

基于单神经元算法的内嵌式永磁同步电机 智能驱动控制*

邱 丹¹, 陶 诚²

(1. 钟山职业技术学院, 江苏 南京 210049;

2. 中国电科第二十八研究所, 江苏 南京 210000)

摘 要: 基于人工神经网络的内嵌式永磁同步电机(IPMSM)智能驱动控制性能要明显优于传统控制方法,但是存在计算量大和离线训练时间长的的问题。针对该问题,提出了一种基于单神经元算法的IPMSM智能驱动控制策略。阐述了永磁同步电机的数学模型及电流转矩控制规律;并基于单神经元的控制原理,推导了驱动控制律,由于采用的是单神经元结构并设置了迭代算法的边界,因此达到了计算量减小和训练较少的效果。最后,搭建了小功率电机驱动试验平台开展了试验研究,并通过与传统PID控制的对比试验,验证了新型控制器的性能。

关键词: 内嵌式永磁同步电机;人工神经网络;智能控制;电机控制;训练

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)10-0036-06

Intelligent Drive Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Single Artificial Neuron Algorithm

QIU Dan¹, TAO Chen²

(1. Zhongshan Vocational College, Nanjing 210049, China;

2. The 28th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing 210000, China)

Abstract: The performance of the controller for interior permanent magnet synchronous motor based on artificial neural network is superior to the traditional control method, but it has the problems of large amount of computation and long training time. Aiming at it, an intelligent drive control of interior permanent magnet synchronous motor based on a single artificial neuron algorithm was presented. At first, the mathematical model of the motor and the principles of the current torque control law had been described. Then, the driving controller for the motor based on single artificial neuron had been designed, and the computation and training time had been reduced due to the use of the single neuron and set the iterative boundary. Finally, a small power motor drive test platform was built, and the performance of the new controller was verified by comparing with the traditional PID control.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); artificial neural network; intelligent control; motor control; train

0 引 言

内嵌式永磁同步电机(Interior Permanent

Magnet Synchronous Motor, IPMSM)具有功率密度高、使用寿命长、转速转矩特性好和动态响应快等优点,目前广泛应用于电动汽车和风力发电等各

* 基金项目: 江苏省自然科学基金面上项目(BK20161468);透平机械用多相高速永磁电机驱动关键技术的研究;江苏省高等学校大学生实践创新训练计划项目(201312922011X);基于数字磁罗盘和角速度陀螺的智能航向系统设计

作者简介: 邱 丹(1978—),女,讲师,硕士,研究方向为电气传动和智能控制。

陶 诚(1980—),男,高级工程师,博士,研究方向为电力系统智能化。

种工业领域^[1-6]。

IPMSM 在基于速度控制的高性能驱动应用中需要快速响应速度指令,同时在各种未知扰动的条件下保持工作点的精度。传统的 PI 或 PID 速度控制器已具备较好的控制性能。但是由于 IPMSM 的运行很容易受到转子磁场饱和度及电枢反应的影响,从而在工作点范围内的电机参数变化敏感,使得传统的固定增益的 PI 或 PID 控制器性能下降^[7-8]。为了增强转速控制性能,各种智能控制方案被提出,其中具有代表性的包括模糊控制器、滑模控制器、神经网络控制器、基于遗传算法的控制器等^[9-18]。不同的方案具有不同的优势,但一个共性的缺点就是实时运算量较大,不利于实际推广应用。

本文设计了一种基于单神经元 (Single Artificial Neuron, SAN) 算法的 IPMSM 智能驱动控制方案。其能精确地实现 IPMSM 转速控制,并对负载变化和参数摄动不敏感;由于是单个神经元算法而不是神经网络算法,因此只需要少量的实时训练即可,然后在每次迭代后自适应地修改神经元映射结构的相关参数,进而实现速度精准控制,并确保系统稳定性;同时,结合最大转矩电流比 (Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 算法,提高了电机运行效率。最后搭建了电机试验平台,通过试验对新型智能控制方法的有效性进行了验证。

