

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107092

基于电流环优化的双三相永磁同步电机双二阶模型预测控制*

高翔 鲁炳林 白月建 刘剑 李尧
(山东理工大学 电气与电子工程学院 淄博 255000)

摘要: 为解决传统模型预测电流控制(MPC)迭代计算次数多的问题,提高双三相永磁同步电机电压矢量合成中方向和幅值两自由度的灵活性,减少输出转矩脉动和电流脉动,提出一种基于电流环优化的双二阶模型预测控制算法。相比常规速度环采用PI和电流环采用传统MPC的控制算法,该算法速度环采用了二阶MPC控制方式,减少了速度调节时间,增加了电机抗扰性;电流环采用了二阶MPC控制方式,并将传统迭代计算方法改进为通过解析函数一次算出应输出电压矢量的方向和幅值,并增加了输出电压矢量的灵活性。运用四矢量SVPWM对电压矢量进行调制,以便减少谐波子空间的电流幅值。仿真结果表明该算法显著减少了转矩脉动和电流脉动,增加了电机的暂态性能。

关键词: 双三相永磁同步电机;双二阶模型预测控制;电流环优化;迭代优化

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

Dual second order model predictive control of dual three-phase PMSM based on current loop optimization

Gao Xiang Lu Binglin Bai Yuejian Liu Jian Li Yao

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000, China)

Abstract: In order to solve the problem of many iterations in traditional model predictive current control, improve the flexibility of two degrees of freedom about direction and amplitude in voltage vector synthesis of dual three-phase motor, and reduce the output torque ripple and current ripple, a dual second-order model predictive control algorithm based on current loop optimization is proposed. Compared with the conventional speed loop using the PI control algorithm and current loop using the traditional MPC control algorithm, this algorithm adopts the second-order MPC control mode in the speed loop, which reduces the speed regulation time and increases the motor immunity. The second-order MPC control mode is adopted in the current loop, and the traditional iterative calculation method is improved to calculate the direction and amplitude of the output voltage vector through the analytic function, which increases the flexibility of the output voltage vector. Four vector SVPWM is used to modulate the voltage vector to reduce the current amplitude in the harmonic subspace. The simulation results show that the algorithm can significantly reduce the torque ripple and current ripple, and increase the transient performance of the motor.

Keywords: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; dual second-order model predictive control; current loop optimization; iterative optimization

0 引言

多相电机驱动系统具有低压大功率输出、转矩脉动低、运行可靠性高、控制灵活度高等特点,在电动汽车、冶金轧钢、电力船舶推进等特定场合具有良好的应用前景^[1-2]。

针对多相电机的控制算法可以主要分为3大类:矢量控制、直接转矩控制、模型预测控制^[3]。其中,模型预测控制具有可以处理多输入多输出非线性系统、较好的动态性能、可以处理复杂约束条件、具有较好的参数鲁棒性等特点,许多学者对其应用在电机驱动系统中进行了大量研

收稿日期:2021-06-28

* 基金项目:国家自然科学基金(51707110)项目资助

究^[4-7],传统模型预测电流控制(model predictive control, MPC)是对控制量进行滚动优化,选取目标函数值最小的电压矢量作为此次输出的最优解^[8],在遍历各个电压矢量的过程中计算量较大。多相电机的电压矢量数量相比于传统三相电机呈几何级数增长,则运算量也呈几何式增加,且实际使用电压矢量幅值固定、数量有限,使电机输出电流和转矩波动剧烈。

殷海双等^[9]提出了在三相电机中将双龙伯格观测器与预测控制结合的控制策略,改善了电机的动态性能,提高了抗扰能力,但两个龙伯格观测器需要确定两个增益 k 的值,整定较繁琐,且将此控制策略应用在六相电机上会大幅增加运算量。林立等^[10]提出了双三相电机电流环采用 MPC,将 49 个独立电压矢量缩减为 13 个虚拟电压矢量,该虚拟电压矢量数量和幅值固定,造成电流和转矩波动较大,在电流谐波抑制方面,与传统电流环 MPC 相比,谐波抑制效果不明显。郭宝双等^[11]在文献[10]的基础上加入占空比控制方式,可以对输出电压矢量幅值进行调节,电流和转矩脉动得到了一定的抑制,但依然不能对电压矢量的方向进行调节。Luo 等^[12]提出一种基于多矢量固定开关频率模型预测控制策略,计算了 12 个预测矢量,通过带有转矩和磁链约束的目标函数确定最优合成矢量,以固定开关频率对矢量进行调制,减少了电流谐波和转矩脉动,不过其转速环依旧采用传统的 PI 控制,动态性能还有提高的空间。邱忠才等^[13]将预测控制运用到速度外环,而电流内环则在传统 PI 控制的基础上增加电压前馈补偿进行控制。

