

# 无刷直流电机单神经元 PI 控制器的设计

高渊炯,郝润科,朱军,黄少瑞

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院,上海 200093)

**摘要:**研究了一种基于专家系统的单神经元 PI 控制器,并将其应用于无刷直流电机调速系统中。控制器实现了 PI 参数的在线调整,在具有 PID 控制器良好动态性能的同时,减少微分项对系统稳态运行时的影响,并较好地克服了无刷直流电机非线性、参数易变的影响。仿真结果表明,基于专家系统的单神经元 PI 控制器自适应能力好,响应快,鲁棒性强,系统静态和动态特性良好。

**关键词:**无刷直流电动机;专家系统;单神经元;比例积分控制器

**中图分类号:**TM361      **文献标识码:**A

## Design of Single-neuron PI Controller in Timing System for DC Brushless Motor

GAO Yuan-jiong, HAO Run-ke, ZHU Jun, HUANG Shao-rui

(School of Optical-electrical and Computer Engineering, University of  
Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

**Abstract:** One kind of single-neuron PI controller based on expert system was proposed. This kind of controller is used in the timing system for DC brushless motor. Regulating the parameters of the PID, the controller can reduce the effect brought by differential item which is harmful to the static performance of system. Also the controller has the good dynamic performance such as the PID controller. The controller can conquer the problem such as non-linear and parameter variety of brushless DC motor. The simulation results show that the single-neuron PI controller based on expert system has high robustness and adaptive ability and the system has good static and dynamic performance.

**Key words:** brushless DC motor; expert system; single-neuron; PI controller

## 1 引言

在一般的电机调速系统中,通常使用 PI 控制器就能满足系统的性能指标。当调速系统的动态性能要求相对较高时,可以引入微分环节来组成 PID 控制器,从而改善系统的动态性能,但需要指出的是,电机是主要的谐波源之一,运行时会产生大量的电磁干扰,微分环节在改善动态性能的同时,也会对干扰信号进行放大,过大的微分系数会使系统的静态性能变坏。另外,控制器各个参数的整定和系统的参数密切相关,当被控对象是非线性系统,参数易发生变化或存在扰动时,控制器的性能就变得较差<sup>[1]</sup>。

单神经元具有自学习和自适应能力,而且对对象模型精度要求不高,抗干扰能力强。将单神经元和传统 PID 控制器结合在一起,能有效解决传统 PID 控制器不易在线实时整定参数、难于对

一些复杂过程和参数慢性时变系统进行有效控制的不足。为了改善单神经元 PID 控制器在响应的快速性方面的不足,引入专家系统的概念,建立规则库,根据不同的系统运行状态,采用不同的调整规则,从而获得快速响应的能力。

将这种基于专家系统的单神经元 PI 控制器应用于无刷直流电动机调速系统,有效地解决了负载扰动和参数变化时无刷直流电动机系统的不稳定性。

## 2 基于专家系统的单神经元 PI 控制器<sup>[2-3]</sup>

### 2.1 控制器基本原理

基于专家系统的单神经元 PI 控制器结构如图 1 所示,图 1 中  $x_1 = e$  为转速偏差,  $x_2 = \int edt$  为转速偏差的积分,  $x_3 = -dn/dt$  为实际转速变化率的负值,  $n^*$  为控制器的给定,  $y^*$  为控制器的

输出。根据转速偏差、转速偏差的积分和实际转速变化率的负值所在区间确定调整规则,并根据其大小决定调整的强度,使 PI 控制器随着偏差的变化而有选择的变化。当偏差大时,停止积分,并调整比例系数  $K_p$ ,使系统以最大的能力消除偏差;当偏差小时,投入积分,并且逐步调整比例系数  $K_p$  和积分系数  $K_i$ ,使系统以最佳的过程达到稳态。

