

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2310958

基于扩充虚拟矢量的永磁同步电动机模型 预测直接转矩控制*

郑伟杰,周扬忠,钟天云,屈艾文

(福州大学福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350116)

摘要:针对传统模型预测直接转矩控制策略存在的计算效率低、电压跳变过高、稳态特性较差等问题,提出一种改进模型预测直接转矩控制策略。为提升电动机的稳态特性,基于最近三矢量原则构建36个虚拟电压矢量,并结合无差拍原理调节虚拟电压矢量中冗余矢量的作用时间;为防止逆变器输出线电压跳变过高以对电动机产生不良影响,仅选取电压跳变不超过 $U_{dc}/2$ 的电压矢量作为备选电压矢量。同时,结合模型通过无差拍原理预测出参考电压矢量,选取与参考电压矢量位于同一扇区的电压矢量作为最终备选矢量集。实验结果证明了在额定工况下改进控制策略较传统控制策略的电磁转矩、定子磁链幅值误差和电流谐波畸变率分别减少了37.42%、32.00%和44.52%,程序执行时间减少了约11.52%。

关键词: T型三电平逆变器;模型预测直接转矩控制;永磁同步电动机;稳态性能;电压跳变;计算效率

中图分类号: TM341.1 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Model predictive instantaneous torque control of permanent magnet synchronous motor based on finite voltage vector set optimization

Zheng Weijie, Zhou Yangzhong, Zhong Tianyun, Qu Aiwen

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: To address the problems of traditional model predictive direct torque control strategy, such as low computational efficiency, high voltage jump and poor steady-state characteristics, an improved model predictive direct torque control strategy is proposed. To improve the steady-state characteristics of the motor, 36 virtual voltage vectors are constructed based on the principle of the nearest three vectors. The action time of redundant vectors in the virtual voltage vector is adjusted by combining the principle of no beat. To prevent excessive voltage jump in the output line of the inverter from causing adverse effects on the motor, only voltage vectors with voltage jump not exceeding $U_{dc}/2$ are selected as alternative voltage vectors. Meanwhile, the reference voltage vector is predicted by combining the model with the deadbeat principle, and the voltage vector located in the same sector as the reference voltage vector is selected as the final candidate vector set. Compared with traditional control strategies under rated operating conditions, the experimental results show that the improved control strategy reduces the electromagnetic torque, stator flux amplitude error, and current harmonic distortion rate by 37.42%, 32.00%, and 44.52%, respectively. The program execution time is reduced by approximately 11.52%.

Keywords: T-type three-level inverter; model predictive direct torque control; permanent magnet synchronous motor; steady state performance; jump of voltage; computing efficiency

0 引 言

三电平逆变器因其能输出更多的电平数、电压谐波含量更低、电压跳变小^[1-2]等特点而成为当今电力拖动领

域的研究热点之一。本文研究的T型三电平逆变器是一种改进的三电平中点钳位型逆变器,具有开关管更少、损耗更小、功率损耗更均匀等特点^[3]。

模型预测直接转矩控制(model predictive direct torque control, MPDTC)通过将多个控制目标作为约束条

收稿日期:2023-01-05 Received Date: 2023-01-05

* 基金项目:福建省自然科学基金(重点)(2021J02023)项目资助

件加入到目标函数中,以实现多目标优化控制^[4-6]。因此,可以将T型三电平逆变器的中点平衡作为一项约束条件对其进行控制。相比两电平逆变器,MPDTC在三电平逆变器的适用性更高。稳态特性和计算效率是模型预测控制的两个关键指标,而传统的MPDTC策略对27个基本电压矢量逐一遍历寻优,将耗费大量的时间在寻优算法上^[7-8],因此目前国内外学者对降低寻优算法计算时间的研究较多。文献[9]首先对6个大矢量进行寻优,再将最优大矢量所在六边形的11个矢量进行二次寻优,将寻优次数减少为17次;文献[10]根据计算出参考电压矢量并划分区域,将寻优次数减少至10次;文献[11]根据转矩和定子磁链的给定值设计了优化矢量选择器,将寻优次数减少至4次。传统预测算法逆变器输出线电压跳变较高,会产生较大的冲击电流,不仅会导致电动机发热严重,缩短电动机寿命,还会产生电磁干扰,影响周围设备的正常使用。目前,一般通过上一时刻作用的电压矢量来筛选电压矢量以减小 dv/dt 。文献[12]将线电压跳变作为约束条件,将备选矢量集缩减至4~13次;文献[13]考虑了电压跳变因素,并通过无差拍原理预测出参考电压矢量,通过划分区域将寻优次数减少至5次。

而上述控制策略相比于传统控制策略,主要是通过提升计算效率来提高控制频率以提升稳态特性,但同时也带来了功率开关损耗的增加。目前,提升稳态性能的相关研究较少,而稳态特性是MPDTC能否取得普适性的关键因素。因此,本文提出了一种改进的模型预测直接转矩控制策略,在提升电动机稳态特性的基础上,考虑了电压跳变因素,将电压跳变减小至 $U_{dc}/2$,同时结合无差拍原理将寻优次数减小至不超过7个,提升算法计算效率,最后通过实验验证所提方法的有效性。

1 传统MPDTC策略

1.1 T型三电平逆变器离散预测数学模型

图1为T型三电平逆变器供电的永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)拓扑结构。母线电压为 U_{dc} ,滤波电容容值 $C_1=C_2=C$,每相有3种开关状态,在电容 C_1 、 C_2 电压平衡的情况下,各相桥臂可输出 $U_{dc}/2$ 、0和 $-U_{dc}/2$ 这3种电压,分别用P、O、N代表这3种电压开关状态。则逆变器共有 $3^3=27$ 种开关状态,对应27个空间电压矢量,图2为T型三电平逆变器27个空间电压矢量分布图,按照矢量幅值分类可分为大矢量、中矢量、小矢量和零矢量。其中,每个小矢量有一个冗余矢量,零矢量有两个冗余矢量,冗余矢量对电动机的作用效果相同,各矢量幅值列表如表1所示。