本文针对双三相永磁同步电机模型预测控制的电流环 MPC 只能输出有限数量和固定幅值的单一电压矢量并需要多次循环计算等问题,提出了一种基于电流环优化的双二阶模型预测控制算法。该算法只需通过一次计算即可算出下个时间步应输出电压矢量的方向和幅值,既可增加输出电压矢量的灵活性和减少电流谐波的含量,又可减少 MPC 循环计算次数。为了减少谐波子空间电流幅值,用最大四矢量 SVPWM 对算得的最优电压矢量进行调制,且为了进一步提高电机暂态性能,将转速环和电流环都替换成采用二阶离散模型的 MPC 调节控制算法。仿真结果证明了所提算法的可行性和有效性。

1 双三相永磁同步电机数学模型

本文以隐极式双三相永磁同步电机作为研究对象,其定子由两套在空间上相移 30° 电角度的三相绕组组成,两套三相绕组的中性点不连接,每套三相绕组内的绕组在空间上相差 120° 电角度。驱动电路为两电平六桥臂逆变器,拓扑图如图 1 所示。

为方便分析,采用空间矢量解耦坐标变换的方法,且采用恒幅值变换原则,将双三相电机自然坐标系下的变量变换到 3 个互相正交的子空间,变换方程如下:

$$[h_\alpha \ h_\beta \ h_x \ h_y \ h_{o1} \ h_{o2}]^T = \mathbf{T}_1 [h_A \ h_B \ h_C \ h_U \ h_V \ h_W]^T \quad (1)$$

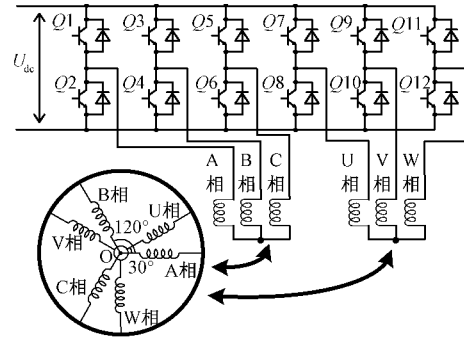


图 1 双三相永磁同步电机及其驱动电路

式中: $h_A, h_B, h_C, h_U, h_V, h_W$ 为六相自然坐标系各变量; h_α, h_β 为 $\alpha-\beta$ 子空间各变量; h_x, h_y 为 $x-y$ 子空间各变量; h_{o1}, h_{o2} 为 $o1-o2$ 子空间各变量; \mathbf{T}_1 为变换矩阵,则:

$$\mathbf{T}_1 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\alpha-\beta$ 子空间中的分量参与机电能量转换; $x-y$ 子空间中的分量不参与机电能量转换,但会引起能量损耗; $o1-o2$ 子空间中的分量为零序分量。由于本文中两套三相绕组的中性点未互相连接,因而零序分量不存在,故只对 $\alpha-\beta$ 子空间和 $x-y$ 子空间进行分析即可。经上述坐标变换后的电压方程为:

$$\begin{cases} v_\alpha = R_s i_\alpha + L_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_e \psi_f \sin(\theta_e) \\ v_\beta = R_s i_\beta + L_\beta \frac{di_\beta}{dt} + \omega_e \psi_f \cos(\theta_e) \\ v_x = R_s i_x + L_1 \frac{di_x}{dt} \\ v_y = R_s i_y + L_1 \frac{di_y}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $v_\alpha, v_\beta, v_x, v_y$ 为 $\alpha-\beta, x-y$ 子空间电压分量; $i_\alpha, i_\beta, i_x, i_y$ 为 $\alpha-\beta, x-y$ 子空间电流分量; L_α, L_β 为 α, β 轴电感, L_1 为漏感,且 $L_\alpha = L_\beta = L_1 + 3L_m$ (L_m 为自感); ω_e 为转子电角速度; θ_e 为转子电角度; ψ_f 为转子永磁体磁链; R_s 为定子相电阻。

