

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.4.318

中图分类号: TM346

文献标志码: A

# 五相感应电机变采样周期模型预测 控制策略

陈会鸽<sup>1</sup>(中国电源学会会员), 王双岭<sup>2</sup>(中国电源学会会员)

(1.黄河科技学院工学部, 郑州 450001; 2.郑州经贸学院智慧制造学院, 郑州 451191)

**摘要:** 针对无调制模块的模型预测控制器 MPC(model predictive controller)存在的谐波含量高问题, 提出一种新型基于模型的变采样周期 MPC 策略, 并将其应用于五相感应电机驱动系统。分析了 MPC 对时间固定离散化所带来的问题, 而引入调制或调制替代来解决此问题将使控制系统复杂度增加, 故遵循更简单、自然的思路, 基于追击算法来改变采样间隔, 结合 MPC 确定最优控制动作和实施时间, 实现变采样周期 MPC 方案。利用五相感应电机驱动系统开展实验, 实验结果验证了新型变采样周期 MPC 优良的参考跟踪和电流谐波性能。

**关键词:** 模型预测控制器; 数字控制系统; 变采样周期; 追击算法; 五相感应电机

## Model Predictive Control Strategy for Five-phase Induction Motor with Variable Sampling Period

CHEN Huige<sup>1</sup>, Member, CPSS, WANG Shuangling<sup>2</sup>, Member, CPSS

(1. Faculty of Engineering, Huanghe Science and Technology College, Zhengzhou 450001, China;  
2. Smart Manufacturing Institute, Zhengzhou University of Economics and Business, Zhengzhou 451191, China)

**Abstract:** Aimed at the high harmonic content of a model predictive controller (MPC) without modulation modules, a novel model-based variable sampling period MPC strategy is proposed and applied to a five-phase induction motor drive system. The problem caused by the fixed-discretization of time in the MPC is analyzed, but the introduction of modulation or modulation substitution to solve this problem will increase the complexity of the control system. Therefore, a simpler and more natural idea is adopted. Specifically, the sampling interval is changed based on the pursuit algorithm, and the optimal control action and implementation time are determined by combining with the MPC, thus realizing the variable sampling period MPC strategy. Experiments were carried out using the five-phase induction motor drive system, and experimental results verified the excellent reference tracking and current harmonic performance of the novel variable sampling period MPC.

**Keywords:** Model predictive controller (MPC); digital control system; variable sampling period; pursuit algorithm; five-phase induction motor

电能变换通常基于电力电子设备实现, 而控制系统则多使用脉宽调制 PWM(pulse width modulation)算法。但近年来, 避开调制而直接由控制系统生成

控制脉冲来驱动电力电子装置的有限集模型预测控制器 MPC(model predictive controller)得到了越来越多的关注和研究<sup>[1-3]</sup>。有限集 MPC 构建了离散性时间、控制动作与电力电子系统间的桥梁, 获取了处理各类系统约束、多控制目标和系统非线性的能力, 免去调制的同时提高了动态响应<sup>[4-6]</sup>。然而, 有限集 MPC 输出的谐波含量过高仍是明显缺点, 因为控制器在固定采样周期内施加最优的开关状

收稿日期: 2021-09-28; 修回日期: 2021-11-02; 录用日期: 2021-12-20; 网络首发日期: 2022-03-08  
基金项目: 河南省教育厅资助项目(21B413007)  
This work is supported by Henan Provincial Department of Education Project under the grant 21B413007

态, 开关频率不固定, 最小开关频率甚至达到采样频率, 尤其是在大功率电力电子设备中, 开关频率受限于损耗, 故有限集 MPC 将输出大量低次谐波。对此, 文献[7]针对 Vienna 整流器, 在 1 个采样周期内输出多个实矢量构成虚拟矢量, 从而固定开关频率, 提高有限集 MPC 的谐波性能, 属于引入了 PWM 替代, 复杂度高且固定后的开关频率较高, 损耗也将增大; 文献[8]则抓住单相 T 型逆变器的特点, 构造虚拟正交分量实现功率预测, 但最后结合特定开关序列输出固定频率的 PWM 控制信号; 文献[9]设计了应用于固态变压器的固定开关频率有限集 MPC, 其选取双非零矢量和零矢量进行预测, 是 1 种将调制糅合进 MPC 的方案, 避免了过高的采样频率, 但具有对象的特定性, 无法推广。上述调制或调制替代来解决高谐波问题或多或少地影响了有限集 MPC 的性能, 而文献[10]首次提出了在直接数字控制中引入可变采样周期的思路, 其最大优点是调制无关, 保留了有限集 MPC 的所有优点, 将有限集 MPC 的采样周期划分为多个子间隔, 传统的 MPC 优化问题扩展到所有可能的开关状态和所有预定义的子间隔, 然后控制器选择开关状态及其施加的子间隔的最优组合, 以优化成本函数。但这将导致更大的计算密集度, 且子间隔的划分不能任意定义以避免更多计算负担。因此, 与使用调制或调制替代的方案相比, 开关时刻仍被粗略地量化。

综上, 本文提出 1 种新型的变采样周期 MPC 策略, 并应用于五相感应电机驱动系统。变采样周期 MPC 遵循更简单、自然的设计思路, 基于追击算法<sup>[11-13]</sup>来改变采样间隔, 从而将系统状态优化与施加时间优化互相解耦, 且 2 类优化均基于系统模型。因此, 变采样周期 MPC 施加开关动作的时间不会像传统有限集 MPC 那样受限于固定的时间序列, 从而优化了谐波性能。五相感应电机是 1 种有发展前景的多相电机<sup>[14-19]</sup>, 五相感应电机驱动系统复杂性高, 具有大量有效的开关状态, 对控制器要求高, 计算量大, 因此本文将在此系统上验证所提新型变采样周期 MPC 策略具有通用性, 可推广应

