

基于离散化组合磁链模型的感应电机 无速度传感器控制*

杜焜, 蒋林, 韩璐, 代云中, 钟红波
(西南石油大学 电气信息学院, 四川 成都 610500)

摘要: 矢量控制系统的关键在于能否实现对磁链的准确定位。为此, 针对传统的电压、电流型磁链观测器各自的优缺点和适用范围, 提出了一种电压电流组合型磁链观测器。通过比例积分控制实现电压、电流模型的平滑切换。采用梯形法对该组合磁链模型进行离散化处理, 实现了感应电机矢量控制系统的数字化。搭建基于 DSP28055 的物理试验平台, 试验结果表明了该方法的有效性, 验证了该组合模型在感应电机矢量控制系统中的可行性和优越性。

关键词: 感应电机; 组合磁链模型; 无速度传感器控制; 梯形法; 离散化

中图分类号: TM 346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)02-0021-06

doi: 10.12177/emca.2019.147

Speed Sensorless Control of Induction Motor Based on Discretized Combined Flux Linkage Model*

DU Kun, JIANG Lin, HAN Lu, DAI Yunzhong, ZHONG Hongbo

(School of Electrical Engineering and Information, Southwest Petroleum University, Chengdu 610500, China)

Abstract: The key of vector control system is whether the flux linkage can be accurately positioned. Taking the advantages and disadvantages of traditional voltage- and current-model flux observers and their application scope into consideration, a voltage and current combined flux observer is proposed. Smooth switching between voltage and current models is achieved through proportional integral control. The trapezoidal method is used to discretize the combined flux model, which realizes the digitization of the vector control system of induction motor. The physical experiment platform based on DSP28055 is built. The experimental results show the effectiveness of the method and the feasibility and superiority of the combined flux model in induction motor vector control system.

Key words: induction motor; combined flux model; speed sensorless control; trapezoidal method; discretization

0 引 言

无速度传感器矢量控制系统是交流调速领域的研究热点之一^[1]。无速度传感器控制的关键技术是磁链估计和转速辨识。针对磁链估计方法,

国内外学者做了大量研究^[2-4], 有开环的电压模型、电流模型磁链估计; 闭环的模型参考自适应(MRAS)、全阶磁链观测器(AFO)、扩展卡尔曼滤波、滑模观测器等。因为电压模型和电流模型的磁链估计方法简单, 容易实现, 所以在工程实际中

收稿日期: 2019-11-12; 收到修改稿日期: 2019-12-13

* 基金项目: 国家自然科学基金青年基金项目(51607151); 四川省创新创业项目(S201916015055)

作者简介: 杜焜(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力拖动。

蒋林(1974—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力拖动, 智能控制。

韩璐(1984—), 女, 博士, 研究方向为系统切换和最优控制。

应用广泛^[5-7]。基于电压模型的磁链估计方法在低速运行时性能受定子电阻的影响较大^[8]，而基于电流模型的磁链估计方法含有转速信号，易受转子参数的影响。通常，电压模型适用于中、高速范围，电流模型适用于低速范围。为了适应宽调速范围，提出一种电压、电流组合模型的磁链观测器，通过 PI 控制实现了 2 种模型的平滑切换，中、高速时主要使用电压模型，低速时则主要使用电流模型。

虽然该组合磁链模型在较宽的调速范围内具有优良的控制性能，但数学模型较复杂，其数字化实现有难度。为了实现感应电机的数字控制，需要对组合磁链模型观测器进行离散化。一般采用数值积分法将观测器转化为离散化的形式。文献[7]分别采用一阶精度欧拉法、二阶精度梯形法、高精度的三阶龙格-库塔法和四阶龙格-库塔法实现转速自适应全阶磁链观测器离散化，并分析了不同方法之间的执行效率和精度。二阶梯形离散法精度较高、实现容易，因此本文采用该方法对组合磁链模型进行离散化，同时为了简化运算过程，防止数据溢出，采用标幺化处理。最后，通过试验验证了该算法的正确性和有效性。

1 感应电机数学模型

对感应电机施加矢量控制策略时，为了实现励磁分量和转矩分量的解耦，规定 d 轴方向与转子总磁链矢量同向， q 轴逆时针超前 d 轴 90° ，所建立的坐标系称为转子磁场定向的两相同步旋转坐标系。为了区别于一般同步坐标系，将转子磁场定向时的 $d、q$ 轴改称为 $m、t$ 轴，对应的坐标系称为 $m-t$ 坐标系^[9]。

