

感应电机无差拍模型预测转矩控制研究*

孙君放^{1,2}, 解伟², 陈祥林², 林晓刚², 赵宇纬²

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108;

2. 中国科学院海西研究院 泉州装备制造研究所, 福建 泉州 362000)

摘要: 传统模型预测控制(MPC)在三相两电平逆变器驱动感应电机系统中需对所有电压矢量进行滚动优化预测, 计算成本高, 实施难度大。为此, 提出一种无差拍(DB)MPC, 将滚动优化预测电压矢量从8个减少到3个。通过求解DB电压矢量和对DB扇区的划分, 根据空间电压矢量位置确定扇区, 只将扇区内矢量进行单步滚动优化预测, 输出相对应的最优开关状态。仿真结果表明: DB预测转矩控制在减轻系统计算负担情况下, 达到与传统MPC几乎相同的稳态跟踪性能。

关键词: 感应电机; 模型预测控制; 无差拍控制; 转矩控制; 滚动优化

中图分类号: TM 343⁺.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)06-0024-06

doi: 10.12177/emca.2021.022

Deadbeat Model Predictive Torque Control for Induction Motor Drive*

SUN Junfang^{1,2}, XIE Wei², CHEN Xianglin², LIN Xiaogang², ZHAO Yuwei²

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Haixi Institutes, Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362000, China)

Abstract: Conventional model predictive control (MPC) requires receding horizon optimization and prediction of all voltage vectors in a three-phase two-level inverter-driven induction motor system, and has disadvantages of high computational cost and difficulty in implementation. To solve these problems, a deadbeat MPC is proposed, which reduces the receding horizon optimization prediction voltage vector from 8 to 3. The deadbeat voltage vector is calculated and the deadbeat sector is divided. The sector is determined based on the space voltage vector position. A single-step receding horizon optimization prediction of the vectors in the sector is performed, and the corresponding optimal switch state is output. The simulation results show that the deadbeat MPC can achieve almost the same steady-state tracking performance as the traditional MPC while reducing the computational burden of the system.

Key words: induction motor (IM); model predictive control (MPC); deadbeat control; torque control; receding horizon optimization

0 引言

模型预测控制(MPC)是20世纪70年代后期出现于工业工程控制领域的一类计算机控制算法, 在过程控制行业得到广泛应用^[1]。20世纪80

年代中期在电力传动领域中提出应用模型预测控制的思想^[2]。但因MPC计算量较大的原因, 受微处理器硬件的限制, 在实时性要求较高的电力传动领域应用较少^[3]。

随着数字信号处理器持续发展, MPC 逐渐成

收稿日期: 2021-03-05; 收到修改稿日期: 2021-04-01

* 基金项目: 福建省中科院 STS 计划配套项目(2020T3023)

作者简介: 孙君放(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

解伟(1982—), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等。

为功率转换和驱动器控制中新兴的替代方法,相比于高性能交流变频器的标准解决方案的2种传统策略:磁场定向控制(FOC)和直接转矩控制(DTC)。该方法具有动态响应迅速、控制灵活等优势,在交流电机控制领域得到了广泛应用^[4-6]。

MPC策略根据优化方式和作用场合,可大致分为连续控制集模型预测控制(CCS-MPC)和有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)^[7-10]。与CCS-MPC相比,由于FCS-MPC易于非线性和约束控制,具有很好的鲁棒性及实际应用^[11]。应用于电力传动领域的FCS-MPC根据其控制目标的不同又大致可分为预测电流控制(PCC)和预测转矩控制(PTC)。PCC和PTC均是以控制变量的误差最小化为目标设计价值函数选出最佳电压矢量并输出下一时刻相应的开关状态。PCC仅考虑电流参考值与实测值之间的误差,其计算时间快,但由于其不是直接以电磁转矩为控制目标,难以确保电磁转矩的控制效果^[12-13];PTC利用权重系数把转矩和磁链参考值与预测值之间差值构成价值函数进行预测,其静态性能良好,且具有较小的转矩脉动^[14]。但预测过程中每次需要对所有可行电压矢量(VV)的进行预测,从而增加了计算成本,降低了效率。随着无差拍(DB)控制出现,在选择最佳电压矢量的过程中,用所需电压矢量组成的预测DB电压扇区进行枚举选择^[15],KENNL^[16]首先将DB控制应用到电驱动系统中,并提出完整建模和实验验证;文献[17]中将DB控制运用在永磁同步电机(PMSM)驱动系统中,减少了系统的计算成本,并在试验结果中验证了所提控制策略的有效性。而对于DB控制在感应电机(IM)驱动系统中应用的研究则较少。

