

基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机 新型 IP 速度控制器

郭新华, 温旭辉, 赵峰, 庄兴明

(中国科学院电工研究所, 北京市海淀区 100190)

A Novel IP Speed Controller of PMSM Based on Electromagnet Torque Feedback Compensation

GUO Xinhua, WEN Xuhui, ZHAO Feng, ZHUANG Xingming

(Institute of Electrical Engineering Chinese Academy of Science, Haidian District, Beijing 100190, China)

ABSTRACT: In order to reduce the speed overshoot of the traditional PI speed controller in permanent magnet synchronous motor (PMSM) and improve the capacity of anti-load-torque-disturbance of speed loop, a novel IP speed controller of PMSM based on electromagnet torque feedback compensation (EMTFC) was presented in this paper. The speed overshoot could be reduced by adopting the IP speed controller; the electromagnet torque was imported to the input of current regulator, which is used as the control input signal of feedback compensation of speed loop, therefore, the capacity of anti-load-torque-disturbance (ALTD) of speed loop was improved. According to the validated results of simulation and experiments, the speed overshoot was reduced markedly and the capacity of anti-load-torque-disturbance was also improved significantly by adopting this novel PMSM speed controller. As a result, the perfect speed control performance is got.

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor (PMSM); IP speed controller; electromagnet torque feedback compensation (EMTFC); anti-load-torque-disturbance (ALTD)

摘要: 为减小永磁同步电机传统 PI 速度控制器的速度超调, 提高转速环的抗负载转矩扰动能力, 提出一种基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型 IP 速度控制器。采用 IP 速度控制器, 减小了速度超调; 将电磁转矩引入到电流调节器的输入端, 作为 IP 速度控制器反馈补偿的控制输入, 提高了转速环的抗负载转矩扰动能力。仿真和实验验证了该新型永磁同步电机速度控制器可以有效减小速度超调, 提高转速环的抗负载转矩扰动能力, 获得很好的速度控制性能。

关键词: 永磁同步电机; IP 速度控制器; 电磁转矩反馈补偿; 抗负载转矩扰动

0 引言

永磁同步电机具有功率密度高、体积小、效率高优点, 在工业、航空航天、军工等领域得到了广泛应用。在这些应用场合, 为获得很好的速度控制性能, 需要提高转速环的抗负载转矩扰动能力和减小速度环的超调问题。

为了提高永磁同步电机在负载转矩变化时的鲁棒性, 达到对电机速度的精确控制要求, 学者们提出了不同的控制方案, 主要有滑模变结构的控制方案^[1]、自适应控制策略^[2]和模糊控制策略^[3-4]来设计永磁同步电机的速度控制器。另外, 各种转矩和速度观测器也被用于永磁同步电机伺服系统设计当中^[5-11], 在这些控制方法中需要知道转动惯量, 同时速度信息都是从位置传感器间接得来的, 通过采样计算得来的速度信息会给系统引入延迟和噪声^[12], 尤其在低速下这种延迟和噪声现象尤为明显, Lorenz 详细说明了将线性观测器用于瞬时速度估计的方法^[13], 同时文献[7]指出, 利用卡尔曼滤波负载转矩观测器时, Q 和 R 矩阵参数的选择是一个难点。文献[14-15]分析了 IP 速度控制器在直流电机中的应用, 并论证了其可以减小速度超调。

本文提出了一种基于电磁转矩反馈补偿的新型 IP 速度控制器, 它比传统的 PI 速度控制器在传递函数上少了微分项, 因此在给定相同的速度阶跃下, IP 速度控制器可以有效减小速度超调, 但 IP 速度控制器和 PI 速度控制器的抗负载转矩扰动能

基金项目: 国家自然科学基金项目(50707031)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50707031).

力一样；将电磁转矩引入到电流调节器的输入端，作为 IP 速度控制器反馈补偿的控制输入，提高了速度环的抗负载转矩扰动能力。

1 永磁同步电机的数学模型及控制策略

以表面贴式永磁同步电机为研究对象，即 $L_d=L_q=L$ ，基于以下假设可以建立永磁同步电机 dq 轴数学模型：1) 忽略电动机铁心饱和；2) 不计涡流和磁滞损耗；3) 转子上没有阻尼绕组，永磁体也没有阻尼作用；4) 相绕组中感应电动势波形是正弦波。

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

电压方程为

$$\begin{cases} u_d = L_d di_d/dt - \omega_e L_q i_q + R_s i_d \\ u_q = L_q di_q/dt + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f + R_s i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = 3P\psi_f i_q / 2 = K_T i_q \quad (3)$$