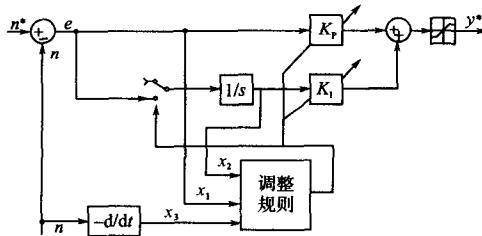


图 1 基于专家系统的单神经元 PI 控制器结构图

Fig. 1 Structure diagram of single neuron PI controller based on expert system

## 2.2 控制器调整规则

### 2.2.1 大偏差范围调整规则

取  $\delta$  为  $(10\% \sim 20\%) n_N$ , 当  $e > \delta$  时, 停止积分, 并对积分值清零, 只保留比例部分, 调整  $K_p$ , 使

$$K_p = \frac{n_{\max}^*}{|e|} \quad (1)$$

则控制器输出达到限幅值, 系统以允许最大的能力快速减小偏差。 $n_N$  为电机的额定转速,  $n_{\max}^*$  为给定的最大值。

### 2.2.2 小偏差范围调整规则

当  $e \leq \delta$  时, 系统进入小偏差范围, 及时调整  $K_p$  和  $K_i$  的值, 可避免过调现象的产生, 使系统平稳进入稳定运行状态。下面分 3 种情况讨论小偏差范围调整规则, 为了不产生歧义, 应使  $K_p \geq 0, K_i \geq 0$ 。

1)  $x_1 x_3 < 0$ 。当  $x_1 > 0, x_3 < 0$  或  $x_1 < 0, x_3 > 0$  时, 表明偏差正向零趋近, 应逐步减少  $K_p$ , 削弱比例部分的控制作用。当偏差越接近于零, 且接近零的速度越快时,  $K_p$  的衰减越快。

当  $x_2 > 0$  时, 积分部分产生加速转矩, 而  $x_2 < 0$  时, 积分部分产生制动转矩。若  $x_1 > 0, x_2 > 0$ , 积分部分产生的加速转矩使偏差减小, 若  $x_1 < 0, x_2 < 0$ , 积分部分产生的制动转矩同样有利于消除偏差; 反之, 若  $x_1 > 0, x_2 < 0$  时, 积分部分产生的制动转矩使偏差继续增大; 若  $x_1 < 0, x_2 > 0$ , 积分

部分产生的加速转矩不利于消除偏差。因此, 当  $x_1 x_2 > 0$  时, 应增大  $K_i$ , 利用积分部分消除偏差; 当  $x_1 x_2 < 0$  时, 则应减少  $K_i$ , 以避免偏差继续增大。因此, 调整规则为

$$K_p(q+1) = K_p(q) + \eta_{p1} \frac{x_3}{x_1} \quad (2)$$

$$K_i(q+1) = K_i(q) + \eta_i x_1 x_2$$

式中:  $q$  为学习次数;  $\eta_{p1}, \eta_i$  分别为比例系数  $K_p$  和积分系数  $K_i$  的学习速率。

2)  $x_1 x_3 > 0$ 。当  $x_1 > 0, x_3 > 0$  或  $x_1 < 0, x_3 < 0$  时, 偏差  $e \neq 0$ , 且  $|e|$  继续增大, 快速增大  $K_p$ , 可以快速有效地减少偏差。偏差离零越远, 且离开零的速度越快时,  $K_p$  增大的越快。 $K_i$  的调整规则与  $x_1 x_3 < 0$  时相同。

调整规则为

$$K_p(q+1) = K_p(q) + \eta_{p2} x_1 x_3 \quad (3)$$

$$K_i(q+1) = K_i(q) + \eta_i x_1 x_2$$

式中:  $q$  为学习次数;  $\eta_{p2}$  为比例系数  $K_p$  的学习速率。

3)  $x_1 x_3 = 0$ 。当  $x_1 = 0, x_3 = 0$  时, 即系统的偏差和转速的变化率都为 0, 系统必然处于平衡状态, 故保持  $K_p, K_i$  不变。当  $x_1 = 0, x_3 \neq 0$  或  $x_1 \neq 0, x_3 = 0$  时, 仍采用保持  $K_p, K_i$  不变的方式, 系统在原先的控制参数作用下, 最终将离开平衡状态。一旦离开平衡状态, 又成为  $x_1 x_3 \neq 0$ , 则  $K_p, K_i$  重新进入学习调整状态。

综上所述, 该控制器调整规则归纳如下:

