

改进型永磁同步电机有限控制集模型预测速度控制

杨狂彪, 石 坚*

(广州大学 机械与电气工程学院, 广东 广州 510006)

Improved Finite Control Set Model Predictive Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

YANG Kuangbiao, SHI Jian*

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In the traditional finite set model predictive speed control strategy of permanent magnet synchronous motor, the direction of voltage vector is fixed, the range of optional vector is limited, and the sudden change of output voltage leads to large current ripple. Therefore, a direct speed control strategy of finite control set model predictive control (FCS-MPC) based on voltage subdivision is proposed. In the proposed concept, a group of finite voltage subdivision vectors with adjustable amplitude and movable origin are introduced into FCS-MPC scheme as candidate voltages, and bilinear transform (Tustin transform) integral approximation is used to obtain more accurate current prediction. The controller could predict the future current and speed, and uses pulse width modulation to output the optimal subdivision voltage. The simulation results of permanent magnet synchronous motor driven by two-level three-phase inverter show that compared with the traditional FCS-MPC scheme, this method effectively reduces the current ripple, broadens the range of voltage vector selection and improves the robustness of the motor.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); finite control set model predictive control (FCS-MPC); direct speed control; voltage subdivision; bilinear transformation (Tustin transformation)

摘 要: 永磁同步电机传统有限集模型预测速度控制策略中电压矢量方向固定, 可选矢量范围具有一定局限性, 输出电压的突然变化, 会导致电流纹波较大。因此, 提出了一种基于电压细分的有限控制集模型预测控制 (FCS-MPC) 直接速度控制策略。所提策略在 FCS-MPC 方案中

引入了一组具有可调幅度和可移动原点特征的有限电压细分矢量作为候选电压, 同时为了获得更准确的电流预测, 使用了双线性变换 (即 Tustin 变换) 积分近似。该控制器能够预测未来电流和速度, 并使用脉宽调制输出最佳细分电压。采用两电平三相逆变器驱动的永磁同步电机进行仿真验证结果表明, 与传统的 FCS-MPC 方案相比, 所提策略有效地减小了电流纹波, 拓宽了电压矢量选择的范围, 同时提高了电机鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 有限控制集模型预测控制; 直接速度控制; 电压细分; 双线性变换 (Tustin 变换)

0 引言

电机调速对电力驱动系统至关重要, 过去的几十年里, 人们对速度控制进行了研究。带比例积分 (PI) 的磁场定向控制级联结构, 通过设置适当的增益参数, 可产生稳定的驱动性能, 通常用于速度控制应用^[1-4]。但是, 为了避免过冲、下冲和振荡, 控制器的带宽不能扩展到高频侧太多。在基于反馈的经典方法概念不同的先进技术中, 预测控制在电力电子和电气驱动领域得到了广泛的研究。在该方法的分类中, 模型预测控制 (MPC)^[5] 是近年来最活跃的研究领域之一, 它主要包括连续控制集 MPC^[6-7] 和有限控制集 MPC (FCS-MPC)^[6-9] 两种。基于 FCS-MPC 的直接速度控制方案中, 存在候选电压矢量方向固定、幅值相同和可选矢量数目有限以及电流脉动大、输出电压会发生突变和开关频率不固定等问题^[10]。

文献[11]研究提出了可变开关点以最小化

基金项目: 国家自然科学基金 (51507097)

The National Natural Science Foundation of China (51507097)

转矩波动^[10-12]。试验结果表明,该系统在稳态和瞬态工况下均具有良好的性能。然而,电流和转矩脉动减少的改进是有限的,并且由于在当前可变频点进行未来状态预测,额外增加了计算量。文献[13]提出了一种基于调制的 PI 控制和基于驱动情况的 FCS-MPC 切换的控制方案^[13-14]。仿真结果表明,该系统在稳态运行时具有良好的电流纹波抑制性能。但由于需要两种完全不同的控制方法,控制算法比较复杂。此外,很难在不引起输出转矩和转速不连续变化的情况下切换两种算法。文献[15]介绍了确定 FCS-MPC 方案中最优输出电压的合适搜索空间^[15-18]。试验结果表明,与传统方法相比,该方法具有良好的电流纹波抑制性能。然而,由于搜索空间的变大,计算成本将显著增加。

