

DOI:10.11918/202003053

永磁电机增量式直接预测速度控制

周湛清¹, 夏长亮^{1,2}

(1. 天津工业大学 高效能电机系统智能设计与制造国家地方联合工程研究中心, 天津 300387;
2. 浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 直接预测速度控制是实现永磁电机高性能无级联速度控制结构的理想方案,为解决其存在的在线计算负担重、控制自由度受限问题,基于此针对两电平电压型逆变器驱动的永磁电机系统,提出一种增量式直接预测速度控制策略,以期提升电机系统的转速动态控制性能.在所提出策略中,首先,为降低算法在线计算量,根据增量式预测模型建模理论,构建出低复杂度增量式速度预测模型,可在线实现宽时域内的多步速度预测,以增强算法稳定性.其次,为增加算法控制自由度,扩充虚拟电压矢量至算法控制集,并设计出与之配合的边界矢量合成方法和两阶段穷举寻优方法,以尽可能的降低穷举次数,可以较低的计算量筛选出最优输出电压矢量.在增量式速度预测模型和扩张控制集的辅助下,所提出策略可在不显著增加在线计算量的基础上,保证算法具备较为优良的转速动、静态性能.实验结果表明,相比于传统策略,所提出控制策略不仅能够实现对参考转速的无静差平稳跟踪,且转速动态调控能力更优,并具备一定的参数鲁棒性.

关键词: 永磁电机;有限集模型预测控制;无级联控制结构;宽时域速度控制;参数鲁棒性

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2020)06-0094-09

Direct predictive speed control with incremental model for PMSM drive system

ZHOU Zhanqing¹, XIA Changliang^{1,2}

(1. National Joint Local Engineering Research Center of Electrical Machine System Intelligent Design and Manufacturing, Tiangong University, Tianjin 300387, China; 2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Direct predictive speed control (DPSC) is an appropriate solution to achieve high-performance cascade-free control structure of permanent magnet motors, which has the technical limitations of large amount of online calculation and limited control degree of freedom. Based on the two-level inverter-fed permanent magnet synchronous motors (PMSMs) drive system, this paper proposes an improved DPSC strategy with incremental predictive model for improving the speed dynamic control performance of the system. First, in order to reduce the amount of online calculation of the algorithm, a low-complexity incremental speed prediction model was constructed, which can realize long-horizon multi-step speed prediction and ensure the stability of the algorithm. Then, the control-set was expanded with virtual vectors to increase the control degree of freedom, and its corresponding vector synthesis method and two-stage exhaustive optimization were designed to screen the optimal output vector efficiently. Combined with the established speed prediction model and control-set, the stable speed control performance could be obtained with relatively low computational burden. Experimental results show that compared with classical speed control strategies, the proposed strategy had better speed dynamic regulation ability, and the speed reached its reference value rapidly and directly without shooting. Besides, the proposed strategy could operate normally under the condition of parameter mismatch.

Keywords: permanent magnet motors; finite-control-set predictive control; cascade-free control structure; long-horizon speed control; parameter robustness

永磁电机具有结构简单、比功率高、调速范围宽等优点,在精密数控机床、高速机车牵引和人工智能等领域得到了广泛应用^[1-2]. 永磁电机速度控制算法通常采用以电流环为内环、以速度环为外环的级

联控制结构,该种控制结构要求内环控制带宽远大于外环,以满足系统稳定性要求,但限制了电机转速的动态响应速度^[3-5]. 有限集预测控制因具备动态性能优良、可实现多变量在线寻优、无需调制等显著优点,是构建永磁电机无级联直接速度控制结构的合适方案^[6-7].

近年来,关于永磁电机直接预测速度控制(direct predictive speed control, DPSC)的研究备受关注^[8-9]. 文献[10]较早提出了 DPSC 的完整实现方

收稿日期: 2020-03-14

基金项目: 国家自然科学基金重大项目(51690183);
国家自然科学基金(51907142)

作者简介: 周湛清(1989—),男,讲师;

夏长亮(1968—),男,教授,博士生导师,中国工程院院士

通信作者: 夏长亮, motor@tju.edu.cn

案,并成功用于永磁同步电机驱动系统. 然而,考虑到速度预测模型维度高、运算复杂,该方法并没有讨论多步预测的实现问题,从而无法保证输出矢量为所设计优化问题的最优解. 为降低算法的在线计算量,文献[11]通过将预测控制对应优化问题转化为多参数优化问题,可离线确定出不同凸分区下的输出矢量,但因凸分区数目过多,降低了算法的实用性. 为此,文献[12]通过在电流参考值中引入数字 PI 控制器的形式,来保证短预测时域下算法的稳定性. 然而,PI 控制器的引入势必会降低 DPSC 的转速响应速度. 近年来,随着研究的不断深入,无需 PI 控制器辅助,直接将转速误差项纳入 DPSC 价值函数,以取代多步预测,成为改进 DPSC 的可行途径之一,但仍缺乏有力的稳定性证明与价值函数权重整定方法^[13-15]. 同时,为改善稳态速度控制精度,需要扩充 DPSC 控制集中的备选电压矢量数目,增加控制自由度^[16]. 但是,由于经典速度预测模型过于繁杂,尚缺乏成熟的方法来实现基于扩张控制集的预测速度控制策略. 此外,由于 PI 控制器和积分效应的缺失,DPSC 的抗参数扰动能力较差^[17]. 为此,有必要在其中增加相应的补偿环节,如扰动观测器^[18]、比例-谐振控制器^[19]、滑模结构^[20]等来增强算法的参数鲁棒性.

为解决经典 DPSC 在线计算量大、控制自由度受限的难题,本文提出一种具有参数鲁棒性的增量式直接预测速度控制(incremental direct predictive speed control, IDPSC)策略. 该策略中,借助增量式建模手段,以及通过合理近似来消去计算冗余部分,获得可离线确定所有参数的多步速度预测模型,以期在降低算法在线计算量,实现多步速度预测的同时,嵌入积分内模,改善算法参数鲁棒性. 同时,扩充 DPSC 控制集中的备选电压矢量数目,并设计出与之相适应的边界矢量合成方法和两阶段穷举寻优方法,以期增加算法控制自由度,改善转速稳态控制精度.

1 永磁电机系统增量式预测模型

1.1 系统组成

由两电平逆变器驱动的永磁电机系统如图 1 所示.