2 MPC 基本原理与模型建立

2.1 双三相 PMSM 预测模型建立

文献[14]提出将速度环和电流环结合为一个环节并采用 MPC 控制策略,可增加电机动态响应性,但会增加目标

函数的复杂性。为减少目标函数复杂性,本文选用级联方案,即将速度环和电流环进行级联。PID控制算法因其结构简单且易于调节被广泛使用,将其作为速度环调节算法并级联后级电流环MPC算法,则可组成一种常规的双三相PMSM双环调节驱动系统,如图2所示。

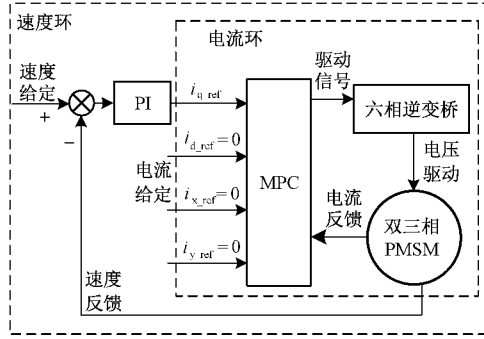


图2 一种常规双三相PMSM驱动系统

图2中分为PI控制的速度外环和MPC控制的电流内环,速度环的输出作为电流环 q 轴电流的给定值,而将 d 、 x 、 y 轴电流给定值设置为0,在一个时间步内通过MPC的计算,输出PWM波形,控制六相逆变器驱动双三相PMSM,使电机的实际电流跟踪电流环给定值。

将式(3)进行一阶前向欧拉离散化并整理得:

$$\begin{cases} i_a^{k+1} = \frac{(L_\alpha - R_s T_s)}{L_\alpha} i_a^k + \frac{T_s v_a^k + \omega_r T_s \psi_f \sin(\theta_e^k)}{L_\alpha} \\ i_\beta^{k+1} = \frac{(L_\beta - R_s T_s)}{L_\beta} i_\beta^k + \frac{T_s v_\beta^k - \omega_r T_s \psi_f \cos(\theta_e^k)}{L_\beta} \\ i_x^{k+1} = \frac{(L_1 - R_s T_s)}{L_1} i_x^k + \frac{T_s v_x^k}{L_1} \\ i_y^{k+1} = \frac{(L_1 - R_s T_s)}{L_1} i_y^k + \frac{T_s v_y^k}{L_1} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $i_a^k, i_\beta^k, i_x^k, i_y^k, i_a^{k+1}, i_\beta^{k+1}, i_x^{k+1}, i_y^{k+1}$ 分别为 k 时刻和 $k+1$ 时刻的 $\alpha-\beta, x-y$ 子空间电流分量; T_s 为计算采样周期。

为方便分析,将式(4)整理为:

$$\begin{cases} i_a^{k+1} = k_1 v_a^k + b_1^k \\ i_\beta^{k+1} = k_2 v_\beta^k + b_2^k \\ i_x^{k+1} = k_3 v_x^k + b_3^k \\ i_y^{k+1} = k_4 v_y^k + b_4^k \end{cases} \quad (5)$$

式中: $k_1 = T_s/L_\alpha = T_s/L_\beta, k_2 = T_s/L_1, b_1^k = [(L_\alpha - R_s T_s) i_a^k + \omega_r T_s \psi_f \sin(\theta_e^k)]/L_\alpha, b_2^k = [(L_\beta - R_s T_s) i_\beta^k - \omega_r T_s \psi_f \cos(\theta_e^k)]/L_\beta, b_3^k = (L_1 - R_s T_s) i_x^k/L_1, b_4^k = (L_1 - R_s T_s) i_y^k/L_1$ 。

选取目标函数为:

$$J_1^k = \mu_1 (i_{a_ref}^k - i_{a_pre}^{k+1})^2 + \mu_2 (i_{\beta_ref}^k - i_{\beta_pre}^{k+1})^2 + \mu_3 (i_{x_ref}^k - i_{x_pre}^{k+1})^2 + \mu_4 (i_{y_ref}^k - i_{y_pre}^{k+1})^2 \quad (6)$$