RULE 1: IF  $e > \delta$

$$\text{THEN } K_p = \frac{n_{\max}^*}{|e|}, x_2 = \int edt = 0;$$

RULE 2: IF  $e \leq \delta$  AND  $x_1 x_3 < 0$

$$\text{THEN } K_p(q+1) = K_p(q) + \eta_{p1} x_3 / x_1;$$

RULE 3: IF  $e \leq \delta$  AND  $x_1 x_3 > 0$

$$\text{THEN } K_p(q+1) = K_p(q) + \eta_{p2} x_1 x_3;$$

RULE 4: IF  $e \leq \delta$  AND  $x_1 x_3 \neq 0$

$$\text{THEN } K_i(q+1) = K_i(q) + \eta_i x_1 x_2;$$

RULE 5: IF  $e \leq \delta$  AND  $x_1 x_3 = 0$

$$\begin{aligned} \text{THEN } K_p(q+1) &= K_p(q), K_i(q+1) \\ &= K_i(q) \end{aligned}$$

式中:  $q$  为学习次数。

为了进一步改善系统的动态性能, 减少系统的超调, 降低积分项带来的影响, 当  $e > \delta$  时, 对积分项设置积分上下限, 并且当积分值到达限幅值时, 停止对积分系数的调整。

### 3 Matlab 仿真模型的建立

#### 3.1 无刷直流电机控制系统总体模型<sup>[4-5]</sup>

无刷直流电机控制系统的模型如图 2 所示, 主要包括以下几个部分: 无刷直流电机模块(DC Brushless Motor)、三相逆变模块(Three-phase Inverter)、直流电压源(DC Voltage Source)、电流控制器模块(Current Controller)、速度控制器模块(Speed Controller)以及三相相电流测量模块(Measures)。另外, 图 2 中 Speed 为速度给定, TL 为负载转矩。下文将主要针对电流控制模块和速度控制模块进行说明。

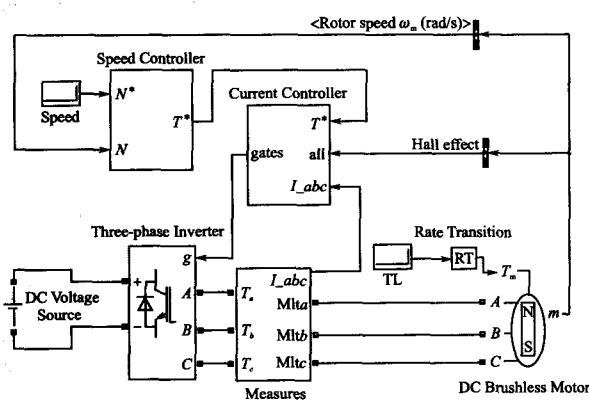


图 2 无刷直流电机控制系统的模型

Fig. 2 DC brushless motor control system model

#### 3.2 电流控制器模块<sup>[5]</sup>

电流控制器模块模型如图 3 所示, 其中有 3 个输入量:  $T^*$ , Hall,  $I_{abc}$ ; 有一个输出量: gates。 $T^*$  为速度控制器模块输出的参考转矩, Hall 为无刷直流电机模块输出的霍尔信号,  $I_{abc}$  为三相相电流测量模块(Measures)输出的 A, B, C 三相相电流, gates 输出三相逆变模块的三相逆变控制信号。

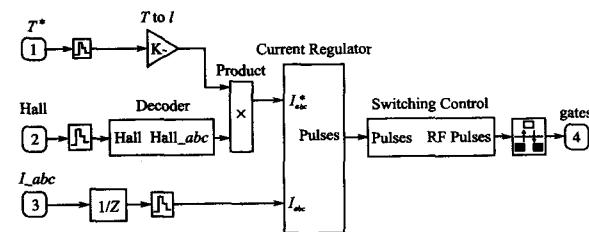


图 3 电流控制器模块模型

Fig. 3 Current controller module model

此外, 该模块主要包含以下 4 个主要子模块: 转矩—电流转换模块( $T$  to  $I$ )、霍尔信号译码模块

(Decoder)、电流调节模块(Current Regulator)以及逆变器开关频率控制模块(Switching Control)。

首先, 转矩—电流转换模块( $T$  to  $I$ )将参考转矩  $T^*$  转换成峰值参考电流。其次, 霍尔信号译码模块(Decoder)将无刷直流电机模块输出的霍尔信号 Hall 进行译码, 从而获得电机的反电动势。Product 将以上 2 个子模块的输出相乘, 得到电流调节模块输入量  $I_{abc}^*$ , 此输入量为电流调节模块的给定值, 结合实际的相电流  $I_{abc}$ , 电流调节模块对三相相电流进行滞环控制, 输出三相逆变器的控制脉冲, 而在控制脉冲送出电流控制器模块之前, 需经过逆变器开关频率控制模块, 该子模块将对三相逆变器控制信号的最高频率进行限制, 防止逆变器产生过高的开关频率。最终, 到达 gates 端的信号将作为三相逆变模块的控制信号输出。

