DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.284 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

高速双三相永磁同步电机改进无差拍电流预测控制

袁庆庆，施建君 (中国电源学会学生会员)，董 朔
(上海理工大学机械工程学院，上海 200093)

摘要：针对双三相永磁同步电机在高速运行时呈现载波比低的特性、传统无差拍预测控制无法保证电流控制性能的问题，提出一种改进型无差拍电流预测控制方法。考虑低载波比运行时的离散模型误差和控制延时影响，设计电压静差补偿器；针对电机参数失配问题，采用离散滑模观测器对电压扰动误差进行补偿。基于MATLAB/Simulink仿真平台和样机实验平台进行验证，结果表明所提改进型无差拍电流预测控制能够在电机高速运行及阻感参数失配情况下，实现对电机电压的补偿，具有良好的抗扰性能，提高了系统的控制性能和运行效率。

关键词：双三相永磁同步电机；无差拍预测控制；误差补偿；滑模观测

Improved Deadbeat Current Control of High-speed Dual-three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor

YUAN Qingqing, SHI Jianjun, *Student Member*, *CPSS*, DONG Shuo
(School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: Addressing the low carrier ratio characteristics of a dual three-phase permanent magnet synchronous motor during high-speed operation, where traditional deadbeat control fails to ensure adequate current control performance, an improved deadbeat predictive current control method has been proposed. This method incorporates a voltage static error compensator to account for discrete model errors and control delays at low carrier ratios. To address motor parameter mismatch, a discrete sliding mode observer is employed to compensate for voltage disturbance errors. Validation through MATLAB/Simulink simulation and prototype experiments demonstrates that the proposed improved deadbeat current control effectively compensates for motor voltage errors under high-speed operation and resistive-inductive parameter mismatch conditions, offering excellent disturbance rejection and enhancing the system control performance and operational efficiency.

Keywords: Dual three-phase permanent magnet synchronous motor; deadbeat predictive control; error compensation; sliding mode observation

定子绕组相移 30°电角度的双三相永磁同步电机 DTP-PMSM(dual three-phase permanent magnet synchronous motor)与传统三相电机具有相似的结构且拥有多相电机的众多优点，广泛应用于大功率、高可靠性的领域[1-2]。电机电流环的控制性能是系统运行的关键。在实际工程应用中，要求双三相永磁同步电机对转矩能够快速响应，因此电流环控制器的设计尤为重要[3]。电机高速运行时，控制系统呈现低载波比特征，转矩脉动问题更加显著，电流和机械负荷的增加导致电机温度升高，电机参数变化较大，同时也会造成电磁干扰。传统的控制算法难以适应电机的快速变化，会出现控制精度降低、响应速度减慢等问题，导致控制性能下降。

收稿日期：2024-08-26；**修回日期**：2024-10-10；**录用日期**：2024-11-12；**网络首发日期**：2024-12-12
基金项目：上海青年英才扬帆计划资助项目(18YF1418300)
This work is supported by Shanghai Sailing Program under the grant 18YF1418300

与传统的比例积分 PI(proportional integral)控制相比，预测控制具有更快的响应速度、更简单的控制结构，受到越来越多的关注[4-5]。相较于模型预测控制输出纹波大、计算复杂、难以用数字控制实现的特点，无差拍预测控制 DBC(deadbeat predictive control)控制频率恒定、实现简单，更适用于高转速、高性能要求的场合[6-7]。

基于离散模型的 DBC 在电机高速运行时存在较大模型误差，难以实现对 *d-q* 轴电流的精确控制。同时，电机等效阻感参数会发生较大变化，控制模型参数失配问题将会影响整个控制系统的稳定性[8]。Zhang 等[9]对前馈解耦控制进行改进，提出了一种无差拍 PI 控制器，通过修正前馈解耦控制，使电流环的开环传递函数消除虚部分量；孙建业等[10]提出了一种考虑转子位置变化的离散模型和电流补偿方案的 DBC 控制方法，在电机高速区和低速区皆可实现电流的控制，但建立的数学模型复杂、不利于数字控制；赵凯辉等[11]建立了新型超局部模型，结合滑模观测器设计了电流模型预测控制器，提高了系统的抗参数摄动能力，但仍未解决高速运行时双三相永磁同步电机离散模型带来的误差；Zhang 等[12]采用滞环控制对离散模型的无差拍预测控制误差进行补偿，但同时也为整个系统引入了较大的控制噪声；曾岁程等[13]针对霍尔传感器精度较低造成的电机电流和转矩脉动问题，设计了最小二乘法和滑模观测器融合的速度估计算法，降低了控制系统电流的谐波分量，但电机的相电流畸变率还有待进一步优化；鄢永等[14]针对传统电流预测产生的电流跟踪误差问题，提出了一种基于误差补偿器的闭环电流预测延时补偿算法，但并未研究高速电机的特性，不能完全适用于高速情况；Rovere 等[15]采用了现场可编程门阵列 FPGA(field programmable gate array)过采样技术，提高了整个电流环控制系统的鲁棒性，但需要更多的计算资源且仍然存在稳态误差；Xu 等[16]提出了一种新的闭环控制方法，采用一个简单的前馈项来直接补偿电流跟踪误差，但在电机高速运行时电流出现较大振荡；Walz 等[17]针对低载波比下逆变器的非线性、死区、温度变化及参数失配问题，分析了 3 种不同的控制方案，采用了 Dahlin 控制器实现性能和稳定性之间的折中。

本文针对 DTP-PMSM 无差拍电流预测控制 *d-q* 轴耦合、DBC 离散模型误差、时间延迟导致的控制性能下降问题，采用静差补偿器对电压静态误差进行补偿；另一方面针对电机阻感参数失配问题，采用一种基于离散滑模观测器的改进型方法，补偿电压的扰动误差。仿真和实验结果验证了所提方法对电机稳态性能控制的有效性和准确性。