1 IPMSM 的数学模型和参数

经典的 IPMSM 数学模型可以采用同步旋转坐标系下的 dq 方程进行描述如下^[6]：

$$\begin{bmatrix} u_q \\ u_d \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pL_q & p\omega_r L_d \\ -p\omega_r L_q & pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\omega_r \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = T_L + B_m \omega_r + J_m p \omega_r \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3p}{2} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中： u_d 、 i_d 、 u_q 、 i_q —— d 轴和 q 轴定子电压电流；
 L_d 、 L_q —— d 轴和 q 轴定子电感；
 r_s ——定子每相电阻；
 ω_r ——转子角速度；
 T_e 和 T_L ——电磁转矩和负载转矩；
 J_m ——转动惯量；

p ——电机极对数；
 ψ_f ——永磁磁链；
 p ——微分算子；
 B_m ——电机摩擦因数。

本文中后续用于试验的电机相关参数如表 1 所示。

表 1 IPMSM 相关参数

参数名称	参数值
电机相数 P_p	3
电机额定功率 P_m /kW	0.745
电机额定转矩 T_m /(N·m)	2
电机额定转速 ω_m /(rad·s ⁻¹)	188.5
电机额定电压 U_m /V	220
电机额定频率 f /Hz	50
电机极对数 p	2
电机 d 轴绕组电感 L_d /mH	42.44
电机 q 轴绕组电感 L_q /mH	79.57
电机绕组电阻 r_s /Ω	1.93
电机转动惯量 J_m /(kg·m ²)	0.003
电机永磁磁链 ψ_f /(V·rad ⁻¹ ·s)	0.314
电机 B_m /(Nm·rad ⁻¹ ·s)	0.000 12

2 IPMSM 的电流转矩控制

从式(3),即 IPMSM 的电磁转矩方程可以看出,电磁转矩与 d 轴和 q 轴的电流之间存在一个非线性的关系。为了将这种非线性关系融入到实际的 IPMSM 驱动控制中,MTPA 算法被提出来,其实现了在最小定子电流下的最大电机转矩^[19-21]。

将式(3)对 q 轴电流 i_q 求微分,并令其为 0,可以得到单位电流的最大转矩,此时 i_q 与 i_d 的关系式为

$$i_d = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (4)$$

将式(4)代入式(3),可得到 i_q 和 T_e 的非线性关系：

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\psi_f i_q - \frac{\psi_f i_q}{2} - (L_d - L_q) \sqrt{\frac{\psi_f^2 i_q^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^4} \right] \quad (5)$$

在 IPMSM 实时驱动控制器设计中,用式(4)

和式(5)来实现电流转矩控制将导致计算量大,实时性降低。因此将式(4)进行对零的泰勒级数展开,同时将表1中的电机参数代入,得到简化后的数值关系为

$$i_d = -0.11825i_q^2 \quad (6)$$

将式(6)和电机参数代入式(3)可以得到 i_q 和 T_e 的近似线性数值关系:

$$i_q = 1.06157T_e \quad (7)$$

上述式(6)和式(7)一起构成了对 IPMSM 的近似 MTPA 控制实现。

3 基于 SAN 的 IPMSM 控制器设计

3.1 SAN 控制原理

IPMSM 的动态方程式(1)和式(2)可以重新写为

$$L_q p i_q + P \omega_r L_d i_d = u_q - r_s i_q - P \omega_r \psi_f \quad (8)$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B_m \omega_r) / J_m \quad (9)$$

负载可用非线性机械特性方程进行建模和描述^[8]:

$$T_L = A \omega_r^2 + B \omega_r + C \quad (10)$$

式中: A 、 B 和 C 是任意常数。

将式(10)代入式(9),可以得到一个时域下的单输入单输出系统:

$$J_m \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - (B_m + B) \omega_r - A \omega_r^2 - C \quad (11)$$

下面进行小信号分析,考虑 T_e 的一个小量增加 ΔT_e ,则将导致 ω_r 的小量增加 $\Delta \omega_r$,因此式(11)可写为

$$J_m \frac{d(\omega_r + \Delta \omega_r)}{dt} = (T_e + \Delta T_e) - (B_m + B)(\omega_r + \Delta \omega_r) - A(\omega_r + \Delta \omega_r)^2 - C \quad (12)$$