本文是基于 FCS-MPC 直接速度控制提出了带有电压细分的改进型速度控制策略。为了获得更准确的电流预测,使用了双线性变换(即 Tustin 变换)积分近似^[19]。其中 FCS-MPC 方案中的候选电压最初是在文献[20]中引入的平滑概念创建的。在电压细分策略中,在上一时刻输出电压周围布置一组具有可调幅度的有限集电压矢量作为候选电压。控制器通过预测过程选择最优电压矢量,并通过带脉宽调制器的逆变器实现。本文所提出的策略,可以避免因输出电压突变导致产生较大幅度的电流纹波,且不需要较高的额外计算成本,可以输出任意大小的电压。通过仿真将所提出方法性能与传统模型预测速度控制进行了比较,验证了所提方法性能的有效性和优越性。

1 传统永磁同步电机模型预测速度控制

1.1 永磁同步电机离散数学模型

本文是用表贴式永磁同步电动机(SPM SM)。因此,在电机数学模型中, d 轴和 q 轴电感相等,即: $L_d=L_q=L$ 。

在同步旋转坐标系($d-q$)下,表贴式永磁同步电机定子电压方程分别为

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega_e i_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega_e i_d + \varphi_f \omega_e \quad (2)$$

式中: i_d, i_q 分别为电机 d, q 轴电流分量; L_d, L_q 分别为电机的 d, q 轴电感; u_d, u_q 分别为电机的 d, q 轴电压分量; R_s 为电机定子电阻; ω_e 为转子的电角速度; φ_f 为永磁体磁链。

1.2 双线性变换

离散化技术的应用对系统的性能影响很大,因此,近似方法的选择起着至关重要的作用。本文中,为了获得更准确的电流预测,使用了双线性变换(Tustin)积分近似。虽然这种方法与广泛使用的欧拉近似相比,计算复杂性增大,但这不是一个严重的限制因素。双线性(Tustin)近似为一阶近似提供了连续和离散系统之间的最佳频域匹配^[19]。根据 Tustin 的定义:

$$\int_{kT_s}^{kT_s+T_s} i_q(\tau) d\tau = \gamma [i_d(kT_s) + i_d(kT_s + T_s)] \quad (3)$$

式中: T_s 为采样时间; $\gamma = \tan(\omega_0 T_s/2)/\omega_0$ 。

考虑到 Tustin 变换引起的预翘曲效应。这种影响可以在一个给定的频率(ω_0)上消除,这个频率被设定为等于电机的同步速度 $\omega_0 = \omega_e$ 。在一个采样周期内,可以假设 d 轴和 q 轴电压以及电机机械速度是恒定的。

为了计算下一个采样时刻的电流预测值,用双线性变换可近似得到离散的 d 轴和 q 轴电流预测式为

$$\begin{aligned} i_d(kT_s + T_s) &= A i_d(kT_s) + \\ &B [i_q(kT_s + T_s) + i_q(kT_s)] + F u_d(kT_s) \quad (4) \\ i_q(kT_s + T_s) &= C [i_d(kT_s + T_s) + i_d(kT_s)] + \\ &D i_q(kT_s) + E \varphi_f + G u_q(kT_s) \quad (5) \end{aligned}$$

其中: $A = 1 - \frac{2R_s}{R_s + \gamma L_d}$, $B = \frac{L_q \omega_e (kT_s)}{R_s + \gamma L_d}$, $C = -\frac{L_d \omega_e (kT_s)}{R_s + \gamma L_q}$, $D = 1 - \frac{2R_s}{R_s + \gamma L_q}$, $E = -\frac{2\omega_e (kT_s)}{R_s + \gamma L_q}$, $F = \frac{2}{R_s + \gamma L_q}$, $G = \frac{2}{R_s + \gamma L_d}$

从式(3)~(5)中可知: $i_d(kT_s + T_s)$ 和 $i_q(kT_s + T_s)$ 可以用 $\mathbf{i}_{dq}(kT_s) = [i_d(kT_s) \ i_q(kT_s)]^T$ 和 $\mathbf{u}_{dq}(kT_s) = [u_d(kT_s) \ u_q(kT_s)]^T$ 的矩阵形式表示,如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq}(kT_s + T_s) &= \\ &\frac{1}{1 - BC} \left(\begin{bmatrix} BC + A & B(D + 1) \\ C(A + 1) & BC + D \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}(kT_s) + \right. \\ &\left. \begin{bmatrix} F & BG \\ CF & G \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dq}(kT_s) + \begin{bmatrix} BE \\ E \end{bmatrix} \varphi_f \right) \quad (6) \end{aligned}$$

电机的转矩方程式如下:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \varphi_f i_q \quad (7)$$