1　DTP-PMSM 的数学模型及低载波比影响

1.1　DTP-PMSM 模型

本文所研究 DTP-PMSM 的 2 套定子绕组间隔 30° 电角度，中性点相互隔离，电机由六相两电平逆变器供电，如图 1 所示，其中 U_{dc} 为直流侧电压。

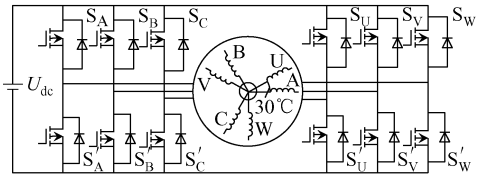


图 1　DTP-PMSM 的定子绕组结构和驱动系统

Fig. 1 Stator winding structure and drive system of DTP-PMSM

根据空间矢量解耦原理，双三相电机的变量可以映射到相互正交的基波 *d-q*、谐波 *x-y* 和零序 o_1 - o_2 子空间，考虑到电机两绕组中性点相互隔离，故不考虑 o_1 - o_2 子空间。电机电压、转矩方程可整理为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} u_x = R_s i_x + L_z \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} \\ u_y = R_s i_y + L_z \dfrac{\mathrm{d}i_y}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{2}$$

$$T_e = 3p_n i_q[i_d(L_d - L_q) + \psi_f] \tag{3}$$

式中：u_d、u_q 和 u_x、u_y 分别为 *d-q* 坐标系和 *x-y* 坐标系下的电压分量；i_d、i_q 和 i_x、i_y 分别为 *d-q* 坐标系和 *x-y* 坐标系下的电流分量；R_s 为定子电阻；L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感，考虑电机为表贴式结构，故 L_d=L_q=L，L 为同步电感；L_z 为定子漏感；ψ_f 为永磁体磁链；T_e 为电磁转矩；ω_e 为电机电角速度；p_n 为电机极对数。

考虑谐波 *x-y* 子空间的变量不参与机电能量转换，故本文按给定值为 0 进行闭环控制。

1.2 传统无差拍电流预测控制

当采用传统无差拍电流预测控制时，一般需要对式(1)中的电压方程进行离散化处理，以 T_s 为采样周期，离散化后的电流预测模型为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = T_s\dfrac{1}{L}[u_d(k) - Ri_d(k) + L\omega_e(k)i_q(k)] + \\ \qquad i_d(k) \\ i_q(k+1) = T_s\dfrac{1}{L}[u_q(k) - Ri_q(k) - L\omega_e(k)(i_d(k) + \\ \qquad \psi_f)] + i_q(k) \end{cases} \tag{4}$$

式中：k 为时刻；R 为等效电阻。

将给定电流 i_d^*、i_q^* 作为下一时刻的输入量 $i_d(k+1)$、$i_q(k+1)$，根据式(4)可推导得到 k 时刻的电压分量为

$$\begin{cases} u_d(k) = L\left(\dfrac{i_d^*(k) - i_d(k)}{T_s}\right) + Ri_d(k) - \omega_e(k)Li_q(k) \\ u_q(k) = L\left(\dfrac{i_q^*(k) - i_q(k)}{T_s}\right) + Ri_q(k) + \omega_e(k)Li_d(k) + \\ \qquad \omega_e(k)\psi_f \end{cases} \tag{5}$$

1.3 传统无差拍电流预测控制存在问题分析

将式(5)所示的无差拍电流预测控制器模型改写为连续域下的复矢量形式，即

$$\boldsymbol{u}_{dq} = \frac{L}{T_s}\boldsymbol{i}_{dq}^* + \left(R - \frac{L}{T_s} + \mathrm{j}\omega_e L\right)\boldsymbol{i}_{dq} + \mathrm{j}\omega_e\psi_f \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{dq}$、$\boldsymbol{i}_{dq}$ 分别为 *d-q* 坐标系下的电压、电流矢量；$\boldsymbol{i}_{dq}^*$ 为给定电流矢量。

在控制器电流环中引入数字控制延时的复矢量框图如图 2 所示，包括角度延时 $e^{-j\theta_d}$ 和时间延时 $k_{PWM}/(T_d s+1)$，其中 θ_d 为延时对应的等效电角度，k_{PWM} 为脉宽调制 PWM(pulse width modulation)模块的等效增益，T_d 为等效延时时间常数。

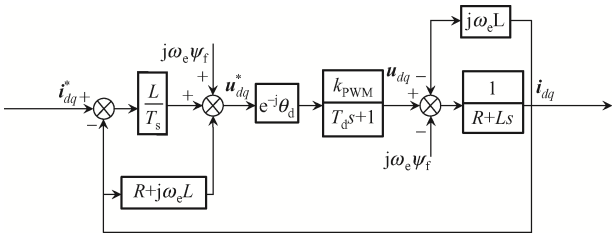


图 2 考虑数字控制延时的无差拍电流预测控制器复矢量框图

Fig. 2 Complex vector block diagram of deadbeat predictive current controller considering digital control delay

由图 2 可得电流控制的闭环传递函数为

$$G_c(s) = Lk_{PWM}e^{-j\theta_d}/[T_s(T_d s+1)(R+Ls+j\omega_e L) - (RT_s - 2L + j\omega_e LT_s)k_{PWM}e^{-j\theta_d}] \tag{7}$$

由式(7)可知，系统中存在 2 个极点 p_1 和 p_2。根据传递函数绘制转速升高时(转速从 0 至额定转速)的闭环零极点分布如图 3 所示。可以看出，p_2 相比于 p_1 更靠近虚轴，为主导极点。随着转速升高，p_1 逐渐向远离虚轴的方向变化；p_2 逐渐从左半平面到右半平面变化，当其越过虚轴到达右半平面时，电流环失稳。