机械运动方程为

$$Jd\omega/dt = T_e - B\omega - T_L \quad (4)$$

式中： u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 ψ_d 、 ψ_q 分别为 dq 轴的电压、电流和磁链； ψ_f 、 R_s 、 ω_e 、 ω 、 T_e 、 T_L 、 B 、 P 分别为电机的永磁磁链、定子电阻、电角速度、机械角速度、电磁转矩、负载转矩、阻力系数和极对数。

采用 $i_d=0$ 控制，可以得到完全解耦控制后系统的控制框图如图 1 所示。

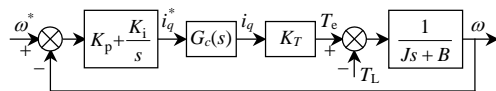


图 1 解耦控制后系统框图(PI 控制器)

Fig. 1 System diagram for control decoupling (PI controller)

2 IP 速度控制器分析设计

2.1 传统的 PI 速度控制器分析

根据图 1，假设电流环完全跟踪，即 $G_c(s)=1$ ，可得传统 PI 速度控制器系统的 2 个传递函数分别为

$$G_T(s) = \frac{\omega}{T_L} = -\frac{s}{Js^2 + (B + K_T K_p)s + K_T K_i} \quad (5)$$

$$G_\omega(s) = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_T K_p s + K_T K_i}{Js^2 + (B + K_T K_p)s + K_T K_i} \quad (6)$$

分析式(5)和(6)可以知道，由于 $G_\omega(s)$ 和 $G_T(s)$ 不能独立设计，负载转矩变化时，转速必然存在波动；同时根据由式(6)可以得出，传统的 PI 速度控

制器在控制电机速度时，由于传递函数分子中存在较大的微分项，因此当速度给定为阶跃输入时，存在较大的速度超调和 q 轴冲击电流。

2.2 IP 速度控制器设计

为减小传统 PI 速度控制器中微分项的作用，将图 1 中的比例控制作用移到反馈通道中，可以得到系统的控制框图如图 2 所示，称该种控制器为 IP 速度控制器。

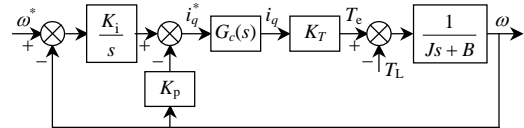


图 2 解耦控制后系统框图(IP 控制器)

Fig. 2 System diagram for control decoupling (IP controller)

同样假设电流环完全跟踪，即 $G_c(s)=1$ ，可以得到 IP 速度控制器系统的 2 个传递函数分别为

$$G_T(s) = \frac{\omega}{T_L} = -\frac{s}{Js^2 + (B + K_T K_p)s + K_T K_i} \quad (7)$$

$$G_\omega(s) = \frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_T K_i}{Js^2 + (B + K_T K_p)s + K_T K_i} \quad (8)$$

比较式(6)和(8)可以得出，IP 速度控制器和 PI 速度控制器的特征方程一样，但 IP 速度控制器传递函数的分子比 PI 速度控制器少了 $K_T K_p s$ 项，因此当给定值为相同的阶跃信号和相同的 PI 参数时，IP 速度控制器可以有效减小速度环的超调量和 q 轴的冲击电流。

比较式(5)和(7)可以得出，IP 速度控制器和 PI 速度控制器对负载转矩扰动引起的速度变化的传递函数一样，所以 2 种速度控制器在相同的 PI 参数下，速度环的抗负载转矩扰动能力一样。

为进一步说明 IP 速度控制器可以有效减小速度超调的优点，将表 1 的电机参数代入式(6)和(8)，并取 $K_p=K_i=1$ ，可以得到系统的阶跃响应和波特图分别如图 3 和图 4 所示，分析可得：

- 1) 采用 IP 速度控制器时，速度超调比采用 PI 速度控制器的小，接近零，可减小 q 轴的冲击电流；
- 2) 采用 IP 速度器比 PI 速度控制器具有更大的相角滞后。

表 1 电机参数

Tab. 1 Parameters of motor

参数	数值	参数	数值
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.104	极对数 P	5
绕组电阻 R/Ω	0.024	转动惯量 $J/(kg/m^2)$	0.25
绕组电感 $(L_d/L_q)/mH$	0.33/0.5	—	—

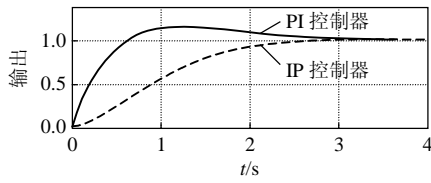


图 3 单位阶跃响应(PI 控制器和 IP 控制器)