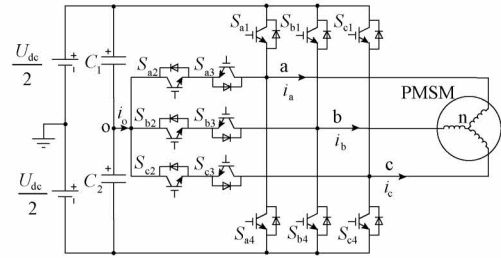


图1 T型三电平逆变器驱动PMSM拓扑结构
Fig. 1 Main circuit of T-type three-level inverter driving a PMSM

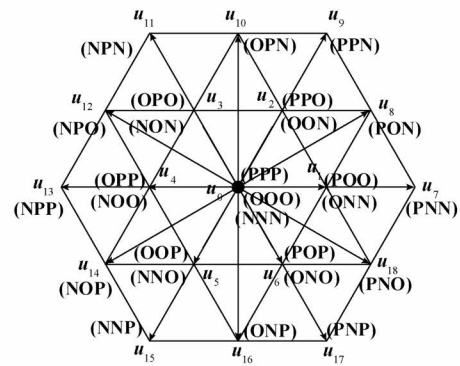


图2 T型三电平逆变器基本电压矢量
Fig. 2 T-type three-level inverter basic voltage vector

表1 T型三电平逆变器输出矢量幅值

Table 1 T-type three-level inverter output vector magnitude

矢量类型	开关状态	幅值
大矢量	<i>PNN, PPN, PNP, NNP, NPN, NPP</i>	$2U_{dc}/3$
中矢量	<i>PON, PNO, OPN, ONP, NOP, NPO</i>	$\sqrt{3}U_{dc}/3$
小矢量	<i>ONN, PPO, NON, OPP, NNO, POP, POO, OON, OPO, NOO, OOP, ONO</i>	$U_{dc}/3$
零矢量	<i>OOO, PPP, NNN</i>	0

定义T型三电平逆变器中点 o 电位 V_o 为:

$$V_o = \frac{u_{c1} - u_{c2}}{2} \quad (1)$$

其中, u_{c1} 、 u_{c2} 分别为电容 C_1 、 C_2 端电压。

由于T型三电平逆变器的直流侧电容中点 o 会接入到电路当中,引起中点 o 电位产生偏移从而导致中点电位 V_o 不为0^[14-15]。T型三电平逆变器中点电位 V_o 的预测模型为^[16]:

$$V_o^{k+1} = V_o^k + \frac{T_s}{2C} [S_a^k \ S_b^k \ S_c^k] \begin{bmatrix} i_a^k \\ i_b^k \\ i_c^k \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, i_a 、 i_b 和 i_c 为逆变器输出三相电流; S_a 、 S_b 和 S_c 为逆变器三相桥臂开关状态, 为“1”或“0”或“-1”, 分别代表 P、O、N 开关状态; x^k 和 x^{k+1} 表示 k 时刻和 $k+1$ 时刻的变量 x 值, 下文类同; T_s 为数字控制周期。

1.2 PMSM 离散预测数学模型

对 PMSM 的控制通常在转子磁场定向 dq 旋转坐标系下进行。本文以表贴式永磁同步电动机作为研究对象, 采用前向欧拉法将永磁同步电动机 dq 坐标系数学模型离散化后, 得到 PMSM 预测模型为:

$$\begin{bmatrix} i_d^{k+1} \\ i_q^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ -A_2 & A_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^k \\ i_q^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_3 & 0 \\ 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^k \\ u_q^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ A_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d^{k+1} \\ \psi_q^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{k+1} \\ i_q^{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\psi_s^{k+1} = \sqrt{(\psi_d^{k+1})^2 + (\psi_q^{k+1})^2} \quad (5)$$

$$T_e^{k+1} = \frac{3}{2} n_p i_q^{k+1} \psi_f \quad (6)$$

其中, $A_1 = 1 - \frac{R_s T_s}{L_s}$, $A_2 = T_s \omega_r^k$, $A_3 = \frac{T_s}{L_s}$, $A_4 = \frac{\psi_f T_s \omega_r^k}{L_s}$;

u_d 、 u_q 分别为定子 d 、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为定子 d 、 q 轴电流; L_s 为定子电感; ψ_d 、 ψ_q 分别为定子 d 、 q 轴磁链; ω_r 为转子磁链角速度; n_p 为电动机极对数; ψ_s 、 ψ_f 分别为定子磁链及永磁体磁链幅值; T_e 为电磁转矩; R_s 为定子电阻。

1.3 传统 MPDTC

由于实际系统存在延迟, 通过 k 时刻采样值计算得到的最优电压矢量, 在 $k+1$ 时刻才会被更新到输出, 故需进行一步补偿, 以提高系统的控制性能。具体做法是通过式(3)和(2)预测得到 $k+1$ 时刻的定子电流值和中点电位, 然后以 $k+1$ 时刻的预测值作为 MPDTC 的初值, 预测 PMSM 在 $k+1$ 周期分别作用 27 个基本电压矢量时, $k+2$ 时刻的转矩 T_e^{k+2} 、定子磁链幅值 ψ_s^{k+2} 和中点电位 V_o^{k+2} 。图 3 为驱动系统在传统 MPDTC 作用下的变量 x 预测, 将每条预测轨迹对应的转矩、定子磁链幅值和中点电位预测值代入到如下的目标函数 cost 中:

$$\text{cost} = |T_e^* - T_e^{k+2}| + \lambda_1 |\psi_s^* - \psi_s^{k+2}| + \lambda_2 |V_o^{k+2}| \quad (7)$$

式中: T_e^* 为转矩给定值; ψ_s^* 为定子磁链给定值; λ_1 和 λ_2 为定子磁链幅值和中点电位的权重系数; x^{k+2} 表示 $k+2$ 时刻的变量 x 预测值。

为确保电磁转矩和定子磁链能快速地跟随给定值, 同时保证 T 型三电平逆变器中点电位平衡, 选取使目标函数最小的预测轨迹, 并将该轨迹对应的电压矢量作为最优电压矢量作用于 PMSM。