式中: J_1^k 为 k 时刻的目标函数; $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4$ 为权重系数; $i_{a_ref}^k, i_{\beta_ref}^k, i_{x_ref}^k, i_{y_ref}^k$ 为 $\alpha-\beta, x-y$ 子空间 k 时刻参考电流; $i_{a_pre}^{k+1}, i_{\beta_pre}^{k+1}, i_{x_pre}^{k+1}, i_{y_pre}^{k+1}$ 为 $k+1$ 时刻相应分量的预测电流。

$\alpha-\beta$ 子空间的48个独立电压矢量和零矢量如图3所示。

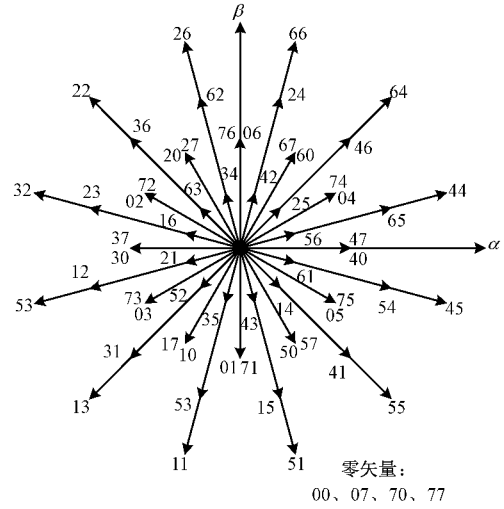


图3 $\alpha-\beta$ 子空间电压矢量分布

在常规的双三相永磁同步电机模型预测电流控制中,通常在图3的矢量中选取一个使得日标函数最小的电压矢量作为当前时间步计算完成后应输出的电压矢量,这样会在当前时间步计算过程中进行49次的循环计算,计算量较大,可选电压矢量数量的限制还会导致输出转矩脉动较大,且由于只选取了一个电压矢量,并没有对 $x-y$ 子空间的电压矢量进行控制,使得 $x-y$ 子空间中的电流较大,电机损耗较高。

2.2 基于四矢量SVPWM的一阶模型预测电流控制

将文献[15]采用的最大四矢量SVPWM调制技术作为本文电流MPC算得的电压矢量调制方法,由于四矢量SVPWM的 $x-y$ 子空间电压合成矢量为0,则可只对 $\alpha-\beta$ 子空间进行分析。则目标函数式(6)可变为:

$$J_2^k = \mu_1 (i_a^{k_ref} - i_a^{k+1_pre})^2 + \mu_2 (i_\beta^{k_ref} - i_\beta^{k+1_pre})^2 \quad (7)$$

取 $\mu_1 = \mu_2 = 1$ 且代入上式,整理得:

$$J_2^k = \frac{J_2^k}{k^2} = \left(v_a^k - \frac{c_1^k}{k} \right)^2 + \left(v_\beta^k - \frac{c_2^k}{k} \right)^2 \quad (8)$$

式中: $c_1^k = i_a^{k_ref} - b_1^k, c_2^k = i_\beta^{k_ref} - b_2^k$

由于在最大四矢量SVPWM线性调制区中, $\alpha-\beta$ 平面最大合成电压矢量幅值为 $0.577U_{dc}$ (U_{dc} 为驱动桥直流母线电压),故目标函数的约束条件为:

$$(v_a^k)^2 + (v_\beta^k)^2 \leq (0.577U_{dc})^2 \quad (9)$$

为了使 J_2^k 最小,分为两种情况:

第1种情况:当 $(c_1^k/k)^2 + (c_2^k/k)^2 \leq (0.577U_{dc})^2$ 时,则取 $v_a^k = c_1^k/k, v_\beta^k = c_2^k/k$ 。

第2种情况:当 $(c_1^k/k)^2 + (c_2^k/k)^2 > (0.577U_{dc})^2$ 时,取圆 $(v_a^k)^2 + (v_\beta^k)^2 = (0.577U_{dc})^2$ 与坐标 $(v_a^k, v_\beta^k) = (c_1^k/k, c_2^k/k)$ 最近的交点,即解如下方程组:

$$\begin{cases} v_{\beta}^k = \frac{c_2^k/k}{c_1^k/k} v_{\alpha}^k \\ (v_{\alpha}^k)^2 + (v_{\beta}^k)^2 = (0.577U_{dc})^2 \end{cases} \quad (10)$$