考虑负载转矩的永磁同步电机的机械运动方程表示为

$$J \frac{d}{dt} w_m = T_e - B w_m - T_L \quad (8)$$

$$w_m(k+1) = \frac{J - T_s D}{J} w_m(k) + \frac{T_s}{J} [T_e(k) - T_L(k)] \quad (9)$$

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p_n [\varphi_f i_q(k+1) + (L_d - L_q)] \quad (10)$$

式中: T_e 为电机的转矩; p_n 为永磁同步电机的极对数; J 为转动惯量; B 为摩擦系数; T_L 为负载转矩; w_m 为电机的机械角速度; $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 等变量为系统当前时间采样得到的状态值; $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 等为利用预测模型预测出的下一个采样时间的状态值。

1.3 传统模型预测速度控制

传统的有限集模型预测速度控制通过旋转变换把定子电流分解成 dq 坐标系下的励磁分量 i_d 和转矩分量 i_q , 然后通过直接控制 i_d 和 i_q 实现了定子电流两个分量的解耦控制, 通过估计负载转矩, 进而对转速进行预测控制。传统的有限集模型预测速度^[21]控制的核心思想是通过代价函数选择使预测速度和给定速度误差最小的电压矢量作为最优电压矢量。

代价函数设计是利用速度误差、电流误差和控制约束三个条件确定代价函数值。因此, 代价函数设计如下:

$$g = \lambda_T C_T(k+i) + \lambda_A C_A(k+i) + \lambda_B C_B(k+i) \quad (11)$$

$$C_T(k) = [w_m^*(k) - w_m(k)]^2$$

$$C_A(k) = [0 - i_d(k)]^2$$

$$C_L(k) = \begin{cases} \xi, & \xi < 0 \\ 0 \end{cases}$$

$$C_E(k) = \begin{cases} I_E(k), & I_E(k) < 0 \\ 0 \end{cases}$$

$$C_B = C_L + C_E$$

$$\xi = \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \varphi_f)^2} - \frac{\zeta U_c}{\sqrt{3} |w_e|}$$

$$I_E(k) = I_L - \sqrt{i_d(k)^2 + i_q(k)^2}$$

式中: C_T 为转速控制项; $w_m(k)^*$ 为目标机械角速度; $w_m(k)$ 为 k 时刻的机械角速度; C_A 为 d 轴电流控制项, d 轴上的参考电流设为零, 即减弱磁通区域不是本次研究的重点。对于电机高速运行, 必须考虑电压限制 $C_L(k)$ 和电流限制 $C_E(k)$ 。其中, λ_T 、 λ_A 、 λ_B 为权重因子; ζ 为安全系数; I_L 为电机绕组电流的极限值; ξ 为电压限制项数值; U_c 为母线电压; $I_E(k)$ 为电流限制项数值。

两电平逆变器可以产生 6 个有效电压矢量和 2 个零电压矢量, 共 7 种电压矢量。故针对这 7 种电压矢量需要对转速进行 7 次预测, 将预测出的转速值代入代价函数式(11), 利用代价函数进行 7 次评价, 使 g 最小的电压矢量为最优电压矢量, 然后将最优电压矢量输出到脉冲发生器以控制逆变器。

2 改进型模型预测速度控制

在传统模型预测直接速度控制中, 通过优化从六个有限电压矢量中选择最佳电压矢量作为最优电压。因此, 输出电压发生突然变化, 导致电流纹波较大脉动, 电压矢量的选择范围较小。为了克服这一缺点, H. Kawai 等学者提出了一种通过引入一组有限的电压细分矢量集来改善电流纹波的策略^[20], 如下所示:

$$\begin{cases} V_{ds}^i(k) = K_a V_{ds}(k-1) + (1-K_a) V_d^i \\ V_{qs}^i(k) = K_a V_{qs}(k-1) + (1-K_a) V_q^i \end{cases} \quad (12)$$

$$V_q^i(k) = [-\sin\theta_e \quad \cos\theta_e] V_i$$

$$V_d^i(k) = [\cos\theta_e \quad \sin\theta_e] V_i$$

式中: V_{ds}^i 、 V_{qs}^i 分别为 d 轴和 q 轴电压细分矢量, $V_{dq}^i = [V_d^i, V_q^i]^T$; K_a 为电压细分系数, 用来调节电压细分的完整性, 其可在 $[0, 1]$ 内取值。