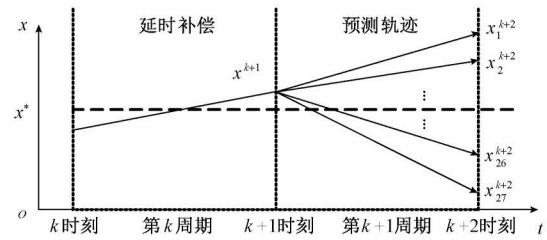


图 3 预测轨迹

Fig. 3 Predicted trajectory

2 改进模型预测直接转矩控制

传统 MPDTC 通过 27 个基本电压矢量来控制电动机, 不仅计算效率低, 而且稳态时电动机的电磁转矩和定子磁链脉动较大, 不适合一些对电动机性能要求较高的场合。同时, T 型三电平逆变器输出线电压跳变较高, 输出线电压跳变可能会达到 $2U_{dc}$ 。针对上述问题, 本文提出了一种改进的模型预测直接转矩控制策略, 在提高电动机运行性能的同时, 提升驱动系统的计算效率, 将逆变器输出线电压跳变减小至 $U_{dc}/2$ 。

2.1 虚拟电压矢量的构建

本文根据最近三矢量原则, 以邻近的 3 个基本电压矢量为基础, 构建 36 个作用效果不同的虚拟电压矢量。虚拟电压矢量的矢量图如图 4 所示。构成的虚拟电压矢量均指向以该邻近的 3 个基本电压矢量构成的等边三角形的外心, 以保证在尽可能少地增加虚拟电压矢量的前提下, 提升电动机的动态、稳态运行特性。根据矢量幅值可将构建的虚拟矢量分为虚拟小矢量 u_s 、虚拟中矢量 u_m 和虚拟大矢量 u_L 。同时为了便于合理地选择到最优电压矢量, 把图 4 平面划分为 I ~ XII 共计 12 个扇区。

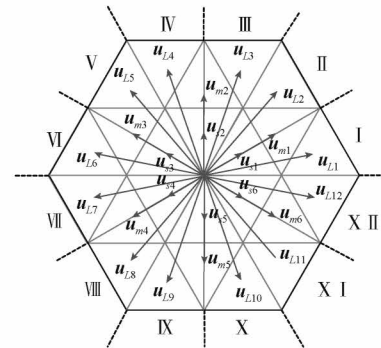


图 4 虚拟电压矢量构成示意图

Fig. 4 Diagram of virtual voltage vector

为减小输出电压谐波含量, 虚拟电压矢量采用七段式合成。考虑到逆变器输出线电压跳变不超过 $U_{dc}/2$, 零矢量将无法与中、大矢量直接切换, 而小矢量

可以与相邻的零、中和大矢量直接切换。因此,虚拟电压矢量统一以小矢量为首发矢量,可以起到过渡电压矢量的作用。以 I 和 II 扇区为例,虚拟矢量 \mathbf{u}_{s1} 、 \mathbf{u}_{m1} 、 \mathbf{u}_{L1} 、 \mathbf{u}_{L2} 的合成方式如表 2 所示,其中每个虚拟小矢量和虚拟中矢量都有一个冗余矢量,冗余矢量对中性点电位的影响不同。表 2 中,上标代表虚拟矢量的首发电压矢量,以区分冗余矢量。

表 2 第 I、II 扇区虚拟矢量
Table 2 Virtual vectors in sectors I and II

虚拟矢量类型	虚拟矢量编号	电压矢量作用顺序
虚拟小矢量	$\mathbf{u}_{s1}^{u_1}$	ONN-00N-000-POO-000-00N-ONN
	$\mathbf{u}_{s1}^{u_2}$	00N-000-POO-PPO-POO-000-00N
虚拟中矢量	$\mathbf{u}_{m1}^{u_1}$	ONN-00N-PON-POO-PON-00N-ONN
	$\mathbf{u}_{m1}^{u_2}$	00N-PON-POO-PPO-POO-PON-00N
虚拟大矢量	\mathbf{u}_{L1}	ONN-PNN-PON-POO-PON-PNN-ONN
	\mathbf{u}_{L2}	00N-PON-PPN-PPO-PPN-PON-00N

以 \mathbf{u}_{s1} 为例,结合图 4 及图 2 可见,邻近的 3 个基本电压矢量分别为 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 , 则虚拟矢量合成的表达式为:

$$\mathbf{u}_{s1}T_s = \mathbf{u}_0T_0 + \mathbf{u}_1T_1 + \mathbf{u}_2T_2 \quad (8)$$

其中, T_0 、 T_1 和 T_2 分别为 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 的作用时间,且有:

$$T_0 = T_1 = T_2 = \frac{1}{3}T_s \quad (9)$$

每个虚拟电压矢量的合成均需要一对冗余小矢量的参与,为实现 C_1 、 C_2 电容电压平衡控制目标,根据中性点电位无差拍原理调节虚拟电压矢量中冗余小矢量的作用时间。其原理为:假设在下一时刻中性点电位被调节为 0,即 $V_o^{k+2} = 0$,则通过式(2)以及当前时刻中性点电位即可预测出虚拟电压矢量中冗余小矢量的最优作用时间。以虚拟矢量 $\mathbf{u}_{s1}^{u_1}$ 和 $\mathbf{u}_{m1}^{u_1}$ 为例, $\mathbf{u}_{s1}^{u_1}$ 中参与合成的冗余小矢量为 **POO** 和 **ONN**,中矢量不参与矢量合成,则结合式(2)有:

$$V_o^{k+2} = V_o^{k+1} + \frac{T_{POO}}{2C} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^{k+1} \\ i_b^{k+1} \\ i_c^{k+1} \end{bmatrix} + \frac{T_{ONN}}{2C} \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^{k+1} \\ i_b^{k+1} \\ i_c^{k+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (10)$$

其中, T_{POO} 和 T_{ONN} 为矢量 **POO** 和 **ONN** 的作用时间,且有 $T_{POO} + T_{ONN} = T_s/3$ 。通过式(10)可求得冗余矢量 **POO** 和 **ONN** 的最优作用时间。 $\mathbf{u}_{m1}^{u_1}$ 中参与合成的冗余小矢量同样为 **POO** 和 **ONN**,且中矢量 **PON** 也参与到矢

