DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.286 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

基于改进死区补偿方法的永磁同步电机无差拍预测电流控制

陈跃峰[1]，李佳耀[2](中国电源学会学生会员)
(1.国能朔黄铁路发展有限责任公司，沧州 062350；2.西南交通大学电气工程学院，成都 610031)

摘要：无差拍预测电流控制 DPCC (deadbeat predictive current control)具有动态响应快速的优点，近年来受到国内外学者们的广泛关注，相关研究已取得了大量成果。为了提高 DPCC 低速稳态性能，以永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)为对象，提出了一种改进的死区补偿方法。首先，分析死区时间及逆变器非线性特性导致的电压误差；然后，利用 *dq* 轴电流指令值替代滤波后的电流值，考虑无差拍预测电流控制中存在的一拍延迟，进行了三相电流重构；最后，分析电流极性对电压误差计算的影响，利用改进的正弦型函数替代传统的开关函数并计算补偿电压。对 3 种 DPCC 方法进行了实验对比研究，分别为无死区补偿、传统死区补偿及所提改进的死区补偿算法。结果表明：所提算法可以有效消除电流在过零点处的畸变，进一步降低了电流谐波。

关键词：永磁同步电机；无差拍预测电流控制；死区补偿

Deadbeat Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Dead-time Compensation Method

CHEN Yuefeng[1], LI Jiayao[2], *Student Member*, *CPSS*
(1. Guoneng Shuohuang Railway Development Co., Ltd., Cangzhou 062350, China; 2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Deadbeat predictive current control (DPCC) has attracted wide attention of scholars in recent years owing to its advantage of fast dynamic response, and a lot of research results have been achieved. To improve the low-speed steady-state performance of DPCC for permanent magnet synchronous motors (PMSM), a modified dead-time compensation method is proposed. First, the voltage error caused by the dead-time and the nonlinearity of an inverter is analyzed. Second, the *d*- and *q*-axis reference currents are utilized to replace the filtered currents, and three-phase current reconstruction is carried out considering the one-step delay in DPCC. Finally, the influence of current polarity on voltage error calculation is analyzed, and a modified sine function is adopted instead of the conventional switching function to calculate the compensation voltage. Three DPCC methods were compared experimentally, i.e., no dead-time compensation, conventional dead-time compensation and the proposed dead-time compensation algorithm. Results show that the proposed algorithm can effectively eliminate the current distortion at the zero-crossing point and further reduce the current harmonics.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor(PMSM); deadbeat predictive current control (DPCC); dead-time compensation

收稿日期：2024-10-21；**修回日期**：2024-12-12；**录用日期**：2024-12-30；**网络首发日期**：2025-01-21
基金项目：国能朔黄铁路发展有限责任公司科技开发资助项目(SHTL-22-04)
This work is supported by Technology Development Project of Guoneng Shuohuang Railway Development Co., Ltd. under the grant SHTL-22-04

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)具有体积小、效率高、功率密度高等优点，是牵引传动系统的重要组成部分，已广泛应

用于各类工业领域中，如轨道交通、电动汽车和电动飞机等。在过去几十年，磁场定向控制是电机驱动系统中较为流行的控制策略，然而磁场定向控制中比例积分 PI(proportional integral)调节器的参数整定工作较为烦琐[1]。近年来，随着高性能微处理器的发展，数字控制器的计算速度得到了巨大提升，模型预测控制不再制约于运算量并取得了迅速发展。模型预测控制具有结构简单、无需内环 PI 调节器、动态响应迅速等优点[2-3]。根据逆变器输出电压是否具有连续性，模型预测控制算法可以分为有限集模型预测控制和连续集模型预测控制 2 类。根据构建候选电压矢量的基本矢量个数的不同，有限集模型预测控制又分为单矢量、占空比、双矢量、三矢量预测控制[4-7]。在连续集模型预测控制中，可利用无差拍预测电流控制 DPCC (deadbeat predictive current control)直接计算电压参考值，结合空间矢量脉冲宽度调制 SVPWM (space vector pulse width modulation)产生脉冲信号。因此，连续集模型预测控制一般也称作 DPCC。

在各类模型预测控制算法中，DPCC 以其良好的稳态和动态性能，在学术界受到了广泛关注[8-9]。然而，在实际应用场合中，为了防止逆变器同一桥臂的功率器件产生直通，需要在上、下桥臂的脉冲信号之间加入一定的死区时间[10-11]。此外，功率器件的开通关断延时和导通管压降会使逆变器表现出非线性特性。在死区时间和逆变器非线性特性的影响下，实际的输出电压与理想电压存在误差，进一步导致输出电流波形畸变[12-14]。因此，补偿死区效应带来的影响对于提高 DPCC 算法的稳态性能具有重要意义。