用至一般的电力电子系统。

## 1 直接数字控制器

### 1.1 固定采样周期直接数字控制器

图1为包含直接数字控制器的电力电子系统框图, 系统主要包括: ①采样模块, 可对系统的电气和机械变量  $y(k)$  进行数字采集; ②计算模块, 实现控制算法并确定要施加控制动作  $u(k)$  的计算; ③电力电子变换器; ④后级电气子系统。

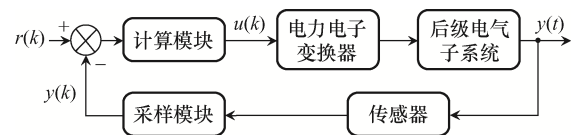


图1 包含直接数字控制器的电力电子系统框图

Fig. 1 Block diagram of power electronic system with direct digital controller

固定采样周期直接数字控制器使用循环架构控制算法的功能模块, 即等待、采样、计算和执行均在采样周期  $T_s$  内顺序执行。 $u(k)$  为每个步长  $k$  所施加的控制动作, 其决定了变换器的开关状态,  $y(t)$  为系统随时间变化的输出状态。控制器选择该开关状态是为了使系统行为符合预期, 如某个电气量(电压或电流等)或机械量(转速等)跟踪外部参考  $r(k)$ 。传统有限集 MPC 即属于 1 种固定采样周期直接数字控制器, 其基于当前步长的采样数据和系统数学模型来预测每种可能的控制动作所引起系统变量的演变, 并根据预先定义的控制目标选择最优控制动作输出。同时, 所选开关状态将在整个采样周期内保持不变, 直至下 1 个采样周期重复上述过程, 实现循环。值得注意的是, 电力电子变换器的有效开关状态是有限的, 同时有效开关状态均可产生变换器的 1 个特定输出, 该输出在  $T_s$  内是恒定的。有限集 MPC 需选择最优开关状态使得系统受控变量  $y(k)$  (如定子电流或磁链) 的轨迹最接近参考值。在实际应用中, 该过程根据给定的参考值指令来计算施加的开关序列, 并需依靠系统构建的低通滤波特性来控制系统低频分量(包括基频分量  $y_1(k)$ ), 以减小对噪声的影响, 抑制高次谐波<sup>[17]</sup>。

## 1.2 变采样周期直接数字控制器

改变直接数字控制器采样周期恒定的规则,可缓解一些由固定离散时间带来的问题,如电气量中的高次谐波。

考虑图1所示的电力电子系统,将状态空间表示的系统状态定义为 $\mathbf{x}(t)$ ,将参考轨迹定义为 $r$ ,则 $t$ 时刻所期望的系统参考状态可定义为 $\mathbf{x}_r(t)$ 。由于系统状态演变取决于所做出的控制动作选择,故在任意给定时刻,控制器均须根据参考状态决定接下来要使用何种控制动作。图2为系统在施加控制信号后系统状态的演化示例,图中实线为 $\mathbf{x}(t)$ , $t_0$ 时刻的系统状态为 $\mathbf{x}(t_0)$ ;虚线为期望系统参考状态 $\mathbf{x}_r(t)$ 轨迹, $t_0$ 时刻的目标系统状态为 $\mathbf{x}^*(t_0)$ ;从 $\mathbf{x}(t_0)$ 出发的点划线为施加控制动作后获得的系统演化轨迹,其中轨迹包含2个状态点 $\mathbf{x}^*(t_0+T_1)$ 和 $\mathbf{x}^*(t_0+T_2)$ ,分别代表 $T_1$ 和 $T_2$ 时刻应用相同控制动作产生的系统状态( $T_2>T_1$ )。控制器可选择最优的控制动作和最优的施加时间,以尽可能达到系统参考状态,但由于控制动作和施加时间均属于有限集,故无法精确地达到目标状态 $\mathbf{x}^*(t_0)$ 。

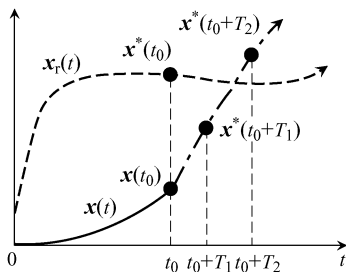


图 2 系统状态演化示意

Fig. 2 Schematic of system state evolution

为了更为接近 $\mathbf{x}^*(t_0)$ ,一种思路是扩充控制动作有限集,但在电力电子系统中,控制动作对应开关状态,众所周知,开关状态数量是固定、有限的,扩充开关状态往往就是变更硬件,代价大、风险高;另一种可行方案是增加施加控制动作时间点的数量,即扩充控制时间有限集,以实现 $\mathbf{x}^*(t_0)$ 更紧密地跟踪。以图2为例,考虑增设时间点 $T_i$ ,其位于区间 $(T_1, T_2)$ ,通过在 $T_i$ 处施加控制动作,可使某条状态轨迹非常逼近 $\mathbf{x}^*(t_0)$ 。这便是变采样周期直接数字控制器的基本原理,即对采样周期进行进

一步的划分,引入更短的时间间隔,然后选择最优时间点施加最优控制动作,这意味着更复杂的优化程序,计算负担也较重。

## 2 变采样周期有限集 MPC

追击算法由飞行器战斗战术中使用的追踪概念推导得到,并已应用于自主导航系统和其他参考跟踪问题。追击算法的基本思想是击中移动的目标需要一定的提前预期,因为控制动作需花费一定量时间才会对系统产生影响,在此期间目标会改变其位置,如图3所示,图中目标状态为 $\gamma(t)$ ,其轨迹随虚线变化,并在 $t_0$ 时刻位于 $\gamma(t_0)$ ,而追踪状态 $\zeta(t)$ 从 $\zeta(t_0)$ 出发,必须确定最优运动方向。追踪算法中, $\zeta(t_0)$ 不指向 $\gamma(t_0)$ ,而是以预期时间 $t_{LP}$ 后的状态 $\gamma(t_0+t_{LP})$ 为目标状态。在诸多工程系统中, $\gamma(t_0+t_{LP})$ 是已知的,例如由给定的电压、电流参考产生,或者可在足够的精度范围内进行估计,即可从系统历史状态轨迹中观测。