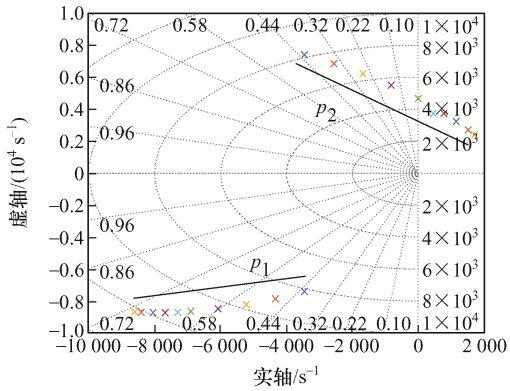


图 3 闭环零极点分布

Fig. 3 Distribution of closed-loop zeros and poles

对不同转速下的传统无差拍电流预测控制进行仿真分析，仿真用 DTP-PMSM 的参数见表 1，其中

转速环为 PI 控制，电流环为传统无差拍电流预测控制，绘制转速从 0 到额定转速时 d、q 轴电流的预测误差，结果如图 4 所示，其中电流误差=电流给定值 i−电流实际值 $\hat{i}$。可以看出，随着电机转速升高，d、q 轴电流误差逐渐增大，电流环动态性能下降。

表 1　DTP-PMSM 的参数

Tab. 1 Parameters of DTP-PMSM

参数	数值
极对数 p_n	5
定子电阻 R_s/Ω	0.08
直轴电感 L_d/mH	0.33
交轴电感 L_q/mH	0.33
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.012 15
额定电压 U_N/V	270
转动惯量 J_m/(kg·mm^2)	72.96
额定转速 n/(r·min^{-1})	11 000
额定相电流 I_N/A	12
额定转矩 T_N /(N·m)	2.26

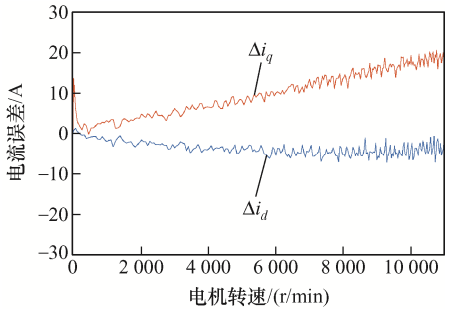


图 4　不同转速下的 d、q 轴电流误差

Fig. 4 d、q axis current errors at different speeds

此外，随着电机基频的升高，DTP-PMSM 的等效阻感参数也会发生较大变化，参数失配问题较为突出，而无差拍电流预测控制对于阻感参数较为敏感，当阻感参数随转速发生变化时，预测电压也会发生较大变化，影响电流控制性能。

2　改进型无差拍电流预测控制

2.1　电压静差补偿器设计

针对电机高速运行和数字控制延时导致的传统无差拍电流预测控制性能下降问题，设计一种静差补偿器对电压静态误差进行补偿。

将式(4)改写为电流复矢量形式，即

$$\boldsymbol{i}_{dq}(k+1)=\boldsymbol{i}_{dq}(k)+\frac{T_s}{L}[\boldsymbol{u}_{dq}(k)-R\boldsymbol{i}_{dq}(k)-\boldsymbol{E}] \tag{8}$$

式中，$\boldsymbol{E}$ 为反电动势，$\boldsymbol{E}$=j$\omega_e(L\boldsymbol{i}_{dq}+\psi_f)$。补偿量设为 $\Delta\boldsymbol{u}_c$，$\Delta\boldsymbol{u}_c=\Delta u_d+\mathrm{j}\Delta u_q$，则可将式(8)改写为

$$\boldsymbol{i}_{dq}(k+1)=\boldsymbol{i}_{dq}(k)+\frac{T_s}{L}[\boldsymbol{u}_{dq}(k)-R\boldsymbol{i}_{dq}(k)-\boldsymbol{E}+\Delta\boldsymbol{u}_c] \tag{9}$$

电压静态误差补偿的原理是将当前时刻的电流实际值与上一时刻的电流预测值作差，经过积分器输出补偿电压，将其补偿到无差拍电流预测控制器中，实现对 $\boldsymbol{i}_{dq}^*$ 的无静差跟踪。$\Delta\boldsymbol{u}_c$ 可改写为

$$\Delta\boldsymbol{u}_c=K_c\int[\boldsymbol{i}_{dq,f}(k)-\boldsymbol{i}_{dq,p}(k-1)] \tag{10}$$

式中：K_c 为积分器增益系数；$\boldsymbol{i}_{dq,f}(k)$ 为当前时刻的电流实际值，即 $\boldsymbol{i}_{dq}(k)$；$\boldsymbol{i}_{dq,p}(k-1)$ 为上一时刻的电流预测值。由式(9)可得 k 时刻预测电流 $\boldsymbol{i}_{dq,p}(k)$ 的表达式为

$$\boldsymbol{i}_{dq,p}(k)=\boldsymbol{i}_{dq,f}(k)+\frac{T_s}{L}[\boldsymbol{u}_{dq}(k)-R\boldsymbol{i}_{dq,f}(k)-\boldsymbol{E}+\Delta\boldsymbol{u}_c] \tag{11}$$

具体实现过程如图 5 所示。

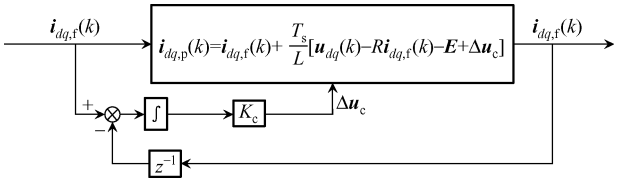


图 5　基于静差补偿器的闭环电流预测算法实现框图

Fig. 5 Block diagram of closed-loop current prediction algorithm based on differential compensator