针对逆变器死区补偿问题，学者们开展了大量研究，并提出了一系列补偿方法，基本可以分为平均电压误差补偿法[15-18]和等效脉冲补偿法[19-23]。平均电压误差补偿法通过计算死区造成的电压误差进行补偿，可有效抑制死区效应引起的电流畸变；等效脉冲补偿法是将误差补偿电压等效为开关脉冲时间，直接对输出脉冲占空比进行修正，以实现死区时间补偿。这 2 种方法均有很好的补偿效果，但仍存在 2 个问题：①传统死区补偿方法中需要利用低通滤波器对电流信号进行处理，增加了控制算法复杂度；②低速轻载工况下，电流较小且信号存在干扰，易发生电流极性误判。此外，这 2 种方法未深入考虑在开关周期内电流极性发生变化的情况，可能会导致误补偿并使输出电流在过零点发生畸变。

本文针对 PMSM 驱动系统，以提高电机在低速轻载工况下的稳态性能为目标，提出了一种基于改进死区补偿方法的 DPCC。首先，直接利用 dq 轴电流指令值代替滤波后的电流值，省去了不必要的低通滤波器；然后，考虑 DPCC 中存在的一拍延迟，并进行三相电流重构；接着，分析电流极性对电压误差计算的影响，利用改进的正弦型函数替代传统的开关函数并计算补偿电压；最后，对 3 种 DPCC 方法进行了实验对比研究，分别为无死区补偿、传统死区补偿及所提改进的死区补偿算法。实验结果表明，所提改进的死区补偿算法在不使用低通滤波器的前提下，可以有效减小电流在过零点处的畸变，进一步降低了电流谐波。

1　PMSM 数学模型及 DPCC 原理

1.1　PMSM 数学模型

本文以三相两电平逆变器及 PMSM 为研究对象，其拓扑如图 1 所示。其中 PMSM 的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} + Ri_d - L_q\omega_\mathrm{e} i_q \\ u_q = L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + Ri_q + L_d\omega_\mathrm{e} i_d + \omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f} \end{cases} \tag{1}$$

$$T_\mathrm{e} = \frac{3}{2} n_\mathrm{p} i_q [\psi_\mathrm{f} + (L_d - L_q) i_d] \tag{2}$$

式中：u_d 和 u_q、i_d 和 i_q、L_d 和 L_q 分别为 d、q 轴的定子电压、电流、电感；R 为定子电阻；ω_e 为转子电角速度；ψ_f 为永磁体磁链；T_e 为电磁转矩；n_p 为磁极对数。

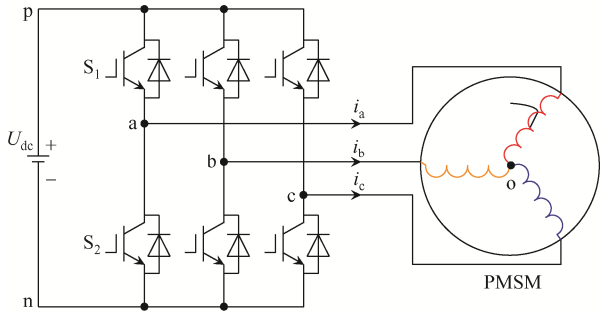


图 1 三相逆变器及 PMSM 拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase inverter and PMSM

1.2 DPCC 原理

利用前向欧拉法对式(1)进行离散，可得 k+1 时刻的电流预测值为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + \dfrac{T_s}{L_d}(u_d^k - Ri_d^k + \omega_e L_q i_q^k) \\ i_q^{k+1} = i_q^k + \dfrac{T_s}{L_q}(u_q^k - Ri_q^k - \omega_e L_d i_d^k - \omega_e \psi_f) \end{cases} \tag{3}$$