解得两个解如下:

$$\begin{cases} v_{\alpha}^k(1) = 0.577U_{dc} \sqrt{\frac{(c_1^k)^2}{(c_1^k)^2 + (c_2^k)^2}} \\ v_{\beta}^k(1) = 0.577U_{dc} \frac{c_2^k}{c_1^k} \sqrt{\frac{(c_1^k)^2}{(c_1^k)^2 + (c_2^k)^2}} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} v_{\alpha}^k(2) = -0.577U_{dc} \sqrt{\frac{(c_1^k)^2}{(c_1^k)^2 + (c_2^k)^2}} \\ v_{\beta}^k(2) = -0.577U_{dc} \frac{c_2^k}{c_1^k} \sqrt{\frac{(c_1^k)^2}{(c_1^k)^2 + (c_2^k)^2}} \end{cases} \quad (12)$$

取坐标 $(v_{\alpha}^k(1), v_{\beta}^k(1))$ 和 $(v_{\alpha}^k(2), v_{\beta}^k(2))$ 中与坐标 $(c_1^k/k, c_2^k/k)$ 直线距离最近者作为此次时间步 MPC 的输出 v_{α}^k 和 v_{β}^k , 即最大四矢量 SVPWM 的给定值。此输出即为采用一阶离散电压模型的 MPC 控制输出。

2.3 基于四矢量 SVPWM 的二阶模型预测电流控制

为了提高电流跟踪性能, 将上述电压方程变为二阶形式, 即将式 (5) 前两项变为:

$$\begin{cases} i_{\alpha}^{k+1} = k_1 v_{\alpha}^k + b_1^k \\ i_{\alpha}^k = k_1 v_{\alpha}^{k-1} + b_1^{k-1} \\ i_{\beta}^{k+1} = k_1 v_{\beta}^k + b_2^k \\ i_{\beta}^k = k_1 v_{\beta}^{k-1} + b_2^{k-1} \end{cases} \quad (13)$$

经整理得:

$$\begin{cases} i_{\alpha}^{k+1} = k_1 v_{\alpha}^k + d_1^{k-1,k} \\ i_{\beta}^{k+1} = k_1 v_{\beta}^k + d_2^{k-1,k} \end{cases} \quad (14)$$

其中,

$$\begin{cases} d_1^{k-1,k} = b_1^k - b_1^{k-1} - k_1 v_{\alpha}^{k-1} + i_{\alpha}^k \\ d_2^{k-1,k} = b_2^k - b_2^{k-1} - k_1 v_{\beta}^{k-1} + i_{\beta}^k \end{cases} \quad (15)$$

上式即为二阶离散电压模型。参照前面采用一阶离散电压模型的求解过程, 将 c_1^k 替换为 $i_{\alpha,ref}^k - d_1^{k-1,k}$, c_2^k 替换为 $i_{\beta,ref}^k - d_2^{k-1,k}$, 即可解得采用二阶离散电压模型的 MPC 控制输出电压矢量。

2.4 基于四矢量 SVPWM 的双二阶模型预测电流控制

在常规的转速环中, 一般选取 PI 控制器作为调节器 (如图 2 所示), 并使其输出作为电流环的给定值, 为了提高电机的动态性能和抗扰能力, 本文选取采用二阶离散机械方程的 MPC 控制器取代常规转速环的 PI 控制器。

根据双三相永磁同步电机的电磁转矩方程, 可知:

$$T_e = 3p_n[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (16)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p_n 电机极对数; ψ_f 为永磁体磁链; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感。

由于本文以隐极式双三相电机作为研究对象, 则 $L_d = L_q$, 于是上式变为:

$$T_e = k_t i_q \quad (17)$$

式中: $k_t = 3p_n \psi_f$ 称为转矩系数。

根据双三相永磁同步电机的机械方程, 可知:

$$T_e - T_L - \omega_r B_m = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (18)$$

式中: T_L 为负载转矩; ω_r 为转子机械角速度; B_m 为摩擦系数; J 为转动惯量。

令 $T_L = 0$, 并将上式进行一阶前向欧拉离散化并整理得:

$$\omega_r^{k+1} = m_1 \omega_r^k + n_1 i_q^k \quad (19)$$

式中: $m_1 = (J - B_m T_s)/J$, $n_1 = T_s k_t / J$ 。

由上式得:

$$\omega_r^k = m_1 \omega_r^{k-1} + n_1 i_q^{k-1} \quad (20)$$

结合式 (19) 与 (20) 并整理得:

$$\omega_r^{k+1} = (1 + m_1) \omega_r^k - m_1 \omega_r^{k-1} + n_1 i_q^k - n_1 i_q^{k-1} \quad (21)$$