经过电压静差补偿后，式(5)所示传统无差拍电流预测控制中的预测电压由 $u_d(k)$、$u_q(k)$调整为 $u_d^*(k)$ 和 $u_q^*(k)$，具体可表示为

$$\begin{cases} u_d^*(k)=u_d(k)+\Delta u_d=L\left(\dfrac{i_d^*(k)-i_d(k)}{T_s}\right)+ \\ \qquad Ri_d(k)-\omega_e(k)Li_q(k)+\Delta u_d \\ u_q^*(k)=u_q(k)+\Delta u_q=L\left(\dfrac{i_q^*(k)-i_q(k)}{T_s}\right)+ \\ \qquad Ri_q(k)+\omega_e(k)Li_d(k)+\omega_e(k)\psi_f+\Delta u_q \end{cases} \tag{12}$$

2.2 参数扰动滑模观测器设计

在 2.1 节对静态误差进行补偿的基础上，考虑电机高速运行时引起的电机阻感参数失配问题，将参数扰动作为补偿量，反馈补偿至电流环的控制电压 u_d 和 u_q，以此来消除参数失配给无差拍电流预测控制算法带来的影响。基于滑模变结构理论设计考虑 d、q 轴耦合的观测器模型为

$$\begin{cases} u_d = R\hat{i}_d + L\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_d}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{e}} L\hat{i}_q + \hat{f}_d + F_{d\mathrm{s}} \\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{f}_d}{\mathrm{d}t} = k_d F_{d\mathrm{s}} \\ u_q = R\hat{i}_q + L\dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_q}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{e}} L\hat{i}_d + \hat{f}_q + F_{q\mathrm{s}} \\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{f}_q}{\mathrm{d}t} = k_q F_{q\mathrm{s}} \end{cases} \tag{13}$$

式中：$\hat{i}_d$、$\hat{i}_q$ 分别为 d、q 轴电流的观测值；$\hat{f}_d$、$\hat{f}_q$ 为总扰动量的观测值，f_d、f_q 为总扰动量，包括各种参数失配误差及离散后未建模部分的等效；$F_{d\mathrm{s}}$、$F_{q\mathrm{s}}$ 为控制函数；k_d、k_q 为滑模增益。

定义电流误差为滑模面，则有

$$\boldsymbol{s} = \hat{i} - i \tag{14}$$

式中，$\boldsymbol{s} = [e_1 \quad e_2]^{\mathrm{T}}$，$e_1$ 和 e_2 分别为 d、q 轴电流观测误差，$e_1 = \hat{i}_d - i_d$，$e_2 = \hat{i}_q - i_q$。

为兼顾系统滑动阶段的品质与计算复杂度，采用改进型趋近律，即

$$\dot{s} = -p\,\mathrm{sgn}(s) - \lambda s \tag{15}$$

式中，p 和 λ 为滑模趋近率参数。

联立式(13)~式(15)可得滑模控制函数为

$$\begin{cases} F_{d\mathrm{s}} = (L\lambda_d - R)e_1 + p_d L\,\mathrm{sgn}(e_1) \\ F_{q\mathrm{s}} = (L\lambda_q - R)e_2 + p_q L\,\mathrm{sgn}(e_2) \end{cases} \tag{16}$$

式中，p_d、p_q 分别为 d、q 轴滑模切换增益系数。

选取 Lyapunov 函数进行观测器的稳定性分析，即

$$V = \frac{1}{2}s^2(t) \tag{17}$$

根据 Lyapunov 稳定性理论，需保证

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-p\,\mathrm{sgn}(s) - \lambda s] \tag{18}$$

由此，当 p 和 λ 均大于 0 时，$\dot{V} \leqslant 0$ 恒成立，即保证了滑模的存在性及可达性，观测器是渐进稳定的。

离散化式(13)，得到电机参数扰动时 d、q 轴电流和滑模观测器数学模型为

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = \left(1 - \dfrac{RT_{\mathrm{s}}}{L}\right) i_d(k) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L}u_d(k) + T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}} i_q(k) - \\ \qquad \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L}\hat{f}_d(k) - \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L}F_{d\mathrm{s}}(k) \\ \hat{i}_q(k+1) = \left(1 - \dfrac{RT_{\mathrm{s}}}{L}\right) i_q(k) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L}u_q(k) - T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}} i_q(k) - \\ \qquad \dfrac{T_{\mathrm{s}}\psi_{\mathrm{f}}}{L}\omega_{\mathrm{e}}(k) - \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L}\hat{f}_q(k) - \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L}F_{q\mathrm{s}}(k) \\ \hat{f}_d(k+1) = \hat{f}_d(k) + T_{\mathrm{s}}k_d F_{d\mathrm{s}} \\ \hat{f}_q(k+1) = \hat{f}_q(k) + T_{\mathrm{s}}k_q F_{q\mathrm{s}} \end{cases} \tag{19}$$

式中：$\hat{i}_d(k+1)$、$\hat{i}_q(k+1)$ 分别为通过滑模观测器估计得到的 d、q 轴电流，分别取代式(5)中的 $i_d(k)$和 $i_q(k)$；$\hat{f}_d(k+1)$、$\hat{f}_q(k+1)$ 分别为通过滑模观测器估计得到的 d、q 轴参数扰动电压补偿量，可将其直接补偿到无差拍电流预测控制的控制电压上。所得的电压补偿框图如图 6 所示。

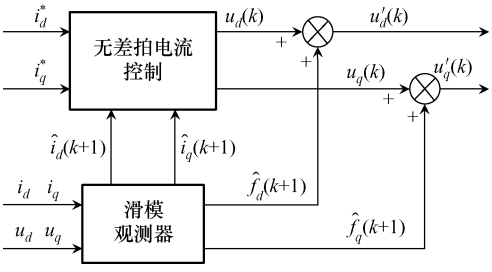


图 6 基于滑模观测器的电压参数扰动补偿框图

Fig. 6 Block diagram of voltage parameter perturbation compensation based on sliding mode observer

因此考虑参数扰动补偿的控制电压可表示为

$$\begin{cases} u_d'(k) = u_d(k) + \hat{f}_d(k+1) \\ u_q'(k) = u_q(k) + \hat{f}_q(k+1) \end{cases} \tag{20}$$