式中，T_s 为控制周期。在实际数字控制系统中，由于控制芯片自身存在脉冲更新机制，因此在当前控制周期内计算的脉冲占空比在下一个控制周期开始时(即 k+1 时刻)才更新，因此存在一拍延迟。为了补偿这一拍延迟误差，文献[21]中首先利用式(3)计算 k+1 时刻的电流预测值，进一步计算 k+2 时刻的电流预测值，计算公式为

$$\begin{cases} i_d^{k+2} = i_d^{k+1} + \dfrac{T_s}{L_d}(u_d^{k+1} - Ri_d^{k+1} + \omega_e L_q i_q^{k+1}) \\ i_q^{k+2} = i_q^{k+1} + \dfrac{T_s}{L_q}(u_q^{k+1} - Ri_q^{k+1} - \omega_e L_d i_d^{k+1} - \omega_e \psi_f) \end{cases} \tag{4}$$

令 k+2 时刻的电流预测值等于参考值，可计算出 dq 轴参考电压为

$$\begin{cases} u_d^{k+1} = \dfrac{L_d}{T_s}(i_d^* - i_d^{k+1}) + Ri_d^{k+1} - \omega_e L_q i_q^{k+1} \\ u_q^{k+1} = \dfrac{L_q}{T_s}(i_q^* - i_q^{k+1}) + Ri_q^{k+1} + \omega_e L_d i_d^{k+1} + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{5}$$

式中，i_d^*、i_q^* 分别为 d、q 轴的电流参考值。

dq 轴参考电压经过坐标变换可得到 $\alpha\beta$ 轴参考电压 u_α^{k+1} 和 u_β^{k+1}，利用 SVPWM 可实现逆变器和电机的正常驱动，完整 PMSM 的 DPCC 原理如图 2 所示。

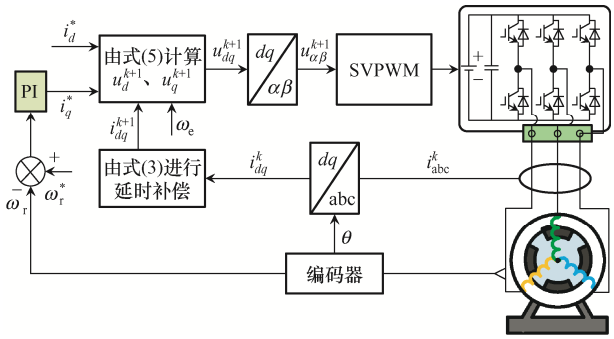


图 2 PMSM 的 DPCC 原理框图

Fig. 2 Control block diagram of DPCC for PMSM

2 死区效应影响分析

在 SVPWM 算法中，逆变器上桥臂和下桥臂功率器件(如图 1 中的 S_1 和 S_2)的脉冲信号互补，然而为了避免上、下桥臂功率器件发生短路，必须在两者的脉冲信号之间插入一定的死区时间，在死区时间内，逆变器上、下桥臂的功率器件均保持关断。由于死区的存在，各脉冲信号的占空比发生了变化，此外功率器件的导通和关断过程需要一定的时间，并且当功率器件和反并联二极管处于导通状态时存在压降。这些因素共同导致逆变器输出电压存在误差，此现象称为死区效应。接下来，以 a 相为例对死区效应进行分析，定义电压误差为

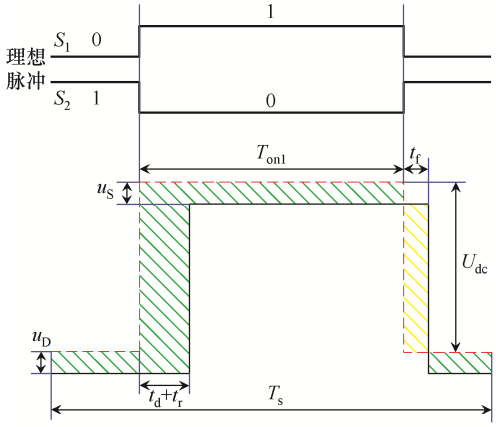
$$\Delta u = u_{\text{ideal}} - u_{\text{actual}} \tag{6}$$

