

基于模型预测电动汽车异步电机直接转矩控制

何俊贤,陈卓,曾实

(贵州大学 电气工程学院,贵州 贵阳 550025)

摘要:针对异步电机传统定子磁场定向控制在电动汽车应用领域中会出现超调大、快速响应性不足和PI参数调整繁琐等问题,通过对异步电机数学模型离散化处理,采用一种模型预测直接转矩控制算法(MPDTC)。建立电动汽车动力学模型,在平地启动和爬坡运行工况下验证该算法的控制效果,结果表明:传统定子磁场定向控制算法出现的问题均得到改善,且MPDTC控制算法在电动汽车领域具有潜在使用价值。

关键词:电动汽车;异步电机;模型预测直接转矩控制;定子磁场定向控制

中图分类号:TM343

文献标识码:A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqed19581

Model Predictive Direct Torque Control on Asynchronous Motor for Electric Vehicle

HE Junxian, CHEN Zhuo, ZENG Shi

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, Guizhou, China)

Abstract: For the asynchronous motor, the traditional stator flux orientation control will have some pitfalls in the application field of electric vehicles, such as the large overshoot, the insufficient responsiveness and the complicated PI parameter adjustment. By the discretization of mathematical models of asynchronous motors, a model predictive direct torque control(MPDTC) was employed. The dynamic model of electric vehicle was established, the control effect of the algorithm was verified under the conditions of flat starting and slope climbing. The results show that the problems of the traditional stator flux orientation control algorithm are improved, and the MPDTC control algorithm has potential value in the field of electric vehicles.

Key words: electric vehicle(EV); asynchronous motor; model predictive direct torque control(MPDTC); stator flux orientation control

由于城市规模扩大和生活质量提高,以传统燃料内燃机为驱动系统的汽车具有很大市场,但是随之而来的是严重的汽车尾气污染问题和面临化石能源枯竭的问题,电动汽车(EV)成为了替代传统燃料内燃机汽车的新型交通工具^[1]。电动汽车的驱动电机一般是异步电机、同步电机、开关磁阻电机,由于异步电机具有结构简单、成本低、运行可靠等优点在电动汽车领域广泛运用。

目前,电动汽车异步电机控制方面已经取得一些成果^[2-4]。其中,文献[2]提出用传统矢量控制来控制异步电机,传统异步电机矢量控制是在旋转坐标系下通过解耦实现对转矩和磁链进行闭环控制,但是会出现暂态响应慢等问题;文

献[3]提出采用直接转矩控制对异步电机进行转速控制,直接转矩控制由于不需要复杂的旋转坐标变换,同时没有PWM脉冲发生器和电流调节器^[4],所以直接转矩的暂态响应快,满足电动汽车驱动的要求,但是直接转矩的缺陷之一就是转矩脉动大。对于转矩脉动问题许多学者已经提出一些改进方案^[5-7],考虑电动汽车行驶过程中对电机控制的要求,结合先进控制算法的优势来探索先进控制算法在电动汽车领域潜在的使用价值。

模型预测(model predictive control, MPC)是一种应用在电力电子领域的先进控制算法,相较于传统矢量控制算法,模型预测控制算法在非

基金项目:国家自然科学基金(51567005);贵州省科技厅联合基金项目(LH字[2017]7230, LH字[2017]5788, LH字[2016]7434)

作者简介:何俊贤(1994—),男,硕士研究生, Email: 1326978631@qq.com

线性系统、约束性强的系统、多变量系统等方面具有更优的适应能力,并且没有繁琐的调参步骤。由于模型预测控制需要实时对设定的变量进行预测,对微型处理器的计算能力要求很高^[8]。随着近几年微型处理器快速发展,模型预测控制算法得到广泛应用,如电机控制领域、机器人控制、智能电网电压控制等。

本文结合有限控制集模型预测(finite control set MPC, FCS-MPC),采用一种三相电压型逆变器模型预测直接转矩控制(model predictive direct torque control, MPDTC)。通过对异步电机的数学模型和电动汽车的动力学模型进行推导,采用一阶前向欧拉法对异步电机数学模型进行离散,通过选取转、定子磁链为状态变量来预测转矩和定子磁链,通过价值函数来获得最优的电压矢量^[9],通过对比传统定子磁链定向控制算法的仿真结果来验证模型预测在电动汽车驱动电机控制方面的可行性和有效性。