在同步旋转 $m-t$ 坐标系下，感应电机的电压和磁链方程为^[10]

$$\begin{cases} u_{sm} = R_s i_{sm} + p\psi_{sm} - \omega_e \psi_{st} \\ u_{st} = R_s i_{st} + p\psi_{st} + \omega_e \psi_{sm} \\ R_r i_{rm} + p\psi_{rm} = 0 \\ R_r i_{rt} + \omega_r \psi_{rm} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_{sm} = L_s i_{sm} + L_m i_{rm} \\ \psi_{st} = L_s i_{st} + L_m i_{rt} \\ \psi_{rm} = L_r i_{rm} + L_m i_{sm} \\ L_r i_{rt} + L_m i_{st} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中： u_s 为定子电压矢量， $u_s = [u_{sm} \ u_{st}]^T$ ； $i_s、i_r$ 为定子、转子电流矢量； $i_s = [i_{sm} \ i_{st}]^T$ ， $i_r = [i_{rm} \ i_{rt}]^T$ ； $\psi_s = [\psi_{sm} \ \psi_{st}]^T$ 为定子磁链矢量； $R_s、R_r$ 为定子、转子电阻； p 为微分算子； $L_s、L_r$ 为定子、转子侧电感； L_m 为定子与转子间的互感； ω_r 为电气角速度； ω_e 为同步角速度。

2 电压电流组合磁链模型观测器

2.1 磁链估计

在同步旋转 $m-t$ 坐标系下，转子磁链的电流模型为

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rm}^i}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sm}^i - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rm}^i \\ \psi_{rt}^i = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中：上标 i 为电流模型； τ_r 为转子时间常数 L_r/R_r ；转子磁链 $\psi_r^i = \psi_{rm}^i$ 。

由式(3)可得基于电流模型的定子磁链为

$$\begin{aligned} \psi_s^i &= L_s i_s^i + L_m i_r^i = \\ &(L_s L_r - L_m^2) / L_r i_s^i + L_m / L_r \psi_r^i \end{aligned} \quad (4)$$

引入补偿电压的反电动势积分，可得基于电压模型的定子磁链为

$$\psi_s^v = \int (u_s - i_s R_s - u_{s,补偿}) dt \quad (5)$$

式中：上标 v 为电压模型； $u_{s,补偿} = K_p(\psi_s^v - \psi_s^i) + K_i \int (\psi_s^v - \psi_s^i) dt$ 。

由式(2)中的第 3 式和第 4 式联立，可得：

$$\psi_r^v = - (L_s L_r - L_m^2) / L_m i_s^v + L_r / L_m \psi_s^v \quad (6)$$

结合式(3)~式(6)，可得电压电流组合模型磁链观测器框图如图 1 所示。

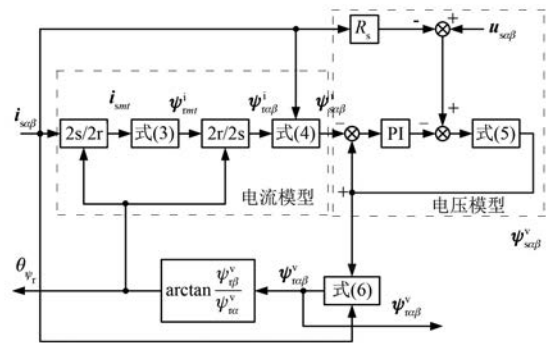


图 1 电压电流组合磁链模型观测器框图

磁链模型观测器数学模型为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha\beta}^i = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{s\alpha\beta} + \frac{L_m i_{sm}}{\tau_r s + 1} e^{j\theta_{\psi_r}} \\ \psi_{s\alpha\beta}^v = \frac{1}{s} \left[u_{s\alpha\beta} - i_{s\alpha\beta} R_s - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\psi_{s\alpha\beta}^v - \psi_{s\alpha\beta}^i) \right] \\ \psi_{r\alpha\beta}^v = - (L_s L_r - L_m^2) / L_m i_{s\alpha\beta} + L_m / L_r \psi_{s\alpha\beta}^v \\ \theta_{\psi_r} = \arctan \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\psi_{s\alpha\beta}^i$ 为定子磁链电流模型观测值; $\psi_{s\alpha\beta}^v$ 为定子磁链电压模型观测值; $\psi_{r\alpha\beta}^v$ 为转子磁链电压模型观测值。

