果得到 3 种控制系统的主要性能指标如表 3 所示。可以看到传统 PID 控制算法与滑模控制算法下,电机的转速波动较为明显,而且

电机的稳态误差较大;在改进 GPC 控制算法下,电机能够较快达到设定的转速值,而且波动较小,稳态误差与其他 2 种控制算法相比,有较为明显的优势。

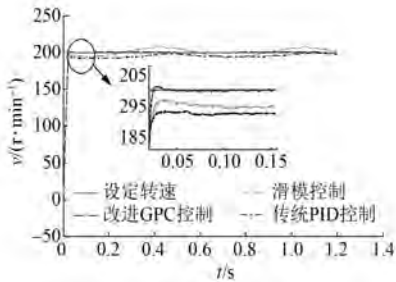


图 6 不同负载条件 3 种算法的响应对比

表 3 不同负载条件 3 种算法的主要性能指标

	性能指标	改进 GPC 控制	滑模控制	传统 PID 控制
稳态误差	$e_{ss}(\pm 0.1\%)$	0.42%	3.52%	3.91%
调节时间	$t_s/s(\pm 0.01)$	0.032	—	—

3.4 改进 GPC 与一般 GPC 在变化负载时速度跟踪性能比较分析

在不同负载情况下,对改进 GPC 算法的抗干扰性能和基于一般 GPC 控制算法的控制系统进行仿真调试,仿真曲线如图 7 所示,电机的主要性能指标如表 4 所示。从仿真结果与对比的主要性能指标可看出,在 GPC 算法控制下,BLDCM 的稳态误差变化较为微弱,当整个系统达到稳定状态时的稳态误差较大;采用改进后的算法,系统在达到稳态的时间以及稳态误差的范围有了明显的改善,所以基于此采用改进的 GPC 算法对 BLDCM 在不同负载情况下相比于传统的控制算法有较大的优势。

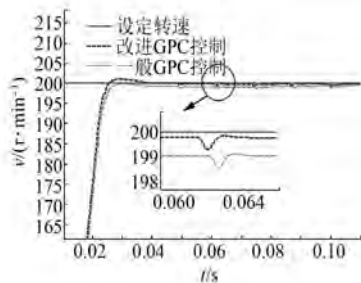


图 7 2 种算法负载变化时速度跟踪曲线

表 4 不同负载在 3 种算法下电机的主要性能指标

性能指标	改进 GPC 控制	滑模控制	传统 PID 控制
起动转矩峰值 $T_{\max}/(\text{N} \cdot \text{m})$	1.17	1.40	1.42
波动范围 $E(\pm 1\%)$	17%	20%	21%

3.5 不同算法下转矩脉动比较分析

当电机在相同负载环境下,设定当 $t = 0.2 \text{ s}$ 时,电机加入扰动负载 $T_L = 0.8 \text{ N} \cdot \text{m}$,3 种算法转矩脉动变化仿真结果如图 8 所示,性能指标如表 5 所示。从图 8 与表 5 中可以看出,在传统 PID 算法控制下与滑模控制算法下,电机的转矩大,而改进算法的电机起动转矩则相反。3 种控制算法下的系统在达到稳定后,转矩都有一定的波动,改进 GPC 控制下电机的转矩波动明显减小。换向与非换向汇总电流会引起波动,导致产生转矩脉动,为了减小这种脉动带来的误差,可以在电机电子转向器换向时,改变换相期间的 PWM 调制方式,减小非换相电流的波动。仅从转速环算法得到控制量,再经过电流环调节器计算出 PWM 波占空比的 3 种算法相比较,对转速稳定状态下系统的转矩波动的进一步改善作用有一定的限制性。

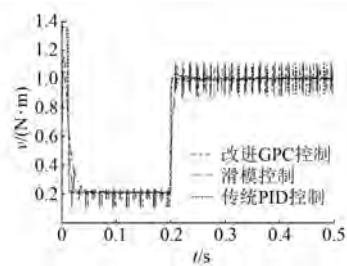


图 8 3 种算法负载变化时的转矩对比

表 5 不同负载种算法转矩变化的主要性能指标

性能指标	改进 GPC 控制	一般 GPC 控制
稳态误差 $e_{ss}(\pm 0.1\%)$	0.42%	0.75%
调节时间 $t_s/s(\pm 0.001)$	0.04	0.1

4 结 语

在基于改进广义预测算法的基础上,本文针对 BLDCM 的模型改进 GPC 控制系统,利用仿真软件搭建仿真模型。从仿真结果可以得出,基于

改进广义预测算法与滑膜控制算法和传统的 PID 控制算法的控制系统相比较,具有直流电机调速的一系列优点,过载能力强(电流环实现了过电流的自动保护)、具有宽的调速范围、动态响应速度快,稳态误差较小,而且起动转矩波动最小。仿真结果表明:基于改进广义预测算法的 BLDCM 的模型组成的伺服系统满足电动汽车对电动机的要求。

【参考文献】

[1] 刘明,宋弘.自适应模糊 PID 智能控制器在无刷直流电机速度控制系统中的应用[J].电机与控制应用,2012,39(11): 22-25.

[2] 邹月海.基于模糊控制的永磁无刷直流电机调速系统研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2009.

[3] 刘鼎,欧阳红林,汪利峰.权值自调整模糊 PI 在无刷直流电机中的应用[J].计算机仿真,2010,27(4): 150-153.

[4] 郭伟,郁雯雯,夏友亮,等.无刷直流电机转速控制策略仿真研究[J].计算机仿真,2015,32(9): 372-376.

[5] 汪俊杰,周波.基于前馈控制的 BLDCM 滑模变结构调速系统[J].电工技术学报,2008,23(8): 41-46.