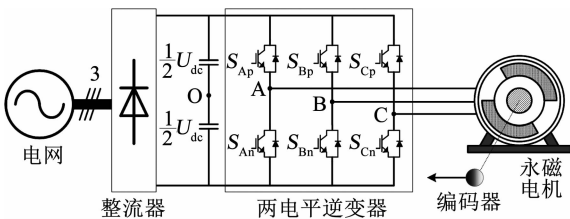


图 1 两电平电压型逆变器驱动永磁电机驱动系统

Fig. 1 Two-level inverter-fed PMSM drive system

图中, S_{Ap} 、 S_{Bp} 、 S_{Cp} 、 S_{An} 、 S_{Bn} 和 S_{Cn} 分别为 2L-VSI 三相(A、B 和 C)上、下桥臂 IGBT 的开关状态. 因为 2L-VSI 上、下桥臂 IGBT 的开关状态互补,所以共存在 8 个开关组合,将这 8 种开关组合对应的输出电压转换为空间矢量形式,可以得到 2 个零矢量 V_0 和 V_7 ,以及 6 个幅值和空间位置固定的电压空间矢量:

$$V_i = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(\frac{2\pi}{3}i - \frac{\pi}{6})}$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压; $i = 1, 2, \dots, 6$ 为基本矢量序号. 本文以“1”表示 IGBT 处于开通状态,“0”表示 IGBT 处于关断状态,例如 $S_{Ap} = 1$ 表示 A 相上桥臂的 IGBT 处于开通状态. 定义列向量为

$$S_i \triangleq [S_{Ap} \ S_{Bp} \ S_{Cp}]^T,$$

式中 S_i 为电压矢量 V_i 对应的开关组合,各电压矢量对应的开关组合如图 2 所示.

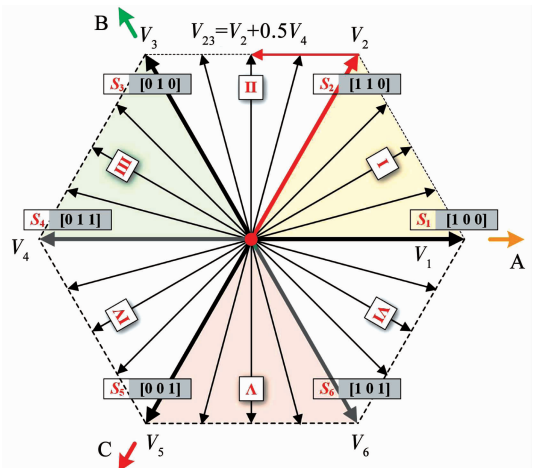


图 2 两电平电压型逆变器空间矢量分布

Fig. 2 Vector map of 2L-VSI

1.2 经典速度预测模型

表贴式永磁电机在 d - q 同步旋转坐标系下的数学模型可以表示为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_s} i_d + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L_s}, \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R_s}{L_s} i_q - \omega_e i_d + \frac{u_q}{L_s} - \frac{\psi_f}{L_s} \omega_e, \\ T_e = 1.5 p \psi_f i_q \\ \frac{d}{dt} \omega_e = \frac{p T_e}{J_m} - \frac{p T_L}{J_m} - \frac{p B_m}{J_m} \omega_e. \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为电机 d 、 q 轴定子电压和电流; R_s 、 L_s 、 ψ_f 、 p 、 J_m 、 B_m 分别为电机定子电阻、电感、转子永磁磁链、极对数、转动惯量和摩擦系数; ω_e 为电机的电角速度; T_L 为负载转矩.

为了实施预测速度控制算法,需将连续时域内的数学模型进行离散化. 采用泰勒级数法将式(1)

离散化,可得:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \\ \omega_e(k+1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k+1)} = \mathbf{A}_c \underbrace{\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ \omega_e(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(k)} + \mathbf{B}_c \underbrace{\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ ET_L(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_c}, \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & \omega_e(k) T_s & 0 \\ -\omega_e(k) T_s & 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & 0 \\ D\omega_e(k) & B & A \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} T_s/L_s & 0 \\ 0 & T_s/L_s \\ 0 & C \end{bmatrix};$$

$$A = 1 - \frac{B_m T_s}{J_m} + \frac{B_m^2 T_s^2}{2J_m^2} - \frac{1.5p^2 \psi_f^2 T_s^2}{2J_m L_s},$$

$$B = \frac{1.5p^2 \psi_f T_s}{J_m} - \frac{1.5p^2 \psi_f R_s T_s^2}{2J_m L_s} - \frac{1.5p^2 \psi_f B_m T_s^2}{2J_m^2},$$

$$C = \frac{1.5p^2 \psi_f T_s^2}{2J_m L_s}, D = -\frac{1.5p^2 \psi_f T_s^2}{2J_m}, E = \frac{pB_m T_s^2}{2J_m^2} - \frac{pT_s}{J_m}.$$

式中: $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 、 $\omega_e(k+1)$ 、 $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 、 $\omega_e(k)$ 分别为第 $(k+1)T_s$ 时刻和第 kT_s 时刻的 d 、 q 轴电流和电角速度; $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为第 kT_s 时刻作用于电机的 d 、 q 轴电压值; T_s 为离散控制周期。

由于转速动态调节时间一般要长于离散控制周期,因而对于预测速度控制策略来讲,有必要实施多步预测以保证算法稳定性,且要求预测步长能够覆盖转速动态过程.若采用式(2)中的预测模型来实现速度多步预测,需要将该模型反复迭代,即

$$\mathbf{x}(k+N_p) = \mathbf{A}_c^{N_p} \mathbf{x}(k) + \left(\sum_{n=0}^{N_p-1} \mathbf{A}_c^n \mathbf{B}_c \right) \mathbf{u}(k) + \left(\sum_{n=0}^{N_p-1} \mathbf{A}_c^n \mathbf{D}_c \right), \quad (3)$$

式中 N_p 为预测步长。

式(3)为经典多步速度预测模型,该模型不仅需要采用高阶矩阵幂运算,且由于 $\mathbf{A}_c$ 、 $\mathbf{D}_c$ 中包含时变量 $\omega_e(k)$ 和 $T_L(k)$,导致其在线运算量较大,难以在现有微处理器水平下实现转速多步预测。