#### 3.3 速度控制器模块

速度控制器模块模型如图 4 所示。该模块的输入  $N^*$  为给定转速,  $N$  为电机实际转速; 输出  $T^*$  为控制器输出的参考转矩。在该模块中使用低通滤波器(Low pass filter)对电机实际转速的输入量进行滤波, 然后计算转速偏差, 偏差值与电机实际转速值经过 Mux 输入控制核心单元(Control Core)进行数据处理, 在控制核心单元中应用基于专家系统的单神经元 PI 控制器来进行速度控制, 控制器根据输入信号, 求得相应的转矩控制值输出。

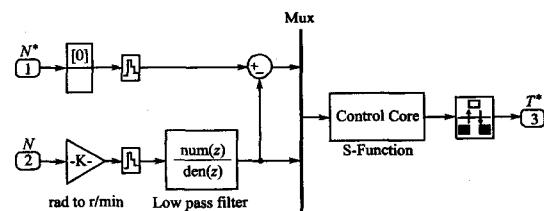


图 4 速度控制器模块模型

Fig. 4 Speed controller module model

本模块中使用了 S-函数来实现控制核心单元的功能。用户可以采用 Matlab 的 M 语言, C, C++, FORTRAN 等语言编写 S-函数。使用 S-函数可以方便快捷地构建用户自己的功能单元, 并且可以在仿真过程中对仿真进行更精确的控制。设计中采用了 M 语言编写 S-函数, 其 mdIOOutputs 以及 mdlUpdata 函数的程序流程图分别如图 5a 和图 5b 所示。

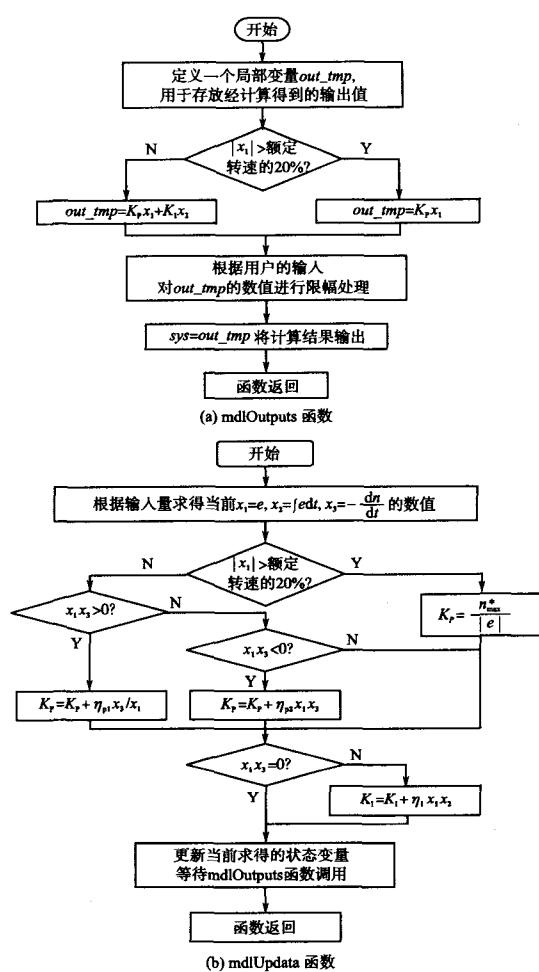


图 5 mdlOutputs 函数与 mdlUpdata 函数流程图

Fig. 5 Flowcharts of function mdlOutputs and function mdlUpdata

#### 4 仿真结果与分析

本文通过 Matlab/Simulink 进行仿真实验。永磁无刷直流电机的参数为:  $R=0.2\Omega$ ,  $L=8.5\text{mH}$ ,  $K_E=0.175\text{Wb}$ ,  $p_n=4$ ,  $J=0.089\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $B=0.005$ 。在仿真过程中, 主要把使用基于专家系统的单神经元 PI 速度控制器的无刷直流电机, 在负载转矩突然增大的情况下, 与传统的 PID 速度控制器的性能进行仿真对比。