某一时间步长的电压细分由前一时间步长的 d 、 q 轴电压细分 $V_{ds}(k-1)$ 、 $V_{qs}(k-1)$ 和 d 、 q 轴候选电压 V_d^i 、 V_q^i 经过式(12)计算得到, 以电压细分矢量 V_{dq}^i 作为永磁同步电机预测模型的输入电压, 用来预测未来电流和速度。

因此, 式(4)和式(5)可表示为

$$\begin{aligned} i_d(kT_s + T_s) &= A i_d(kT_s) + B [i_q(kT_s + T_s) + \\ &\quad i_q(kT_s)] + F V_{ds}^i(kT_s) \end{aligned} \quad (13)$$

$$i_q(kT_s + T_s) = C [i_d(kT_s + T_s) + i_d(kT_s)] +$$

$$D\dot{i}_q(kT_s) + E\varphi_i + G\mathbf{V}_{qs}^i(kT_s) \quad (14)$$

对于模型预测直接速度控制,需要得出负载转矩才能通过式(9)去预测未来的速度。本文采用基于状态观测器的预测误差修正估计负载转矩 $\hat{T}_L^{[9]}$,观测器计算如下:

$$\hat{T}_L(k) = \hat{T}_L(k-1) + K_{LT} \left\{ -\frac{J}{T_s} [w_m^p(k) - w_m^M(k)] \right\} \quad (15)$$

式中: w_m^p 为 FCS-MPC 方案在前一个时间步长的预测速度; w_m^M 为实测速度; K_{LT} 为增益参数。增益参数 K_{LT} 的整定结果会显著影响对参考速度的跟踪性能,必须对其进行整定以满足速度控制的稳定性和响应性。因此, K_{LT} 的值是根据文献[9]描述的调优方法确定的。

本文是利用了集成 LPF 的观测器来降低编码器信号噪声所导致的预测速度误差,预测误差可以表示为

$$\Delta w = w_m^p - w_m^M \quad (16)$$

对预测误差进行离散化,其中包括低通滤波器(LPF):

$$\Delta w = \frac{T_s}{J} T_L - K_{LT} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} F(z) \Delta w \quad (17)$$

$$F(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (18)$$

作为输入的负载转矩与输出的预测误差之间的传递函数 $H(z)$ 推导如下:

$$H(z) = \frac{\Delta w}{T_L} = a_0 T_s z^3 + (a_1 - a_0) T_s z^2 + (a_2 - a_1) T_s z - a_2 T_s / [a_0 J z^4 + (K_{LT} b_0 + a_1 - a_0) J z^3 + (K_{LT} b_1 + a_2 - a_1) J z^2 + (K_{LT} b_2 - a_2) J z] \quad (19)$$

为了满足预测过程的稳定性,从而保证直接速度控制的稳定性, $H(z)$ 的极点应位于稳定区域。在本文中, K_{LT} 的值根据所列标准设为 0.09。

当电压细分系数 $K_a = 0.7$ 时,对传统方案与改进方案中每一采样周期的 dq 轴候选电压进行展示对比,如图 1 和图 2 所示。

可见,改进策略可以在工作范围内避免电压的突然变化。而且,通过改变电压细分系数 K_a 可以调节电压细分的程度,电压细分系数 K_a 越大,电压细分就越突出; K_a 越小,输出电压候选值就越接近常规值。

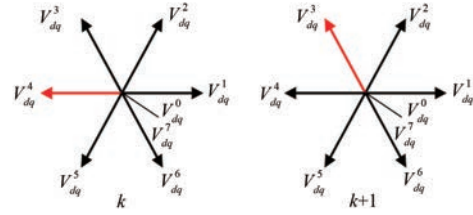


图 1 传统策略中每一采样周期的 dq 轴候选电压

Fig. 1 dq axis candidate voltage of each sampling period in traditional strategy

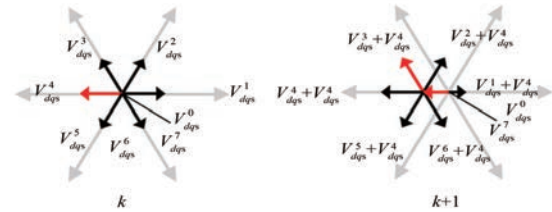


图 2 改进策略中每一采样周期的 dq 轴平滑候选电压, 平滑系数 $K_a = 0.7$

Fig. 2 In the improved strategy, the candidate voltage is smoothed by dq axis in each sampling period, and the smoothing coefficient is 0.7