1 电动汽车的动力学模型

验证提出的控制算法有效性需要对电动汽车的动力学进行分析和建模。通过把汽车行驶过程中的阻力和负载转矩等效折算到电机轴,然后对电动汽车进行动力学分析,得到以下公式:

$$F_T = F_{ad} + F_r + F_G + F_{ac} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} F_{ad} = \frac{1}{2} C_{ad} \cdot \rho \cdot A \cdot v^2 \\ F_r = C_r \times g \cdot M_v \cdot \cos \alpha \\ F_G = g \cdot M_v \cdot \sin \alpha \\ F_{ac} = M_v \cdot \frac{dv}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中: F_T 为电动汽车的牵引力; F_{ad} 为空气阻力; F_r 为滚动阻力; F_G 为坡度阻力; F_{ac} 为加速阻力; C_{ad} 为空气阻尼系数; ρ 为空气密度; A 为正面迎风的面积; α 为坡度; C_r 为电动汽车轮胎的摩擦系数; v 为电动汽车行驶速度; M_v 为汽车质量。

2 异步电机的数学模型及其磁链观测

2.1 异步电机的数学模型

图1为三相电压型逆变器驱动异步电机的等效图。

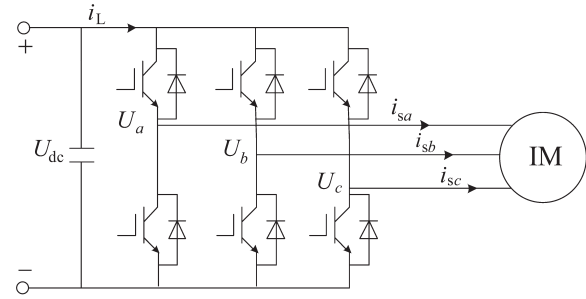


图1 电压源型逆变器驱动异步电机电路模型

Fig.1 Equivalent model of voltage source inverter driving induction motor

图1中, i_L 为直流侧电流; U_{dc} 为直流侧电压; U_a, U_b, U_c 为PWM输出电压; i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 为三相输出电流。由于电机定子与逆变器相连,因此得到以下电机定子电压和在静止坐标系下的电压关系:

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

定义开关函数:

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{上桥臂导通,下桥臂关断} \\ S_i = 0 & \text{上桥臂关断,下桥臂导通} \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$i = a, b, c$$

根据三相桥臂开关信号的组合,可以得到8种不同的电压矢量,其中包含2个零矢量,它们幅值为0,就在六边形的中心点,则提供不同的7种电压矢量,如图2所示。

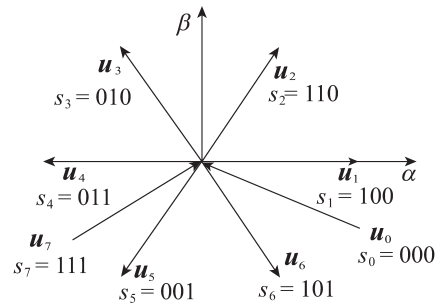


图2 电压空间矢量

Fig.2 Voltage space vector

异步电机在静止坐标系的数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{ra} \\ u_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & a & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega L_m & b & \omega L_r \\ -\omega L_m & L_m p & -\omega L_r & b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 $a = R_s + L_s p$ $b = R_r + L_r p$

式中: $u_{sa}, u_{sb}, u_{ra}, u_{rb}, i_{sa}, i_{sb}, i_{ra}, i_{rb}$ 为定、转子电压电

流在 α - β 坐标系下的分量; p 为微分算子; ω 为电机转子角速度。

转矩表示为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{s\beta} \Psi_{ra} - \Psi_{sa} \Psi_{r\beta}) \quad (6)$$

其中 $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s)$

式中: T_e 为电机的转矩; $\Psi_{s\beta}, \Psi_{sa}, \Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}$ 为定、转子磁链 α - β 坐标系下的分量; R_r, R_s 为转、定子电阻; L_r, L_s, L_m 为转、定子电感和定、转子之间的互感; σ 为电机漏磁系数; n_p 为极对数。

2.2 磁链观测

采用纯积分的电压模型来观测定子磁链时,由于电压模型中的纯积分环节会出现积分初值和直流偏置问题^[10],但是模型预测控制器需要精确的定子磁链和转子磁链,所以在电压模型的基础上引入电流模型对其进行补偿,电压-电流磁链观测器是对定子电流进行闭环控制,具有调速性能好的特性^[11],本文采用电压-电流磁链观测器对定、转子磁链进行观测。定子磁链模型如下式:

$$\begin{cases} \Psi_{sa} = \int (u_{sa} - i_{sa} R_s) dt \\ \Psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt \end{cases} \quad (7)$$

$$\Psi_s = \sqrt{\Psi_{sa}^2 + \Psi_{s\beta}^2} \quad (8)$$

转子磁链的电流模型如下式:

$$\begin{cases} \Psi_{ra} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{sa} - \omega T_r \Psi_{r\beta}) \\ \Psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{s\beta} + \omega T_r \Psi_{ra}) \end{cases} \quad (9)$$