2.2 转速估计

在静止参考坐标系下,由感应电机动态数学模型可得^[10]:

$$\omega_r = \omega_e - \frac{L_m}{\psi_r^2 \tau_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (8)$$

对式(7)中的转子磁链定向角 θ_{ψ_r} 求导,可得电机同步角速度为

$$\omega_e = \frac{d\theta_{\psi_r}}{dt} = \frac{1}{|\psi_r|^2} \left(\psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \right) \quad (9)$$

将式(9)代入式(8),可得转速估计值 ω_r 为

$$\omega_r = \omega_e - \frac{L_m}{|\psi_{r\alpha\beta}|^2 T_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (10)$$

3 离散化及标幺化

为了将电压电流组合模型观测器应用到矢量控制系统中,首先必须对该组合磁链模型进行离散化处理。本文采用二阶精度的梯形法实现该磁链观测器的离散化。二阶离散算法的表达式为

$$y_{k+1} = y_k + \frac{T}{2} [f(x_k, y_k) + f(x_{k+1}, y_{k+1})] \quad (11)$$

利用梯形算法将式(3)离散化,得:

$$\begin{cases} f_1 = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sm}(k) - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rm}^i(k) \\ f_2 = \psi_{rm}^i(k) + T f_1 \\ \psi_{rm}^i(k+1) = \psi_{rm}^i(k) + \frac{T}{2} (f_1 + f_2) \end{cases} \quad (12)$$

则式(4)的离散化表达式为

$$\psi_s^i = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_s(k) + \frac{L_m}{L_r} \psi_r^i(k) \quad (13)$$

同理,可得式(5)的离散化表达式为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha}^v(k) = \psi_{s\alpha}^v(k-1) + \frac{T}{2} [e_{s\alpha}(k) + e_{s\alpha}(k-1)] \\ \psi_{s\beta}^v(k) = \psi_{s\beta}^v(k-1) + \frac{T}{2} [e_{s\beta}(k) + e_{s\beta}(k-1)] \end{cases} \quad (14)$$

其中: $\begin{cases} e_{s\alpha}(k) = u_{s\alpha}(k) - i_{s\alpha}(k) R_s - u_{s\alpha, \text{补偿}}(k) \\ e_{s\beta}(k) = u_{s\beta}(k) - i_{s\beta}(k) R_s - u_{s\beta, \text{补偿}}(k) \\ u_{s\alpha, \text{补偿}}(k) = K_p [\psi_{s\alpha}^v(k) - \psi_{s\alpha}^i(k)] + u_{s\alpha, \text{积分项}}(k) \\ u_{s\beta, \text{补偿}}(k) = K_p [\psi_{s\beta}^v(k) - \psi_{s\beta}^i(k)] + u_{s\beta, \text{积分项}}(k) \\ u_{s\alpha, \text{积分项}}(k) = u_{s\alpha, \text{积分项}}(k-1) + K_p T \{ [\psi_{s\alpha}^v(k) - \psi_{s\alpha}^i(k)] \} \\ u_{s\beta, \text{积分项}}(k) = u_{s\beta, \text{积分项}}(k-1) + K_p T \{ [\psi_{s\beta}^v(k) - \psi_{s\beta}^i(k)] \} \end{cases}$

可得式(6)的离散化形式为

$$\psi_r^v(k) = - \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \right) i_s(k) + \frac{L_r}{L_m} \psi_s^v(k) \quad (15)$$