量合成中,则结合式(2)有:

$$V_o^{k+2} = V_o^{k+1} + \frac{T_{POO}}{2C} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^{k+1} \\ i_b^{k+1} \\ i_c^{k+1} \end{bmatrix} + \frac{T_{ONN}}{2C} \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^{k+1} \\ i_b^{k+1} \\ i_c^{k+1} \end{bmatrix} + \frac{T_{PON}}{2C} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^{k+1} \\ i_b^{k+1} \\ i_c^{k+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (11)$$

其中, T_{PON} 为矢量 **PON** 的作用时间,且有 $T_{PON} = \frac{1}{3}T_s$ 。若中性点电位偏移过大时,导致 $T_{ONN} \leq 0$ 时,为了不改变虚拟电压矢量的首发电压矢量,将首发电压矢量的作用时间约束在 $T_s/6 \sim T_s/3$ 内。

在增加了虚拟电压矢量后,电压矢量个数从 27 个增加到 63 个。若将 63 个电压矢量依次代入到预测计算模型计算,将给数字处理器带来极大的负担,因此有必要对参与预测的电压矢量集进行优化。

2.2 优化备选电压矢量集

1) 基于减小线电压幅值跳变的矢量集优化

过高的线电压跳变会产生冲击电流,导致电动机发热,严重时可能会损坏电动机,故需在备选矢量时考虑这一因素。当增加了逆变器线电压跳变约束条件后,无法将所有电压矢量送入预测计算模型中进行寻优,需要通过检测上一时刻作用的电压矢量来筛选电压矢量。因此可以把该约束条件作为备选电压矢量集的初步优化。由于虚拟电压矢量的首发矢量为小矢量,所以虚拟电压矢量作用之后的备选电压矢量集与其首发矢量相同。图 5 为上一时刻作用零矢量 \mathbf{u}_0 、小矢量 \mathbf{u}_1 、中矢量 \mathbf{u}_8 、大矢量 \mathbf{u}_7 时,下一时刻的备选电压矢量集。从图 5 中可以看出,在对备选电压矢量集进行初步优化后,备选电压矢量集元素有了初步降低。

2) 转矩、磁链无差拍预测优化矢量集

根据转矩和磁链无差拍控制思想,可以通过当前时刻转矩和磁链误差预测出下一时刻所需施加的参考电压矢量 \mathbf{u}_s^* 。根据预测的 \mathbf{u}_s^* 对备选电压矢量集进行二次优化。

由于驱动系统的数字控制周期远小于电动机的机械时间常数,因此在一个控制周期内可以将转速 ω 当作恒定,则可以在 $\alpha\beta$ 坐标系下画出各磁链位置关系图,如图 6 所示。

将电动机转矩方程式(6)进一步展开为:

$$T_e^{k+1} = \frac{3n_p |\psi_f| |\psi_s^{k+1}| \sin(\delta^{k+1})}{2L_s} \quad (12)$$

其中, δ 为转矩角。假设下一时刻的电磁转矩和定子磁链矢量均达到给定值,则定子参考磁链矢量 ψ_s^* 与

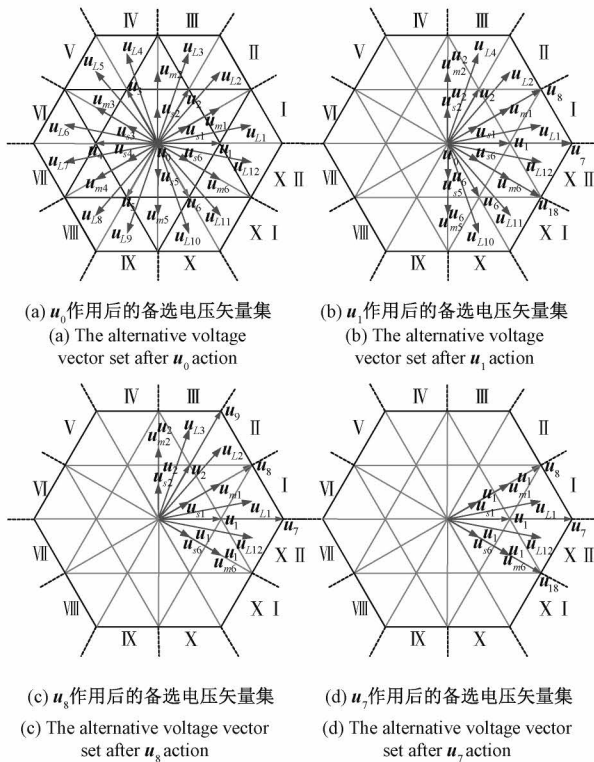


图5 备选电压矢量集

Fig. 5 Alternative voltage vector set

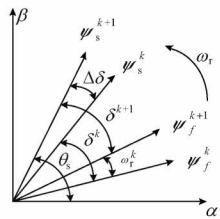


图6 磁链位置关系图

Fig. 6 Flux position diagram

实际定子磁链矢量 ψ_s^k 之间的角度差为:

$$\Delta\delta^{k+1} = \delta^{k+1} - \delta^k + \omega_r T_s = \arcsin\left(\frac{2T_e^* L_s}{3n_p |\psi_f| |\psi_s^*|}\right) - \arcsin\left(\frac{2T_e^* L_s}{3n_p |\psi_f| |\psi_s^k|}\right) + \omega_r T_s \quad (13)$$

在 $\alpha\beta$ 坐标系下的磁链误差可表示为:

$$\begin{cases} \Delta\psi_\alpha^k = \left| \frac{\psi_s^*}{\psi_s^k} \right| (\psi_{s\alpha}^k \cos\Delta\delta^{k+1} - \psi_{s\beta}^k \sin\Delta\delta^{k+1}) - \psi_{s\alpha}^k \\ \Delta\psi_\beta^k = \left| \frac{\psi_s^*}{\psi_s^k} \right| (\psi_{s\beta}^k \cos\Delta\delta^{k+1} + \psi_{s\alpha}^k \sin\Delta\delta^{k+1}) - \psi_{s\beta}^k \end{cases} \quad (14)$$

故 u_s^* 在 $\alpha\beta$ 上的分量为:

$$\begin{cases} u_\alpha^k = \frac{\Delta\psi_\alpha^k}{T_s} + i_\alpha^k R_s \\ u_\beta^k = \frac{\Delta\psi_\beta^k}{T_s} + i_\beta^k R_s \end{cases} \quad (15)$$