1.3 增量式速度预测模型

为降低多步预测过程中的计算量,本文采用增量式建模方法,建立起增量式速度预测模型,以期在满足速度预测精度的同时,大幅降低多步预测计算量。

由式(2),系统状态 $\mathbf{x}$ 的增量可利用状态空间方程表示为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_d(k+1) \\ \Delta i_q(k+1) \\ \Delta \omega_e(k+1) \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{x}(k+1)} = \mathbf{A}_1 \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_d(k) \\ \Delta i_q(k) \\ \Delta \omega_e(k) \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{x}(k)} + \mathbf{B}_c \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_d(k) \\ \Delta u_q(k) \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{u}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E\Delta T_L(k) \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{D}_c}, \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & \omega_e(k-1) T_s & 0 \\ -\omega_e(k-1) T_s & 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & 0 \\ D\omega_e(k-1) & B & A + i_d(k-1) \end{bmatrix},$$

式中: $\Delta i_d(k+1) = i_d(k+1) - i_d(k)$, $\Delta i_d(k) = i_d(k) - i_d(k-1)$, $\Delta i_q(k+1) = i_q(k+1) - i_q(k)$, $\Delta \omega_e(k+1) = \omega_e(k+1) - \omega_e(k)$, $\Delta \omega_e(k) = \omega_e(k) - \omega_e(k-1)$ 。

考虑到在 $i_d=0$ 控制中, i_d 的数值近似为零.同时, $\omega_e T_s$ 的数值较小,在实际计算中可令 $\omega_e(k-1) T_s \approx \omega_{eN} T_s$, ω_{eN} 为额定电角速度.从而, $\mathbf{A}_1$ 可近似为

$$\mathbf{A}_1 \approx \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & \omega_{eN} T_s & 0 \\ -\omega_{eN} T_s & 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & 0 \\ D\omega_{eN} & B & A \end{bmatrix}.$$

另外,忽略负载 T_L 变化对速度预测的影响,即令 $\Delta T_L \approx 0$,式(4)可整理为

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k), \quad (5)$$

将式(5)扩充为多步增量预测模型,可得:

$$\Delta \mathbf{x}(k+N_p) = \mathbf{A}^{N_p} \Delta \mathbf{x}(k) + \left(\sum_{n=0}^{N_p-1} \mathbf{A}^n \mathbf{B}_c \right) \Delta \mathbf{u}(k).$$

最终,增量式速度预测模型可建立为

$$\mathbf{x}(k+N_p) = \mathbf{x}(k) + \sum_{n=1}^{N_p} \Delta \mathbf{x}(k+n). \quad (6)$$

虽然利用式(6)来预测未来转速值仍需要实施高阶幂运算,但由于该式中的系数矩阵 $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}_c$ 已不包含时变参数,故式(6)可在离线确定系数矩阵的前提下,实现对未来转速值的预测,从而大幅降低了在线计算量。

2 增量式直接预测速度控制

2.1 控制集定义

在经典有限集预测控制中,控制集仅包含基本有效电压矢量,电机控制自由度受限.为扩充经典算

法的控制集,以实现更精确的速度、转矩控制,本文将电压矢量所在复平面以 $V_1 \sim V_6$ 为边界,划分为6个大扇区,扇区标号记为 I、II、…、VI。同时,在各扇区内依照相同相角间隔虚拟出 N_v 个电压矢量,如图2所示。将图中6个基本矢量和 $6N_v$ 个虚拟矢量组成的矢量全部纳入控制集,作为备选控制矢量。

根据空间矢量调制理论,利用正弦定理,控制集中所有虚拟矢量可利用其所在扇区的相应矢量来合成。然而,采用此方法确定虚拟矢量的幅值和相角,势必会在预测过程中引入大量三角函数运算,导致多步预测算法在线计算量骤增。

为此,本文设计出一种“边界矢量合成方法”,在无需复杂三角函数运算,仅利用基本电压矢量的基础上,确定控制集内所有虚拟矢量的幅值与相角。定义虚拟矢量顺时针方向的边界基本矢量为“合成主矢量” V_m ,由图2可以看出,控制集中的任一虚拟矢量必可在其他基本矢量 V_n 的辅助下,沿边界合成该虚拟矢量,其合成关系为

$$V_s = V_m + d_n V_n,$$

式中 V_m 、 V_n 分别为合成虚拟矢量所需的主、辅矢量,见表1。由表1可知,同一扇区内的每个虚拟矢量的 V_m 和 V_n 相同,仅 d_n 不同。 $d_n \in [0,1]$ 为 V_n 的分配系数,本文称之为“合成占空比”。考虑到各扇区内虚拟矢量依照相同相角间隔分布,故在控制集中有 $d_n = 0, 1/(N_v + 1), 2/(N_v + 1), \dots, 1$ 。例如,第II扇区内 $V_m = V_1$; $V_n = V_4$, 在 $N_v = 3$ 时该扇区内沿逆时针方向的第2个虚拟矢量 $V_{23} = V_2 + 0.5V_4$, 如图2所示。

表1 各扇区对应的合成主、辅矢量

Tab. 1 Master and slave vectors in different sectors

扇区号	V_m	V_n
I	V_1	V_3
II	V_2	V_4
III	V_3	V_5
IV	V_4	V_6
V	V_5	V_1
VI	V_6	V_2

借助上述矢量合成方法,从控制集中确定系统输出矢量需要两步完成:首先确定输出矢量所在扇区,查表1得到 V_m 和 V_n ;其次,确定该矢量对应的 d_n 。综上所述,利用扇区号和 d_n 即可唯一标记控制集中的任一矢量。从而,扩充虚拟矢量后的控制集可表示为

$$CS = \left\{ \text{扇区号}, d_n \left| \begin{array}{l} V_s = V_m + d_n V_n; d_s = S_m + d_n S_n \\ d_n = 0, \frac{1}{N_v + 1}, \frac{2}{N_v + 1}, \dots, 1 \end{array} \right. \right\}$$

2.2 两阶段穷举寻优法

为从控制集中快速确定出最优输出矢量,本文提出与控制集对应的两阶段穷举寻优法,具体阐述如下。

预测速度控制的价值函数可定义为,

$$J(k) = \sum_{n=1}^{N_p} [\mathbf{x}^* - \mathbf{x}(k+n)]^T \mathbf{Q} [\mathbf{x}^* - \mathbf{x}(k+n)] + \xi, \quad (7)$$