本文通过建立IM的动态数学模型,在传统的FCS-MPC基础上,结合DB控制,将预测DB电压扇区内的电压矢量作为枚举选择,计算得到最佳电压矢量并输出相应开关状态,减少在线滚动优化次数,从而缩短预测过程,降低算法计算成本。通过仿真,在减轻系统计算负担情况下,DB-PTC可以得到与传统PTC几乎相同的稳态跟踪性能。

1 数学模型

1.1 IM动态数学模型

在任何参考坐标系下,电机旋转角频率 ω_s 表

示,转子角速度 ω_r 表示,IM动态数学模型可表示为^[14]

$$\begin{cases} u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + J\omega_s \psi_s \\ 0 = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + J(\omega_s - \omega_r) \\ \psi_s = L_s i_s + L_m i_r \\ \psi_r = L_m i_s + L_r i_r \\ T_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Re} \{ \psi_s \otimes i_s \} \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \end{cases} \quad (1)$$

式中: L_s 、 L_r 和 L_m 分别为定子、转子和励磁电感; R_s 和 R_r 分别为定子电阻和转子电阻; u_s 和 i_s 分别为定子电压和电流矢量; i_r 为转子电流矢量; ψ_s 和 ψ_r 为定子和转子磁链矢量; T_e 和 T_L 分别为电磁转矩和负载转矩; p 为极对数; J 为电机转动惯量。

1.2 电压逆变器模型

IM预测转矩控制系统中利用两电平电压源逆变器(2L-VSI)进行供电,每相电路对应2个开关器件(1为上桥臂的开关器件开通,下桥臂关断,0为下桥臂的开关器件开通,上桥臂关断),在三相电路中开关状态组成6个有效电压矢量和2个零矢量,具体如表1所示。

表1 2L-VSL开关表

u	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7
S_a	0	1	1	0	0	0	1	1
S_b	0	0	1	1	1	0	0	1
S_c	0	0	0	0	1	1	1	1

基于静止坐标系下的电压为

$$u_{\alpha\beta} = U_{DC} T_C S_{abc} \quad (2)$$

式中: U_{DC} 为直流母线电压; S_{abc} 为开关状态; T_C 为Clarke坐标变换矩阵,

$$T_C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2 IM 传统 PTC

IM 传统 PTC 系统结构框图如图 1 所示。

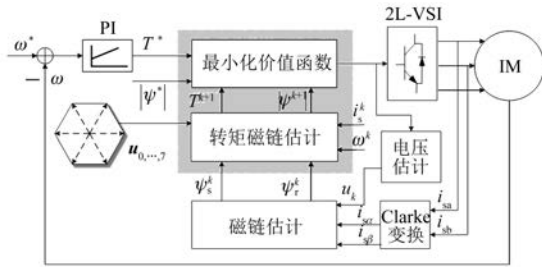


图 1 传统 PTC 系统框图^[11]

传统 PTC 利用目标函数的线性组合构建的单个价值函数,对所有可行电压矢量进行枚举选择,根据枚举结果确定下一个采样时刻的最优矢量^[18]。

2.1 磁链估计

传统 PTC 中,通过估计电压和电流,利用式(4)和式(5)分别对定子磁链和转子磁链进行估计^[19]:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = u_s - R_s i_s \quad (4)$$

$$\psi_r = \frac{1}{m_r} \psi_s + i_s \left(L_m - \frac{L_s}{m_r} \right) \quad (5)$$