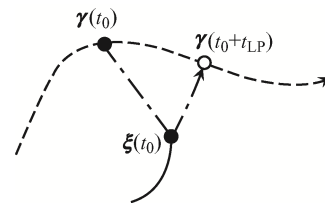


图 3 追击算法原理

Fig. 3 Schematic of pursuit algorithm

根据追击算法原理,本文设计了1种新型的变采样周期有限集MPC,用于电力电子系统。首先,重新定义电力电子系统目标状态为 $\mathbf{x}^*(t_0)=\mathbf{x}_r(t_0+t_{LP})$ ,其中 $t_{LP}$ 为控制器中预期时间参数。控制器必须选择开关状态 $S_a \in S$ ,并于 $T_a$ 时刻作用于系统,其中 $S=\{S_i\}$ , $i=1,2,\dots,N$ ( $N$ 为开关状态总数)。控制分为2个阶段实施:①基于追击算法和系统连续时间域模型提取一些信息用于计算 $S_a$ ;②使用后级电气子系统模型计算最优 $T_a$ ,以最小化某些误差函数,误差函数由实际状态 $\mathbf{x}(t_0)$ 和目标状态 $\mathbf{x}^*(t_0)$ 定义。然后,控制器使用滚动时域策略,在 $T_a$ 应用 $S_a$ ,之后重复整个过程。 $S_a$ 的选择依据是使未来轨

迹在  $\mathbf{x}^*(t_0)$  方向上的投影最大化,  $T_a$  是以  $\mathbf{x}(t_0+T_a)$  到  $\mathbf{x}^*(t_0)$  的最小距离计算的。由于  $\mathbf{x}(t_0+T_a)$  是未来状态, 故由系统模型预测, 即将  $\mathbf{x}(t_0)$  作为初始条件,  $S_a$  作为输入信号, 得到预测状态  $\hat{\mathbf{x}}(t_0+T_a)$ 。

变采样周期有限集 MPC 相对于传统有限集 MPC 方法的优势:

(1)控制动作的施加时间不固定, 由优化算法得到, 这也构成了1种新的控制自由度, 同时, 优化算法不同于传统的变采样周期直接数字控制器, 计算负担小;

(2)求解  $T_a$  对控制算法的计算量影响较小, 同时避免了大多数有限集 MPC 方案中使用的两步预测法<sup>[18]</sup>, 故实际上计算时间更为优化。

应用变采样周期有限集 MPC 时, 电力电子系统需建模为状态空间形式的微分方程组, 即

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = f(\mathbf{x}, S_i) \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{x}$  为系统状态;  $S_i$  为开关状态。变采样周期有限集 MPC 执行的第1阶段就是选择开关状态  $S_a$ , 以实现系统轨迹的最优运动方向, 即对  $\mathbf{x}^*(t_0)$  进行追击, 这是在已知  $\mathbf{x}$  的变化方向由  $f(\mathbf{x}, S_i)$  给出的情况下完成的。对  $S_a$  而言, 当使  $f[\mathbf{x}(t_0), S_i]$  和  $\mathbf{x}^*(t_0) - \mathbf{x}(t_0)$  之间夹角的余弦最大时, 将产生与直线偏差最小的追击路径, 基于此,  $S_a$  可通过标量积的定义获得

$$S_a = \arg \max_{S_i \in S} \frac{[\mathbf{x}^*(t_0) - \mathbf{x}(t_0)] f[\mathbf{x}(t_0), S_i]}{\|\mathbf{x}^*(t_0) - \mathbf{x}(t_0)\| \|f[\mathbf{x}(t_0), S_i]\|} \quad (2)$$

式中,  $\|\cdot\|$  为欧几里得范数。

式(2)所描述的优化问题, 可通过穷举搜索法求解。变采样周期有限集 MPC 执行的第2阶段就是选择  $S_a$  的施加时间  $T_a$ , 以使状态终点与参考轨迹的偏差最小, 可表示为

$$T_a = \arg \max_T \|\mathbf{x}^*(t_0) - \hat{\mathbf{x}}(t_0 + T|t_0)\| \quad (3)$$

式中,  $\hat{\mathbf{x}}(t_0 + T|t_0)$  为  $t_0$  时刻预测的  $t_0+T$  时刻的系统状态, 该状态可基于  $S_a$  和电力电子系统数学模型生成。

### 3 变采样周期有限集 MPC 在五相感应电机驱动系统中的应用

将所设计的变采样周期有限集 MPC 应用于五相感应电机驱动系统中, 其中五相感应电机具有对称绕组分布, 气隙均匀, 且每相相移相等( $\theta=2\pi/5$ ), 由五相两电平逆变器驱动。图4为五相感应电机驱动系统及变采样周期有限集 MPC 框图, 图中逆变器五相桥臂开关状态分别定义为  $S_A$ 、 $S_B$ 、 $S_C$ 、 $S_D$  和  $S_E$ 。

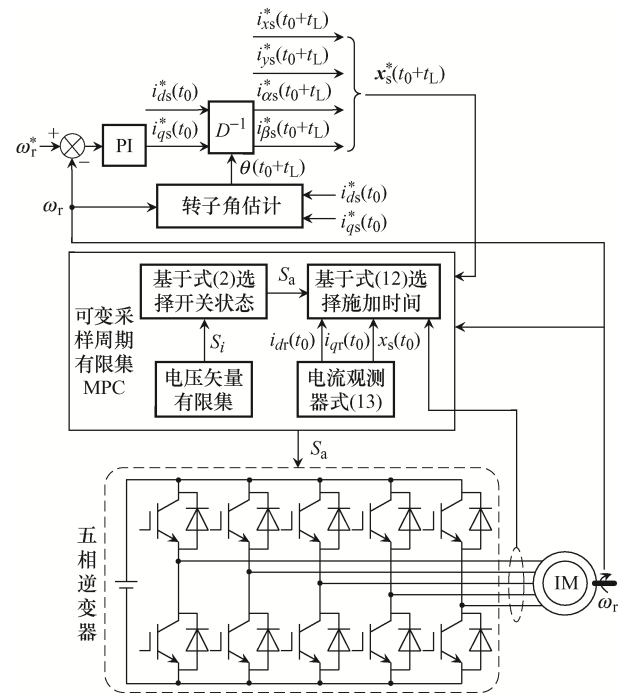


图4 五相感应电机驱动系统及变采样周期有限集 MPC 框图  
Fig. 4 Block diagram of five-phase induction motor drive system and FCS-MPC with variable sampling period