考虑到实际系统中参数变量之间的数量级相差较大,为了充分利用微控制器的位数资源,防止数据溢出,对变量进行标幺化处理。令基准电压 u_b , 基准电流为 I_b , 基准磁链为 ψ_b , $\psi_b = L_m I_b$, 有:

$$\begin{cases} f_{1,pu} = \frac{1}{\tau_r} i_{sm,pu}(k) - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rm,pu}^i(k) \\ f_{2,pu} = \psi_{rm,pu}^i(k) + T f_{1,pu} \\ \psi_{rm,pu}^i(k+1) = \psi_{rm,pu}^i(k) + \frac{T}{2} (f_{1,pu} + f_{2,pu}) \end{cases} \quad (16)$$

$$\psi_{s,pu}^i = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r L_m} i_{s,pu}(k) + \frac{L_m}{L_r} \psi_{r,pu}^i(k) \quad (17)$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha,pu}^v(k) = \psi_{s\alpha,pu}^v(k-1) + \frac{u_b T}{2 L_m I_b} [e_{s\alpha,pu}(k) + e_{s\alpha,pu}(k-1)] \\ \psi_{s\beta,pu}^v(k) = \psi_{s\beta,pu}^v(k-1) + \frac{u_b T}{2 L_m I_b} [e_{s\beta,pu}(k) + e_{s\beta,pu}(k-1)] \end{cases} \quad (18)$$

其中:

$$\begin{cases} e_{s\alpha,pu}(k) = u_{s\alpha,pu}(k) - \frac{I_b R_s}{u_b} i_{s\alpha,pu}(k) - u_{s\alpha, \text{补偿},pu}(k) \\ e_{s\beta,pu}(k) = u_{s\beta,pu}(k) - \frac{I_b R_s}{u_b} i_{s\beta,pu}(k) - u_{s\beta, \text{补偿},pu}(k) \end{cases}$$

$$\psi_{r,pu}^v(k) = - \left(\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m^2} \right) i_{s,pu}(k) + \frac{L_m}{L_r} \psi_{s,pu}^v(k) \quad (19)$$

可得式(10)的离散化形式为

$$\omega_r(k) = \frac{\theta_{\psi_r}(k) - \theta_{\psi_r}(k-1)}{T} - \frac{L_m K}{|\psi_{r\alpha\beta}(k)|^2 T_r} \quad (20)$$

其中: $K = \psi_{r\alpha}(k) i_{s\beta}(k) - \psi_{r\beta}(k) i_{s\alpha}(k)$ 。

4 试验结果及分析

基于 OEMCS-1 的电机控制平台进行试验

验证。试验平台如图 2 所示。该平台主控芯片采用 TI 公司的 TMS32F28055, 包括单相整流、三相逆变、隔离驱动、控制回路、感应电机等部分。

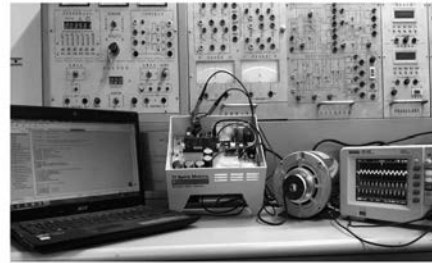


图 2 OEMCS-1 试验平台

感应电机无速度传感器矢量控制系统结构框图如图 3 所示。

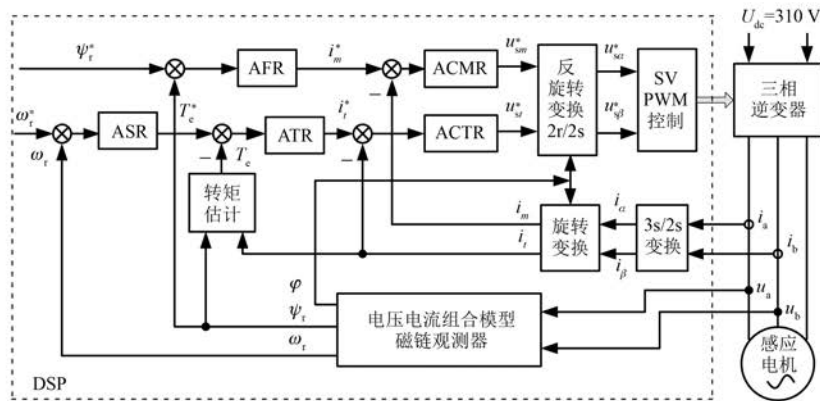


图 3 感应电机无速度传感器矢量控制系统结构框图

感应电机参数如表 1 所示。

表 1 感应电机参数

参数名称	参数值
额定功率/W	158
额定电压/V	380
额定频率/Hz	50
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 425
极对数	2
定子电阻/Ω	11.05
转子电阻/Ω	6.11
定子电感/H	0.316 423
转子电感/H	0.316 423
互感/H	0.293 939