为预测下一采样 $k+1$ 时刻磁链,要利用欧拉公式对式(4)和式(5)进行离散化,完成对当前 k 时刻磁链的估算^[20]:

$$\psi_s(k) = \psi_s(k-1) + T_s u_s(k) - R_s T_s i_s(k) \quad (6)$$

$$\psi_r(k) = \frac{1}{m_r} \psi_s(k) + i_s(k) \left(L_m - \frac{L_s}{m_r} \right) \quad (7)$$

2.2 预测转矩

通过测量定子电压电流,可根据式(8)预测下个采样周期的定子磁链,根据式(9)和式(10)预测下个采样周期的转矩^[21-22]:

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s u_s(k) - R_s T_s i_s(k) \quad (8)$$

$$i_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \cdot \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{m_r}{\tau_r} - m_r j\omega \right) \psi_r(k) + u(k) \right] \right\} \quad (9)$$

$$T(k+1) = \frac{3}{2} P [\psi_s(k+1) \otimes i_s(k+1)] \quad (10)$$

式中: $m_r = L_m/L_r$; $\tau_r = L_r/R_r$; $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$; $R_\sigma = R_s + R_r m_r^2$; $\tau_\sigma = \sigma L_s/R_\sigma$;

2.3 价值函数

通过预设的价值函数评估单个采样周期内所有可行的电压矢量,利用误差最小化原理确定最优电压矢量。本文中,选取转矩和磁链作为价值函数的参考目标:

$$g = |T_{ref} - T(k+1)| - \lambda |\psi_{ref} - \psi_s(k+1)| \quad (11)$$

式中: T_{ref} 和 ψ_{ref} 分别为转矩和定子磁链的参考值,利用权重系数 λ ,保证磁链和转矩具有同样优先级。

由于传统 PTC 单步滚动优化预测过程需经过 8 个 VV 优化预测,计算成本高,实施难度大。

3 DB 优化策略

本文提及的 DB-PTC 是基于 DB 理论,估算下一时刻所需的 DB 电压矢量 (DB-VV) 及判断其空间位置,并对基于静止两相坐标系下进行划分 DB 扇区 (DB-Sector),再根据空间位置确定扇区;利用误差最小化原理来评估扇区内电压矢量并输出相对应的开关状态^[17]。2L-VSI 的 DB 扇区矢量图如图 2 所示。

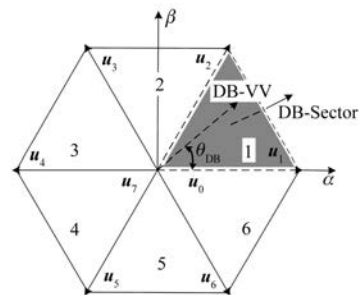


图 2 2L-VSI 的 DB 扇区矢量图^[17]

3.1 DB-VV 的计算

DB-PTC 基于逆模型推导,根据下一采样时刻所需转矩和定子磁链的参考值来计算所需的 DB-VV,通过输出 DB-VV 相应的开关状态,得到下个采样周期所需的电压,输出所需转矩和定子磁链^[17]:

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = Ax + Bu_s \\ \frac{d\psi_s}{dt} = Cx + u_s \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) + j\omega_r \frac{-j\omega_r L_r + R_r}{\sigma L_s L_r} \\ \sigma L_s \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} -R_s \\ 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_s \\ \psi_s \end{bmatrix}。$$