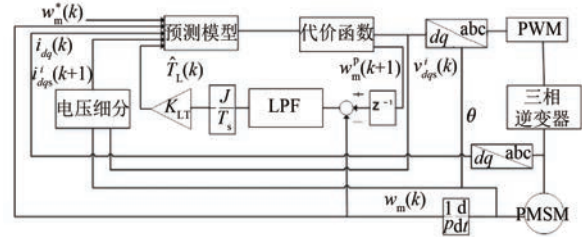


图 3 改进型模型预测直接速度控制结构框图

Fig. 3 Structure block diagram of improved model predictive direct speed control

提出的改进型模型预测直接速度控制策略结构框图如图 3 所示。改进型策略具体实施步骤可概括如下:

- (1) 测量负载电流 $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 和转子转速 $w_m(k)$, 通过集成 LPF 的观测器估计负载转矩 $\hat{T}_L$;
- (2) 对于逆变器所生成的 7 种电压矢量, 使用式(12)去生成细分电压矢量;
- (3) 使用离散预测式(9)、(10)、(13)和(14)预测下一个采样时间的 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 和 $w_m(k+1)$;
- (4) 将上一步骤预测出的电流值, 速度值代入式(11)选出代价函数 g 值最小所对应的细分电压矢量, 通过 PWM 输出。

3 仿真验证和分析

为验证本文所提出的改进型永磁同步电机模型预测直接速度控制策略的有效性,给出了传统型基本方案和改进型两种控制策略的空载启动、突加负载仿真试验波形。其中电压细分系数 K_a 设为 0.7,采样周期 T_s 为 $1e-5$ s,永磁同步电机仿真参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机的参数

Tab. 1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数名称	参数值
额定电压 U_{dc}/V	311
电机极对数 $P_n/\text{对}$	4
定子电阻 R_s/Ω	0.048 5
定子电感 L/mH	0.008 5
永磁体磁链 φ_f/Wb	0.119 4
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.002 7
摩擦因数 $B/(kg \cdot m \cdot s^{-1})$	0.000 492 4
额定转速 $(r \cdot \min^{-1})$	2 500

图 4 为电机空载启动,以 1 000 r/min 转速运行时,基本方案与改进方案下动态响应速度波形图。

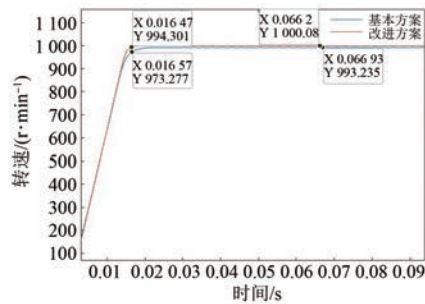
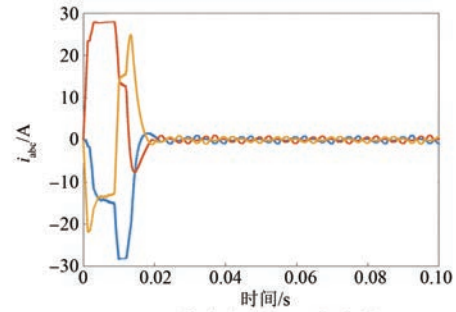


图 4 基本方案与改进方案转速波形对比

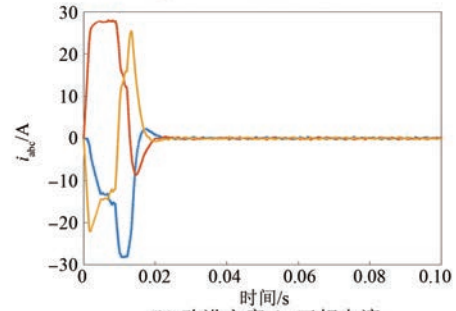
Fig. 4 Comparison of speed waveforms between basic and improved schemes

从图 4 可以看出,改进型模型预测直接速度控制方案的动态响应速度比基本方案快,在 0.016 5 s 时,改进方案转速到达 994 r/min,而基本方案转速达到 973 r/min。在稳定后,改进方案的静态误差值仅为 0.08 r/min,而基本方案的静态误差值为 6.735 r/min,与基本方案相比电机转速静态误差相对降低了 98%。