其中

$$\xi = \begin{cases} 0, & I_s \leq I_{\max}; \\ \inf, & I_s > I_{\max}. \end{cases}$$

式中: I_s 、 $I_{\max}$ 分别为定子电流有效值和最大值; $\mathbf{x}^*$ 为参考值向量。在 $i_d = 0$ 控制中, $\mathbf{x}^* = [0 \ i_{qref} \ \omega_{eref}]^T$, $\mathbf{Q} = \text{diag}[\lambda_d \ \lambda_q \ \lambda_\omega]^T$ 为权重系数矩阵,其中 λ_d 、 λ_q 、 λ_ω 分别为 d 轴电流、 q 轴电流和转速的权重系数。

由式(7),结合增量式速度预测模型,预测速度控制策略对应的优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \min & J(k) \\ \text{s. t. } & \Delta \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(k), \\ & \mathbf{x}(k+N_p) = \mathbf{x}(k) + \sum_{n=1}^{N_p} \Delta \mathbf{x}(k+n), \\ & \Delta \mathbf{u}(k) \in CS. \end{aligned} \quad (8)$$

2.2.1 第1阶段:扇区穷举寻优

为确定最优矢量所在扇区,首先假定第 $(k-1)$ T_s 时刻的最优电压矢量为 V_{k-1} , 位于第I扇区,如图3(a)所示。按照空间电压矢量合成规则,此时 $V_{k-1} = V_1 + d(k-1)V_3$, 其中 $d(k-1)$ 为第 $(k-1)$ T_s 时刻的最优占空比。

其次,沿“六边形边界”确定所有基本电压矢量 $V_1 \sim V_6$ 与 V_{k-1} 间的误差矢量 $\Delta \mathbf{u}$ 。以 V_3 与 V_{k-1} 间的误差矢量 $\Delta \mathbf{u}_3$ 为例,借助“六边形边界”来计算误差矢量 $\Delta \mathbf{u}_3$, 可得:

$$\Delta \mathbf{u}_3 = [1 - d(k-1)] V_3 + V_4. \quad (9)$$

比较式(9)与传统空间矢量合成方法可以发现,沿六边形边界来计算 $\Delta \mathbf{u}$ 更加直观,且计算量更低。按照上述规律, $V_1 \sim V_6$ 与 V_{k-1} 间的误差矢量 $\Delta \mathbf{u}$ 如图3(a)所示。进而,将以上计算规律扩展至其他扇区,可得 V_{k-1} 处于 Sector II ~ VI 时 $V_1 \sim V_6$ 与 V_{k-1} 间的误差矢量 $\Delta \mathbf{u}$, 见表2。

最后,将表2中的 $\Delta \mathbf{u}$ 代入式(8)中的优化问题,并采用穷举法求解该优化问题,得到6个有效矢量中令 J 最小的基本矢量 V_{opt} 和次小的 V_{subopt} 。由图3可知,扇区的分界线为6个基本电压矢量。那么,最优输出电压矢量所在扇区必为 V_{opt} 和 V_{subopt} 所包围的扇区。

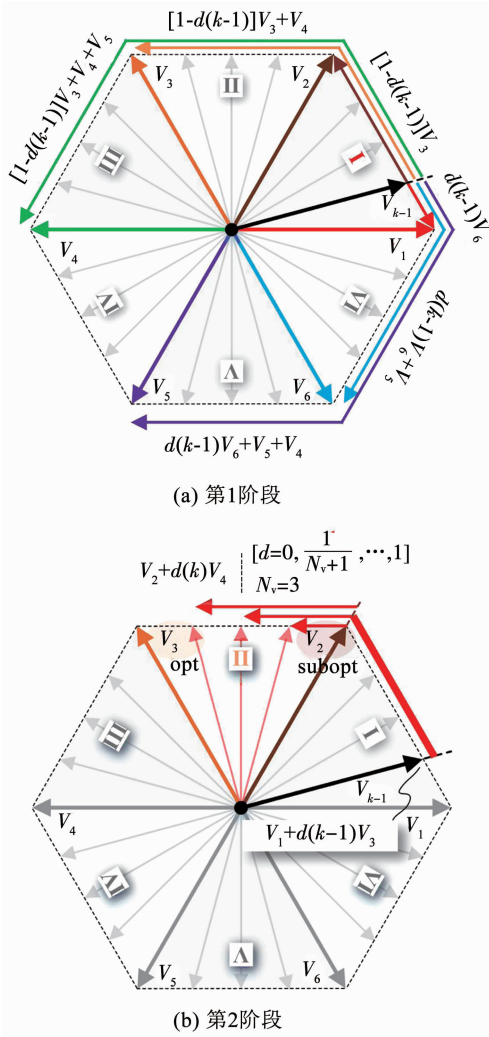


图 3 矢量寻优过程示意

Fig. 3 Process of vector exhaustion

表 2 第 1 阶段各扇区对应的矢量增量

Tab. 2 Incremental vector calculation of each sector in Stage 1

Δu	Δu_1	Δu_2	Δu_3
II	$dV_1 + V_6$	dV_1	$(1-d)V_4$
III	$dV_2 + V_1 + V_6$	$dV_2 + V_1$	dV_2
IV	$(1-d)V_6 + V_1 + V_2$	$dV_3 + V_2 + V_1$	$dV_3 + V_2$
V	$(1-d)V_1 + V_2$	$(1-d)V_1 + V_2 + V_3$	$dV_4 + V_3 + V_2$
VI	$(1-d)V_2$	$(1-d)V_2 + V_3$	$(1-d)V_2 + V_3 + V_4$

Δu	Δu_4	Δu_5	Δu_6
II	$(1-d)V_4 + V_5$	$(1-d)V_4 + V_5 + V_6$	$dV_1 + V_6 + V_5$
III	$(1-d)V_5$	$(1-d)V_5 + V_6$	$(1-d)V_5 + V_6 + V_1$
IV	dV_3	$(1-d)V_6$	$(1-d)V_6 + V_1$
V	$dV_4 + V_3$	dV_4	$(1-d)V_1$
VI	$dV_5 + V_4 + V_3$	$dV_5 + V_4$	dV_5