根据式(12)对定子电流和定子磁链进行预测计算时,将状态变量在静止两相坐标系下进行正交分解得到定子磁链预测值;依据式(7)可得出转子磁链预测值;再根据转矩和磁链来算出参考电压矢量^[19],计算式如下;

$$T = \frac{3}{2} P \sigma L_m (\psi_r \times \psi_s) \quad (13)$$

$$T^{\text{ref}} = \frac{3}{2} P \sigma L_m (\psi_r \times \psi_s^{\text{ref}}) \quad (14)$$

$$\angle \psi_s^{\text{ref}} = \angle \psi_r + \arcsin(\beta) \quad (15)$$

$$\begin{cases} \psi_s^{\text{ref}} = \psi_s^* \times \mathbf{D}(\angle \psi_s^{\text{ref}}) \\ u_s^{\text{ref}}(k) = R_s \times i_s^{\text{pre}}(k) + \frac{(\psi_s^{\text{ref}} - \psi_s^{\text{pre}})}{T_s} \end{cases} \quad (16)$$

式中: ψ_s^{ref} 、 u_s^{ref} 、 T^{ref} 分别为定子磁链、定子参考电压矢量、参考转矩; ψ_s^{pre} 、 i_s^{pre} 分别为经过式(12)定子电流和磁链的预测值; $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \beta \end{bmatrix}$;

$$\beta = \frac{T^{\text{ref}}}{1.5 P \sigma L_m \|\psi_r^{\text{pre}}\| \|\psi_s^{\text{ref}}\|}。$$

参考电压,通过式(16)解耦出静止两相坐标系下电压值 u_α 和 u_β ,再确定所在扇区:

$$\theta_{\text{DB}} = \arctan\left(\frac{u_\alpha}{u_\beta}\right) \quad (17)$$

图2中,针对静止两相坐标系平面下的所有VV, $0 \sim \frac{\pi}{6}$ 为第1扇区,依次相差 $\frac{\pi}{6}$ 分成6个DB-Sector。

表2 DB-PTC 与传统 PTC 矢量分配

扇区	传统 PTC	DB-PTC
1	u_0, \dots, u_7	u_0, u_1, u_2
2	u_0, \dots, u_7	u_0, u_2, u_3
3	u_0, \dots, u_7	u_0, u_3, u_4
4	u_0, \dots, u_7	u_7, u_4, u_5
5	u_0, \dots, u_7	u_7, u_5, u_6
6	u_0, \dots, u_7	u_7, u_6, u_1

由表2可以看出,所提DB-PTC有限控制集中的元素从8个减少至3个,极大程度降低了计算负担。仅需根据邻近矢量原理进行矢量分配,将每个扇区相邻的2个有效VV和一个零VV作为扇区内的DB-VV。

3.2 所提算法的实现

DB-PTC通过优化预测过程,经过DB-VV的计算和DB-Sector的定义与划分之后,将预测VV优化到3个VV,再通过价值函数进行最小化评估,输出最优开关状态。

DB-PTC系统框图如图3所示,将预测过程从每步预测8个VV降低到3个VV,其整体控制算法流程图如图4所示。分为以下步骤。

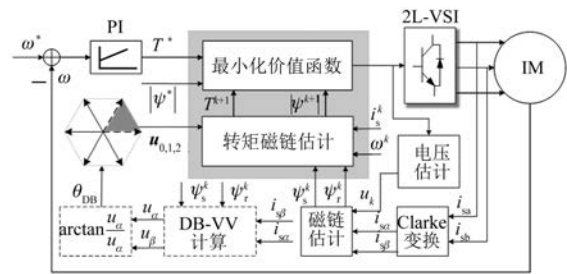


图3 DB-PTC系统框图

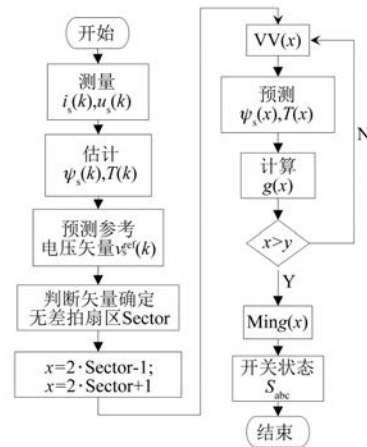


图4 DB-PTC算法流程图^[17]

步骤1:测量当前采样周期的定子电流和电压;

步骤2:根据电流和电压估计当前采样周期的磁链和转矩;