其中, i_α, i_β 为定子电流在 $\alpha\beta$ 上的分量。

根据 u_s^* 的位置角信息确定 u_s^* 所在的扇区, 选取原备选电压矢量集中位于该扇区的电压矢量作为 MPDTC 算法的控制集输入。以 u_s^* 位于第 I 扇区为例, 当上一时刻作用的电压矢量为零矢量 u_0 时, 结合图 5(a) 可知备选电压矢量集元素为 $u_0, u_1, u_{s1}, u_{m1}, u_{L1}$ 。然而由图 5 可知, 当上一时刻作用小、中和大矢量以及虚拟电压矢量时, 存在部分扇区中备选矢量过少甚至没有的情况。为防止上述情况发生, 规定当 u_s^* 所在扇区内可预选矢量过少 (备选矢量不多于两个) 时, 采用与该扇区最相近含有足够数量备选矢量 (备选矢量不少于 3 个) 的扇区中的备选矢量作为 MPDTC 算法的控制集输入。例如当上一时刻作用电压矢量为大矢量 u_7 时, 若 u_s^* 所在扇区为第 6 扇区, 而该扇区内无可备用备选矢量, 故选用第 2 扇区的矢量作为备选电压矢量集送入到 MPDTC 算法中, 即 $u_{s1}^{u_1}, u_{m1}^{u_1}, u_8$ 。根据上述规则, 表 3 列出了当 u_s^* 位于第 1 扇区时的

表3 u_s^* 位于第一扇区时预测开关表Table 3 Prediction switch table when u_s^* in sector 1

上一时刻作用电压矢量	备选电压矢量集
u_0	$u_0, u_{s1}, u_1, u_{m1}, u_{L1}$
$u_1, u_{s1}^{u_1}, u_{m1}^{u_1}, u_{L1}^{u_1}, u_{s6}^{u_1}, u_{m6}^{u_1}, u_{L12}$	$u_0, u_1, u_{s1}, u_{m1}, u_{L1}, u_7, u_8$
$u_2, u_{s2}^{u_2}, u_{m1}^{u_2}, u_{L2}^{u_2}, u_{s6}^{u_2}, u_{m2}^{u_2}, u_{L3}$	$u_0, u_{s1}, u_{m1}, u_{L1}, u_8$
$u_3, u_{s3}^{u_3}, u_{m2}^{u_3}, u_{L4}^{u_3}, u_{s6}^{u_3}, u_{m3}^{u_3}, u_{L5}$	$u_0, u_{s2}^{u_2}, u_{m2}^{u_2}$
$u_4, u_{s4}^{u_4}, u_{m3}^{u_4}, u_{L6}^{u_4}, u_{s6}^{u_4}, u_{m4}^{u_4}, u_{L7}$	$u_0, u_{s2}^{u_2}, u_{m2}^{u_2}$
$u_5, u_{s5}^{u_5}, u_{m4}^{u_5}, u_{L8}^{u_5}, u_{s6}^{u_5}, u_{m5}^{u_5}, u_{L8}$	$u_0, u_{s6}^{u_6}, u_{m6}^{u_6}$
$u_6, u_{s6}^{u_6}, u_{m5}^{u_6}, u_{L10}^{u_6}, u_{s6}^{u_6}, u_{m6}^{u_6}, u_{L11}$	$u_0, u_1, u_{s1}^{u_1}, u_{m1}^{u_1}, u_{L1}$
u_7	$u_1, u_{s1}^{u_1}, u_{m1}^{u_1}, u_{L1}, u_7, u_8$
u_8	$u_1, u_{s1}, u_{m1}, u_{L1}, u_7, u_8$
u_9	$u_{s1}^{u_2}, u_{m1}^{u_2}, u_8$
u_{10}	$u_2, u_{s1}^{u_2}, u_{m1}^{u_2}, u_{L2}, u_9$
u_{11}	$u_{s2}^{u_3}, u_{m2}^{u_3}, u_{10}$
u_{12}	$u_3, u_{s2}^{u_3}, u_{m2}^{u_3}, u_{L4}, u_{11}$
u_{13}	$u_{s3}^{u_4}, u_{m3}^{u_4}, u_{L2}$
u_{14}	$u_5, u_{s5}, u_{m5}, u_{L9}, u_{15}$
u_{15}	$u_{s5}^{u_5}, u_{m5}^{u_5}, u_{16}$
u_{16}	$u_6, u_{s6}^{u_6}, u_{m6}^{u_6}, u_{L11}, u_{17}$
u_{17}	$u_{s6}^{u_6}, u_{m6}^{u_6}, u_{18}$
u_{18}	$u_1, u_{s1}^{u_1}, u_{m1}^{u_1}, u_{L1}, u_7$

预测开关表,由于冗余矢量对电动机的作用效果相同,仅对中性点电位控制效果不同,为再次减小寻优次数,提高系统计算效率,可只选择对中性点电位平衡控制更有利的电压矢量送入到寻优中。因此,寻优次数从 31 次再次降低为 3 或 5 或 6 或 7 次,相比于传统算法的 27 次,寻优次数大大减少。

2.3 改进的模型预测直接转矩控制策略

为了同时兼顾算法对系统的控制精度和计算效率,改进的控制策略构建了 36 个虚拟电压矢量,通过式(10)~(11)无差拍中性点电位调节,增强了控制策略对系统的调控能力。进一步地,根据式(12)~(16)将无差拍原理应用于电动机离散数学模型中,预测出电动机给定电压矢量,将备选电压矢量的个数优化至 3 或 5 或 6 或 7 个,降低了算法对处理器计算资源的占用率,使得算法更具有普适性。

3 实验分析

为了验证本文所提控制策略的可行性与有效性,搭建了三相 T 型逆变器 PMSM 驱动实验平台,包括核心板、辅助电源、采样电路、直流电压源、主电路、电动机以及负载等,实验平台如图 7 所示。本文中所使用的电动机参数如表 4 所示。实验中,以 TI 公司的 TMS320F28377 芯片为核心板,系统控制周期设置为 50 μs ,直流母线电压