Fig. 3 Unit step response (PI controller and IP controller)

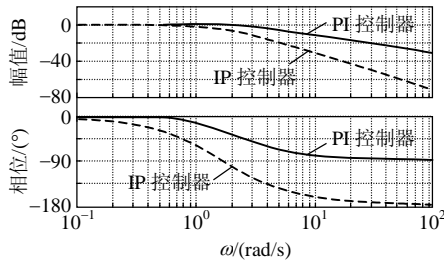


图 4 系统伯德图(PI 控制器和 IP 控制器)

Fig. 4 System bode diagram (PI controller and IP controller)

3 基于电磁转矩反馈补偿的新型 IP 速度控制器

3.1 原理分析

比较式(5)和(7)可以得出，无论采用 IP 速度控制器还是 PI 速度控制器，系统的抗负载转矩扰动能力相同，因此虽然采用 IP 速度控制器改善了转速环的超调问题，但仍然需要通过其他途径提高电机转速环的抗负载转矩扰动能力。

在图 2 中加入电磁转矩反馈补偿可以得到新的系统框图如图 5 所示。

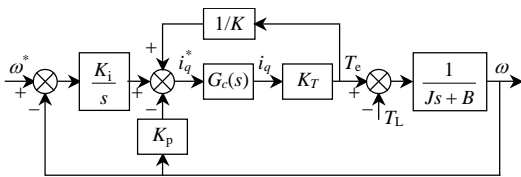


图 5 带电磁转矩反馈补偿的 IP 速度控制器系统框图

Fig. 5 IP speed controller with the EMTFC

根据图 5 可以得到系统的 2 个传递函数为

$$G_T(s) = \omega / T_L = -(1 - K_T / K)s / \{ (1 - K_T / K)Js^2 + [B(1 - K_T / K) + K_T K_p]s + K_T K_i \} \quad (9)$$

$$G_\omega(s) = \omega / \omega^* = K_T K_i / \{ (1 - K_T / K)Js^2 + [B(1 - K_T / K) + K_T K_p]s + K_T K_i \} \quad (10)$$

比较式(9)和(7)、式(10)和(8)，可以得出：

1) 和未加电磁转矩反馈补偿相比，系统特征方程不一样，因此需先对系统的稳定性进行证明；

2) 和未加电磁转矩反馈补偿相比， $G_T(s)$ 的分子由 s 变为了 $(1 - K_T/K)$ ，因此可以减小 K 值来减小

负载转矩变化时速度的变化量，提高速度环的抗负载转矩扰动能力；

3) 同时要保证 K 改变时，速度环的动态响应性能不受影响。

根据式(9)和(10)，系统的特征方程为

$$(1 - \frac{K_T}{K})Js^2 + [B(1 - \frac{K_T}{K}) + K_T K_p]s + K_T K_i = 0 \quad (11)$$

根据劳斯稳定判据要使系统稳定必须满足：

$$K > K_T \quad (12)$$

为验证 K 改变时，速度环的动态响应性能不受影响，将表 1 电机的参数代入式(9)和(10)，取 $K_p = K_i = 1$ ，可以得到 K 分别取 $K = 2K_T$ 、 $K = 5K_T$ 、 $K = 10K_T$ 时，负载转矩的阶跃响应特性曲线和伯德图，如图 6 和图 7 所示；转速阶跃响应特性曲线和伯德图，如图 8 和图 9 所示。

从图 6~9 可以看出，对于 IP 速度控制器，加上电磁转矩反馈补偿后，当 K 的值和 K_T 的值越接近时，系统的抗负载转矩扰动能力越强，而 K 值的变化对速度环的动态响应性能的影响不大，因此本章中提出的基于电磁转矩反馈补偿的新型 IP 速度控制器理论上可行。