变采样周期有限集 MPC 在实施时需采集系统状态变量, 即五相感应电机定子电流, 并需要系统模型进行运算。假设电机磁动势正弦分布, 并忽略磁饱和和铁芯损耗, 则根据矢量空间分解,  $\alpha\beta$  子空间(电磁转矩相关分量被映射在此空间)和  $xy$  子空间(与电磁转矩无关分量被映射在此空间)的电压方程可表示为

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta s} = \left( R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta s} + L_m \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta s}}{dt} + L_m \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta r}}{dt} \quad (4)$$

$$0 = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta r} + L_{lr} \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta r}}{dt} + L_m \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta s}}{dt} - j\omega_r (L_m \mathbf{i}_{\alpha\beta s} + L_{lr} \mathbf{i}_{\alpha\beta r}) \quad (5)$$

$$\mathbf{u}_{xy} = \left( R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} \right) \mathbf{i}_{xy} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha\beta s} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s}]^T, \mathbf{u}_{xy s} = [u_{xs} \ u_{ys}]^T \\ \mathbf{i}_{\alpha\beta s} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T, \mathbf{i}_{\alpha\beta r} = [i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T \\ \mathbf{i}_{xy} = [i_x \ i_y]^T \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $R_s$  为定子电阻;  $L_{ls}$ 、 $L_{lr}$  和  $L_m$  分别为定、转子漏感和励磁电感;  $\omega_r$  为转子电角速度;  $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$  和  $i_{xs}$ 、 $i_{ys}$  为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴和  $x$ 、 $y$  轴定子电流;  $i_{\alpha r}$ 、 $i_{\beta r}$  为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴转子电流;  $u_{\alpha s}$ 、 $u_{\beta s}$  和  $u_{xs}$ 、 $u_{ys}$  为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴和  $x$ 、 $y$  轴定子电压。令系统状态  $\mathbf{x} = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{xs}, i_{ys}, i_{\alpha r}, i_{\beta r}]^T$ , 定子电压矢量作为输入  $\mathbf{u}_s = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{xs}, u_{ys}]^T$ , 定子电流矢量作为输出  $\mathbf{x}_s = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{xs}, i_{ys}]^T$ , 则系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}_s(t) \\ \mathbf{x}_s(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$  分别为状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵。

$\mathbf{u}_s$  与逆变器模型、开关状态有关, 为了加快控制算法中的优化过程, 可选择最为简单的数学模型。设计门极控制矢量  $\mathbf{u} = [S_A, S_B, S_C, S_D, S_E]^T$ , 则定子电压为

$$\mathbf{u}_s(t) = \frac{1}{5} U_{dc} \mathbf{M} \mathbf{C}_n \mathbf{u}(t) \quad (9)$$

式中:  $U_{dc}$  为直流母线电压;  $\mathbf{M}$  为考虑了电机绕组空间分布的坐标变换矩阵;  $\mathbf{C}_n$  为逆变器门极控制信号矩阵。式(9)表明, 系统中构建了  $1 \times 2^5$  种开关状态组合。联立式(8)和式(9), 定子电流的变化可表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_s(t) = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{x}(t) + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u}(t) \\ \bar{\mathbf{A}} = \mathbf{C}\mathbf{A} \\ \bar{\mathbf{B}} = \frac{1}{5} U_{dc} \mathbf{C}\mathbf{B}\mathbf{M}\mathbf{C}_n \end{cases} \quad (10)$$

图 4 中控制系统框图包含转速外环和电流内

环, 其中速度外环基于 PI 调节器调节  $q$  轴定子参考电流  $i_{qs}^*$ 、 $d$  轴参考电流  $i_{ds}^*$  为恒定值, 以对电机励磁。 $i_{qs}^*$  和  $i_{ds}^*$  通过逆 Park 变换后得到  $\alpha\beta$  轴参考电流  $i_{\alpha s}^*$  和  $i_{\beta s}^*$ , 其中逆 Park 变换矩阵  $\mathbf{D}^{-1}$  为

$$\mathbf{D}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中,  $\theta$  为旋转参考系的角度, 可由测得的转速和估计的滑差转速计算得到。

将  $i_{\alpha s}^*$  和  $i_{\beta s}^*$  及  $x$ 、 $y$  轴参考电流  $i_{xs}^*$  和  $i_{ys}^*$  送入到所设计的变采样周期有限集 MPC 中, 并根据算法流程, 将这些量映射到  $t_0+t_{LP}$  时刻以定义所需状态  $\mathbf{x}_s^*(t_0)$ , 即

$$\mathbf{x}_s^*(t_0) = (i_{\alpha s}^* \ i_{\beta s}^* \ i_{xs}^* \ i_{ys}^*) \Big|_{t_0+t_{LP}} \quad (12)$$