2.2.2 第 2 阶段:合成占空比穷举寻优

在确定最优矢量所在扇区后,将该扇区内的各矢量依次代入价值函数进行二次寻优,以确定最优输出矢量及其合成占空比。

仍假定第 $(k-1)T_s$ 时刻的最优电压矢量为 $V_{k-1} = V_1 + d(k-1)V_3$,位于第 I 扇区,如图 3(b)所示。同时,假定经过第 1 阶段的寻优, $V_{opt} = V_3$, $V_{subopt} = V_2$,即最优扇区为第 II 扇区。那么,根据边界矢量合成方法,可得:

$$V_k = V_2 + d(k)V_4, \quad (10)$$

式中: V_k 为第 kT_s 时刻的输出电压矢量; $d(k) = 0, 1/(N_v+1), 2/(N_v+1), \dots, 1$ 表示其对应合成占空比。根据式 (10),计算第 kT_s 时刻的电压增量,可得:

$$\Delta u_k = V_k - V_{k-1} = V_2 + d(k)V_4 - V_1 - d(k-1)V_3.$$

考虑到 $d(k)$ 共有 N_v+2 种备选方案,故第 kT_s 时刻共有 N_v+2 个备选电压增量 Δu_k 。将以上 Δu_k 代入式 (8) 中的优化问题进行穷举寻优,确定出价值函数值最小的 Δu_k ,即可得出最优输出电压矢量及其对应的合成占空比 $d(k)$ 。

综上所述,第 1 阶段寻优需要开展 6 次穷举以确定最优矢量所在扇区,第 2 阶段寻优需要开展 N_v+2 次穷举以确定最优矢量对应合成占空比。因此,对于本文所提出的增量式预测速度控制算法,共需穷举 N_v+8 次穷举以确定最优输出矢量,具体算法流程图如图 4 所示。

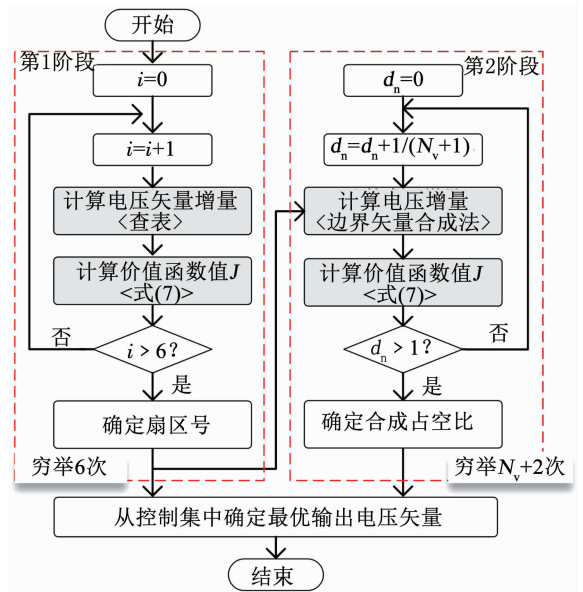


图 4 算法流程

Fig. 4 Flowchart of exhaustive optimization method

2.3 算法实现

本文所提出的增量式直接预测速度控制算法原理框图如图 5 所示。

在所提出的算法中,通过构建龙贝格负载观测器,提供 q 轴电流参考值。负载观测器的数学表达式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{pB_m}{J_m} & -\frac{p}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1.5p^2\psi_f}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} i_q +$$

$$L(\omega_e - \hat{\omega}_e),$$

式中: 标记“ $\hat{}$ ”表示变量的观测值, $L = \text{diag}(l_1, l_2)$ 为观测器系数矩阵, 其数值决定负载转矩的观测速度和精度. 进而, 考虑到 $i_d^{\text{ref}} = 0$, 可得 q 轴电流参考值 $i_q^{\text{ref}} = T_L / 1.5p\psi_f$.

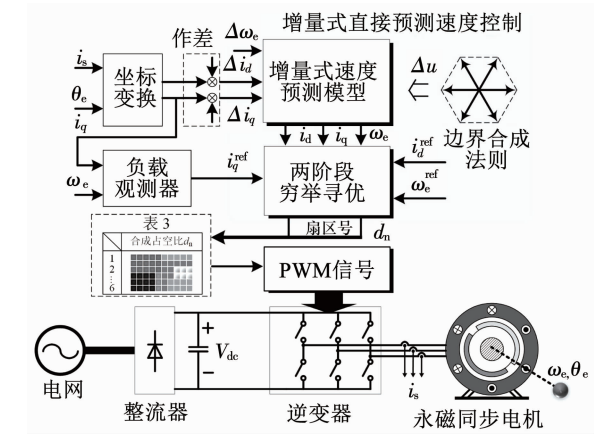


图5 控制框图

Fig. 5 Control block diagram of proposed algorithm

同时, 根据矢量运算法则和幅秒平衡原理, 可以发现合成占空比与三相输出占空比 d_A 、 d_B 和 d_C 间存在之间直接对应关系, 见表3.

表3 各扇区中合成占空比与输出占空比间的对应关系

Tab.3 Relation between d_n and d_A , d_B , and d_C

扇区号	d_A	d_B	d_C
I	1	d_n	0
II	$1 - d_n$	1	0
III	0	1	d_n
IV	0	$1 - d_n$	1
V	d_n	0	1
VI	1	0	$1 - d_n$

由表3可知, 在经过两阶段穷举寻优确定出最优矢量所在扇区和合成占空比后, 可按照表3中的对应关系, 在无需 SVPWM 辅助的情况下直接确定三相输出占空比, 实现对永磁电机的直接速度控制.

3 实验

所提出的控制策略应用于一台 2.3 kW 永磁伺服电机中, 电机参数见表4. 实验测试平台中, 负载电机为一台同型号永磁伺服电机. 实验中, 控制算法由 TI 公司生产的浮点型双核数字处理器 (MCU) TMS320F28377D 和 Intel 公司生产的 Cyclone V 系列 FPGA 共同实现. 其中, DSP 主要负责算法执行, FPGA 主要负责高精度 ADC 采样与 DAC 转换、分发脉冲等.