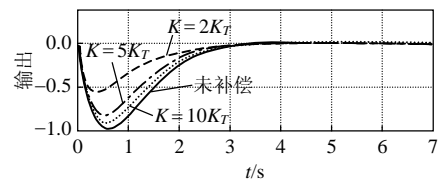


图 6 K 变化时负载转矩阶跃扰动输入响应特性曲线

Fig. 6 Response curve of load torque step input with K changing

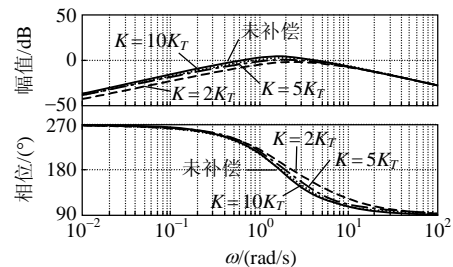


图 7 K 变化时负载转矩系统的伯德图

Fig. 7 Bode diagram of load torque system with K changing

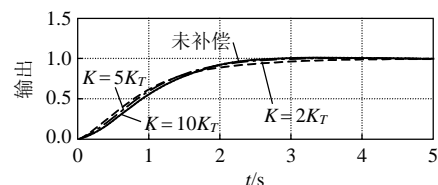


图 8 K 变化时转速阶跃输入的响应特性曲线

Fig. 8 Response curve of speed step input with K changing

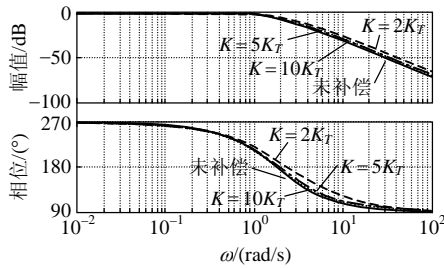


图9 K变化时速度系统的伯德图

Fig. 9 Bode diagram of speed system with K changing

3.2 电磁转矩反馈补偿的电磁转矩观测技术

在基于电磁转矩反馈补偿的新型IP速度控制中,电机电磁转矩的获得可以通过电机的转矩公式计算得到(当电机参数准确时),也可以通过设计电磁转矩观测器的方法得到。

本文采用文献[16-17]提出的新型磁链观测技术对电机的电磁转矩进行观测,如图10所示,图中的转速从位置传感器获得。对该方法的详细分析,文献[16-17]已经给出,这里直接应用其成果。

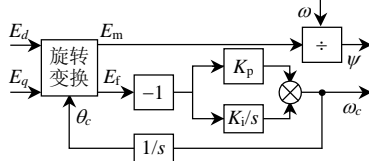


图10 旋转坐标系下的磁链观测器

Fig. 10 Flux observer in rotating reference frame

3.3 系统实现的控制框图

根据前面的分析可以得到基于电磁转矩反馈补偿的新型IP速度控制器的控制系统框图如图11所示,其中的电磁转矩反馈补偿算法和IP速度控制器如图11中的虚线框所示。

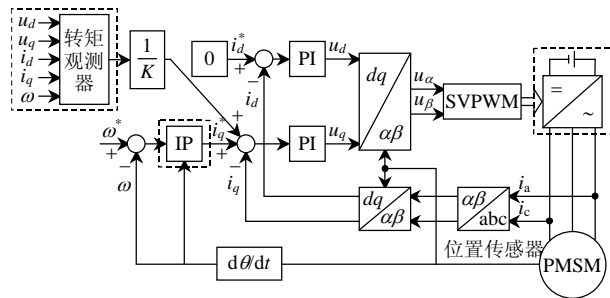


图11 基于电磁转矩反馈补偿的新型IP控制器框图

Fig. 11 System of novel IP controller base on EMFTC

4 仿真分析与实验验证

4.1 仿真分析

4.1.1 PI速度控制器和IP速度控制器控制效果仿真

仿真过程为:PI速度控制器和IP速度控制器的PI参数设定相同,给定负载转矩为20N·m,速度给定的阶跃变化如表2所示。

速度响应结果,PI速度控制器和IP速度控制器输出的q轴电流分别如图12和图13所示,从仿真结果可以得出下列结论:

1) IP速度控制器在控制速度的过程中超调量几乎为零,而PI速度控制器存在较大的速度超调量;PI速度控制器和IP速度控制器两者速度响应时间接近;

2) IP速度控制器输出q轴电流的突变比PI速度控制器输出q轴电流的突变小;

3) 综合以上分析可以得出,采用IP速度控制器减小了速度的超调量以及q轴电流的突变。

表2 速度阶跃给定

Tab. 2 Speed step reference

时间/s	速度/(r/min)	时间/s	速度/(r/min)
0~0.03	800	0.06~0.08	800
0.03~0.06	1100	—	—

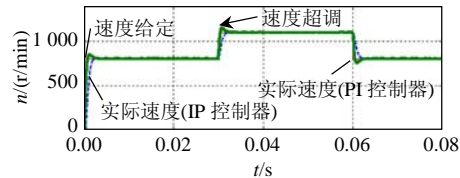


图12 IP控制器和PI控制器的速度响应结果

Fig. 12 Speed response results of IP controller and PI controller

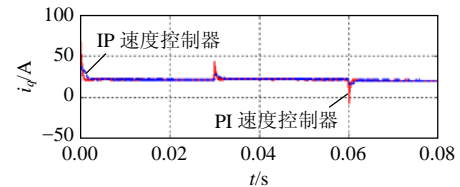


图13 IP控制器和PI控制器的输出q轴电流

Fig. 13 q axis current of IP controller and PI controller

4.1.2 基于电磁转矩反馈补偿的新型IP速度控制器仿真(负载转矩阶跃给定)