将 2.1 节的电压静差补偿器与滑模观测器结合，实现对无差拍电流预测控制电压的全补偿，最终控制电压 $\hat{u}_d(k)$ 和 $\hat{u}_q(k)$ 可表示为

$$\begin{cases}\hat{u}_d(k)=L\left(\dfrac{i_d^*(k)-i_d(k)}{T_s}\right)+Ri_d(k)-\omega_e(k)Li_q(k)+\\ \qquad \hat{f}_d(k+1)+\Delta u_d\\ \hat{u}_q(k)=L\left(\dfrac{i_q^*(k)-i_q(k)}{T_s}\right)+Ri_q(k)+\omega_e(k)Li_d(k)+\\ \qquad \omega_e(k)\psi_f+\hat{f}_q(k+1)+\Delta u_q\end{cases} \tag{21}$$

式中，Δu_d、Δu_q 为电压静差补偿器补偿的 d、q 轴电压。改进后的无差拍电流预测控制的系统框图如图 7 所示，采用静差补偿器对电压进行静态补偿，并在此基础上采用基于离散滑模观测器的电压补偿方法，补偿电机在高速运行时参数关配造成的电压扰动。

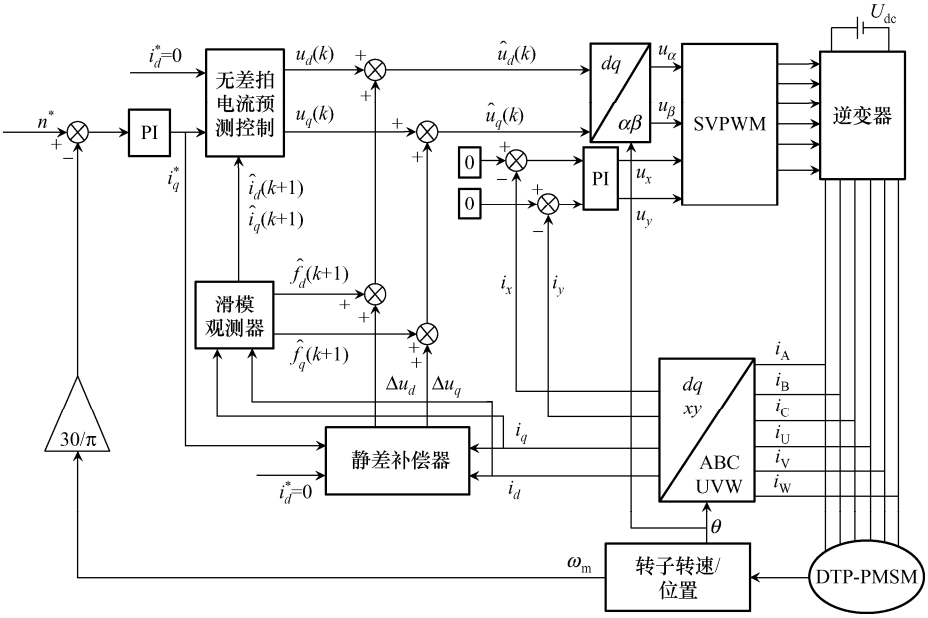


图 7　改进型无差拍电流预测控制系统框图

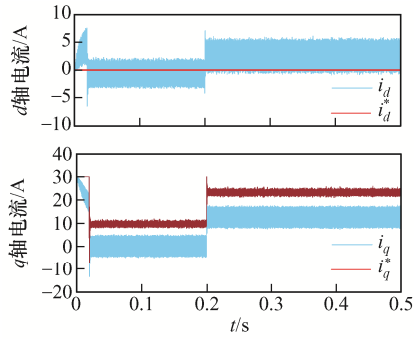
Fig. 7 Block diagram of the improved deadbeat current prediction control system

3　仿真结果及分析

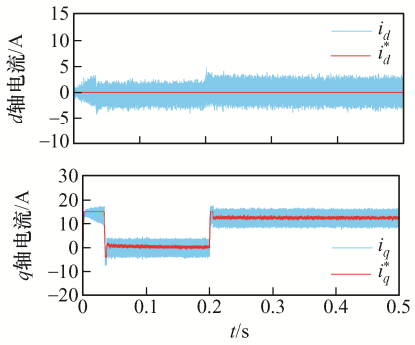
在 MATLAB/Simulink 中搭建相应仿真模型。仿真采用 i_d =0 A 的矢量控制，仿真电机模型参数同表 1。转速环采用传统的 PI 控制，电机给定转速为 11 000 r/min 并空载启动，在 0.2 s 突加额定负载，不同电流环控制方法对应的 d、q 轴电流波形如图 8 所示。由图 8(a)可知，当采用传统无差拍电流预测控制空载运行时，由于采用 i_d =0 A 的控制方式，故电机达到稳态时 d 轴电流维持在 0 A 附近；但当在 0.2 s 突加负载时，d 轴电流不再为 0 A，而是存在一定的偏移。q 轴的电流实际值与速度环给定的电流参考值始终存在一定的偏移量，这与理论分析的传统无差拍电流预测控制在高速运行时存在控制偏差的结论相吻合。图 8(b)为加入电压静差补偿和参数扰动补偿后的 d、q 轴电流波形，与图 8(a)比较可知，补偿后电机加载前后 d 轴电流始终维持在 0 A 附近，q 轴电流始终很好地跟踪给定电流。

传统无差拍电流预测控制和电压补偿后的电机额定负载运行时相电流仿真波形如图 9 所示。由图可以看出，2 种方法的 A 相和 U 相电流波形都呈正弦，相位差为 30°。与传统无差拍预测控制相比，电压补偿后的 A 相电流谐波畸变率 THD (total harmonic distortion)由 9.19%减小到 2.93%，说明引入电压补偿后，实现了无差拍预测电流的无静差跟随，解决了电压不准确引起的电流预测偏差的问题，减小了电机的电流谐波，采用电压补偿后的电流控制方法比传统方法具备更好的