图 5 为改进型方案与基本方案的 abc 三相电流对比,相比于基本方案,改进型 abc 三相电流的稳态波动有所降低。



(a) 基本方案abc三相电流

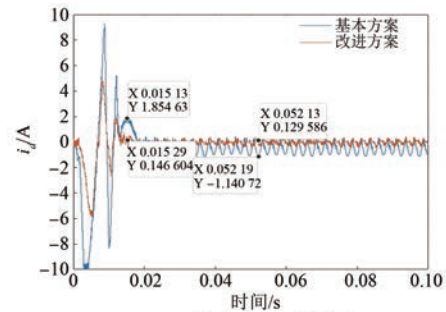


(b) 改进方案abc三相电流

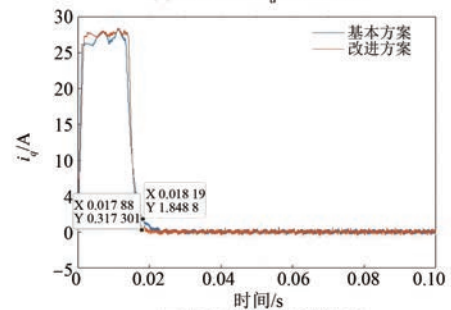
图 5 空载时 abc 三相电流波形对比

Fig. 5 Comparison of three-phase current waveform of abc under no-load condition

图 6 为空载时两种方案 i_d 、 i_q 电流波形对比,电机在达到稳态后, i_d 电流在 0.015 2 s 时改进方案静态误差值为 0.146 6,基本方案静态误差值为



(a) 两种方案 i_d 电流波形



(b) 两种方案 i_q 电流波形

图 6 空载时两种方案 i_d 、 i_q 电流波形对比

Fig. 6 Comparison of i_d and i_q current waveforms between two schemes during no-load operation

1.854 6, 与基本方案相比 i_d 电流脉动降低了 92%。改进方案 i_q 电流在 0.018 s 时静态误差值为 0.317 3, 而基本方案静态误差值为 1.848 8, 与基本方案相比 i_q 电流脉动降低了 82%。

图 7 为电机突加负载运行时两种方案下转速波形对比。当电机到达目标转速 1 000 r/min 后, 在 0.05 s 时刻给电机增加 10 N·m 的负载。在 0.025 s 时改进方案电机转速到达稳态 1 000 r/min, 而基本方案才到达 993 r/min, 故改进方案动态响应速度比较快。在 0.064 99 s 基本方案与改进方案两者静态误差值分别为 4.804 和 1.78, 改进方案电机转速静态误差相对降低 62.9%。

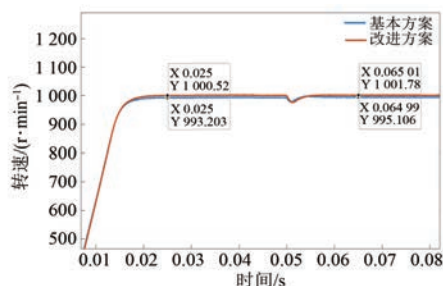


图 7 突加负载时两种方案转速波形对比

Fig. 7 Comparison of speed waveforms between two schemes when sudden load is applied

图 8 为电机稳态后, 0.05 s 时刻给电机增加

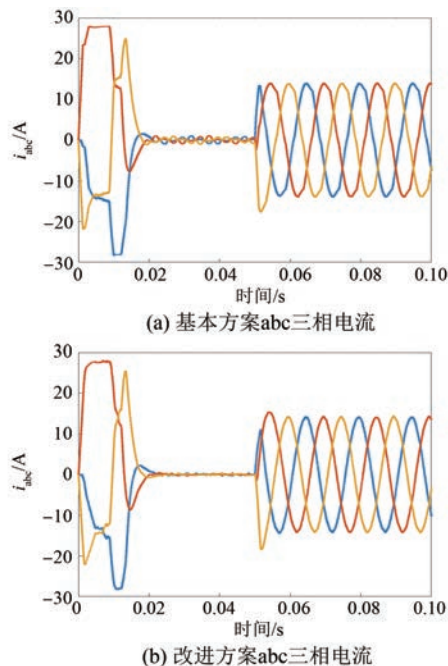


图 8 突加负载时 abc 三相电流波形对比

Fig. 8 Waveform comparison of abc three-phase current under sudden load

10 N·m 的负载时, 改进方案与基本方案 abc 三相电流波形对比, 在突加负载到达稳态后, 改进方案相对于基本方案三相电流稳态波动有所降低。

图 9 为突加负载时两种方案 i_d 、 i_q 电流波形对比。对于 i_d 电流, 电机在达到稳态后, 改进方案 i_d 电流在 0.015 2 s 时静态误差值为 0.019 1, 基本方案静态误差值为 1.864 1, 与基本方案相比 i_d 电流脉动降低了 98%。突加负载达到稳定后, 在 0.056 7 s 时改进方案 i_d 静态误差值为 0.539 9, 基本方案静态误差值为 0.932 6, 与基本方案相比 i_d 电流脉动降低了 42%。对于 i_q 电流, 电机在达到稳态后, 改进方案 i_q 电流在 0.020 s 时静态误差值为 0.231 8, 而基本方案静态误差值为 1.053 2, 与基本方案相比 i_q 电流脉动降低了 77%。突加负载达到稳定后, 在 0.051 9 s 时改进方案 i_q 静态误差值为 16.794 9, 基本方案静态误差值为 21.411, 与基本方案相比 i_q 电流脉动降低了 21%。