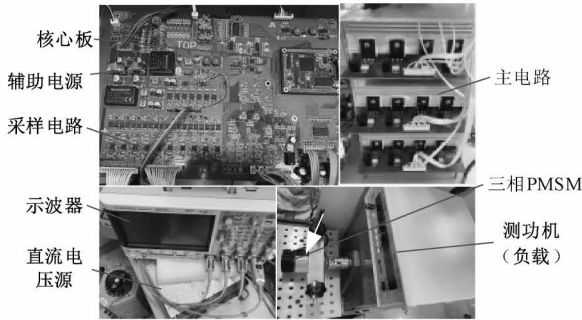


图 7 实验样机实物图

Fig. 7 Photo of experimental prototype

表 4 PMSM 参数

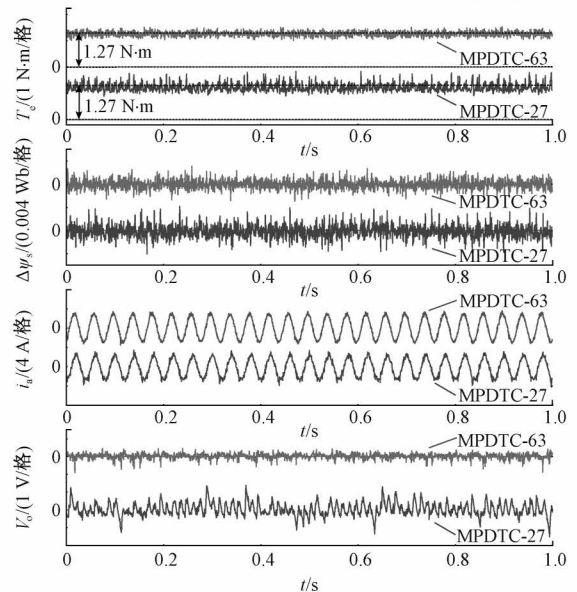
Table 4 Parameters of PMSM

参数	数值
极对数 n_p	5
额定转速 $n_N / (\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000
额定转矩 $T_N / (\text{N} \cdot \text{m})$	1.270
定子电阻 $R_s / (\Omega)$	1.750
直轴主电感 L_d / mH	1.600
交轴主电感 L_q / mH	1.600
永磁体磁链 ψ_f / Wb	0.045

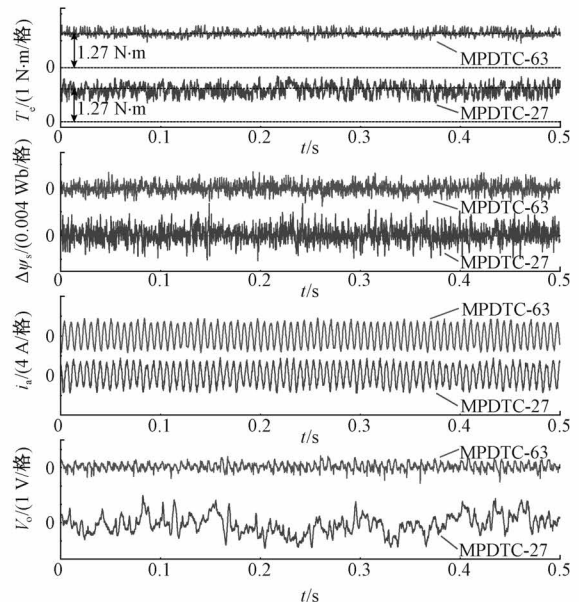
为 220 V,在软件 CCS 上采用 C 语言编程,对 PMSM 驱动系统进行控制。

3.1 稳态实验

为方便表述,将传统算法和本文所提算法分别以 27-MPDTC 和 63-MPDTC 表示。分别采用 27-MPDTC 和 63-MPDTC,在三相 PMSM 给定负载 1.27 N·m 情况下,做低速(300 r/min)、中高速(1 800 r/min)和高速(3 000 r/min)的稳态对比实验,实验结果如图 8 所示。从图中可以看出:63-MPDTC 算法的各项指标均优于 27-MPDTC 算法,两种算法的转矩、磁链幅值、中性点电位均得到了有效控制,两种算法的转矩、磁链幅值脉动和 A 相相电流总谐波畸变率如表 5 所示。对比 27-MPDTC 算法,在 3 种



(a) 300 r/min 稳态实验
(a) Steady-state experiment at 300 r/min



(b) 1 800 r/min 稳态实验
(b) Steady-state experiment at 1 800 r/min

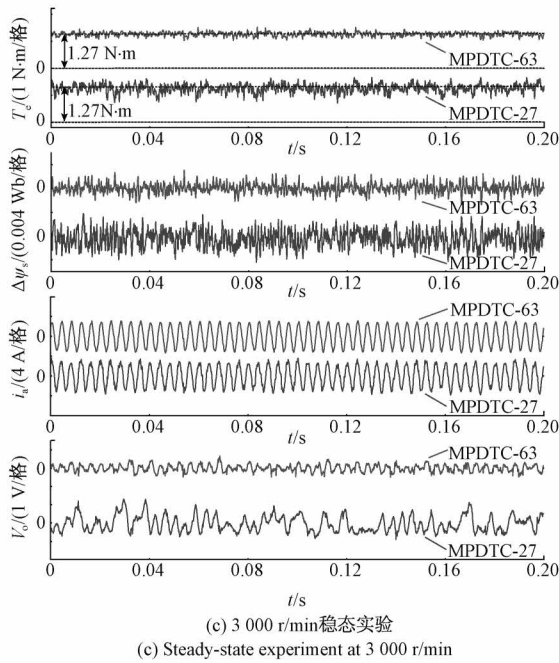


图8 两种MPDTC稳态实验
Fig. 8 Two MPDTC steady-state experiments

表5 两种MPDTC各项控制目标
Table 5 Two MPDTC control targets

指标		$\Delta T_e / (\text{N}\cdot\text{m})$	$\Delta\psi_s / \text{Wb}$	$i_a \text{ THD} / \%$
300 r/min	27-MPDTC	0.372	0.002 7	16.85
	63-MPDTC	0.249	0.001 9	9.36
1 800 r/min	27-MPDTC	0.413	0.002 6	18.28
	63-MPDTC	0.265	0.0018	11.49
3 000 r/min	27-MPDTC	0.302	0.002 5	17.25
	63-MPDTC	0.189	0.001 7	9.57