电流质量。



(a) 传统无差拍电流预测控制

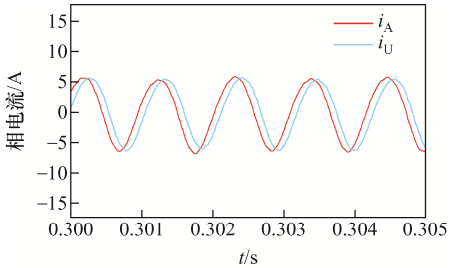


(b) 电压及参数扰动补偿

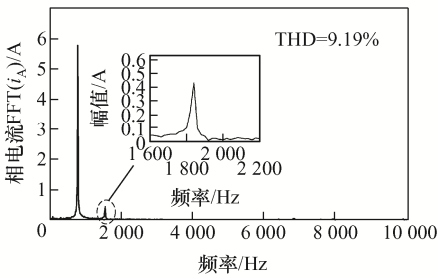
图 8 不同电流环控制方法的 d、q 轴电流波形

Fig. 8 Current waveforms in the d、q axis for different current loop control methods

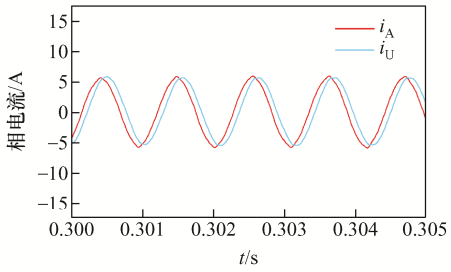
针对 DTP-PMSM 在低载波比时的参数失配问题，对仿真中所使用的模型参数进行人为调整，验证所使用控制方法的抗扰性能，仿真结果如图 10



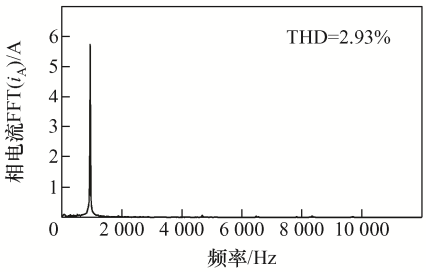
(a) 传统无差拍电流预测控制的相电流波形



(b) 传统无差拍电流预测控制
的相电流谐波分析



(c) 电压补偿后的相电流波形

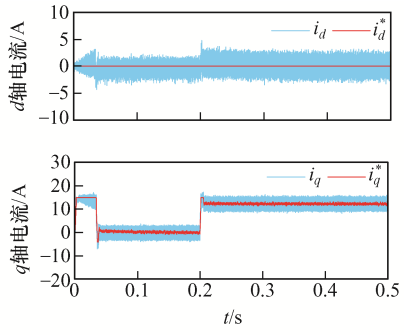


(d) 电压补偿后的相电流谐波分析

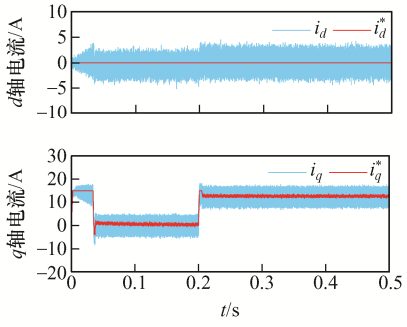
图 9 电机相电流仿真波形分析

Fig. 9 Simulation waveform analysis of motor phase current

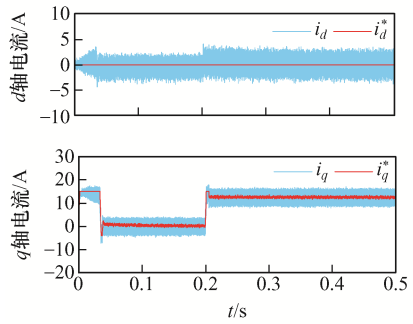
所示。可以看出，当电机高速运行导致电机内部阻感参数失配时，采用本文提出的改进型无差拍电流预测控制方案，能保证 d 轴电流始终维持在 0 A 附近，q 轴电流也能很好地跟随速度环输出参考电流，整个系统的鲁棒性较好，验证了本文所提控制方法的优越性。



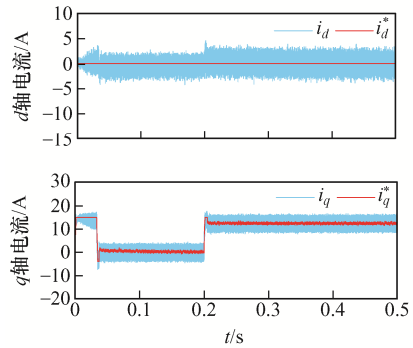
(a) L=1.2L_0



(b) L=0.8L_0



(c) R=1.5R_0



(d) R=0.5R_0

图 10　参数不适配时的 *d*、*q* 轴电流仿真波形

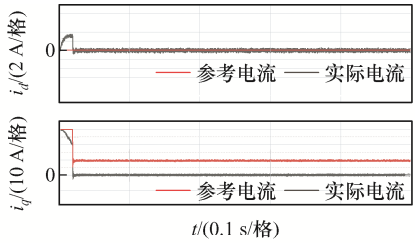
Fig. 10 Waveforms of the *d*、*q* axis current with parameters' mismatching

4　实验验证

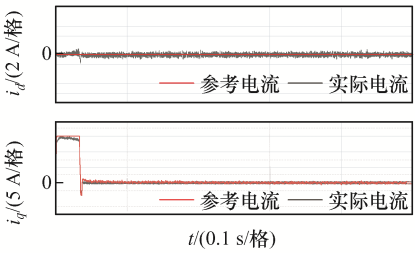
为验证电压静差补偿和扰动补偿在 DTP-PMSM 改进无差拍电流预测控制上的正确性和有效性，以 FPGA 为主控芯片，搭建双 Y 相移 30°的DTPPMSM实验平台,实验所用电机参数同表1。