仿真验证过程为电机给定转速为800r/min,负载转矩给定阶跃变化如表3所示。

表3 负载转矩阶跃给定

Tab. 3 Load torque step reference

时间/s	负载转矩给定/(N·m)	时间/s	负载转矩给定/(N·m)
0~0.03	40	0.06~0.08	40
0.03~0.06	70	—	—

比较未加电磁转矩反馈补偿和加电磁转矩反馈补偿时转速的波动情况,图14~17为仿真结果。

1) 比较图14和图15可以看出,在0.03s给定负载转矩由40N·m阶跃到70N·m时,未加电磁转矩反馈补偿时,电机转速存在285r/min的波动;加入电磁转矩反馈补偿后,转速波动降为170r/min,速度环的抗负载转矩扰动能力提高了40%;在0.08s

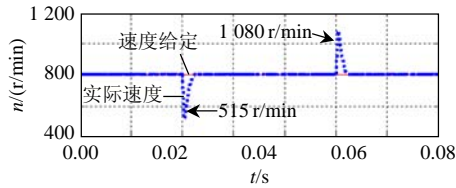


图 14 未加电磁转矩反馈补偿时速度(负载转矩阶跃-仿真)
Fig. 14 Speed of without EMTFC (load torque step-simulation)

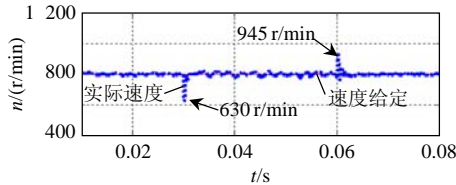


图 15 加电磁转矩反馈补偿时速度(负载转矩阶跃-仿真)
Fig. 15 Speed of with EMTFC (load torque step-simulation)

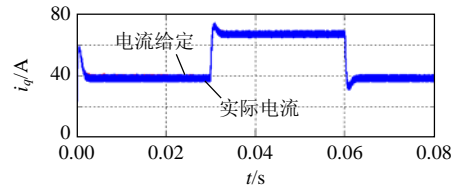


图 16 未加电磁转矩反馈补偿时 q 轴电流
(负载转矩阶跃-仿真)
Fig. 16 q axis current of without EMTFC (load torque step-simulation)

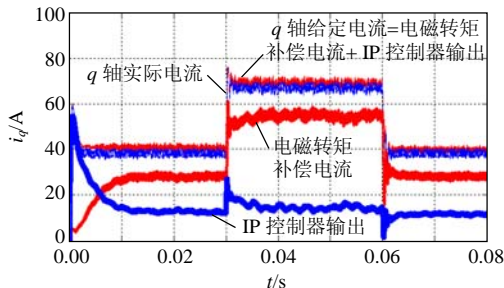


图 17 加电磁转矩反馈补偿时 q 轴电流
(负载转矩阶跃-仿真)
Fig. 17 q axis current of with EMTFC (load torque step-simulation)

给定负载转矩由 70 N·m 阶跃到 40 N·m 时，未加电磁转矩反馈补偿时，电机转速存在 280 r/min 的波动；加入电磁转矩反馈补偿后，转速波动降为 145 r/min，速度环的抗负载转矩扰动能力提高了 48%；

2) 图 16 和图 17 为加入和未加入电磁转矩反馈补偿的 q 轴电流，当未加入电磁转矩反馈补偿时，q 轴给定电流的产生全部由 IP 速度控制器输出得到；加入电磁转矩反馈补偿后，q 轴的给定电流由 IP 速度控制器输出和电磁转矩反馈补偿电流 2 部分组成，因此，电磁转矩反馈补偿电流将根据补偿电磁转矩的大小变化，负载转矩变化将直接反应到补