化简后得

$$J_m \frac{d(\Delta \omega_r)}{dt} = \Delta T_e - \Delta \omega_r (B_m + B + 2A\omega_r) - A(\Delta \omega_r)^2 \quad (13)$$

对式(13)进行离散化处理,可以得到 IPMSM 带非线性负载时的离散小信号数学模型:

$$\Delta T_e(n) = \frac{J_m}{t_s} \Delta e(n) + [B_m + B + 2A\omega_r(n)] \Delta \omega_r(n) - A[\Delta \omega_r(n)]^2 \quad (14)$$

进而有

$$T_e^*(n) = \int_{discrete} \Delta T_e(n) = f[\Delta e(n), \Delta \omega_r(n), \omega_r^*(n)] \quad (15)$$

其中: $\Delta e(n) = \Delta \omega_r(n) - \Delta \omega_r(n-1)$,

$\Delta \omega_r(n) = e(n) = \omega_r^*(n) - \Delta \omega_r(n)$ 。

式中: $\Delta e(n)$ ——转速差;

$\Delta \omega_r$ ——当前参考转速和实际转速差的采样值;

$\Delta \omega_r(n-1)$ ——前一个步长的转速差采样;

$\omega_r(n)$ ——实际转速的当前步长采样值;

$\omega_r^*(n)$ ——参考转速的当前步长采样值;

t_s ——采样时间间隔;

$f()$ ——非线性函数关系。

从式(15)可知,为了生成在非线性负载条件下精确的基于 SAN 的转矩参考, SAN 的输入必须包括 $\omega_r^*(n)$ 、 $\Delta \omega_r(n)$, 即 $e(n)$ 、 $\Delta e(n)$ 。因此,基于 SAN 的 IPMSM 速度控制器的原理是获取 $\omega_r^*(n)$ 、 $\Delta \omega_r(n)$ 和 $\Delta e(n)$ 与参考转矩 T_e^* 之间的非线性函数映射关系,而不依赖于具体的电机参数。

3.2 参考转矩生成

将式(2)离散化重新写为如下表达式:

$$T_L(n) = T_e(n) - J_m p \omega_r(n) - B_m \omega_r(n) \quad (16)$$

其中: J_m 和 B_m 是已知参数,而 $\omega_r(n)$ 为当前步长的转速值,可以通过在电机上安装位置传感器获取,而 $p \omega_r(n) = [\omega_r(n) - \omega_r(n-1)] / t_s$ 是转子速度的差分量。

式(16)意味着若已知当前步长的电磁转矩 $T_e(n)$,则可以通过表达式直接计算出当前步长的负载转矩 $T_L(n)$;而 $T_e(n)$ 可以通过离散化后的式(3)得到,具体为

$$T_e(n) = \frac{3p}{2} [\psi_f i_q(n) + (L_d - L_q) i_d(n) i_q(n)] \quad (17)$$

式(17)中, $i_q(n)$ 和 $i_d(n)$ 可通过旋转坐标变换从 $i_a(n)$ 、 $i_b(n)$ 和 $i_c(n)$ 中计算出来,而后者可以通过设置好的电流传感器进行 AD 采样得到,极对数 p 和 ψ_f 也是已知的,电机参数 L_d 和 L_q 假设是恒定的,那么 $T_e(n)$ 就可以计算得到。进一步代入式(16)便生成了参考转矩,具体如下:

$$T_{ref}^*(n) = J_m p \omega_r(n) + B_m \omega_r(n) + T_L(n) \quad (18)$$

其中: $p\omega_r(n) = [\omega_r(n) - \omega_r(n-1)]/t_s$

式中: $p\omega_r(n)$ ——转子速度的差分量;

$\omega_r^*(n)$ ——参考转速的当前步长采样值;

$\omega_r(n)$ ——实际转速的当前步长采样值。

参考转矩的生成是以电机参数 L_d 和 L_q 假设恒定为前提的,但是该假设是不符合实际电机运行工况的,此参考转矩指令仅在作为神经元映射的实时训练时使用,从而设置驱动控制的稳定边界。