则可得二阶离散机械方程的模型预测转速方程:

$$\omega_{r,pre}^{k+1} = (1 + m_1) \omega_r^k - m_1 \omega_r^{k-1} + n_1 i_q^k - n_1 i_q^{k-1} \quad (22)$$

式中: $\omega_{r,pre}^{k+1}$ 为 $k+1$ 时刻速度预测值。

则 k 时刻 q 轴电流给定值 $i_{q,ref}^k$ 为:

$$i_{q,ref}^k = \frac{\omega_{r,pre}^{k+1} - (1 + m_1) \omega_r^k + m_1 \omega_r^{k-1}}{n_1} + i_q^{k-1} \quad (23)$$

结合 k 时刻 d 轴电流给定值 $i_{d,ref}^k = 0$, 代入式 (24) 即可得 k 时刻 α 和 β 轴电流给定值:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,ref}^k \\ i_{\beta,ref}^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,ref}^k \\ i_{q,ref}^k \end{bmatrix} \quad (24)$$

3 仿真分析

为了验证所提算法的可行性和有效性, 通过仿真对算法进行验证。仿真所用的隐极式双三相永磁同步电机及驱动系统参数如表 1 所示。

表 1 电机及驱动系统参数

参数	参数值
定子电阻/ Ω	1
交、直轴电感/H	0.003
漏感/H	0.000 7
永磁体磁链/Wb	0.12
极对数	4
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.01
额定负载转矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)	30
额定转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	1 000
摩擦系数/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$)	0.000 3
逆变桥直流母线电压/V	200

本文对比了 4 种控制方式的响应, 控制方式及相应的名称缩写如表 2 所示。

为方便对结果进行对照, 采用单一变量原则, 对“PI+传统 MPC”也采用最大四矢量 SVPWM 对电压矢量进行

表2 各种控制方式及其名称缩写

控制方式	名称缩写
转速环 PI+电流环传统 MPC	PI+传统 MPC
转速环 PI+电流环一阶 MPC	PI+一阶 MPC
转速环 PI+电流环二阶 MPC	PI+二阶 MPC
转速环、电流环都为二阶 MPC	双二阶 MPC

调制,以消除因调制方式不同而对仿真比较结果带来的影响。

转速给定初始值为 1 000 r/min,空载启动,在 0.06 s 时施加额定负载 30 N·m,4 种控制方式的转速响应如图 4 所示,4 种控制方式的转矩响应如图 5 所示,4 种控制方式的性能数据如表 3 所示。

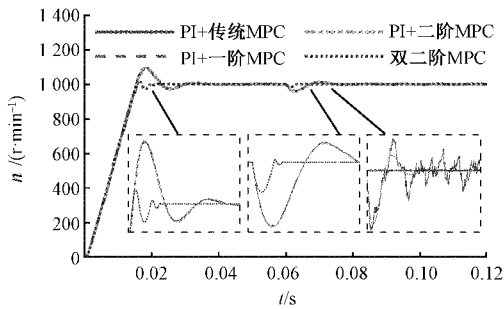


图4 4种控制方式的转速响应

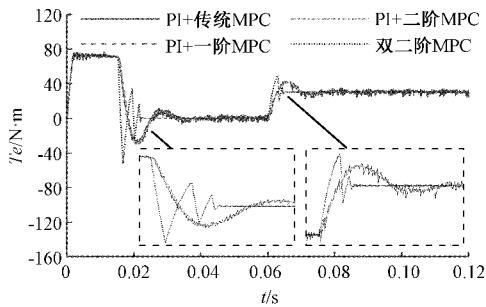


图5 4种控制方式的转矩响应

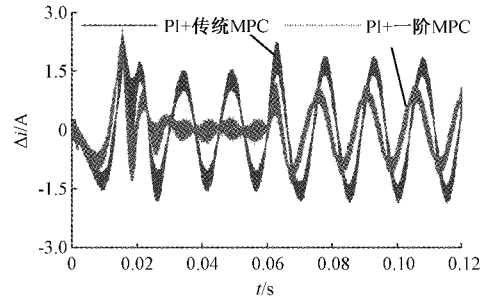
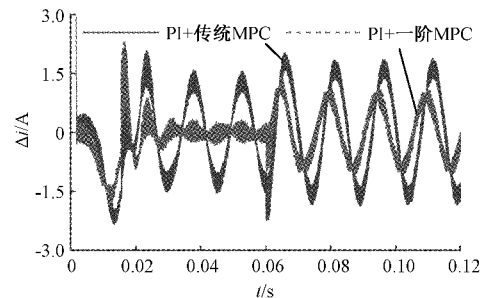
表3 4种控制方式的性能对比