4.1　稳态性能实验

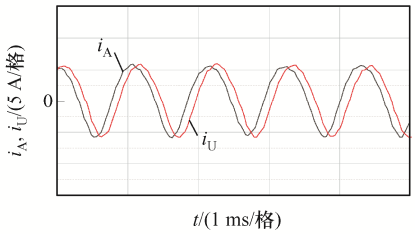
通过实验平台分别采用传统无差拍电流预测控制和本文提出的电压补偿策略进行电机稳态运行实验，电机空载运行，参考转速为额定转速 11 000 r/min，开关频率为 10 kHz，实验结果如图 11 所示。由图 11(a)可知，电机在空载稳定运行时，传统无差拍电流预测控制的 *d* 轴电流能够跟随给定值 0 A,但 *q* 轴电流与给定值有一定的偏移量。而图 11(b)中，电压补偿后的电机 *d*、*q* 轴电流都能够很好地跟随给定值。图 11(c)和(d)分别为电压补偿前、后的相电流波形，相较于图 11(c)，图 11(d)中的相电流脉动更小，谐波含量更低，电流波形更接近正弦波，说明本文提出的基于电压补偿的无差拍预测控制策略具有很好的稳态性能。



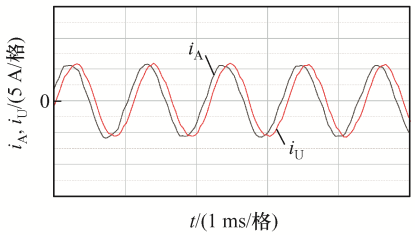
(a) 传统无差拍电流预测控制的*d*、*q*轴电流



(b) 电压补偿后的*d*、*q*轴电流



(c) 传统无差拍电流预测控制的相电流



(d) 电压补偿后的相电流

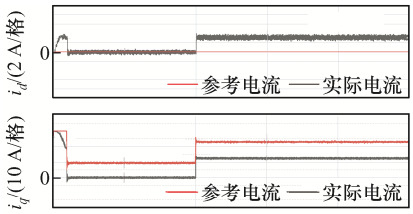
图 11　电机稳态实验波形

Fig. 11 Steady-state waveforms of the motor experiment

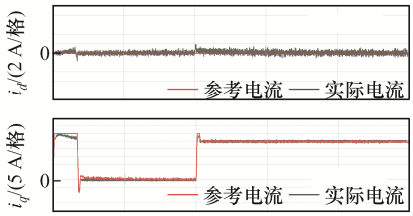
4.2　动态性能实验

为验证控制策略的动态性能，在电机稳态性能实验的基础上进行动态运行实验。电机先空载运行，在 0.2 s 时突加额定负载，负载从 0 突变为额定负载 2.26 N·m，实验结果如图 12 所示。可以看出，在电机高速运行时，传统无差拍电流预测控制的 *q* 轴电流与参考电流存在一定的偏移量，当电机突加负载时，电流的偏移量会增大，*d* 轴电流明显

偏移参考值 0 A。电压补偿后的 d、q 轴电流响应曲线可以快速跟随给定，说明本文所改进的无差拍电流预测控制在电机动态运行时也能够实现良好的控制性能。



(a) 传统无差拍电流预测控制



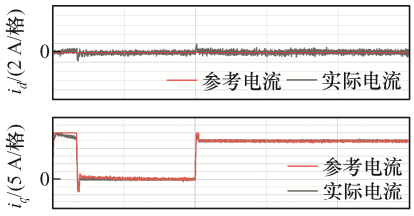
(b) 电压补偿后

图 12 突加负载的 d、q 轴电流响应

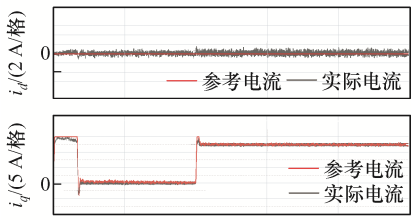
Fig. 12 d、q axis current response to sudden load increase

4.3 参数变化影响实验

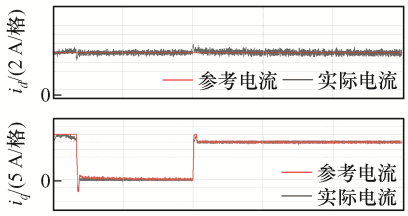
为验证该电压补偿策略的抗参数扰动能力，在电机动态实验的基础上，将电机电阻和电感进行一定量的变化。实验结果如图 13 所示，对比图 13 和图 12(b)可以看出，通过实验获得的 d、q 轴电流波形基本一致，与仿真结果相符，说明本文所改进的



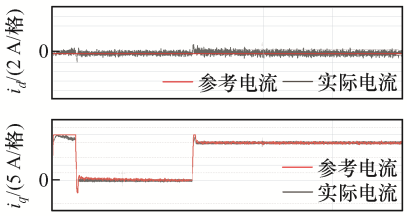
(a) L=1.2L_0



(b) L=0.8L_0



(c) R=1.5R_0



(d) R=0.5R_0

图 13 阻感参数变化的实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of resistance and inductance parameter variation

无差拍电流预测控制在高速低载波比工况下能够实现良好的控制性能，同时具备一定的抗参数扰动能力，达到了预期结果。

5 结语

为解决双三相永磁同步电机高速运行时控制延时和传统无差拍电流预测控制离散模型误差造成的电流误差问题，采用了一种静差补偿器对电压进行静差补偿，并在此基础上，采用了一种基于离散滑模观测器的电压补偿方法，用来补偿电机在高速运行时参数失配造成的电压扰动。实验结果表明，采用的静差补偿器能够很好地解决预测电流与参考电流之间的跟踪问题；与此同时，基于滑模观测器的电压扰动补偿对电机参数失配有很好的抗干扰作用，验证了所提方法的有效性和可行性。

参考文献：

[1] 黄林森，赵文祥，吉敬华，等. 稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 355-367.
Huang Linsen, Zhao Wenxiang, Ji Jinghua, et al. Direct torque control for dual three-phase permanent-magnet

machine with improved steady-state performance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 355-367. (in Chinese)

[2] Ruan Zhihuang, Song Wenxiang, Yan Yan. Current harmonic suppression for dual three-phase permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Access, 2019, 7: 143888-143898.