传统 PID 速度调节器的参数分别为  $K_P=1.8$ ,  $K_I=20$ ,  $K_D=0.01$ 。基于专家系统的单神经元自适应 PI 控制器参数  $K_I$  的初值为 0.025,  $K_P$  的初值可任意设定。 $K_I$  的学习速率  $\eta_I$  为  $3\times10^{-6}$ , 由于当速度偏差  $e>\delta$ (一般  $\delta$  为额定转速的 10%~20%)时, 该控制器的动态性能主要取决于  $K_P$  的学习速率, 特别是学习速率  $\eta_{P2}$  的大小, 为了便于比较和了解  $K_P$  的学习速率  $\eta_{P2}$  对系统性能

的影响, 这里采用了 3 组不同的  $\eta_{P2}$  初值进行仿真实验, 分别是 0.02, 0.05, 0.1, 与此同时,  $\eta_{P1}$  的数值为 0.35。

图 6 给出了在 0.6 s 时, 负载转矩突然增大为  $25\text{N}\cdot\text{m}$ (机械角速度为  $\omega=100\text{rad/s}$ )的响应性能对比曲线。图 6a 与图 6b 分别为采用传统 PID 控制的转速和转矩响应曲线; 图 6c~图 6h 分别为采用基于专家系统的单神经元 PI 控制器采用不同  $\eta_{P2}$  参数时的转矩和转速响应曲线。

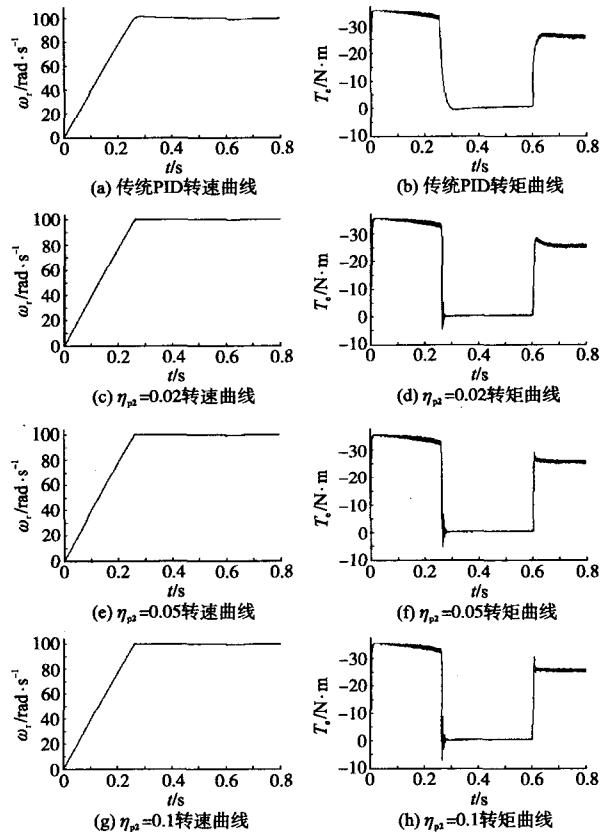


图 6 负载转矩突然增加时系统响应对比曲线

Fig. 6 Comparison graphs of system response with raising load torque suddenly

由仿真结果可见, 当参数选择适当时, 基于专家系统的单神经元 PI 控制器在负载突然波动时转速响应相对于传统 PID 控制器更加迅速, 负载转矩变化时电磁转矩能更快地达到稳定, 因而自适应能力更好。此外, 当负载突然波动时, 比例项学习速率  $\eta_{P2}$  对系统的转矩波动影响显著。如图 6c~图 6h 所示。当系统在 0.26 s 达到给定转速(机械角速度为  $\omega=100\text{rad/s}$ )时,  $\eta_{P2}$  的取值越小, 所产生的转矩波动也就越小; 当系统在 0.6 s 负载转矩突然增加到  $25\text{N}\cdot\text{m}$  时, 随着  $\eta_{P2}$  取值的减