在映射过程中需要估计转子角  $\theta$  在  $t_0+t_{LP}$  时刻的值  $\theta(t_0+t_{LP})$ 。一旦计算出所需的参考值并测量了实际系统状态  $\mathbf{x}_s(t_0)$ , 就可以通过求解式(2)选择开关状态  $S_a$ , 且  $\mathbf{x}_s$  随  $f(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{x} + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u}$  的方向变化; 然后, 通过求解式(3)来选择  $S_a$  施加的时间  $T_a$ 。针对  $S_a$ , 对系统模型使用前向欧拉离散后可预测在选定轨迹上系统的未来输出, 即

$$\hat{\mathbf{x}}_s(t_0 + T_a |_{t_0}) = \mathbf{x}_s(t_0) + T_a f[\mathbf{x}(t_0), S_a] \quad (13)$$

为降低未来计算负担, 可替代式(3)进行  $T_a$  求解, 即

$$T_a = [\mathbf{x}_s^*(t_0) - \mathbf{x}_s(t_0)]^T \frac{f[\mathbf{x}(t_0), S_a]}{\|f[\mathbf{x}(t_0), S_a]\|^2} \quad (14)$$

值得注意的是,  $\mathbf{x}$  由定、转子电流组成, 故必须对其进行估算, 这可由基于龙伯格增益矩阵的转子电流观测器<sup>[20]</sup>完成, 其相对于传统的降阶转子电流估计器精度较高, 但计算增量可忽略。观测器由式(4)所述系统模型和龙伯格增益矩阵  $\mathbf{L}$  生成, 估计状态  $\hat{\mathbf{x}}$  和 1 个与估计误差成正比的校正项为

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{L}(\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}_s) \quad (15)$$

式中,  $\mathbf{u}$  为门极控制矢量。观测器的设计主要在于选择合适的  $\mathbf{A}-\mathbf{L}\mathbf{C}$  的特征值, 因为这些特征值决定了观测误差的收敛特性。一种设计思路是将观测器

的特征值放置在巴特沃斯多项式的根的位置, 这对应 1 个具有快速收敛且不影响稳定性的阻尼动态<sup>[20]</sup>。针对本文研究对象, 选择四阶多项式, 因为系统具有 2 个实数极点, 这 2 个极点在观测器的设计中保持不变。四阶多项式可表示为

$$B_4(s) = \chi^4 s^4 + 2.6131\chi^3 s^3 + 3.4142\chi^2 s^2 + 2.6131\chi s + 1 \quad (16)$$

式中,  $\chi$  为响应速度设计参数,  $\chi$  与响应速度成反比, 一旦选择了所需的闭环观测器极点, 就可使用 Kautsky–Nichols 算法<sup>[21]</sup>来推导  $L$ 。

## 4 仿真分析与实验验证

### 4.1 仿真分析

参照图 4 中的五相感应电机驱动系统在 MATLAB 平台构建仿真模型, 其中感应电机参数与实际一致, 见表 1。

表 1 五相感应电机参数

Tab. 1 Parameters of five-phase induction motor

参数	数值	参数	数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	19.45	额定转速 $\omega_n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 000
转子电阻 $R_r/\Omega$	6.77	额定转矩 $T_n/\text{N}\cdot\text{m}$	4.7
定子漏感 $L_{ls}/\text{mH}$	100.7	额定电流 $I_n/\text{A}$	2.5
转子漏感 $L_{lr}/\text{mH}$	38.6	极对数 $P$	3
励磁电感 $L_m/\text{mH}$	656.5		

仿真前, 有必要配置变采样周期有限集 MPC 的参数, 首先是式(16)中的参数  $\chi$ , 其用于设计转子电流观测器。值得注意的是, 矩阵  $A$  取决于转子转速  $\omega_m$ , 故须针对不同转速处理前述极点配置问题。换言之, 必须为不同转速计算观测器矩阵  $L$ 。因此, 选取典型  $\omega_m$ , 执行若干次仿真程序后得到了使转子电流观测误差最小(即估计转子电流与仿真计算电流之间的差值)的  $\chi$  值, 如图 5 所示。可见, 对于典型  $\omega_m$ , 存在最小观测误差区, 据此, 同时考虑仿真系统与实验系统间的偏差, 选择  $\chi=0.001\text{ s}$  来设计观测器。

尽管施加所选开关状态的时间  $T_a$  是变采样周期有限集 MPC 的输出, 但其值必须存在上、下限

$T_{\max}$  和  $T_{\min}$ , 以符合实际系统中的限制。 $T_{\min}$  取决于微处理器计算时间和电力电子变换器的最大允许开关频率, 考虑实际的实验系统配置, 选择  $T_{\min}=100\ \mu\text{s}$  可兼顾上述 2 个方面。对于  $T_{\max}$ , 必须合理选择以避免长采样周期降低系统性能。为了整定参数  $T_{\max}$ , 再次针对不同转速  $\omega_m$  和不同负载转矩  $T_L$  进行了若干仿真分析, 并绘制不同情况下控制器选择  $T_a$  的最大值, 如图 6 所示。其中,  $T_L$  为额定转矩的百分比。可见, 在大多数情况下,  $T_a$  不超过  $200\ \mu\text{s}$ , 故设置  $T_{\max}=300\ \mu\text{s}$  较为合理, 以增加控制器的灵活性, 同时也避免了采样时间过长影响到系统性能。

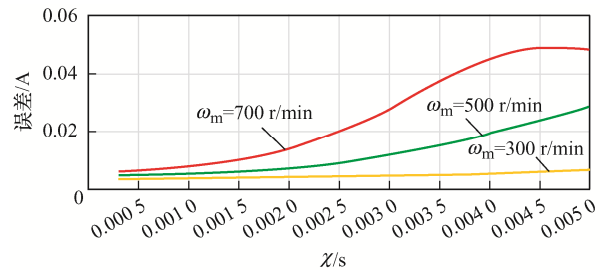


图 5 典型转速下转子电流观测误差与  $\chi$  的关系

Fig. 5 Relationship between rotor current observation error and  $\chi$  at typical speed