[3] 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): 10622-10632.

[4] Zheng Changming, Dragičević T, Blaabjerg F. Current-sensorless finite-set model predictive control for LC-filtered voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 1086-1095.

[5] 熊川羽, 张秀青, 马莉, 等。基于三电平变换器的永磁同步电机快速模型预测控制[J]. 电源学报, 2026, 24 (3): 289-296.
Xiong Chuanyu, Zhang Xiuqing, Ma Li, et al. Fast model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on three-level converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24 (3): 289-296. (in Chinese)

[6] 卢宏平, 赵文祥, 陶涛, 等. 永磁同步电机低载波比精确无差拍预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(3): 1108-1117.
Lu Hongping, Zhao Wenxiang, Tao Tao, et al. Precise deadbeat predictive current control of PMSM with low carrier ratio [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(3): 1108-1117. (in Chinese)

[7] 阎彦, 赵梦圆, 陈志伟, 等. 辅助坐标系下永磁同步电机低载波比无差拍预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 761-769.
Yan Yan, Zhao Mengyuan, Chen Zhiwei, et al. Low frequency ratio deadbeat predictive torque control of permanent magnet synchronous motor in auxiliary coordinate system [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 761-769. (in Chinese)

[8] 鲍旭聪, 王晓琳, 彭旭衡, 等. 高速电机驱动关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(18): 6856-6870.
Bao Xucong, Wang Xiaolin, Peng Xuheng, et al. Review of key technologies of high-speed motor drive [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(18): 6856-6870. (in Chinese)

[9] Zhang Zhijian, Jing Long, Wu Xuezhi, et al. A deadbeat PI controller with modified feedforward for PMSM under low carrier ratio [J]. IEEE Access, 2021, 9: 63463-63474.

[10] 孙建业, 王志强, 谷鑫, 等. 高速低载波比下永磁同步电机预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3663-3672.
Sun Jianye, Wang Zhiqiang, Gu Xin, et al. Predictive current control of PMSM with high speed and low-frequency-ratio [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40 (11): 3663-3672. (in Chinese)

[11] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27-38.
Zhao Kaihui, Zhou Ruirui, Leng Aojie, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 27-38. (in Chinese)

[12] Zhang Xiaoguang, Hou Benshuai, Mei Yang. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3818-3834.

[13] 曾岁程, 但汉兵, 李鼎文, 等. 基于最小二乘和滑模观测器的霍尔传感器永磁同步电机转速估计方法[J]. 电源学报, 2026, 24(4): 313-322.
Zeng Suicheng, Dan Hanbing, Li Dingwen, et al. A speed estimation method for hall sensor permanent magnet synchronous motors based on least squares and sliding mode observer. Journal of Power Supply, 2026, 24(4): 313-322. (in Chinese)

[14] 鄢永, 黄文新. 基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时补偿策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3786-3795.
Yan Yong, Huang Wenxin. Research on delay compensation strategy of permanent magnet synchronous motor based on closed-loop current prediction [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2022,

42(10): 3786-3795. (in Chinese)

[15] Rovere L, Formentini A, Zanchetta P. FPGA implementtation of a novel oversampling deadbeat controller for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3731-3741.

[16] Xu Cheng, Han Zaikun, Lu Shuai. Deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous machines with closed-form error compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5018-5030.

[17] Walz S, Lazar R, Buticchi G, et al. Dahlin-based fast and robust current control of a PMSM in case of low carrier ratio [J]. IEEE Access, 2019, 7: 102199-102208.



袁庆庆

作者简介：

袁庆庆(1987—)，女，博士，副教授。研究方向：永磁同步电机高性能控制。E-mail：yuanqq@usst.edu.cn。

施建君(1998—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电气传动。E-mail：2744262271@qq.com。

董朔(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电气传动。E-mail：1477811630@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)

关于《电源学报》2025 年度优秀论文的表彰(二)

标题	所有作者 (标*为通信作者)	作者单位	刊期信息	详细信息
并网变换器电流-内电势与端电压-电流激励-响应特性的等效机制及仿真分析	付天照, 袁小明*, 龚轩	华中科技大学电气与电子工程学院	2025,23(6):190-198	
多母线级联的海底直流供电系统阻抗建模与稳定性分析	陈浩杰, 李杨*, 帅智康, 吴向阳	湖南大学电气与信息工程学院	2025,23(1):151-159	
航天器供电系统用组合型非隔离三端口变换器	王蓓蓓[1*], 吴建超[1], 王力[1], 董晓锋[2], 吴红飞[2]	1.北京卫星制造厂有限公司 2.南京航空航天大学自动化学院	2025, 23(4): 35-44	
三电平双向全桥多谐振 DC-DC 变换器研究	张纯江, 李旭明, 刘明, 郭忠南, 阚志忠*	燕山大学电气工程学院	2025,23(1):1-10	
双向 CLLC 谐振变换器的参数设计方法研究	王弘珺[1], 郁专[2], 谢少军[1*]	1.南京航空航天大学自动化学院 2.上海 ABB 工程有限公司	2025,23(1):11-20	
光伏功率均衡器拓扑综述	赵犇[1*], 崔浩然[1], 皇甫宜耿[1], 杨永恒[2]	1.西北工业大学自动化学院 2.浙江大学电气工程学院	2025,23(2):105-114	

《电源学报》对优秀论文及其作者表示热烈祝贺！