偿电磁转矩电流上，从而提升了速度环的抗负载转矩扰动能力。

4.2 实验验证

4.2.1 PI 速度控制器和 IP 速度控制器控制效果实验

实验过程为：测功机工作在恒转矩控制的工作模式，通过测功机给电机施加 20 N·m 的负载转矩；由于在传统的 PI 速度控制器中如果 K_p 取太大，速度阶跃变化时会产生大的 q 轴电流，因此在实验过程中传统的 PI 控制器 K_p 的取值为本文提出的 IP 控制器 K_p 取值的 1/3，IP 速度控制器和 PI 速度控制器的转速阶跃变化过程分别如表 4、5 所示。

表 4 速度阶跃给定(IP 控制器)
Tab. 4 Speed step reference (IP controller)

时间/s	速度/(r/min)	时间/s	速度/(r/min)
0~5.5	0	50~75	800
5.5~27	800	75~80	0
27~50	1100	—	—

表 5 速度阶跃给定(PI 控制器)
Tab. 5 Speed step reference (PI controller)

时间/s	速度/(r/min)	时间/s	速度/(r/min)
0~4	0	50~75	800
4~25.5	800	75~80	0
25.5~50	1100	—	—

比较采用传统的 PI 速度控制器和本文提出的 IP 速度控制器进行控制时，转速环响应过程和控制器的输出即 q 轴电流的变化情况。实验结果如图 18~22 所示，对比图 18~22 中传统 PI 速度控制器和本文提出的 IP 速度控制器的实验结果可以得出：

1) 传统的 PI 速度控制器的速度超调量大，而 IP 速度控制器的速度超调量接近零；

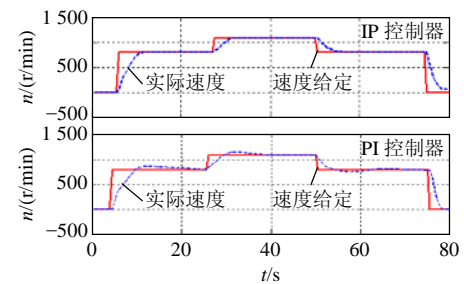


图 18 电机的速度响应
Fig. 18 Speed response of motor

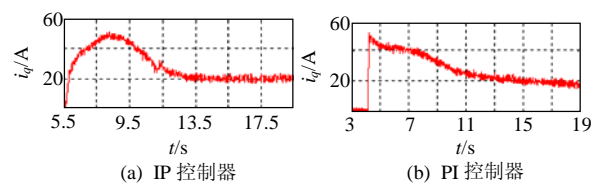


图 19 0→800 r/min 阶跃时的 q 轴电流
Fig. 19 q axis current when speed step from 0 r/min to 800 r/min

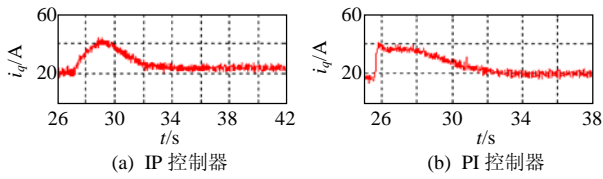


图 20 800→1100 r/min 阶跃时的 q 轴输出电流
Fig. 20 q axis current when speed step from 800 r/min to 1100 r/min

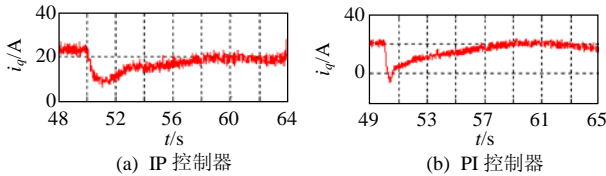


图 21 1100→800 r/min 阶跃时的 q 轴输出电流
Fig. 21 q axis current when speed step from 1100 r/min to 800 r/min

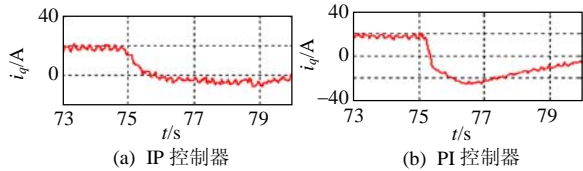


图 22 800→0 r/min 阶跃时的 q 轴输出电流
Fig. 22 q axis current when speed step from 800 r/min to 0 r/min

2) 传统 PI 速度控制器的输出 q 轴电流是突变的过程, 而 IP 速度控制器的输出 q 轴电流是缓慢的变化过程;

3) 在从 800→0 r/min 的阶跃变化过程中, 传统的 PI 速度控制器输出 q 轴电流达到 -23A, 而 IP 速度控制器输出 q 轴电流只有 -3A; 这有效减小了 q 轴的冲击电流;