表4 永磁电机参数

Tab.4 PMSM parameters

参数	符号	数值
额定功率/kW	P_N	2.3
极对数	p	2
额定转/(r · min ⁻¹)	n_N	1 500
额定转矩/Nm	T_N	15
额定电流/A	I_N	10
转子永磁磁链/Wb	ψ_r	0.33
定子电阻/Ω	R_s	0.63
定子电感/mH	L_s	4.0

3.1 稳态控制性能

图6给出了电机参考转速 n_{ref} 、实际转速 n 、 A

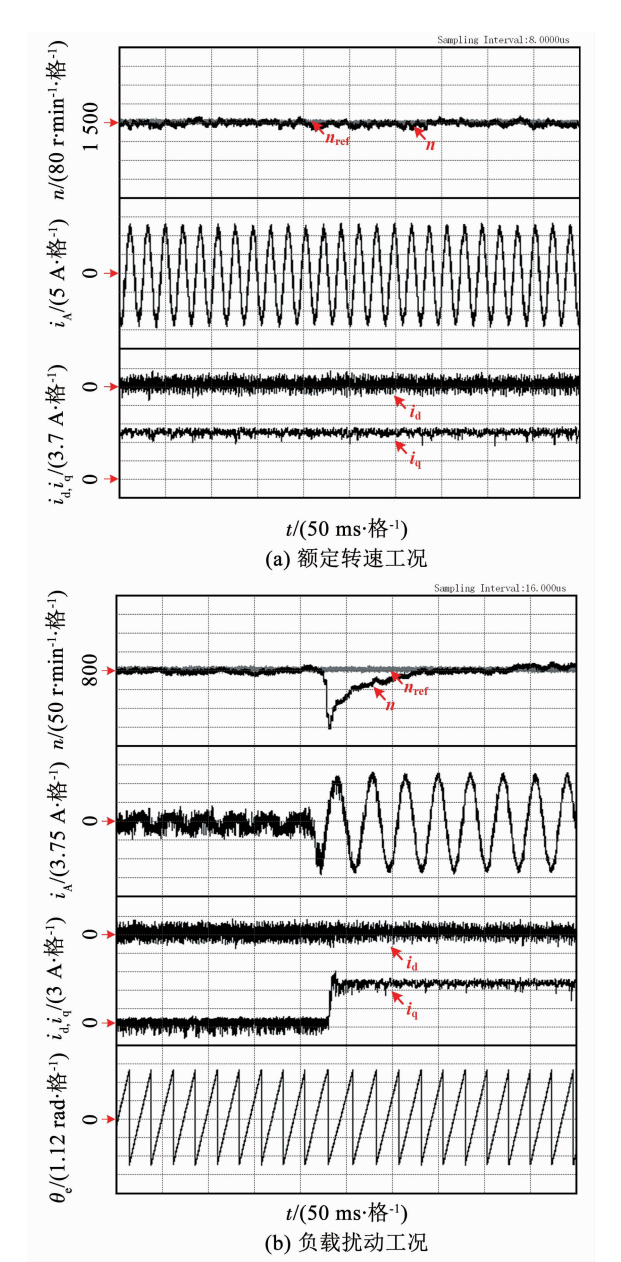


图6 IDPSC 算法稳态实验波形

Fig. 6 Waveforms of IDPSC in steady-state experiment

相电流 i_A , d/q 轴电流 i_d/i_q 和电角度 θ_e 的稳态实验波形. 实验中, 电机采用本文所提出的 IDPSC 算法控制, 控制周期为 $50 \mu\text{s}$, $N_p = N_v = 10$. 图 6(a) 中, 电机参考转速 $n_{\text{ref}} = 1500 \text{ r/min}$, 负载转矩 9.5 Nm ; 图 6(b) 中, 电机参考转速 $n_{\text{ref}} = 800 \text{ r/min}$, 负载转矩由 0 Nm 阶跃至 7 Nm . 由图 6 可以看出, 本文所提出的 IDPSC 算法可实现对参考转速的无偏差跟踪, 电机定子电流谐波含量较低, 且在受到负载扰动时仍能够快速恢复对参考转速的跟踪, 具有良好的转速稳态控制性能.

3.2 参数对稳态性能的影响

图 7 给出了不同控制参数 (N_v) 和电机参数失配 (J_m 和 L_s) 情况下的电机稳态实验波形. 实验中, 电机采用本文所提出的 IDPSC 算法控制, 控制周期为 $50 \mu\text{s}$. 参考转速 $n_{\text{ref}} = 1000 \text{ r/min}$, $N_p = 10$.

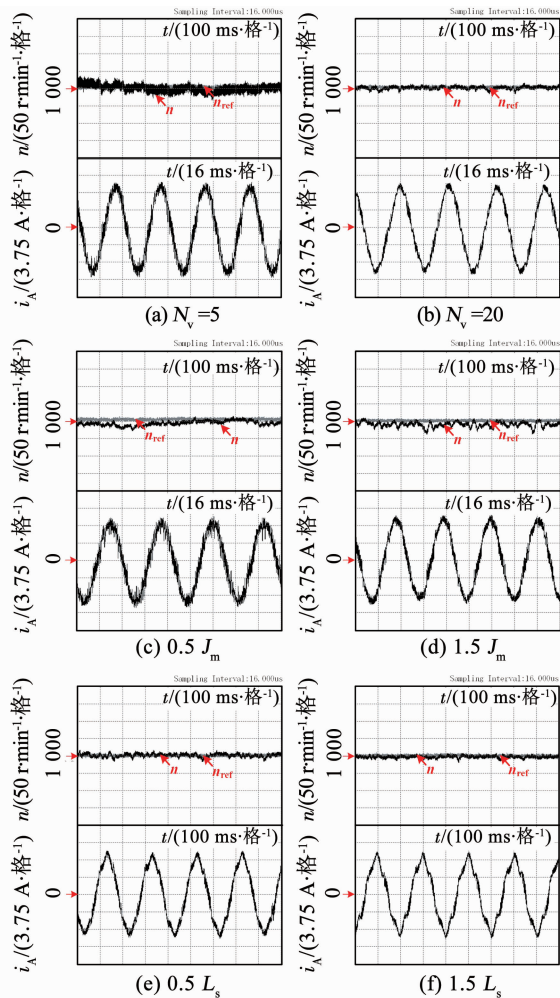


图 7 不同控制参数及电机参数失配情况下 IDPSC 算法的实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms of IDPSC under different control parameters and parameter mismatches

由图 7(a) 和图 7(b) 可以发现, 随着控制集中

虚拟矢量个数的增加, 可提供更多的控制自由度, 提升了算法对转速的控制精度, 转速波动减小, 电流的谐波畸变程度也会随着 N_v 的增大而逐渐下降. 但是需要注意的是, 由于 IDPSC 算法的穷举次数为 $N_v + 8$, 因此随着 N_v 的增大, 算法的在线计算量也会随之增大. 综上, N_v 的数值决定了控制集中虚拟矢量的个数, N_v 的数值越大, 备选矢量越多, 系统稳态性能愈佳. 然而, 随着 N_v 的数值的增大, 所产生的计算开销也更大, 会增加处理器计算负担, 导致算法实用性下降. 为此, 在实际应用中, 建议在处理器水平允许的情况下, 尽可能的增大 N_v 的数值, 以保证较理想的稳态性能.