不同转速下采用63-MPDTC算法时,转矩脉动分别降低了33.06%、35.84%和37.42%;磁链脉动分别降低了29.63%、30.77%和32.00%;A相电流总谐波畸变率分别降低了44.45%、37.14%和44.52%。

控制策略的执行时间是MPDTC的重要指标,图9为两种MPDTC的程序执行时间。27-MPDTC的程序执行时间为38.2 μs,而63-MPDTC比27-MPDTC新增了“无差拍预测”以及“优化备选电压矢量集”这两个部分,程序总用时为33.8 μs。由于将备选电压矢量从27个减少至3或5或6或7个,“预测算法”执行时间大大减少,使得63-MPDTC的总用时减小了11.52%,计算效率更高。

3.2 动态实验

分别采用27-MPDTC算法和63-MPDTC算法,在电动机额定转速下做负载阶跃动态实验,实验结果如图10所示。从图中可以看出,突加负载时两种策略下,PMSM

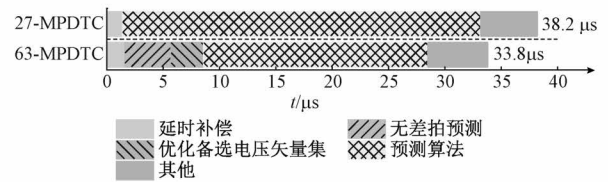
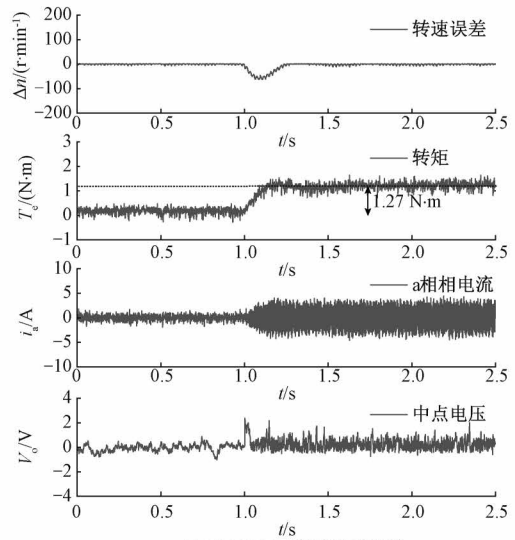
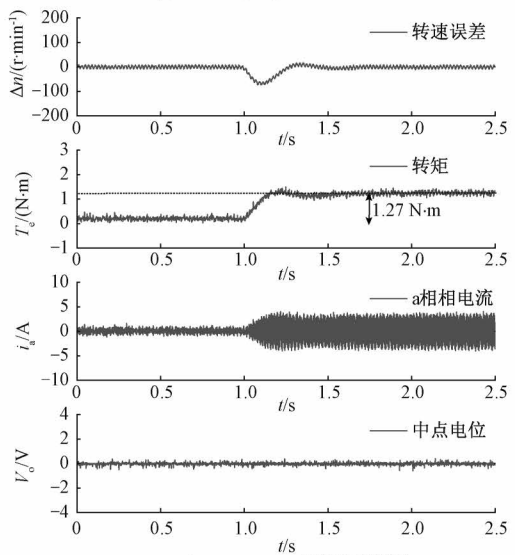


图9 程序执行时间
Fig. 9 Program execution time

在一定的转速降落后均能快速跟踪上突变的负载,都具有良好的动态响应。同时,突加负载时,采用27-MPDTC的中点电位出现了短暂跳变,而采用63-MPDTC突增负载时,对中性点电位近乎无影响,对中性电位的控制更好。



(a) 27-MPDTC负载阶跃实验
(a) Load step experiment of 27-MPDTC



(b) 63-MPDTC负载阶跃实验
(b) Load step experiment of 63-MPDTC

图10 两种MPDTC负载阶跃动态实验
Fig. 10 Two MPDTC load step dynamic experiments

3.3 线电压稳态实验

图11为PMSM分别采用两种MPDTC策略下,带额定负载、额定转速下的线电压 u_{ab} 稳态实验波形。采用27-MPDTC和63-MPDTC的线电压 u_{ab} 总谐波畸变率分别为86.75%和58.05%,采用63-MPDTC策略下线电压总畸变率减小33.08%。实验说明本文所提MPDTC的输出电压谐波更低,对电动机的控制效果更好。为更直观地看出电压跳变情况,图12给出了两种MPDTC策略下的线电压变化量 Δu_{ab} 。从图中可以看出,采用27-MPDTC策略时,线电压频繁在 $\pm U_{dc}$ 跳变, dv/dt 较高。而采用63-MPDTC策略时,线电压幅值跳变基本限制在了 $U_{dc}/2$,电压跳变得到了有效的限制。由于系统设置了死区,在死区时间开关状态无法调节,因此部分时刻存在 $\pm U_{dc}$ 现象。

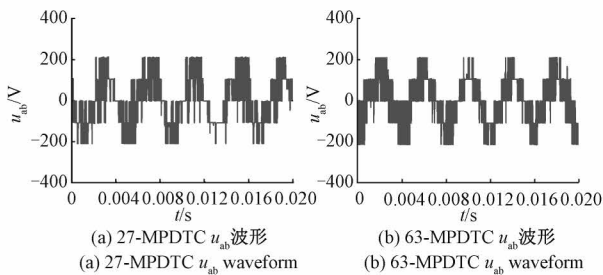


图11 两种MPDTC线电压稳态实验

Fig. 11 Two MPDTC line voltage steady-state experiments

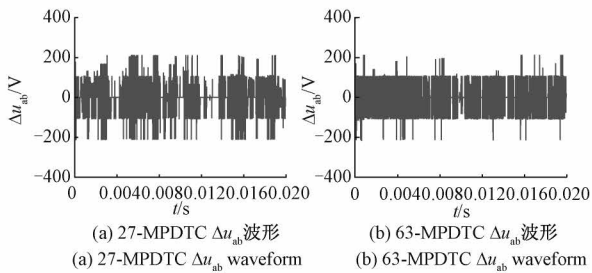


图12 两种MPDTC线电压变化量

Fig. 12 Two MPDTC line voltage changes

4 结 论

本文针对传统算法稳态特性较差、电压跳变过高等问题,提出了改进的模型预测直接转矩控制策略。实验结果表明,与27-MPDTC算法相比,63-MPDTC有如下特点:1)在不同转速下,PMSM的电磁转矩及定子磁链幅值脉动均明显减小,相电流的THD降低,电动机的稳态特性得到了明显改善。T型三电平逆变器的中点电位控制效果更好,波动更小。2)计算效率更高,将备选电压矢量从27个减少至3或5或6或7个,系统总用时减少了