式中：u_{ideal} 为 a 相端电压 u_{an} 的理想输出电压；u_{actual} 为 u_{an} 的实际输出电压。

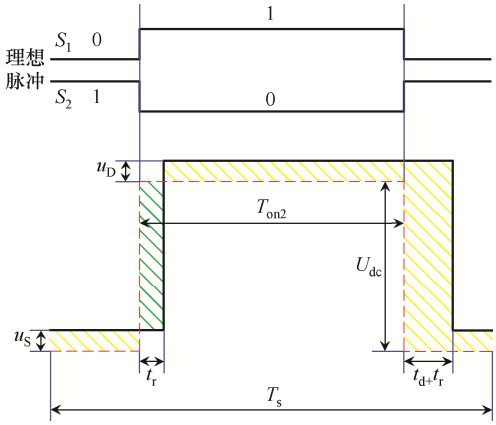
考虑死区时间、开关延迟和导通压降，相电流 i_a 为正、负时的理想电压和实际电压如图 3 所示。其中，虚线表示理想输出电压，实线表示实际输出电压；阴影区域表示电压误差，深色阴影表示电压误差为正，浅色阴影表示电压误差为负。图中：U_{dc} 为直流电压；u_S 为功率器件导通压降；u_D 为反并联二极管导通压降；t_d、t_r、t_f 分别为死区时间、功率器件开通延迟时间及关断延迟时间；T_{on1}、T_{on2} 分别

为在 a 相电流大于 0 和小于 0 时功率器件 S_1 的导通时间。由图 3(a)可得，相电流为正时的电压误差为

$$\Delta u_1 = \frac{(U_{dc}-u_S+u_D)(t_d+t_r-t_f)+u_S T_{on1}+u_D(T_s-T_{on1})}{T_s} \tag{7}$$



(a) $i_a>0$



(b) $i_a<0$

图 3　理想输出电压和考虑死区效应影响的实际输出电压

Fig. 3 Ideal output voltage, and actual output voltage considering influence of dead-time effect

由图 3(b)可得，相电流为负时的电压误差为

$$\Delta u_2 = \frac{-(U_{dc}-u_S+u_D)(t_d+t_r-t_f)-u_D T_{on2}-u_S(T_s-T_{on2})}{T_s} \tag{8}$$

由于 u_S 和 u_D 的值相差不大，因此可假设其相等以化简分析过程。利用 sign 函数可将式(7)和式(8)所示的 a 相电压误差进一步表示为

$$\Delta u_{an} = \mathrm{sign}(i_a)\frac{(U_{dc}-u_S+u_D)(t_d+t_r-t_f)+u_S T_s}{T_s} \tag{9}$$

综合以上分析，在死区效应影响下实际输出电压与理想输出电压之间存在误差，这会导致输出电流产生不必要的谐波，影响稳态性能。

3　所提死区补偿方法

为了有效抵消死区效应带来的影响，需要对其产生的电压误差进行计算并补偿，具体实现过程如下。

3.1　利用电流指令值省去传统低通滤波器

由式(9)可知，死区效应产生的电压误差与相电流极性相关，而所采样的电流信号中通常包含一定的谐波和测量噪声，若直接利用采样电流信号可能会导致电流极性判断错误，进而导致电压误差计算错误。为了提高极性判断的准确性，文献[1]中首先对 *dq* 轴电流进行低通滤波，然后将其反变换至三相 abc 坐标系下，利用滤波后的重构三相电流进行电流极性的判断。然而低通滤波器的使用会增加算法的复杂度，因此本文直接利用 *dq* 轴电流指令值代替滤波后的 *dq* 轴电流值，从而有效省去不必要的低通滤波器，降低算法复杂度。

3.2　考虑一拍延迟的三相电流重构

DPCC 的时序如图 4 所示，在 *k* 时刻对相电流、速度及角度等信息进行采样，经过浅色区域后采样完成，在深色区域计算参考电压及各矢量占空比。在实际数字控制系统中，由于控制芯片自身具有脉冲更新机制，在当前控制周期内计算的脉冲占空比

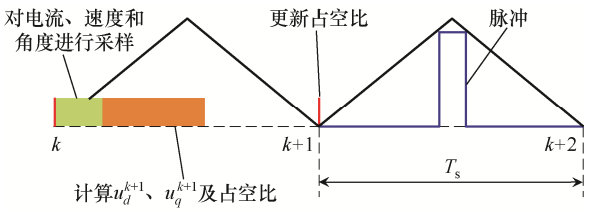


图 4　无差拍预测电流控制时序

Fig.4 Timing of DPCC

在下一个控制周期开始时(即 k+1 时刻)才更新，因此存在一拍延迟，而这拍延迟在死区补偿中通常是被忽略的。

由 3.1 节可知，dq 轴电流指令值需要反变换至 abc 坐标系下，以计算准确的电压误差。由于在一拍延迟时间内，转子转过的角度为$\omega_e T_s$，因此考虑一拍延迟的重构三相电流参考值应为

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta+\omega_e T_s) & -\sin(\theta+\omega_e T_s) \\ \sin(\theta+\omega_e T_s) & \cos(\theta+\omega_e T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \tag{10}$$