(下转第 70 页)

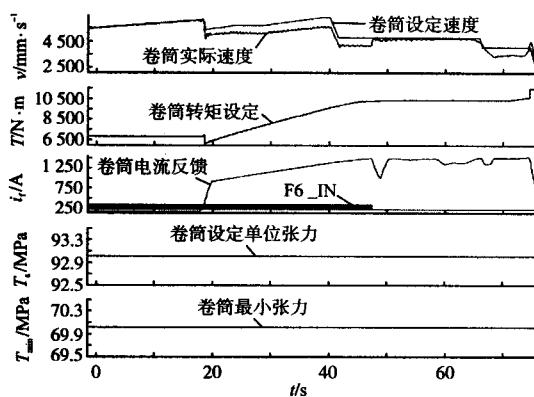


图 4 无锥度张力控制的曲线

Fig. 4 Strip tension without taper compensation

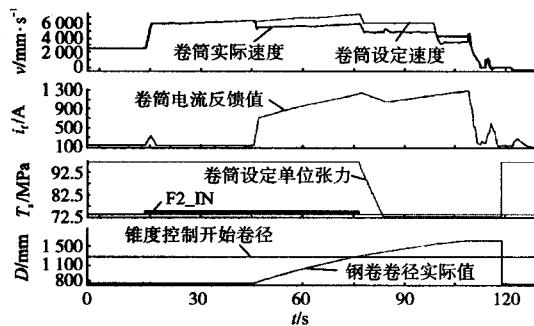


图 5 有锥度张力控制的曲线

Fig. 5 Strip tension with taper compensation

(上接第 53 頁)

小,所产生的转矩波动幅值对应减小,但转矩到达稳定的时间明显增加,调整速率明显下降,与此同时,转速波动却随着  $\eta_{P2}$  取值的减小而增大。由此可见,在确定  $\eta_{P2}$  的取值时,需要考虑转矩波动与转速波动的平衡问题,在减小转速波动的同时,减小系统的转矩波动。

5 结论

与传统 PI 控制器控制系统相比较,基于专家系统的单神经元 PI 控制器控制系统响应速度快、超调量小、动态性能指标优秀,而与传统 PID 控制器相比,减少了微分项,又能降低微分项在实际电机运行中干扰信号被放大所产生的影响。在该控制器中,系统的动态性能仅取决于系统的实际偏差及其变化率,与控制对象的参数无关,因而鲁棒性很强,当学习速率  $\eta_{P1}, \eta_{P2}, \eta_1$  合理选择时,能

通过图 4 和图 5 的 1# 卷取机和 2# 卷取机带钢张力控制的对比分析可以看出, 图 4 中无锥度补偿控制的 2# 卷取机, F6 抛钢瞬间会失张, 失张会导致卷形在某处松卷, 或者在某圈之后的所有外圈都松卷, 错层等。图 5 中有锥度补偿控制功能的 1# 卷取机在 F6 抛钢瞬间以及抛钢之后不会失张, 张力仍然能够达到设定张力, 张力过渡平滑, 卷形良好。

5 结论

本文中所阐述的带钢锥度张力补偿控制算法原理正确,实施后,实现了带钢张力在F6抛钢之前进行平滑减张,确保了F6抛钢之后带钢不失张,卷形良好,效果明显,达到了预期目标,有一定推广价值。

参考文献

- [1] 申志强,邹继涛,陈韬,等.张力控制数学模型应用研究[J].华中科技大学学报:自然科学版,2007,32(12):65-67.
  - [2] 丁修堃.轧制过程自动化[M].第2版.北京:冶金工业出版社,2006.

收稿日期：2009-06-11

修改稿日期:2010-03-02

够满足无刷直流电机调速系统的要求，且算法简单、易于实现。

### 参考文献

- [1] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
  - [2] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 第 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2003.
  - [3] 王耀南. 智能控制系统 [M]. 第 2 版. 湖南: 湖南大学出版社, 2006.
  - [4] 洪乃刚. 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
  - [5] 纪志成, 沈艳霞, 姜建国. 基于 Matlab 无刷直流电机系统仿真建模的新方法 [J]. 系统仿真学报, 2003, 15(12): 1745–1749.

收稿日期:2009-10-26

修改稿日期:2010-02-24