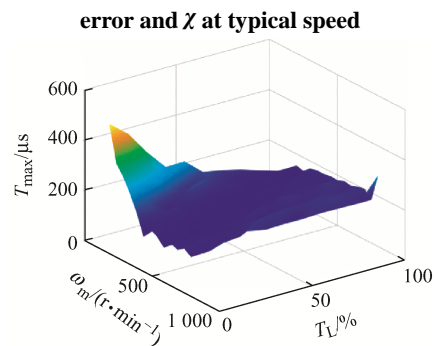


图 6 不同转速和转矩对应的最大  $T_a$

Fig. 6 Maximum  $T_a$  corresponding to different speeds and torques

整定变采样周期有限集 MPC 的参数后, 设置参考转速  $\omega_m^*=500\text{ r/min}$ ,  $d$  轴电流参考  $i_{sd}^*=0.57\text{ A}$ , 转矩  $T_L=60\%$ , 预期时间  $t_{LP}=100\ \mu\text{s}$ , 仿真结果如图 7 所示。图 7(a)为定子电流波形, 各相电流均能实现对参考的平滑跟踪, 且谐波较小; 图 7(b)为  $T_a$  取值变化, 均在  $T_{\min}$  和  $T_{\max}$  限定范围内; 图 7(c)为  $\alpha$ 、 $\beta$  子空间和  $x$ 、 $y$  子空间中特定采样时刻  $S_a$  的选择过程及电流状态轨迹的变化, 图中矢量  $\mathbf{x}_s^*$  为

预期变化, 矢量 3、4、8、15、19、20、24、27、31 为不同开关状态时电流矢量的变化, 矢量 7 为最优输出。为了表述清楚, 仅绘制了求解式(2)得到的正值开关状态施加后电流矢量的变化, 因为负值意味着定子电流矢量将背离参考值。

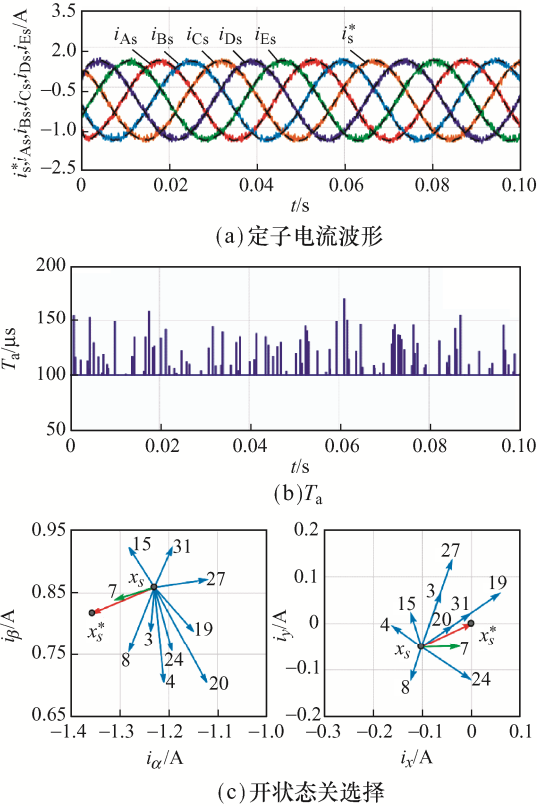


图 7 仿真结果  
Fig. 7 Simulation results

### 4.2 实验验证

搭建五相感应电机驱动系统测试平台对本文所设计的变采样周期 MPC 进行动、静态测试, 实验平台如图 8 所示, 其中五相感应电机参数与仿真实验一致, 见表 1。电机由 2 组 Semikron 三相逆变器驱动, 直流母线电压为 300 V, 控制算法基于 TI 公司高性能 TMS320C28x 系列 32 位浮点 DSP 处理器 TM320F28335 实现。同时, 使用独立控制的直流电机生成外部可编程的负载扭矩, 并配置了编码器 GHM510296R/2500 来测量转子转速。

首先, 使用与仿真一致的工况进行测试, 结果如图 9 所示, 其中图 9(a)为定子电流波形, 图 9(b)为转速波形, 图 9(c)为每个采样周期选择的控制动作输出最优时间  $T_a$ 。可见, 受控变量实现了良好跟

踪性能, 电流纹波较低, 与仿真基本一致, 同时值得强调的是实现了可变采样周期。

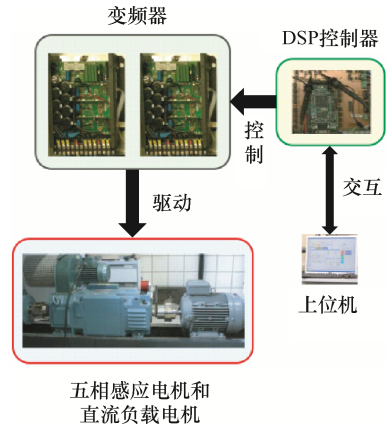


图 8 实验平台  
Fig. 8 Experimental platform

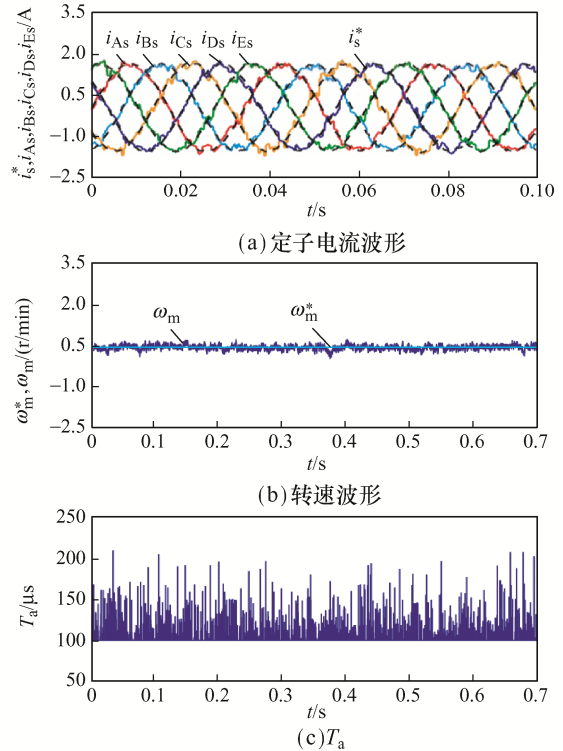


图 9 稳态实验结果  
Fig. 9 Steady-state experimental results

图 10 为动态实验结果, 在  $t=0.4$  s, 转速参考从 500 r/min 阶跃至 -500 r/min。图 10(a)中的定子电流波形验证了电流跟踪动态性能优良且纹波低。由图 10(b)可以看出, 转速调节响应较快, 上升时间为 0.9 s。