3.3 基于 SAN 的转速控制器

如图 1 所示为 SAN 模块的结构,采用一个单一的前馈神经网络结构能够最大限度地减少计算量。其输入为当前步长下的 $\omega_r^*(n)$ 、 $e(n)$ 和 $\Delta e(n)$, 权重系数分别为 W_1 、 W_2 和 W_3 , 偏置参数为 B , 输出则为参考转矩指令 T_{SAN}^* 。SAN 的输出范围为 $-1 \sim 1$, 是通过 S 型生长曲线函数进行调节的, 输出结果乘以最大峰值转矩则为实际的参考转矩命令。

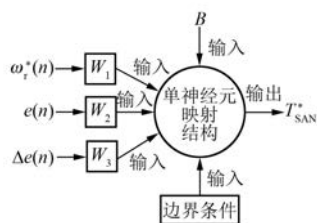


图 1 IPMSM 驱动控制器的 SAN 模块

生成参考转矩指令后,通过 MTPA 算法可以获得相应的 q 轴和 d 轴电流指令 i_q^* 和 i_d^* , 通过反旋转坐标变换计算出参考相电流指令 i_a^* 、 i_b^* 和 i_c^* , 然后由电流滞环控制器比较三相参考电流和实际三相电流,生成最终的 PWM 信号给到变频驱动器,最后产生期望的转速。基于 SAN 的转速控制器框图如图 2 所示。

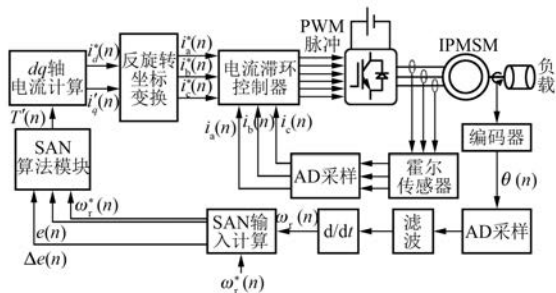


图 2 IPMSM 驱动控制器框图

为了实现自适应控制,每当速度误差 $e(n)$ 超过一个选定的阈值时,则通过反向传播算法,对权重和偏差参数进行更新,如果不超过阈值,权重和偏差参数在下一次迭代运算中保持不变。此外,在每个样本中,若转矩误差 $e_T(n) = T_{ref}^*(n) - T_{SAN}^*(n)$ 超出阈值,则也将其用于 SAN 的训练。如果经过指定数量的反传迭代后仍然训练不成功,那么则将原来的 $T_{ref}^*(n)$ 输出进行电机控制。设置 $e_T(n)$ 的边界能够保证 IPMSM 运行稳定,而设置迭代次数的上限可以使得数字处理器保持实时性,同时也意味着 SAN 可以产生自身的初始权重和偏差参数,可以不需要提前离线训练。

如图 3 所示为电机空载运行到额定转速 188.5 rad/s 的一个训练过程,其中设置速度误差边界为 0.1 rad/s,转矩容差为 42%,每次采样步长最大允许迭代次数为 10 次,最终得到 SAN 的权重和偏差参数 $W_1 = 0.6286$, $W_2 = 1.5458$, $W_3 = 1.0276$ 和 $B = -0.4652$ 。最后的采样步长, SAN 输出参考转矩 $T_{SAN}^* = 0.5098 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

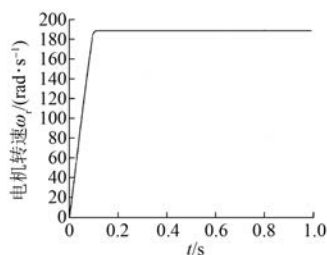


图 3 SAN 控制器作用下的空载起动转速曲线

为了说明参考转矩命令 T_{ref}^* 的作为 SAN 边界的重要性,仿真计算了无 T_{ref}^* 边界时的电机空载启动和 $t = 2 \text{ s}$ 时突加 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的额定转矩负载时的速度波形,如图 4 所示。由图 4 可以看出,虽然 SAN 控制器能够实现额定转速,但是转速出现了明显的振荡,对负载过于敏感。