式中: T_r 为转子时间常数; Ψ_s 为定子磁链值。

根据转子磁链与定子磁链的关系,可得:

$$\begin{cases} i_{sa} = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_{sa} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{ra} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{r\beta} \end{cases} \quad (10)$$

电压-电流混合磁链观测器的关键就是PI电流调节器,调节器输出的补偿信号修正定子磁链的估计值。

3 预测模型直接转矩控制算法

3.1 基本原理

图3是异步电机直接转矩模型预测控制的系统简图。在图3中,由一个转速外环调节器和一

个非线性模型预测内环控制器构成一个完整的电动汽车电机控制回路,转矩的参考值由速度外环PI调节器得到,磁链参考值指定为定值,采用电压-电流混合磁链观测器来观测电机在两相静止坐标系下的定子、转子磁链,作为模型预测控制器的输入量。模型预测控制器内部执行分2步:1)内部根据离散方程计算出7种电压矢量作用下转矩和定子磁链的预测值;2)然后将预测值和参考值代入价值函数进行评估,从而获取最优的电压矢量作用于逆变器。

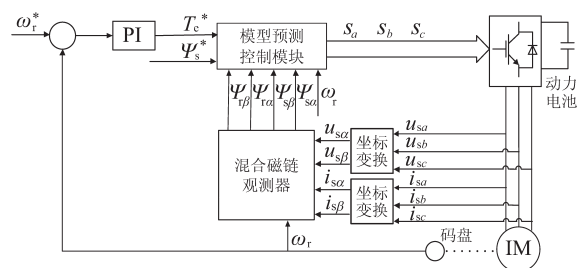


图3 异步电机模型预测直接转矩控制系统

Fig.3 MPDTC system for asynchronous motor

3.2 磁链和转矩预测

根据式(5)可以选择4个变量和电压矢量来表示电机的运行模型:

$$\begin{bmatrix} p\Psi_{sa} \\ p\Psi_{s\beta} \\ p\Psi_{ra} \\ p\Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & a_2 \\ a_3 & 0 & a_4 & -\omega \\ 0 & a_3 & \omega & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中

$$a_1 = -R_s L_r (L_s L_r - L_m^2)^{-1} \quad a_2 = R_s L_m (L_s L_r - L_m^2)^{-1}$$

$$a_3 = R_r L_m (L_s L_r - L_m^2)^{-1} \quad a_4 = -R_r L_s (L_s L_r - L_m^2)^{-1}$$

式中: E 为二阶的单位矩阵。

由于模型预测直接转矩控制的变量是定子磁链和电磁转矩,当前的采样时刻是 t_k 时,需要对 t_{k+1} 时刻进行预测,对式(11)采用一阶前向欧拉法进行离散化处理,可得:

$$\begin{cases} \Psi_{sa}(k+1) = a_{11} \times \Psi_{sa}(k) + a_{12} \times \Psi_{ra}(k) + u_{sa}(k) \times T_s \\ \Psi_{s\beta}(k+1) = a_{21} \times \Psi_{s\beta}(k) + a_{22} \times \Psi_{r\beta}(k) + u_{s\beta}(k) \times T_s \\ \Psi_{ra}(k+1) = a_{31} \times \Psi_{ra}(k) + a_{32} \times \Psi_{sa}(k) - \omega(k) \times \Psi_{r\beta}(k) \times T_s \\ \Psi_{r\beta}(k+1) = a_{41} \times \Psi_{r\beta}(k) + a_{42} \times \Psi_{s\beta}(k) + \omega(k) \times \Psi_{ra}(k) \times T_s \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$a_{11} = 1 + a_1 \times T_s \quad a_{12} = a_2 \times T_s \quad a_{21} = a_1 \quad a_{22} = a_{22}$$

$a_{31}=1+a_4 \times T_s$ $a_{32}=a_3 \times T_s$ $a_{31}=a_{41}$ $a_{32}=a_{42}$
 式中: $\Psi_{sa}(k)$, $\Psi_{sb}(k)$, $\Psi_{ra}(k)$, $\Psi_{rb}(k)$ 分别为 t_k 时刻的定、转子磁链在 α - β 坐标系中的分量; $u_{sa}(k)$, $u_{sb}(k)$ 分别为在 t_k 时刻的定子电压在 α - β 坐标系中的分量; $\Psi_{sa}(k+1)$, $\Psi_{sb}(k+1)$, $\Psi_{ra}(k+1)$, $\Psi_{rb}(k+1)$ 为在 t_{k+1} 时刻在 α - β 坐标下的定、转子磁链预测值; T_s 为采样周期。