最后, 设置 3 种典型工况开展性能量化测试, 不同工况下的转速和转矩为工况 1:  $\omega_m=300$  r/min,

$T_L=40\%$ ; 工况 2:  $\omega_m=700$  r/min,  $T_L=60\%$ ; 工况 3:  $\omega_m=700$  r/min,  $T_L=70\%$ 。测试采用对比方式进行, 即与传统固定采样周期 MPC 方案对比 2 项指标, 分别为定子相电流有效值与其参考值之间的均方根误差  $RMS_I$  与定子电流总谐波失真 THD, 对比结果如图 11 所示。可见, 本文所提变采样周期 MPC 较传统 MPC 在电流跟踪性能和谐波性能上均具有更优的表现, 即具有较低的电流跟踪误差和谐波含量, 验证了本文所提方案的有效性。

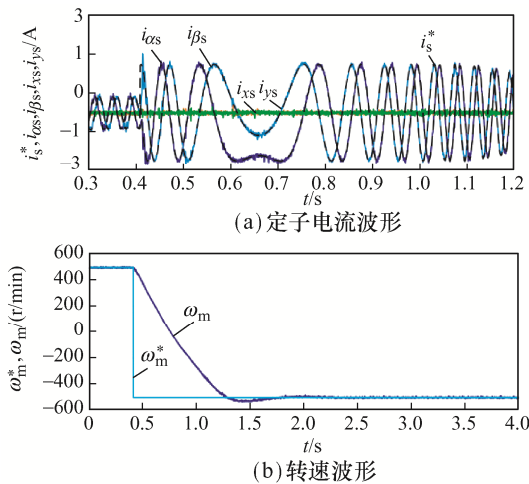


图 10 动态实验结果

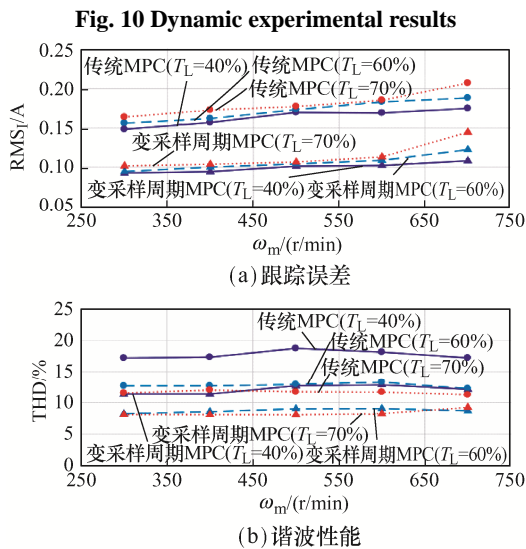


图 11 对比实验结果

Fig. 11 Comparison of experimental results

## 5 结论

围绕电力电子变换器的有限集 MPC 的性能提

升, 设计了 1 种基于追击算法的变采样周期 MPC 方案, 并在五相感应电机驱动系统中进行了验证, 结论如下。

(1)有限集 MPC 不使用调制模块, 而时间的固定离散化将使谐波含量高, 现有的几种解决方案均会不同程度地引入调制相关因素, 从而增加了控制器的复杂度。

(2)引入可变采样周期是较为简便的 MPC 优化方案, 故基于追击算法设计了可变采样周期有限集 MPC, 其可适当改变最优控制动作的最优作用时间。

(3)以五相感应电机驱动系统为实例的测试结果表明, 与传统有限集 MPC 相比, 本文所提控制器在跟踪性能和谐波失真方面具有更优的特性, 可推广至其他拓扑和结构的电力电子变换器系统。

## 参考文献:

[1] 柳志飞, 杜贵平, 杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 58-69.

Liu Zhifei, Du Guiping, Du Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 58-69 (in Chinese).

[2] 李友光, 胡存刚, 刘浩洋, 等. 一种改进的单相九电平逆变器 FCS-MPC 方法[J]. 电力电子技术, 2021, 55(1): 121-124, 132.

Li Youguang, Hu Cungang, Liu Haoyang, et al. An improved FCS-MPC strategy of single-phase nine-level inverters [J]. Power Electronics, 2021, 55(1): 121-124, 132 (in Chinese).

[3] 刘偲艳, 陈才学. 不平衡电网下并网逆变器功率模型预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(2): 129-135.

Liu Siyan, Chen Caixue. Power model predictive control of grid-connected inverter under unbalanced grid [J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2021, 33(2): 129-135 (in Chinese).

[4] 熊成林, 宋智威, 黄路, 等. 基于谐波补偿的单相 PWM 整流器虚拟磁链模型预测算法[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(11): 93-101.