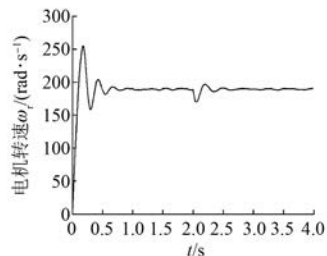


图 4 无参考转矩边界时的 SAN 控制器作用下的起动和突加负载时的转速曲线

4 试验验证

为了检验前述所提出的基于单神经元算法的新型 IPMSM 驱动控制方案, 搭建了小功率 IPMSM 驱动试验平台开展了试验研究。其中所采用的 IPMSM 电机参数如前述表 1 所示。控制器核心数字芯片采用 TI 公司的 DS1102, 其实时性较好, 采样频率设置为 5 kHz, 此外控制器还有转速编码电路和结合霍尔传感器的 AD 采样电路, 控制器最终输出 PWM 脉冲到变频器驱动电机运行。为了进行对比试验验证, 还应用了传统的 PID 控制器, 其参数也经过了优化设计以平衡超调量、上升时间和调节时间等性能指标。

如图 5 所示为 IPMSM 在基于 SAN 的驱动控制下, 轻载时速度指令阶跃变化时的试验波形。其中图 5(a) 所示为 IPMSM 的转速变化曲线, 图 5(b) 所示为转速变化时的电机 A 相电流波形。从转速波形可以看出, 在控制器作用下, 电机在转速指令阶跃变化后能迅速的对其跟踪和准确的保持。从相电流波形可以看出, 其相电流幅值大小没有显著变化, 因为负载转矩是恒定的, 只是电流频率根据转速变化而调整。

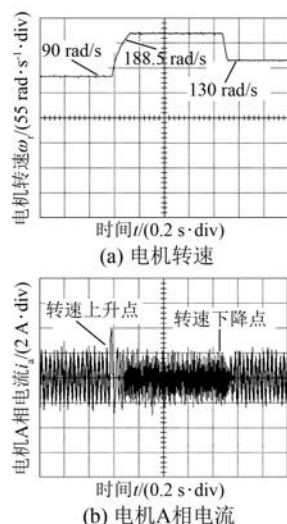


图 5 IPMSM 在 SAN 控制器作用下的转速调节试验波形

如图 6 所示为 IPMSM 在基于 SAN 的驱动控制下, 在空载额定转速下突加 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的额定负载转矩时的试验波形。其中图 6(a) 所示为 IPMSM 的转速曲线, 可以看出, 突加负载转矩后转速波动

很小, 转速控制性能较优, 而从图 6(b) 可以看出 A 相电流幅值在突加负载转矩后迅速上升, 响应较快, 而频率保持不变。

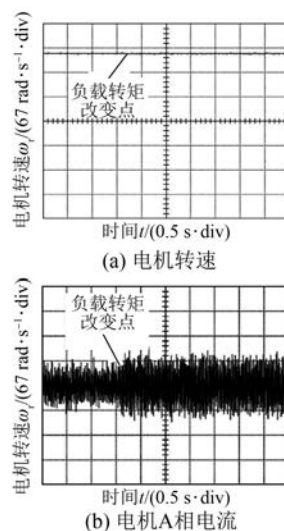


图 6 IPMSM 在 SAN 控制器作用下的突加负载转矩试验波形

如图 7 所示为 IPMSM 在 PID 控制器作用下的试验波形。其中图 7(a) 所示为 IPMSM 在空载时上升至额定转速的曲线, 对比图 5(a) 可以看出, 传统 PID 控制时的转速响应要慢于 SAN 控制, 且超调量大。图 7(b) 所示为 IPMSM 在额定转速时突加 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的额定负载转矩时的转速波形, 对比图 6(a) 可以看出, 传统 PID 控制时的突加负载转矩扰动的转速波动要大于 SAN 控制。因此验证了新型 SAN 控制的优越性。

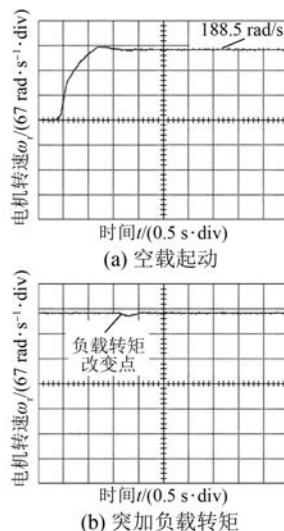


图 7 IPMSM 在 PID 控制器作用下的试验波形

5 结 语

本文对基于单神经元算法的 IPMSM 智能转速控制方案进行了研究和设计,具体的结论如下:

(1) 对比试验研究表明基于实时训练的 SAN 控制器用于控制 IPMSM 具有良好的转速响应和负载动态性能,并且明显地优于传统的 PID 控制器。

(2) 与其他智能控制算法相比,基于 SAN 的算法由于采用的是单神经元映射结构,计算量小,因而不需要高性能的数字芯片作为物理基础,成本低,且避免了神经网络算法所需要的较长时间的离线训练,工程实现性好。

【参 考 文 献】

- [1] 盛义发,喻寿益,桂卫华,等.轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J].中国电机工程学报,2010,30(9): 74-79.
- [2] HANAN M H,黄苏融,高瑾,等.基于交叉耦合效应的车用内置式永磁电机转子位置估计[J].中国电机工程学报,2012,32(15): 124-133.
- [3] 朱永彬,林珍.场路结合电动汽车用永磁同步电机设计分析[J].电机与控制应用,2016,43(2): 60-66.
- [4] 符晓玲,刘旭东.基于反馈线性化和预测控制方法的电动汽车用 IPMSM 速度控制[J].电机与控制应用,2016,43(2): 67-71.
- [5] 李和明,董淑惠,王毅,等.永磁直驱风电机组低电压穿越时的有功和无功协调控制[J].电工技术学报,2013,28(5): 73-81.
- [6] 肖园园,李欣然,张元胜,等.直驱永磁同步风力发电机的等效建模[J].电力系统及其自动化学报,2013,25(1): 12-28.
- [7] RAHMAN M A, ZHOU P. Field circuit analysis of brushless permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1996, 43(2): 256-267.
- [8] BUTT C B, HOQUE M A, RAHMAN M A. Simplified fuzzy logic based MTPA speed control of IPMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(6): 1529-1535.
- [9] 吴荒原,王双红,辜承林,等.内置式永磁同步电机改进型模糊逻辑控制器设计[J].中国电机工程学报,2013,33(33): 68-75.
- [10] 徐建英,谷伟志,吴婷.永磁同步电动机的哈密顿最优控制系统[J].微特电机,2016,44(1): 43-47.
- [11] 张兴华,唐其太.考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机自适应反步控制[J].控制与决策,2016,31(8): 1509-1512.
- [12] 严卫生,林海,丁明,等.基于模糊逻辑控制的永磁同步电动机 SVM-DTC 系统仿真[J].微特电机,2008,36(11): 35-38.
- [13] 徐静,段芳,江天炎.模糊 MRAS 方法在永磁同步电机无速度传感器控制系统中的应用[J].电机与控制应用,2015,42(12): 55-58.
- [14] 张国强,王高林,倪荣刚,等.基于自适应线性神经元滤波的内置式永磁电机转子位置观测器[J].电工技术学报,2016,31(6): 47-54.
- [15] NAMUDRI C, SEN P C. A servo-control system using a self-controlled synchronous motor with sliding mode controller [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1987, 23(2): 283-295.
- [16] RAHMAN M A, HOQUE M A. On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Energy Converters, 1998, 13(4): 311-318.
- [17] YI Y, VILATGAMUWA D M, RAHMAN M A. Implementation of artificial neural network based controller for an interior permanent magnet motor drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(1): 96-104.
- [18] UDDIN M N, ABIDO M A, RAHMAN M A. Laboratory implementation of an artificial neural network for online tuning of a genetic algorithm based PI controller for IPMSM drive [C] // IEEE Proceedings of the Power Conversion Conference, Montreal, QC, Canada: IEEE, 2002: 16-20.
- [19] BOSE B K. A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, 24(6): 987-997.
- [20] MORIMOTO S, SANDA M, TAKETA Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.
- [21] HOQUE M A, BUTT C, RAHMAN M A. A novel approach for MTPA speed control of IPMSM drive [C] // IEEE 2nd International Conference on Electric Computation Engineering, Dhaka, Bangladesh, IEEE, 2002: 336-339.

收稿日期: 2016-11-09