根据式(12)可以得到 t_{k+1} 时刻定子磁链的预测值:

$$\Psi_s(k+1) = \sqrt{\Psi_{sa}^2(k+1) + \Psi_{sb}^2(k+1)} \quad (13)$$

由于在混合磁链观测器中会对转子磁链进行观测,根据式(6)电磁转矩与定、转子磁链的关系,可得:

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \{ [\Psi_{sb}(k+1) \Psi_{ra}(k+1)] - \Psi_{sa}(k+1) \Psi_{rb}(k+1) \} \quad (14)$$

式中: $\Psi_s(k+1)$ 为定子磁链预测值; $T_e(k+1)$ 为电机转矩预测值。

根据式(3)可知, u_{sa} , u_{sb} 与空间矢量的7种不同电压矢量在静止坐标系的分量对应,模型预测控制算法会将7种不同电压矢量,代入到式(12),计算出4个状态变量的预测值,再根据式(13)和式(14)来计算出不同电压矢量下的电磁转矩和定子磁链的预测值。

3.3 价值函数

由图2可知异步电机的定子侧与逆变器相连,通过模型预测控制器输出开关信号给逆变器,逆变器开关信号是由MPDTC控制器中的价值函数来决定的。定义:

$$\begin{cases} T_e(k+1) \approx T_e^* \\ \Psi_s(k+1) \approx \Psi_s^* \end{cases} \quad (15)$$

式中: T_e^* 为给定转矩值; Ψ_s^* 为给定的定子磁链值。价值函数会滚动计算每个电压矢量对应的电磁转矩和定子磁链的预测值与输入的参考值之间的误差,而价值函数的作用就是得到与参考值近似相等的预测值,通过价值函数得到最优的电压矢量,输出对应的开关信号给逆变器。

引入价值函数来评估上述的误差值,其定义如下式^[12]:

$$G_i = \frac{|T_e^* - T_{ei}(k+1)|^2}{T_n^2} + \frac{|\Psi_s^* - \Psi_{si}(k+1)|^2}{\Psi_{sn}^2} \quad (16)$$

式中: G_i 为每一个电压矢量作用下的误差值; $T_{ei}(k+1)$ 为每一个电压矢量作用下的转矩预测值; $\Psi_{si}(k+1)$ 为每一个电压矢量作用下的定子磁链预测值; T_n 为异步电机的额定转矩; Ψ_{sn} 为电机的额定定子磁链。

图3显示了模型预测的控制框图,可以看到转矩的参考值是由转速调节器产生的,而定子磁链参考值是一个定值,通过以下步骤来解释模型预测的基本操作:

- 1) 测量定子电压、电流和转子转速;
- 2) 通过混合磁链观测器计算定、转子磁链值;
- 3) 模型预测控制器计算出在7种不同电压矢量作用下的电磁转矩和定子磁链的预测值;
- 4) 价值函数对预测值和参考值进行误差计算;
- 5) 将误差最小的开关矢量输出到逆变器;
- 6) 下一个采样周期重复以上步骤。

4 仿真实验结果

在 Matlab/Simulink 仿真实验中,根据电动汽车参数(汽车质量 $M_v = 800$ kg, 车轮半径 $r = 0.25$ m, 迎风面积 $A = 2.2$ m², 滚动阻尼系数 $C_r = 0.01$, 空气阻尼系数 $C_{ad} = 0.26$), 搭建了电动汽车的动力数学模型,通过与传统定子磁场定向控制算法的控制效果比较,来验证本文提出的算法有效性。系统的仿真参数为:额定功率 $P_n = 18.45$ kW, 额定电压 $U_n = 400$ V, 定子电阻 $R_s = 0.596$ 8 Ω , 转子电阻 $R_r = 0.625$ 8 Ω , 互感 $L_m = 0.035$ 4 H, 转子漏感 $L_{lr} = 0.005$ 47 H, 定子漏感 $L_{ls} = 0.000$ 35 H, 额定转矩 $T_n = 89$ N·m, 额定磁链 $\Psi_{sn} = 1.4$ Wb, 极对数 $n_p = 3$ 。