步骤3:利用逆模型预测方程来估算DB-VV和进行DB-Sector划分;

步骤4:判断DB-VV空间位置,确定准确的

DB-Sector, 确定被测 VV;

步骤 5: 根据磁链和转矩预测方程对被测 3 个 VV 求解出转矩和磁链, 定为可行 VV;

步骤 6: 计算所有可行 VV 价值函数值;

步骤 7: 依据误差最小化原理, 选取最小价值函数值的 VV;

步骤 8: 将选定的 VV 所对应的开关状态作为开关器件的门极信号输出。

4 仿真验证及分析

为验证 DB-PTC 控制算法的可行性, 在 MATLAB/Simulink 平台中搭建 IM 仿真控制系统模型, 并把传统 PTC 算法和 DB-PTC 算法进行仿真对比, 以验证 DB-PTC 在保证稳态跟踪性能效果的前提下, 可减小整体控制系统的计算成本。IM 参数由表 3 所示。

表 3 IM 基本参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	1.2
转子电阻 R_r/Ω	1.0
定子漏感 L_{ls}/H	0.005
转子漏感 L_{lr}/H	0.005
互感 L_m/H	0.170
极对数	1
转动惯 $J/(kg \cdot m^2)$	0.061
额定转速 $n_N/(r/min)$	3 000
额定电流 I_N/A	7
额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$	15

基于 MATLAB 分析器在 2 种算法相同仿真时间周期内, 对评估矢量模块进行 3 次分析计算, 2 种算法的所需时间占比结果如图 5 所示。图 5 中可以看出 DB-PTC 算法在单步滚动优化过程中, 仿真计算成本优化效果显著。

因传统 PTC 算法是通过选择可行 VV 来实现对转矩的及时响应, 为验证 DB-PTC 算法的瞬态响应, 对 DB-PTC 算法的可行 VV 的选择进行分析。

仿真过程中, 2L-VSI 在传统 PTC 算法过程中所产生的开关状态 [000, ..., 111], 将 1 表示 000, 7 表示 110。负载转矩 15 N·m 稳态下的切换情况如图 6(a) 所示。

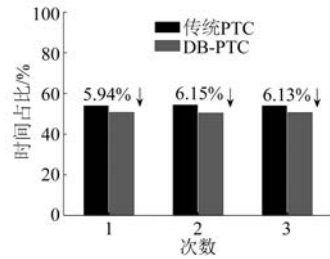


图 5 传统 PTC 和 DB-PTC 计算成本

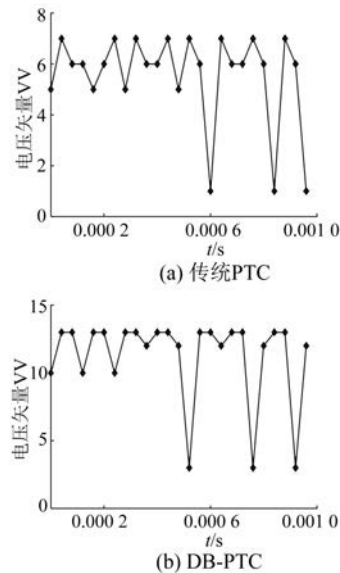


图 6 传统 PTC 和 DB-PTC 稳态时开关状态

2L-VSI 在传统 PTC 算法过程中所产生的开关状态 [000, ..., 111], 经过扇区划分之后, 为避免零矢量丢失, 开关状态将表示为 [100, 000, 110, 000, 010, ..., 100], 1 表示 100, 13 表示最后一个 100 进行依次排列。负载转矩 15 N·m 稳态下的切换情况如图 6(b) 所示。

在额定转速下, 分别对 2 种控制算法进行仿真验证分析。直流母线电压为 520 V; 速度环 PI 参数为 $k_p = 10.012$, $k_i = 20$, 输出限幅为 $[-20, 20]$ 。系统仿真时间设置为 0~3 s。在 0、1、2 s 时对电机分别施加 5、15、5 N·m 的负载转矩, 对比 2 种算法稳态转矩波形。