由图 7(c) ~ 图 7(f) 可以发现, 在电机参数偏离标称值 $\pm 50\%$ 时, 由于增量式预测模型包含了积分内模, 电机转速仅出现轻微跟踪偏差, 稳态波动指标并未大幅改变, 定子电流的谐波畸变程度也未显著上升, 表明算法具备一定的参数鲁棒性.

3.3 动态跟踪性能

图 8 给出了电机参考转速 n_{ref} 、实际转速 n 、 A 相电流 i_A , d/q 轴电流 i_d/i_q 和电角度 θ_e 的动态实验波形. 实验中, 电机采用本文所提出的 IDPSC 算法控制, 控制周期为 $50 \mu\text{s}$, $N_p = N_v = 10$. 图 8(a) 中, 参考转速 n_{ref} 由 500 r/min 阶跃至 1000 r/min . 图 8(b) 中, 参考转速 n_{ref} 为 $0 \sim 1200 \text{ r/min}$ 的三角波信号. 由图 8 可以看出, 无论是阶跃信号, 还是斜坡信号, IDPSC 算法均能够快速、无差的跟踪转速参考信号, 且不存在显著超调现象, 表明其具有良好的转速动态控制性能.

3.4 不同速度控制算法对比分析

图 9 给出了应用不同速度控制算法时电机参考转速 n_{ref} 和实际转速 n 的实验波形. 实验中, 电机空载起动, $n_{\text{ref}} = 1200 \text{ r/min}$. 图 9 中, 电机分别采用矢量控制 (FOC, 控制周期 $200 \mu\text{s}$)、预测电流控制 (PI-PCC, 控制周期 $50 \mu\text{s}$) 和 IDPSC (控制周期 $50 \mu\text{s}$) 进行控制. 由图 9 可以看出, IDPSC 的起动时间最短, 转速稳定时间约 62 ms , PI-PCC 的转速稳定时间约 780 ms , FOC 的起动时间最长, 约 1.2 s . 这是因为 IDPSC 算法利用价值函数直接筛选出满足转速、电流和工况需求的电压矢量作用于电机, 避免了级联控制结构, 大幅缩短了电机的转速调节时间.

3.5 算法执行时间

图 10 给出了 PI-PCC 与 IDPSC 所需的执行时间. 实验中, MCU 工作频率为 200 MHz , FPGA 主时

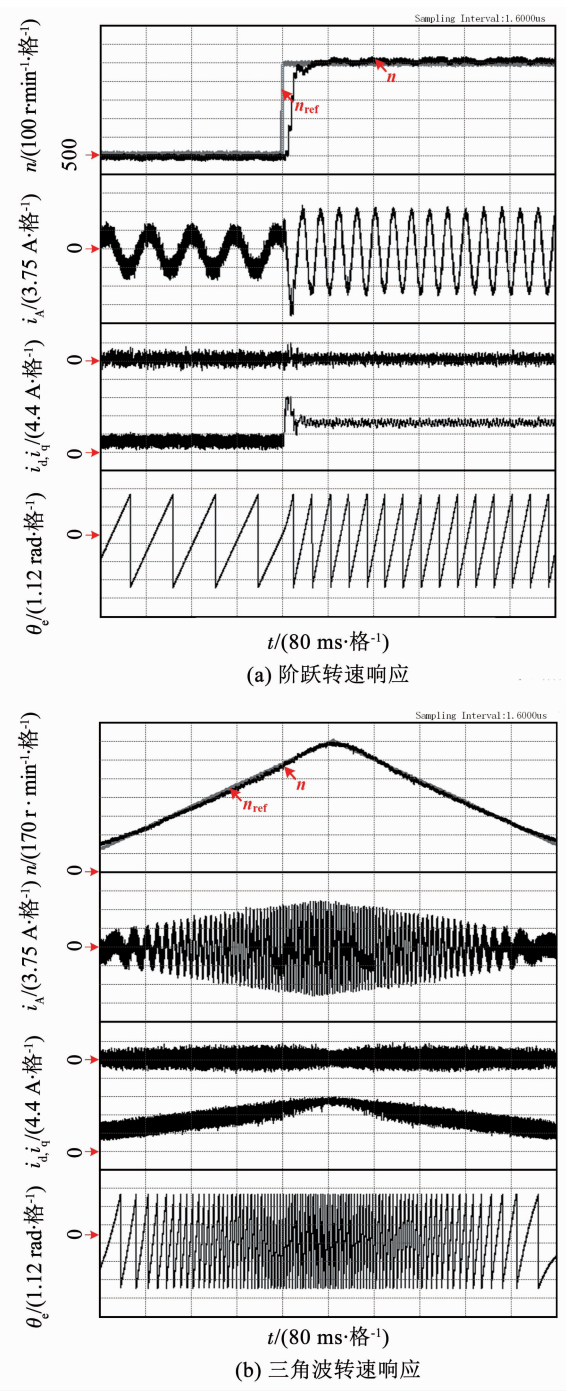


图8 IDPSC 算法动态实验波形

Fig. 8 Waveforms of IDPSC in dynamic experiment

钟为 50 MHz. 由图 10 可以看出, IDPSC 的执行时间略长于 PI-PCC, 且随着 N_v 数值的增大, 执行时间随之上升. 这是由于在 IDPSC 中, 共需穷举寻优 8 次来获得最优输出电压矢量, 而在 IDPSC 中, 共需穷举寻优 $N_v + 2$ 次来获得最优输出电压矢量. 但是由图 10 还可以看出, IDPSC 并不会显著增加 MCU 的运算负担, 现有数字处理器的运算水平完全能够胜任. 这是由于本文所提出的增量式速度预测模型相比于经典电机数学模型, 实现难度及计算复杂度更低, 因此在一定程度上保证了 IDPSC 的执行效率.