图4、图5为2种控制算法对电动汽车在上坡、平地起步工况下的控制效果对比。图4为平地启动时控制效果对比图;图5为上坡时控制效果对比图。其中,转矩参考值是通过电动

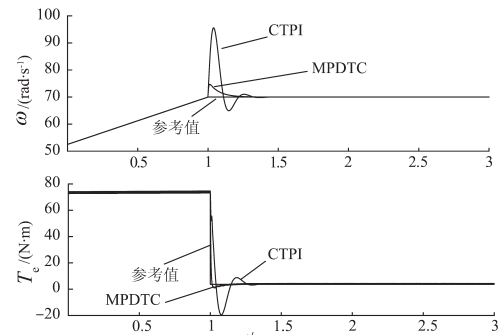


图4 平地启动时转速和转矩

Fig.4 Speed and torque at the flat starting

汽车动力学模型给定,MPDTC表示模型预测控制算法得到的控制实际值,CTPI表示是传统定子磁场定向矢量控制算法得到的控制实际值。

如图4所示,从0到1s匀加速到 $\omega = 70 \text{ rad/s}$,之后一直是匀速行驶,在1s之后是匀速行驶出现转矩的下降,在1s时,模型预测控制下的转速在0.2s之后与参考值重合,而传统PI需要0.4s,由于转矩的突变,会对转速造成影响,模型预测控制器恢复时间比传统PI缩短了0.2s,同时超调小。

图5是模型电动汽车上坡时和平地转速下降时的转矩和转矩变化,假设 ω 是以 50 rad/s 匀速上坡,然后变速到 70 rad/s ,再降到 60 rad/s 。从以上仿真结果可知,在面临转速变化时,模型预测控制下的超调量减小17%,且模型预测恢复稳定的时间更短。

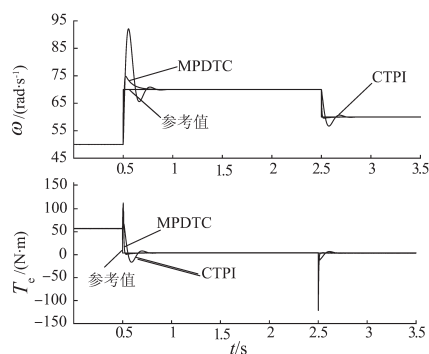


图5 上坡时转速和转矩

Fig.5 Speed and torque at the slope climbing and flat driving

5 结论

本文通过对异步电机的数学模型进行推导,在Matlab/Simulink搭建了异步电机控制模型,针对传统定子磁链定向控制算法在电动汽车应用中出现的响应较慢,超调较大等问题,采用模型预测直接转矩控制算法,以电磁转矩和定子磁链为参考值,通过价值函数进行评估,输出最优的开关信号给三相电压型逆变器。通过仿真结果可知,所

采用的模型预测直接转矩控制算法在异步电机运动过程中具有更好的稳定性和快速响应性,能更加精准地跟踪参考值,改善了传统控制算法存在的问题,在电动汽车领域具有潜在的使用价值。

参考文献

- [1] Makrygiorgou J J, Alexandridis A T. Dynamic Analysis of Induction Machine Driven Electric Vehicles Based on the Nonlinear Accurate Model [C]// 2016 24th Mediterranean Conference on Control and Automation, 2016:479-484.
- [2] 陈勇,张大明,姜丕杰.电动汽车用异步电机矢量控制系统仿真分析[J].系统仿真学报,2007,19(16):3761-3765.
- [3] 张兴华,孙振兴,王德明.电动汽车用感应电机直接转矩控制系统的效率最优控制[J].电工技术学报,2013,28(4):255-260.
- [4] 韩建群,郑萍.一种用于电动汽车的永磁同步电机直接转矩控制的简化方法[J].电工技术学报,2009,24(1):76-80.
- [5] 魏欣,陈大跃,赵春宇.一种基于占空比控制技术的异步电机直接转矩控制方案[J].中国电机工程学报,2005,25(14):93-97.
- [6] 张华强,王新生,魏鹏飞,等.基于空间矢量调制的直接转矩控制算法研究[J].电机与控制学报,2012,16(6):13-18.
- [7] 林宏民,吴晓新,乐胜康,等.基于三电平优化矢量的异步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2018,22(8):65-74.
- [8] 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.
- [9] 朱晓雨,王丹,彭周华,等.异步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制应用,2016,43(2):6-12.
- [10] 刘洋,史黎明,赵鲁,等.一种基于混合型磁链观测器的异步电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2015,30(10):157-163.
- [11] 邓青宇,廖晓钟,冬雷,等.一种基于定子磁场定向矢量控制的异步电机磁链观测模型[J].电工技术学报,2007,22(6):30-34.
- [12] Miranda H, Cortes P, Yuz J I, et al. Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-space Models [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1916-1924.

收稿日期:2018-10-10

修改稿日期:2019-01-02