系统开关设定为 20 kHz, 中断服务程序频率为 10 kHz。考虑到控制板的 D/A 输出存在高频

的噪声或者谐波信号, 在输出端接一个一阶 RC 低通滤波器, 用来滤掉高频分量。低通滤波器电阻 $R=2.4 \text{ k}\Omega$ 、电容 $C=0.1 \text{ }\mu\text{F}$ 。系统的主程序流程图如图 4 所示。



图 4 主程序流程图

定时器下溢中断程序流程图如图 5 所示。

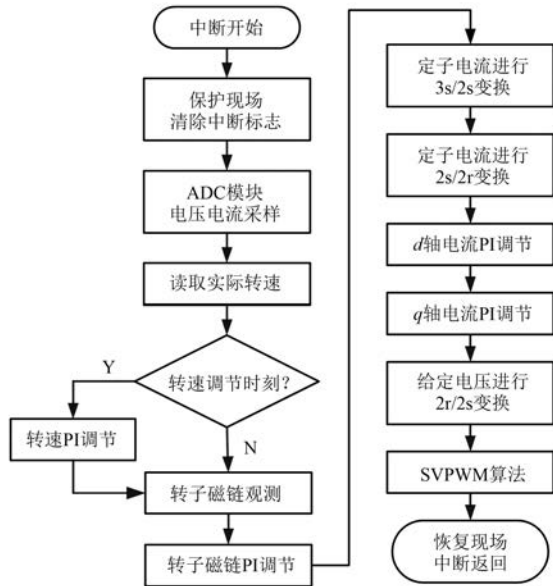


图5 定时器下溢中断程序流程图

驱动信号空间矢量脉宽调制(SVPWM)试验波形如图6所示。由图6可知,SVPWM驱动信号的切换时间 T_a 、 T_b 、 T_c 波形正确,A相定子电压波形基本正弦。

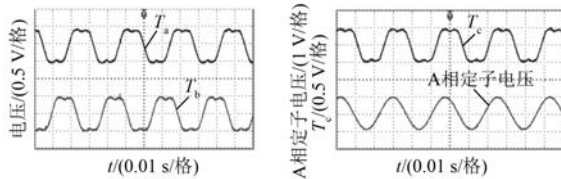


图6 切换时间和A相定子电压波形

电机在给定转速1425 r/min空载起动后,转速突变至800 r/min,试验结果如图7所示。由图

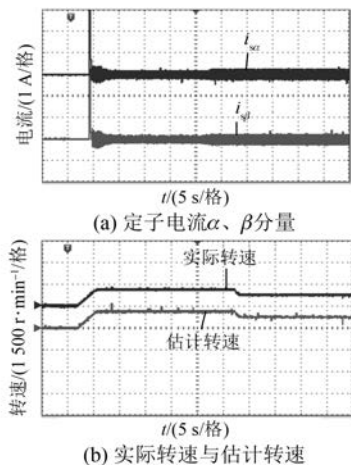


图7 转速突变时的试验结果

7可知,定子电流响应正确,估计转速能够较准确地跟踪实际转速。说明在转速突变下,系统能够稳定运行,且较准确地观测转速。

电机在给定转速1425 r/min空载起动,转速从1425 r/min突变为-1425 r/min,试验结果如图8所示。由图8可知,定子电流响应正确,估计转速能够较准确地跟踪实际转速。说明在正反转情况下,系统能够稳定运行,且较准确地观测转速。

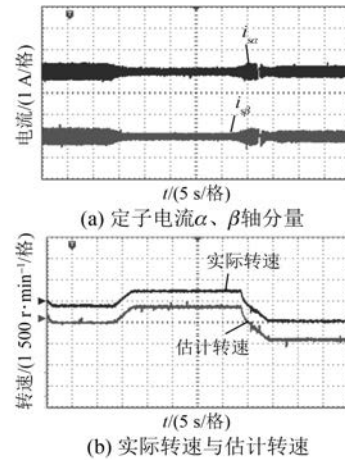


图8 电机正反转时的试验结果

当给定转速为120 r/min时,试验结果如图9所示。由图9可知,在低速时,观测器能够比较准确地估计转速和转子磁链,但是定子电流存在少许毛刺,主要原因是在低速时信号较弱,易受到噪声干扰。说明在低速时,系统能够稳定运行,且能够实现对转子磁链的准确估计。