- Xiong Chenglin, Song Zhiwei, Huang Lu, et al. A virtual-flux-linkage model predictive control of single-phase PWM rectifier based on harmonic compensation [J]. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(11): 93-101 (in Chinese).
- [5] 张颖, 雷鸣宇, 杨子龙, 等. 改进连续集模型预测控制策略在平抑光伏功率波动中的应用[J]. *电网技术*, 2019, 43(5): 1543-1549.
- Zhang Ying, Lei Mingyu, Yang Zilong, et al. An improved predictive control strategy of continuous control set model for PV power fluctuation damping [J]. *Power System Technology*, 2019, 43(5): 1543-1549 (in Chinese).
- [6] 史婷娜, 杨雨要, 周湛清, 等. 基于二次型价值函数的双电机转矩同步系统有限集模型预测控制[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(15): 4531-4541.
- Shi Tingna, Yang Yuyao, Zhou Zhanqing, et al. FCS-MPC for dual-motor torque synchronization system based on quadratic form cost function [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(15): 4531-4541 (in Chinese).
- [7] 朱文杰, 陈昌松, 段善旭. 一种基于离散空间矢量调制的 Vienna 整流器模型预测控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(20): 6008-6016, 6181.
- Zhu Wenjie, Chen Changsong, Duan Shanxu. A model predictive control method with discrete space vector modulation of Vienna rectifier [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(20): 6008-6016, 6181 (in Chinese).
- [8] 刘毓鑫, 谢运祥, 张峰, 等. 一种新型 T 型逆变器模型预测功率控制[J]. *电力电子技术*, 2020, 54(10): 83-86.
- Liu Yuxin, Xie Yunxiang, Zhang Feng, et al. Model predictive power control for a single-phase T-type inverter [J]. *Power Electronics*, 2020, 54(10): 83-86 (in Chinese).
- [9] 张明锐, 宋柏慧, 王佳莹, 等. 基于模型预测控制的固态变压器控制策略研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(1): 129-137.
- Zhang Mingrui, Song Baihui, Wang Jiaying, et al. Control strategy for solid state transformer based on model predictive control [J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(1): 129-137 (in Chinese).
- [10] Hoffmann N, Andresen M, Fuchs F W, et al. Variable sampling time finite control-set model predictive current control for voltage source inverters [C]// 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA, 2012: 2215-2222.
- [11] Mehrandezh M, Sela M N, Fenton R G, et al. Robotic interception of moving objects using ideal proportional navigation guidance technique [J]. *Robotics and Autonomous Systems*, 1999, 28(4): 295-310.
- [12] 张友安, 胡云安, 林涛. 导弹制导的鲁棒几何方法[J]. *控制理论与应用*, 2003, 20(1): 13-16, 20.
- Zhang Youan, Hu Yun'an, Lin Tao. Robust geometric approach to missile guidance [J]. *Control Theory & Applications*, 2003, 20(1): 13-16, 20 (in Chinese).
- [13] 黄伟, 杨卫, 张文栋. 基于机器人平台的四象限追击算法研究[J]. *中国测试*, 2014, 40(3): 75-79.
- Huang Wei, Yang Wei, Zhang Wendong. Study of four quadrant pursuit algorithm based on robot platform [J]. *China Measurement & Test*, 2014, 40(3): 75-79 (in Chinese).
- [14] Barrero F, Duran M J. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines: Part I [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(1): 449-458.
- [15] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. *电源学报*, 2024, 22(2): 378-385.
- Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles with high performance [J]. *Journal of Power Supply*, 2024, 22(2): 378-385 (in Chinese).
- [16] 鲍建, 杨沛豪. 采用改进 MPC 提高储能系统电压暂态特性研究[J]. *电源学报*, 2024, 22(2): 242-249.
- Bao Jian, Yang Peihao. Research on improving voltage transient characteristics of energy storage system with improved MPC [J]. *Journal of Power Supply*, 2024, 22(2): 242-249 (in Chinese).
- [17] 彭忠, 郑泽东, 刘自程, 等. 基于虚拟绕组和全阶观测器的五相感应电机无速度传感器容错控制策略[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(21): 4949-4961.
- Peng Zhong, Zheng Zedong, Liu Zicheng, et al. A novel sensorless fault-tolerant control of five-phase induction machine using virtual winding and full-order observer [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(21): 4949-4961 (in Chinese).
- [18] Kazmierkowski M P, Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey [J].

Machines, 2018, 46(10): 75-78 (in Chinese).

- [17] 宋争光, 夏长亮, 王志强, 等. 基于超扭曲算法的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(15): 89-99.

Song Zhengguang, Xia Changliang, Wang Zhiqiang, et al. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor using super twisting algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(15): 89-99 (in Chinese).

- [18] 费晨, 颜建虎, 汪盼, 等. 基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 6-11, 18.

Fei Chen, Yan Jianhu, Wang Pan, et al. Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on genetic algorithm and torque sharing function [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(12): 6-11, 18 (in Chinese).

- [19] 王辉, 游紫露, 李孟秋, 等. 基于遗传算法的 SRM 转矩分配函数优化[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019,

31(9): 144-150.

Wang Hui, You Zilu, Li Mengqiu, et al. Optimization of torque distribution function for switched reluctance motor based on genetic algorithm [J]. Proceedings of the CSU-EPSSA, 2019, 31(9): 144-150 (in Chinese).



贺银平

#### 作者简介:

贺银平(1975—), 男, 通信作者, 硕士, 讲师。研究方向: 模式识别与智能系统、电机控制技术。E-mail: asasasas2021@126.com。

田密(1990—), 女, 硕士, 讲师。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: 559841774@qq.com。

郑田娟(1985—), 女, 硕士, 讲师。研究方向: 电机控制技术。E-mail: 2540184375@qq.com。

李密(1981—), 男, 博士, 副教授。研究方向: 风力发电机控制。E-mail: 88741152@qq.com。

(上接第 326 页)

IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 691-703.

- [19] 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.

- [20] Martín C, Arahal M R, Barrero F, et al. Multiphase rotor current observers for current predictive control: A five-phase case study [J]. Control Engineering Practice, 2016, 49: 101-111.

- [21] Kautsky J, Nichols N K, Van Dooren P. Robust pole

assignment in linear state feedback [J]. International Journal of Control, 1985, 41(5): 1129-1155.



陈会鸽

#### 作者简介:

陈会鸽(1983—), 女, 中国电源学会会员, 硕士, 副教授。研究方向: 电力电子技术与智能控制。E-mail: chenhuig2183@126.com。

王双岭(1981—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 硕士, 副教授。研究方向: 电力电子技术。E-mail: wangshl2181@126.com。