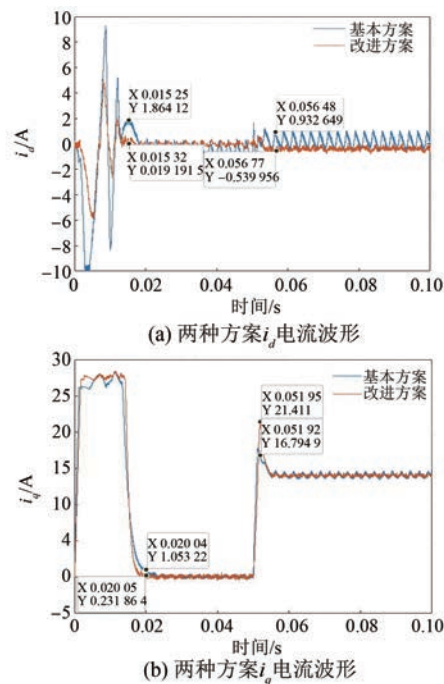


图 9 突加负载时两种方案 i_d 、 i_q 电流波形对比

Fig. 9 Comparison of i_d and i_q current waveforms between two schemes when sudden load is applied

4 结语

本文提出了一种基于 FCS-MPC 的电压细分直接调速方法, 并将其应用于永磁同步电机驱动系统中。该策略的主要思想是细分候选电压矢

量,可以避免输出电压的突然变化,从而导致大的电流纹波,以适应未来的电流和速度预测,以及输出使用 FCS-MPC 方案确定的最佳细分电压。

仿真结果表明,与传统方法相比,该策略选择电压矢量范围更大、更加准确,可以获得更好的稳态性能;在空载启动和负载转矩变化时具有良好的伺服性能,同时减小了电流纹波。此外,为了获得更准确的电流预测,使用了双线性变换积分近似。本文所提策略由于其灵活性和简单性,可推广应用到电机的其他控制类型中,如电流控制、角位置控制等。

参考文献

- [1] 柏建勇, 滕青芳, 杜永栋, 等. 永磁同步电机控制策略比较研究[J]. 控制工程, 2015, 22(3): 490-494.
- [2] 孙振兴. 交流伺服系统先进控制理论及应用研究[D]. 南京: 东南大学, 2018.
- [3] 崔业兵, 左月飞, 桂亮, 等. 基于复合 PI 控制器的永磁伺服电机电流控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 105-110.
- [4] VERKROOST L, DRUANT J, VANSOMPEL H, et al. Predictive current control vs. PI control for surface mounted permanent magnet machines [C] // 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, Greece, 2018.
- [5] PREINDL M, SCHALTZ E. Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4087-4095.
- [6] 王琛琛. 永磁同步电机模型预测控制策略研究[D]. 西安: 西安石油大学, 2021.

strategy for permanent magnet synchronous motor [D]. Xi'an: Xi'an Shiyou University, 2021.

- [7] 李耀华, 刘子焜, 刘东梅, 等. 永磁同步电机直接转矩控制与模型预测转矩控制比较研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(7): 18-25.
- [8] 苏晓杨, 兰志勇, 蔡兵兵. 永磁同步电机模型预测电流控制比较研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 7-13.
- [9] KAWAI H, ZHANG Z B, and KENNEL R. Finite control set model predictive speed control with a load torque compensation [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2020, 15(10): 1530-1540.
- [10] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
- [11] 宋战锋, 张然. 基于双步预测步长和可变矢量作用时间的永磁同步电机模型预测磁链控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5748-5758.
- [12] 阎彦, 王超, 史婷娜. 矩阵变换器开关切换点优化预测电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6017-6024+6182.
- [13] 周立, 尚治博, 谢磊, 等. 永磁同步电机三矢量优化预测电流控制[J]. 电力电子技术, 2022, 56(6): 49-52.