[6] 徐金龙,王飞跃.基于积分型滑模面的无刷直流电机滑模调速控制算法[J].微电机,2014,48(5): 61-65.

[7] 罗有明.基于神经网络的无刷直流电机调速系统[D].哈尔滨:哈尔滨理工大学,2007.

[8] 顾德英,吴成赛,侯娇.基于补偿模糊神经网络的 BLDCM 伺服控制[J].东北大学学报(自然科学版),2013,34(1): 13-16.

[9] 胡云宝,王加祥,曹闹昌,等.基于 RBF 神经网络无刷直流电机调速系统[J].微电机,2013,46(1): 63-66.

[10] 邓永停,李洪文.基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J].光学精密工程,2014,22(6): 1598-1605.

[11] 席裕庚,李德伟,林姝.模型预测控制——现状与挑战[J].自动化学报,2013,39(3): 222-236.

[12] ZHANG J H, ZHOU Y L, ZHANG X Z, et al. Generalized predictive control applied in waste heat recovery power plants[J].Applied Energy,2013,102(11): 320-326.

(下转第 115 页)

子匝间短路故障的电磁场分析提供理论依据。

【参考文献】

- [1] LI J Q, WANG X M. FEM analysis on interturn fault of rotor winding in DFIG [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2013: 797-802.
- [2] CHEN Y, WANG L, WANG Z, et al. FEM simulation and analysis on stator winding inter-turn fault in DFIG [C] // Properties and Applications of Dielectric Materials, IEEE, 2015: 244-247.
- [3] 张志新, 马宏忠, 钱雅云, 等. 基于有限元分析的双馈异步发电机定子绕组匝间短路故障诊断研究[J]. 高压电器, 2012, 48(8): 24-27.
- [4] 李俊卿, 康文强, 沈亮印. 不平衡电压下双馈异步发电机定子绕组匝间短路故障的稳态仿真分析[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 86-92.
- [5] 李俊卿, 何龙, 王栋. 双馈式感应发电机转子匝间短路故障的负序分量分析[J]. 大电机技术, 2014(2): 14-18.

- [6] 李俊卿, 康文强, 沈亮印. 不平衡电压下基于负序电流法的双馈感应发电机定子绕组匝间短路故障仿真研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(11): 80-85.
- [7] 魏书荣, 符杨, 马宏忠. 双馈风力发电机定子绕组匝间短路诊断与实验研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(11): 25-28.
- [8] 李俊卿, 王栋, 王喜梅. 双馈感应发电机定子绕组匝间短路时电磁特征[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2015, 42(1): 15-21.
- [9] 戴志军. 基于改进 HHT 的双馈风力发电机定转子故障诊断研究与实现[D]. 上海: 上海电机学院, 2015.
- [10] 何山, 王维庆, 董新胜, 等. 双馈风力发电机多种故障状态温度场仿真研究[J]. 计算机仿真, 2014, 31(2): 170-173.
- [11] 宋国强, 张新燕, 王维庆, 等. 1.5 MW 双馈风力发电机电磁场和温度场分析[J]. 电源技术, 2015, 39(5): 1053-1056.

收稿日期: 2018 -01 -15

(上接第 88 页)

3 结 语

绿色工厂的推广目前在全国范围内还刚刚开始, 对于带有行业特点的绿色制造研究基本处于空白状态。本文从电机生产企业建设绿色工厂的目标出发, 针对电机生产企业建设绿色工厂、进行绿色制造产业升级的共性问题 and 个性问题做了分析和阐述, 希望对于电机生产企业的绿色制造升级带来一些启发; 也希望本文能为将来的电机生产行业绿色工厂评价相关标准的制订及评价体系的建立, 完善我国绿色制造相关标准体系和评价体系起到添砖加瓦的作用, 从而为电机生产行业全面推行绿色制造、加快电机生产行业绿色改造

升级、构建电机生产行业绿色制造体系, 提高我国电机生产行业的国际竞争力作出积极贡献。

【参考文献】

- [1] 中华人民共和国国务院. 中国制造 2025[OL]. www.gov.cn, 2015-05-19.
- [2] 中华人民共和国工业和信息化部. 工业和信息化部办公厅关于开展绿色制造体系建设的通知[OL]. www.miit.gov.cn, 2016-09-03.
- [3] 中华人民共和国工业和信息化部. 绿色工厂评价要求[OL]. www.miit.gov.cn, 2016-09-03.
- [4] 绿色工厂评价通则: GB/T 36132-2018[S]. 北京: 中国标准出版社, 2018.

收稿日期: 2017 -12 -12

(上接第 108 页)

- [13] 胡耀华, 贾欣乐. 广义预测控制综述[J]. 信息与控制, 2000, 29(3): 248-256.
- [14] 符晓玲. 一种隐式广义预测控制算法及仿真研究[J]. 工业仪表与自动化装置, 2011, 27(2): 7-9.
- [15] 张敏杰. 改进广义预测控制算法的研究[D]. 太原: 太原理工大学, 2012.
- [16] 刘旭东, 李珂, 孙静, 等. 基于广义预测控制和扩展状态观测器的永磁同步电机控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(12): 1613-1619.
- [17] 李立刚, 张朝晖. 基于改进自适应广义预测控制的

- 天然气分输站压力控制[J]. 信息与控制, 2014, 43(5): 637-640.
- [18] 张建桃, 张铁民, 梁莉. 超声电机非线性建模和广义预测控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(6): 50-56.
- [19] ELIASI H, MENHAJ M B, DAVILU H. Robust nonlinear model predictive control for a PWR nuclear power plant[J]. Process in Nuclear Energy, 2012, 54(9): 177-185.

收稿日期: 2018 -01 -03