3.3 补偿电压计算

死区补偿的原理是将死区效应导致的电压误差补偿在输出电压上，因此所计算的电压误差值即为补偿电压。利用式(10)得到三相参考电流后，可结合式(9)计算三相电压误差 $\Delta u_{xn}(x=\mathrm{a,b,c})$ 为

$$\begin{cases} \Delta u_{xn} = S_1(i_x^*)\dfrac{(U_{dc}-u_S+u_D)(t_d+t_r-t_f)+u_S T_s}{T_s} \\ S_1(i_x^*) = \mathrm{sign}(i_x^*) \end{cases} \tag{11}$$

在传统的死区补偿方法中，通常利用式(11)所示的开关函数进行电压误差的计算。由式(11)可知，电压误差与电流极性相关，而在轻载工况下电机电流较小，受采样误差的影响不可避免地会发生极性误判。此外，即使电流极性判断准确，由式(11)所得的电压误差仍可能是不正确的。如图 3 所示，只有当在整个开关周期 T_s 内电流极性不发生变化时，图 3 中的实际输出电压波形、电压误差区域才是正确的。然而，如图 5 所示，在 1 个开关周期内电流极性极有可能改变，此时式(11)计算出的电压误差

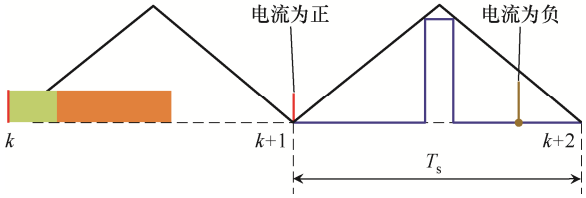


图 5 电流极性变化示意

Fig. 5 Schematic of changes in current polarity

是不正确的。综合以上分析，如果直接采用式(11)计算电压误差并补偿，有可能导致补偿错误而产生不必要的电流谐波。

为了减轻电流极性变化及误判带来的不利影响，对式(11)进行修正，修正后的电压误差为

$$\begin{cases} \Delta u_{xn} = S_2(i_x^*)\dfrac{(U_{dc}-u_S+u_D)(t_d+t_r-t_f)+u_S T_s}{T_s} \\ S_2(i_x^*) = \begin{cases} 1 & i_x^* \geqslant m \\ \sin\left(\dfrac{\pi i_x^*}{2m}\right) & -m \leqslant i_x^* < m \\ -1 & i_x^* < -m \end{cases} \end{cases} \tag{12}$$

式中，m 为可能发生极性误判的阈值，其值一般接近于 0。在实际应用中，m 可通过多次实验比较来确定。为了对比 2 种电压误差的区别，图 6 给出了式(11)和式(12)中 S_1 和 S_2 的波形。由图 6 中 S_2 曲线可知，在[$-m$，m]的电流变化区间内，电压误差值呈正弦分布，在此区间内即便电流极性发生误判，所得到错误的电压误差值仍小于 S_1。因此，采用修正后的 S_2 函数可削弱极性误判对性能的影响。利用式(12)得到电压误差Δu_{an}、Δu_{bn} 和Δu_{cn} 后，进一步可得三相相电压误差为

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{ao} \\ \Delta u_{bo} \\ \Delta u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{an} \\ \Delta u_{bn} \\ \Delta u_{cn} \end{bmatrix} \tag{13}$$

式中，o 为电机三相绕组中性点，如图 1 所示。进一步，利用坐标变换可得$\alpha\beta$轴坐标系下的电压误差Δu_α和Δu_β，将Δu_α和Δu_β补偿在$\alpha\beta$轴参考电压上即可抵消死区效应对性能的影响。补偿后的$\alpha\beta$轴电压参考值为

$$\begin{cases} u_\alpha = u_\alpha^{k+1} + \Delta u_\alpha \\ u_\beta = u_\beta^{k+1} + \Delta u_\beta \end{cases} \tag{14}$$