- ZHOU L, SHANG Z B, XIE L, et al. Three-vector optimal predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Power Electronics Technology, 2022, 56(6): 49-52.
- [14] 李耀华, 苏锦仕, 吴庭旭, 等. 基于事件触发的永磁同步电机多步模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(9): 17-21+36.
- LI Y H, SU J S, WU T X, et al. Multi-step model prediction torque control of permanent magnet synchronous motor based on event triggering [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(9): 17-21+36.
- [15] ZHANG X G, CHENG Y, ZHAO Z H, et al. The optimized model predictive control with dead-time voltage vector for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3149-3158.
- [16] FORMENTINI A, TRENTIN A, MARCHESONI M, et al. Speed finite control set model predictive control of a PMSM fed by matrix converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6786-6796.
- [17] 张珍睿, 刘彦呈, 陈九霖, 等. 永磁同步电机幅值控制集模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6126-6134.
- ZHANG Z R, LIU Y C, CHEN J L, et al. Amplitude control set model predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6126-6134.
- [18] 姚骏, 刘瑞阔, 尹潇. 永磁同步电机三矢量低开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2935-2945.
- YAO J, LIU R K, YIN X. Research on 3-vector model predictive control with low switching frequency of permanent magnet synchronous motor [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2935-2945.
- [19] BANDY K, STUMPF P. Quadratic regression model-based indirect model predictive control of AC drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13158-13177.
- [20] KAWAI H, ZHANG Z B, KENNEL R. Finite control set-model predictive speed control with a voltage smoother [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 28(11): 5343-5351.
- [21] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, Part 2: field weakening operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 648-657.
-
- 收稿日期:2023-07-17
收到修改稿日期:2023-08-08
作者简介:
杨狂彪(1997-),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机新型模型预测控制,2646016633@qq.com;
*通信作者:石坚(1982-),男,博士,讲师,主要研究方向:汽车电子技术和车用电机驱动控制技术,shi@gzhu.edu.cn。

Improved Finite Control Set Model Predictive Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

YANG Kuangbiao, SHI Jian*

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); finite control set Model predictive control (FCS-MPC); direct speed control; voltage subdivision; bilinear transformation (Tustin transformation)

In the traditional finite set model predictive speed control strategy of permanent magnet synchronous motor, the direction of candidate voltage vectors generated by three-phase two-level inverter is fixed, and the range of optional vectors has certain limitations.

This will cause the selection range of the candidate voltage vectors to be fixed, making the selection of the voltage vectors not optimal, which will lead to the sudden change of the output voltage at the next moment, resulting in a large current ripple. Therefore, a direct speed control strategy of finite control set model predictive control (FCS-MPC) based on voltage subdivision is proposed. In the proposed concept, a group of finite voltage subdivision vectors with adjustable amplitude and movable origin are introduced into FCS-MPC scheme as candidate voltages. As shown in Fig.1, the candidate voltage is selected from time k to time $k+2$. This strategy broadens the selection range of candidate voltage vectors from six fixed directions and amplitudes to cover any direction and amplitude. At the same time,

based on the subdivision of the optimal voltage vector at the previous moment, the optimal voltage vector at the next moment is obtained, which can avoid the sudden change of output voltage and lead to large current ripple. Moreover, in order to obtain more accurate current prediction, the integral approximation of bilinear transform (Tustin transform) is used. The controller predicts the future current and speed, and uses pulse width modulation to output the optimal subdivision voltage.

Simulation results show that compared with the traditional method, this strategy selects the voltage vector in a wider range of vector selection, which makes the selection of voltage vector more accurate and can obtain a better steady-state performance method. It has good servo performance when no-load start and load torque change, and reduces current ripple at the same time. Because of its flexibility and simplicity, the proposed concept can be extended to other control types of motors, such as current control and angular position control, as well as other power electronic applications.

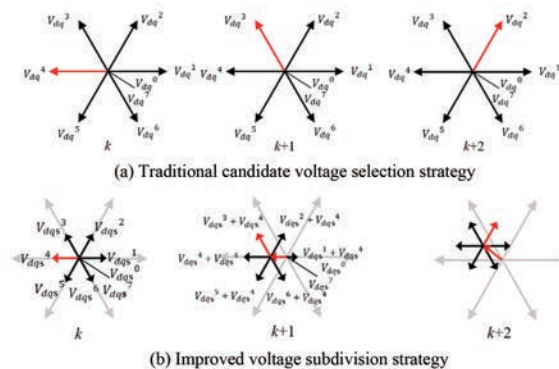


Fig. 1 Selection of traditional and improved candidate voltages