4) 传统 PI 速度控制器和 IP 速度控制器的响应时间接近。

4.2.2 基于电磁转矩反馈补偿的新型 IP 速度控制器实验(负载转矩阶跃)

实验过程为: 电机速度环采用 IP 速度控制器, 电机转速给定为 800 r/min, 测功机工作在恒转矩的工作模式, 通过测功机改变电机给定负载转矩的值, 未加电磁转矩反馈补偿和加电磁转矩反馈补偿的负载转矩给定分别如表 6 和表 7 所示。

比较有无电磁转矩反馈补偿 2 种控制情况下, 转速环的抗负载转矩扰动能力。实验结果如图 23~

表 6 负载转矩阶跃给定(未加电磁转矩反馈补偿)

Tab. 6 Load torque step reference (without EMTFC)			
时间/s	负载转矩给定/(N·m)	时间/s	负载转矩给定/(N·m)
0~22	40	32.5~42	40
22~32.5	70	—	—

表 7 负载转矩阶跃给定(加电磁转矩反馈补偿)

Tab. 7 Load torque step reference (with EMTFC)			
时间/s	负载转矩给定/(N·m)	时间/s	负载转矩给定/(N·m)
0~22.5	40	32~42	40
22.5~32	70	—	—

26 所示, 对比图 23~26 可以得出:

1) 采用基于电磁转矩反馈补偿的新型 IP 速度控制器后, 速度环的抗负载转矩扰动能力(负载转矩给定正负阶跃)均提高了 40% 以上, 和仿真结果一致;

2) 加入电磁转矩反馈补偿后, q 轴给定电流由 IP 速度控制器输出和补偿电磁转矩电流 2 部分组

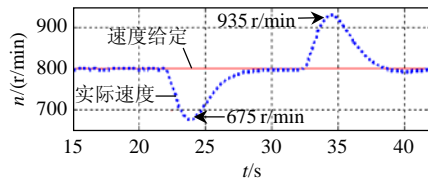


图 23 未加电磁转矩反馈补偿时速度(负载转矩阶跃-实验)
Fig. 23 Speed of without EMTFC (load torque step-experiments)

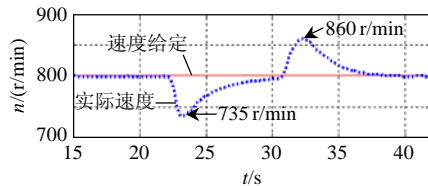


图 24 加电磁转矩反馈补偿时速度(负载转矩阶跃-实验)
Fig. 24 Speed of with EMTFC (load torque step-experiments)

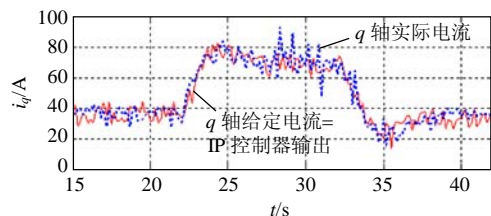


图 25 未加电磁转矩反馈补偿时 q 轴电流(负载转矩阶跃-实验)
Fig. 25 q axis current of without EMTFC (load torque step-experiments)

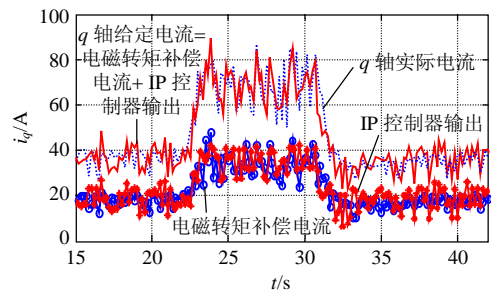


图 26 加电磁转矩反馈补偿时 q 轴电流(负载转矩阶跃-实验)
Fig. 26 q axis current of with EMTFC (load torque step-experiments)

成, 负载转矩的变化将直接引起补偿电磁转矩电流的变化, 从而提高了转速环的抗负载转矩的扰动能力, 和仿真结果一致。

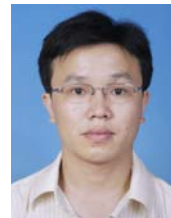
5 结论

基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型 IP 速度控制器, 减小了速度超调和 q 轴冲击电流; 提高了速度环的抗负载转矩扰动能力。

仿真和实验证明, 在采用该新型永磁同步电机速度控制器后, 速度超调接近零; 在负载转矩存在 30 N·m 的阶跃变化时, 该新型速度控制器可以将速度环的抗负载转矩扰动能力提高 40% 以上。