控制方式	超调量/ (r·min ⁻¹)	稳态时间/ ms	转速跌落/ (r·min ⁻¹)	恢复时间/ ms
PI+传统 MPC	96.5	27.31	40.31	7.24
PI+一阶 MPC	96.2	27.29	40.30	7.24
PI+二阶 MPC	96.3	27.30	40.30	7.23
双二阶 MPC	21.6	18.88	18.73	4.04

通过图 4、图 5、表 3 可以看出,对于稳态情况,由于“PI+一阶 MPC”、“PI+二阶 MPC”、“双二阶 MPC”控制方式的电流环都采用本文推导的 MPC 控制方式,对输出的电压矢量的方向和幅值均进行调节,因而其稳态转速波动和转矩波动都比“PI+传统 MPC”控制方式要小很多。对于暂态情况,由于电流环采用 MPC 方式,电流环对速度环

的跟踪性强,使得速度响应性能受制于速度环调节方式,因而“PI+传统 MPC”、“PI+一阶 MPC”、“PI+二阶 MPC”的转速响应和转矩响应的调节过程曲线近似重合,性能数据近似相等,而“双二阶 MPC”的速度环采用了 MPC 控制,因而性能数据相比于速度环采用 PI 控制的控制方式更优异,速度响应快且超调小,说明其暂态性能较强。

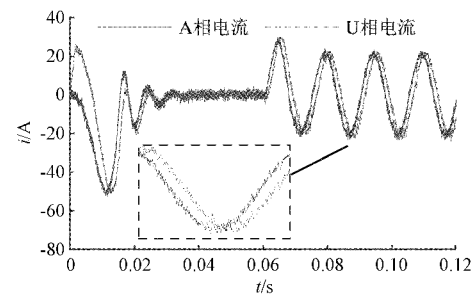
为展示电流环一阶 MPC 和二阶 MPC 对电流调节的差异,“PI+一阶 MPC”和“PI+二阶 MPC”的 α 轴和 β 轴电流给定值与响应值之差的比较情况如图 6 所示。

(a) α 轴电流对比(b) β 轴电流对比图6 两种控制方式的 $\alpha\beta$ 轴电流对比波形

通过图 6 可以看出,“PI+二阶 MPC”的电流给定值与响应值之差要比“PI+一阶 MPC”小,说明前者对给定电流值的跟踪性比后者好。

图 7 为 3 种电流环 MPC 控制算法的 A 相和 U 相电流波形。通过图 7 中电流波形及其局部放大可以看出,电流环采用传统 MPC 算法的电流有明显脉动,而采用一阶 MPC 和二阶 MPC 的电流脉动较小。