11.52%,减轻了数字处理器的负担。3)在额定工况下,63-MPDTC输出的电压谐波更小,相比27-MPDTC,电压谐波降低33.08%,输出的电能质量更好。同时将电压跳变限制在了 $U_{dc}/2$,有利于电动机的长久持续安全运行。

参考文献

- [1] 徐质闲,王政,王学庆,等. T型三电平三相永磁同步电机驱动零共模电压模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(13): 4301-4310.
XU ZH X, WANG ZH, WANG X Q, et al. Zero-common-mode voltage model predictive control for T-type three-level two-three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4301-4310.
- [2] LEE H, WOO T, KIM S, et al. Improved neutral-point voltage balancing control with time delay compensation and antiwindup loop for a three-level NPC inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 4970-4980.
- [3] BAYHAN S, KOMURCUGIL H. Sliding-mode control strategy for three-phase three-level T-type rectifiers with DC capacitor voltage balancing[J]. IEEE Access, 2020, 8: 64555-64564.
- [4] 李琰琰,晋玉祥,郭磊磊,等. 电压源逆变器混合多矢量预测共模电压抑制方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(9): 237-245.
LI Y Y, JIN Y X, GUO L L, et al. Common-mode voltage suppression method for hybrid multi-vector prediction of voltage source inverter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(9): 237-245.
- [5] 高俊,张河山,彭志远,等. 基于状态转移约束的永磁同步电机模型预测控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 23(8): 86-92.
GAO J, ZHANG H SH, PENG ZH Y, et al. Model predictive control strategy of permanent magnet synchronous motor based on state transition constraint[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 23(8): 86-92.
- [6] 张伟,郁晨曦,滕延斌,等. 基于模型预测控制的UUV路径跟踪控制研究[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(11): 2659-2666.
ZHANG W, YU CH X, TENG Y B, et al. Research on UUV path following control based on model predictive control[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(11): 2659-2666.
- [7] 缪仲翠,李海源,何阳阳,等. 基于精细分区的的永磁同步电机三电平模型预测磁链控制[J]. 测试科学与

- 仪器(英文版),2022, 13(4): 439-450.
- MIAO ZH C, LI H Y, HE Y Y, et al. Three-level model for predicting flux linkage control of permanent magnet synchronous motors based on fine partition[J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2022, 13(4): 439-450.
- [8] 周汉斌,杨建,陈晓娇,等.考虑死区电压矢量的三电平逆变器模型预测控制[J].电工技术学报,2022, 37(20): 5290-5301.
- ZHOU H B, YANG J, CHEN X J, et al. Three-level converter model predictive control considering dead-time voltage vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2022,37(20):5290-5301.
- [9] OSMAN I, XIAO D, RAHMAN M F, et al. An optimal reduced-control-set model predictive flux control for 3L-NPC fed induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, DOI: 10.1109/TEC. 2021. 3065373.
- [10] WANG F, LIN G, HE Y. Passivity-based model predictive control of three-level inverter-fed induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020. DOI:10.1109/TPEL. 2020. 3008915.
- [11] 林宏民,吴晓新,乐胜康,等.基于三电平优化矢量的异步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2018,22(8):65-74.
- LIN H M, WU X X, LE SH K, et al. Induction motor model prediction of direct torque control based on three-level optimization vector [J]. Electric Machines and Control,2018,22(8):65-74.
- [12] ZHANG Y CH, BAI Y N, YANG H T, et al. Low switching frequency model predictive control of three-level inverter-fed IM drives with speed-sensorless and field-weakening operations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4262-4272.
- [13] TENG Q, XU R, HAN X. Integral sliding mode-based model predictive current control with low computational amount for three-level Neutral-Point-Clamped Inverter-Fed PMSM drive system [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, DOI: 10.1109/TEC. 2020, 3015984. 1-1.
- [14] 董志强,王琛琛,周明磊,等.基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J/OL].电工技术学报:1-10[2023-06-05].
- DONG ZH Q, WANG CH CH, ZHOU M L, et al. Active balance control strategy of midpoint potential in three-level three-phase Inverters based on SHEPWM[J/OL]. Journal of China Electrotechnical Society :1-10[2023-06-05].
- [15] MAHMUD M H, WU Y, ALHOSAINI W, et al. An enhanced direct torque control for a three-level T-type inverter [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, DOI: 10.1109/TTE. 2021. 3060384.
- [16] 汪凤翔,柯哲涵,柯栋梁,等.基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J/OL].中国电机工程学报:1-14[2022-12-08].
- WANG F X, KE ZH H, KE D L, et al. Model-free predictive current control of permanent magnet synchronous motor with three-level inverter based on strong tracking extended kalman observer [J/OL]. Proceedings of the CSEE :1-14[2022-12-08].

作者简介



郑伟杰,2019年于福州大学获得学士学位,现为福州大学硕士研究生,主要研究方向为现代调速系统。

E-mail: 511976866@qq.com

Zheng Weijie received his B. Sc. degree from Fuzhou University in 2019. He is currently a master student at Fuzhou University. His main research direction is modern speed control system.



周扬忠(通信作者),分别在1996年和2007年于南京航空航天大学获得学士学位和博士学位,现为福州大学教授,主要研究方向为现代调速系统、新能源发电系统。

E-mail: zhty_75313@sina.com

Zhou Yangzhong (Corresponding author) received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1996 and 2007, respectively. He is currently a professor at Fuzhou University. His main research interests include modern motor drive systems and renewable energy technologies.