参考文献

- [1] 王传忠, 杨霞, 李强. 专家-模糊滑模变结构控制伺服系统的研究[J]. 河北工业大学学报, 2001, 30(5): 52-55.
Wang Chuanzhong, Yang Xia, Li Qiang. Study on an expert-fuzzy sliding mode variable structure control servo system[J]. Journal of Hebei University of Technology, 2001, 30(5): 52-55(in Chinese).
- [2] 王庆龙, 张崇巍, 张兴. 基于变结构模型参考自适应系统的永磁同步电机转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 71-75.
Wang Qinglong, Zhang Chongwei, Zhang Xing. Variable-structure MRAS speed identification for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(9): 71-75(in Chinese).
- [3] 程飞, 过学迅, 别辉. 电动车用永磁同步电机的双模糊控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 18-22.
Cheng Fei, Guo Xuexun, Bie Hui. The double fuzzy control of PMSM in electric vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(18): 18-22(in Chinese).
- [4] 曹先庆, 朱建光, 唐任远. 基于模糊神经网络的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(1): 137-141.
Cao Xianqing, Zhu Jianguang, Tang Renyuan. Vector controlled permanent magnet synchronous motor drive with adaptive fuzzy neural controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(1): 137-141(in Chinese).
- [5] 陈荣, 邓志泉, 严仰光. 基于负载观测的伺服系统抗扰研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 103-108.
Chen Rong, Deng Zhiqiang, Yan Yangguang. Research on resist-disturbance performance of servo system based on load observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 103-108(in Chinese).
- [6] 高扬, 杨明, 于泳, 等. 基于扰动观测器的 PMSM 交流伺服系统低速控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(22): 125-129.
Gao Yang, Yang Ming, Yu Yong, et al. Disturbance observer based on low speed control of PMSM serves system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(22): 125-129(in Chinese).
- [7] Zheng Zeedong, Fadel M, Li Yongdong. A high-performance control system of PMSM based on load torque observer[C]//IEEE on Power Electronics Specialists Conference, USA, 2007.
- [8] 张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
Zhang Meng, Xiao Xi, Li Yongdong. Speed and flux observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(36): 36-40(in Chinese).
- [9] 张剑, 温旭辉, 刘均, 等. 一种基于 DSP 的 PMSM 转子位置及速度估计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 145-148.
Zhang Jian, Wen Xuhui, Liu Jun, et al. A novel sensorless control technique for permanent magnet synchronous motor using digital signal processor[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 145-148(in Chinese).
- [10] Ko Jong-sun, Kim Kyu-Gyeom, Lee Yong-Jae, et al. Precision speed control of PMSM using disturbance observer and system parameter compensator[C]//IEEE on Power Electronics Specialist Conference, Mexico, 2003.
- [11] Benamnsour K, Boucherit M s, Djemai M, et al. State space torque observer based on control of permanent magnet synchronous machines [C]//IEEE International Conference on Industrial Technology, Tunisia, 2004.
- [12] Christian C F, Battaiotto R, Fernandez D, et al. Digital measurement of angular velocity for speed control[J]. IEEE Transaction on Industry Electronics, 1989, 36(1): 79-83.
- [13] Lorenz R D, Van Patten K W. High-resolution velocity estimation for all-digital, AC servo drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(4): 701-705.
- [14] Ahmed F I, El-Tobshy A M, Mahfouz A A, et al. PI and IP controllers in closed loop for DC motor drivers[C]//Power Conversion Conference, Nagaoka, 1997.
- [15] Ahmed F I, El-Tobshy A M, Mahfouz A A, et al. (I-P) adaptive controller for DC motor drives: a hardware and software approach [C]//UKACC International Conference on Control, UK, 1998.
- [16] 高金文, 温旭辉, 陈静薇, 等. 新型锁相环定子磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 41-47.
Gao Jinwen, Wen Xuhui, Chen Jingwei, et al. Novel motor stator flux observer based on PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(18): 41-47(in Chinese).
- [17] 高金文. 混合动力电动汽车用永磁同步电机磁链观测技术研究[D]. 北京: 中国科学院电工研究所, 2007.
Gao Jingwen. Study on stator flux observer used in interior permanent magnet synchronous motor for HEV[D]. Beijing: Institute of Electrical Engineering Chinese Academy of Science, 2007(in Chinese).



郭新华

收稿日期: 2010-01-13。

作者简介:

郭新华(1977), 男, 博士, 主要从事永磁型双机械端口电机的驱动控制、永磁同步电机的驱动控制, guoxinhua@mail.iee.ac.cn。

(责任编辑 王剑乔)