运用傅里叶分析,可计算得到在加入负载后 A 相电流稳态时的基波幅值和总谐波失真 (THD),如表 4 所示。



(a) 电流环传统MPC

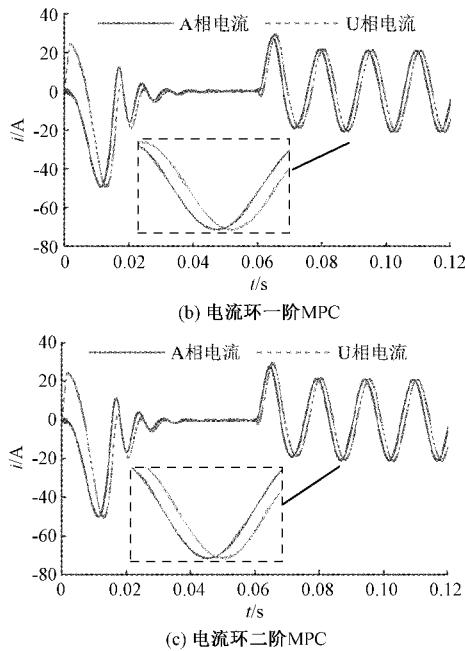


图 7 3 种电流环控制算法的电流波形

表 4 3 种电流环控制算法的电流分析

电流环控制方式	基波幅值/A	THD/%
传统 MPC	20.84	8.89
一阶 MPC	20.72	3.53
二阶 MPC	20.66	3.53

通过表 4 可以看到一/二阶 MPC 相比于传统 MPC,相电流的 THD 明显降低。说明一/二阶 MPC 因为对输出电压矢量幅值和方向进行了调节,进而减小了电流脉动和谐波。

4 结 论

本文在电流环采用传统 MPC 方法的基础上,提出了一种基于电流环优化的双二阶模型预测控制算法,在速度环和电流均采用二阶 MPC,结合最大四矢量 SVPWM 对算得的电压矢量进行调制。得到结论如下:

1)提出的电流 MPC 计算方法通过一次算出的电压矢量可以同时调整电压方向和幅值,减少转速、电流和转矩波动,且二阶电流 MPC 的电流跟踪性比一阶电流 MPC 更好,改善了电机的稳态性能。

2)转速环采用二阶 MPC 转速控制,电机转速响应的超调和调节时间相比于采用 PI 控制更小,明显改善了电机暂态性能。

参考文献

[1] CONG X, XU H, GUAN T, et al. A constant switching frequency multiple vector based model predictive current control of five-phase PMSM with non-sinusoidal back-EMF[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019,67(3):1695-1707.

[2] HE S, LI Y, ZHOU G, et al. Digital collaborative development of a high reliable auxiliary electric drive system for eTransportation: From dual three-phase PMSM to control algorithm[J]. IEEE Access, 2020, 8:178755-178769.

[3] 刘自程,李永东,郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述[J]. 电工技术学报,2017,32(24):17-29.

[4] 赵凯辉,陈跃,张吕凡,等. PMSM 失磁故障的有限集模型预测容错控制[J]. 电子测量与仪器学报,2019, 33(7):79-87.

[5] 颜学龙,谢刚,孙天夫,等. 基于模型预测控制的永磁同步电机电流控制技术综述[J]. 电机与控制应用,2019, 46(9):1-11.

[6] 张永昌,杨海涛. 感应电机模型预测磁链控制[J]. 中国电机工程学报,2015,35(3):719-726.

[7] 郑泽东,王奎,李永东,等. 采用模型预测控制的交流电机电流控制器[J]. 电工技术学报,2013,28(11):118-123.

[8] 常勇,包广清,杨梅,等. 模型预测控制在永磁同步电机系统中的应用发展综述[J]. 电机与控制应用,2019, 46(8):11-17.

[9] 殷海双,朱哲. 基于双 Luenberger 观测器的永磁同步电机预测控制研究[J]. 国外电子测量技术,2020, 39(4):26-31.

[10] 林立,彭正苗,石书琪,等. 双三相永磁同步电机虚拟电压矢量模型预测控制[J]. 微电机,2020,53(3):78-83.

[11] 郭宝双,王爱元,张言纯,等. 基于虚拟合成矢量的六相永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 微电机,2020, 53(10):42-46.

[12] LUO Y, LIU C. Multi-vector-based model predictive torque control for a six-phase PMSM motor with fixed switching frequency[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3):1369-1379.

[13] 邱忠才,肖建,郭冀岭,等. 永磁同步电机速度预测电流解耦控制[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(5): 648-654.

[14] 乔禹淇,杨瑞峰,郭晨霞. 永磁同步电机速度-电流预测的直接速度控制[J]. 电子测量技术,2021,44(6):1-5.

[15] 郭飞. 双三相永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统研究[D]. 徐州:中国矿业大学,2019.

作者简介

高翔(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为多相电机驱动及其控制。

E-mail:1546654162@qq.com

鲁炳林,工学博士,讲师,主要研究方向为永磁电机及特种电机设计和控制。

E-mail:lubinglin@sdut.edu.cn

白月建,硕士研究生,主要研究方向为多相电机驱动及其控制。

E-mail:1583693212@qq.com

刘剑,工学博士,副教授,主要研究方向为多相电机及其控制、PWM 调制相关理论。

E-mail:liujian@sdut.edu.cn