在给定负载转矩时, 图 7 为稳态下 2 种控制算法转矩波形图, 可以看出 DB-PTC 算法与传统 PTC 有几乎相同的稳态跟踪性能。

综上所述, DB-PTC 算法在达到与传统 PTC 算法相同稳态跟踪性能情况下, 在传统 PTC 所需时间的基础上, 单步滚动优化所需时间下降了 6% 左右。

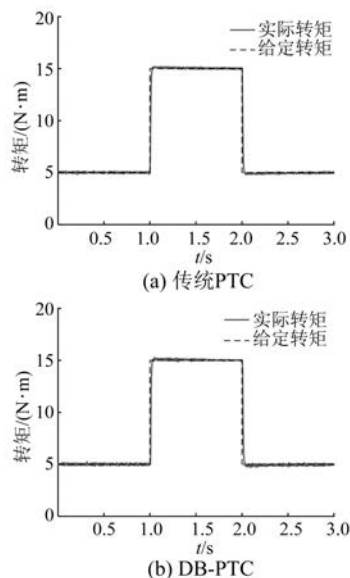


图7 电机转矩波形图

5 结 语

本文通过 MATLAB/Simulink 平台搭建的由 2L-VSI 供电驱动 IM 控制系统, 基于 DB 控制理论的 DB-PTC, 通过计算 DB-VV 和 DB-Sector 划分, 将单步滚动优化预测的数量由 8 个降低到 3 个, 降低了算法的计算成本和提升了可操作性。并通过仿真验证, DB-PTC 在优化计算成本的情况下, 保持着与传统 PTC 几乎相同的负载转矩稳态跟踪性能。

【参考文献】

- [1] RODRIGUEZ J, KENNEL R M, ESPINOZA J R, et al. High-performance control strategies for electrical drives: an experimental assessment [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (2): 812.
- [2] 张永昌, 杨海涛. 异步电机无速度传感器模型预测控制 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34 (15): 2422.
- [3] 浦龙梅, 张宏立. 永磁同步电机的无差拍预测转矩控制系统 [J]. 电机与控制应用, 2016, 43 (8): 21.
- [4] 薛诚, 宋文胜, 武雪松, 等. 无差拍优化五相永磁同步电机有限集模型预测转矩控制算法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37 (23): 7014.
- [5] TAKAHASHI I, NOGUCHI T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1986, IA-22 (5): 820.
- [6] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (2): 935.
- [7] 李自成, 易亚文, 王后能, 等. 基于有限集模型预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (8): 13.
- [8] 李耀华, 刘洋, 孟祥臻. 一种表面式永磁同步电机有限状态集模型预测直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2020, 24 (8): 33.
- [9] 李耀华, 苏锦仕, 秦辉, 等. 永磁同步电机有限控制集模型预测转矩控制系统研究 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46 (12): 8.
- [10] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9 (2): 1003.
- [11] WANG F, MEI X, RODRIGUEZ J, et al. Model predictive control for electrical drive systems: an overview [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2017, 1 (3): 219.
- [12] WANG F, LI S, MEI X, et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: an experimental evaluation of PTC and PCC methods [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11 (3): 671.
- [13] 李耀华, 苏锦仕, 秦辉, 等. 永磁同步电机有限控制集模型预测转矩控制系统研究 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46 (12): 8.
- [14] 李耀华, 周逸凡, 赵承辉, 等. 表贴式永磁同步电机磁链和转矩无差拍控制系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (1): 1.
- [15] 李耀华, 杨启东, 苏锦仕, 等. 基于电压矢量利用率的永磁同步电机模型预测转矩控制备选电压矢量集合 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47 (4): 10.
- [16] KENNY B H, LORENZ R D. Stator- and rotor-flux-based deadbeat direct torque control of induction machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39 (4): 1093.
- [17] XIE W, WANG X, WANG F, et al. Finite-control-set model predictive torque control with a deadbeat solution for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (9): 5402.

(下转第 36 页)