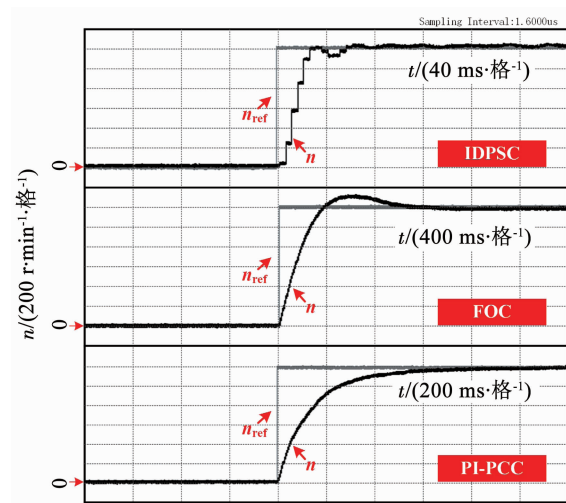


图9 不同算法控制下的电机动态实验波形

Fig. 9 Waveforms of motor in dynamic experiment with different algorithms

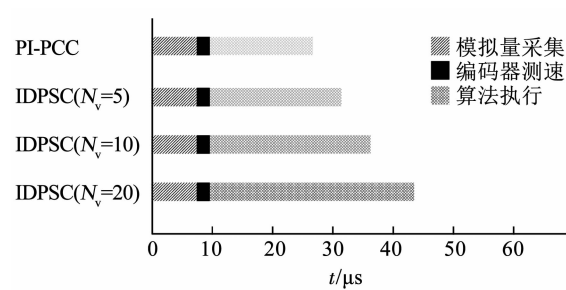


图10 算法执行时间对比分析

Fig. 10 Comparative analysis of execution efficiency

4 结 论

1) 本文提出了一种适用于永磁电机系统的高性能无级联速度控制方案——增量式直接预测速度控制策略, 有效改善了永磁电机的转速调控能力, 且具有较好的可实施性.

2) 针对永磁电机系统, 本文给出了一种增量式速度预测模型构建方法, 可离线确定多步速度预测模型的所有参数, 大幅降低了在线计算量, 有效保证了预测速度控制算法的稳定性. 同时, 由于增量式预测模型中已内含积分内模, 一定程度上提升了策略的参数鲁棒性.

3) 针对预测速度控制算法, 本文设计了相应的扩张控制集及其特有的矢量合成和筛选方法, 增加了控制自由度, 使得电机具备了平稳的速度性能.

参考文献

[1] 徐磊, 朱孝勇, 张超, 等. 直线旋转永磁电机及其控制技术综述与新发展[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1972

XU Lei, ZHU Xiaoyong, ZHANG Chao, et al. Overview and new development of linear and rotary permanent magnet machines and control technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1972. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.191329

- [2] 李晨, 谷鑫, 周湛清, 等. 永磁同步电机低计算复杂度离散开关占空比预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2020-03-04
LI Chen, GU Xin, ZHOU Zhanqing, et al. Low computational burden predictive torque control with discrete switching duty ratio for PMSM drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2020-03-04. DOI: 10.13334/j.0258-8013.psee.191656
- [3] CHAOUI H, KHAYAMY M, OKOYE O, et al. Simplified speed control of permanent magnet synchronous motors using genetic algorithms[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3563. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2851923
- [4] JUNG J W, LEU V Q, DO T D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 900. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2311462
- [5] SHI Tingna, YAN Yan, ZHOU Zhanqing, et al. Linear quadratic regulator control for PMSM drive systems using nonlinear disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5093. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2947259
- [6] RODRIGUEZ J, CORTES P. Predictive control of power converters and electrical drives[M]. New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd., 2012
- [7] WANG Liuping. Model predictive control system design and implementation using MATLAB[M]. London: Springer, 2008
- [8] TU Wencong, LUO Guangzhao, CHEN Zhe, et al. Predictive cascaded speed and current control for PMSM drives with multi-timescale optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11046. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2897746
- [9] BOLOGNANI S, BOLOGNANI S, PERETTI L, et al. Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1925. DOI: 10.1109/TIE.2008.2007547
- [10] FUENTES E J, SILVA C A, YUZ J I. Predictive speed control of a two-mass system driven by a permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2840. DOI: 10.1109/TIE.2011.2158767
- [11] FUENTES E, KALISE D, RODRIGUEZ J, et al. Cascade-free predictive speed control for electrical drives [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2176. DOI: 10.1109/TIE.2013.2272280
- [12] KAKOSIMOS P, ABU-RUB H. Predictive speed control with short prediction horizon for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2740. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2697971
- [13] GAO Xiaonan, ABDELRAHEM M, HACKL C, et al. Direct predictive speed control with a sliding manifold term for PMSM drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (Early Access), 2020 (to be published). DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2923285
- [14] SHADMAND M B, JAIN S, BALOG R S. Autotuning technique for the cost function weight factors in model predictive control for power electronic interfaces [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2): 1408. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2849738
- [15] ZHANG Xiaoguang, HE Yikang. Direct voltage-selection based model predictive direct speed control for PMSM drives without weighting factor[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 34(8): 7838. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2880906
- [16] ZHOU Zhanqing, XIA Changliang, YAN Yan, et al. Torque ripple minimization of predictive torque control for PMSM with extended control set [J]. Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6930. DOI: 10.1109/TIE.2017.2686320
- [17] ZHANG Xiaoguang, CHENG Yu, ZHAO Zhihao, et al. Robust model predictive direct speed control for SPMSM drives based on full parameter disturbances and load observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8361. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2962857
- [18] XIA Changliang, LIU Ning, ZHOU Zhanqing, et al. Steady-state performance improvement for LQR-based PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10622. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2803760
- [19] ZHOU Zhanqing, XIA Changliang, YAN Yan, et al. Disturbances attenuation of permanent magnet synchronous motor drives using cascaded predictive-integral-resonant controllers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1514. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2679126
- [20] 赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制[J/OL]. 西安交通大学学报, 2020-03-06
ZHAO Feng, LUO Wen, GAO Fengyang, et al. Improved sliding mode control for PMSM considering sliding mode chattering and disturbance compensation [J/OL]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020-03-06. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20200306.1344.004.html>

(编辑 张 红)