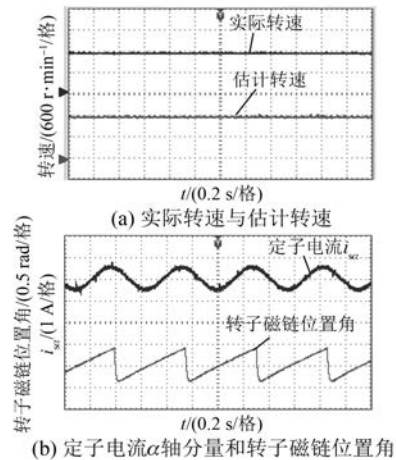


图9 低速时的试验结果

综上所述,基于离散化组合磁链模型感应电

机数字控制系统,在转速突变、电机正反转以及低速工况下,估计转速均能够准确跟踪实际转速,说明本文所提电压电流组合磁链模型观测器能够准确辨识电机转速,准确估计转子磁链,且离散化方法正确。

5 结 语

本文推导了电压电流组合磁链模型观测器的数学模型,采用二阶精度的梯形法对电压电流模型磁链观测器进行离散化,并作标幺化处理,将其应用到按照转子磁链定向的感应电机矢量控制系统中。试验结果表明了该方法的正确性和有效性,可为工程实践提供理论依据。

【参 考 文 献】

- [1] 张海燕,刘军,尧涛,等.永磁同步电机在全速范围内的无位置传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2014,41(7): 1.
- [2] 张越雷,黄科元,蒋智,等.基于估算电流模型的永磁同步电机无速度传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(11): 68.
- [3] MCGAUHEY D R, TARBOUCHI M, NUTT K, et al. Speed sensorless estimation of AC induction motors using the fast orthogonal search algorithm [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21 (1) : 112.
- [4] 魏海峰,韦汉培,张懿,等.永磁同步电机电流控制模型的无传感器运行[J].电机与控制学报,2018,22(8): 75.
- [5] 李洪波,蒋林,王海唐.感应电机全阶观测器低速稳定运行的仿真[J].计算机应用,2014,34(4): 1213.
- [6] 郭宁,范波,廖志明,等.感应电机全阶状态观测器及其无源性转速控制[J].电机与控制应用,2017,44(9): 77.
- [7] 宋文祥,周杰,尹赞.感应电机转速自适应全阶磁链观测器的离散化[J].上海大学学报(自然科学版),2012,18(6): 582.
- [8] KUBOTA H, MATSUSE K, NAKANO T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29 (2) : 344.
- [9] 吴学深,杨成禹,康少华.基于坐标变换的异步电机控制[J].起重运输机械,2011(4): 70.
- [10] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36 (1) : 122.
- [12] 谢云辉,郑常宝,胡存刚,等.永磁同步电机模型预测的优化控制策略[J].电力电子技术,2019,53(7): 39.
- [13] 李耀华,任佳越,师浩浩,等.表贴式永磁同步电机直接转矩控制变角度预测控制[J].电机与控制应用,2018,45(12): 19.
- [14] 李耀华,任佳越,师浩浩,等.表贴式永磁同步电机直接转矩控制变幅值预测控制[J].电机与控制应用,2019,46(1): 9.
- [15] 李耀华,孟祥臻,师浩浩,等.基于双变量预测控制的表贴式永磁同步电机直接转矩控制系统[J].电机与控制应用,2019,46(6): 15.
- [16] 周雅夫,张霖,王翰涛,等.车用永磁同步电机 FCS-MPC 方法研究[J].电力电子技术,2019,53(1): 42.
- [17] 牛峰,李奎,王尧.永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2015,19(12): 60.
- [18] 李耀华,曲亚飞,师浩浩,等.一种基于开关次数最小的含零电压矢量永磁同步电机直接转矩控制开关表[J].电机与控制应用,2018,45(2): 34.
- [19] 李耀华,刘卫国.零电压矢量在 PMSM 直接转矩控制系统中应用[J].电力电子技术,2010,44(9): 50.
- [20] 李耀华,徐淑萍,刘卫国.一种新颖的永磁同步电机直接转矩控制策略[J].电气传动,2007,37(6): 20.
- [21] 李耀华,杨启东,曲亚飞,等.自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表[J].电机与控制学报,2019,23(9): 75.

(上接第 13 页)