3.4 所提算法的实现

所提算法的实现主要包括以下步骤：

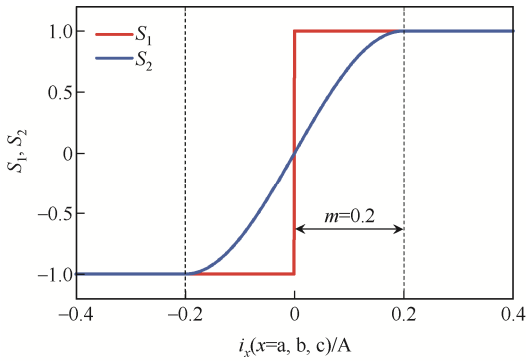


图 6　S_1 和 S_2 的波形

Fig. 6 Waveforms of S_1 and S_2

(1)将 i_d^* 设置为 0，i_q^* 由速度环的 PI 控制器产生；

(2)由式(10)计算三相电流参考值，进一步利用式(12)和式(13)及坐标变换计算Δu_α和Δu_β；

(3)采样三相电流、速度及角度并计算 dq 轴电流，进一步由式(3)计算 k+1 时刻的电流预测值；

(4)结合 dq 轴电流参考值和 k+1 时刻的电流预测值，由式(5)计算 dq 轴电压参考值 u_d^{k+1} 和 u_q^{k+1}，并利用坐标变换得到$\alpha\beta$轴的电压参考值 u_α^{k+1} 和 u_β^{k+1}；

(5)由式(14)计算考虑死区补偿的$\alpha\beta$轴电压参考值，利用 SVPWM 生成脉冲信号并作用于逆变器。

4　实验结果及分析

为验证本文所提算法的正确性和有效性，利用三相 PMSM 实验台对 3 种无差拍电流预测控制算法进行了实验对比研究。实验平台如图 7 所示，主控芯片为 TMS320F28335，实验平台参数见表 1。本文采用的 3 种算法中开关频率为 10 kHz，死区时间为 5 μs。

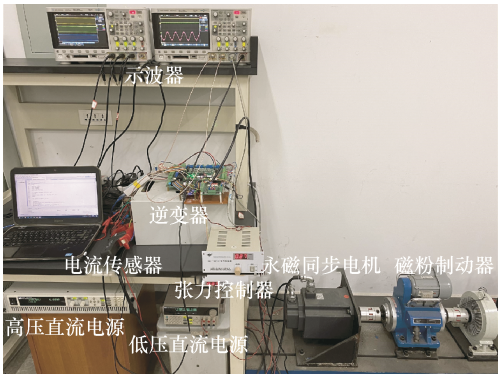


图 7　实验平台

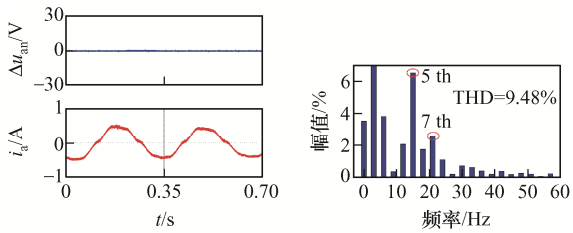
Fig. 7 Experimental platform

表 1　实验平台参数

Tab. 1 Parameters of experimental platform

参数	数值
直流母线电压/V	300
d 轴电感/mH	8.5
q 轴电感/mH	8.5
定子电阻/Ω	0.71
永磁体磁链/Wb	0.421
额定转速/(r·min^{-1})	1 500
极对数	4
转子惯量/(kg·m^2)	0.031 2

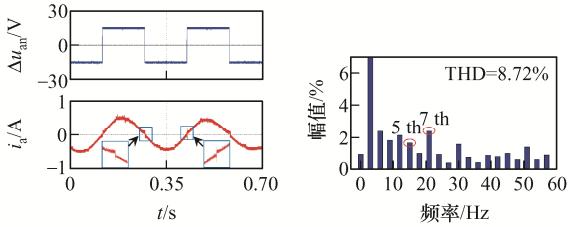
死区效应对电机控制性能的影响在低速轻载工况下更为显著[14]。为了对比 3 种算法在低速下的稳态性能，图 8~图 10 给出了 3 Hz(45 r/min)工况下 3 种算法对应的Δu_{an}、i_a及电流快速傅里叶变换 FFT (fast Fourier transform)分析图，负载转矩为 1.5 N·m。无死区补偿算法如图 8 所示，由于在无死区补偿算法中不计算电压误差，因此Δu_{an} 为 0。受到死区效应的影响，无补偿的 DPCC 算法下 i_a 发生了明显的畸变，5、7 次电流谐波幅值较大，电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)为 9.48%。传统死区补偿算法如图 9 所示，该算法可以在一定程度上减小电流畸变程度，5、7 次电流谐波幅值稍有减小，电流 THD 为 8.72%。然而，由于式(9)中使用了开关函数，因此传统死区补偿算法计算出的Δu_{an} 为方波。这使得电流极性误



(a) a相电压误差及电流　　(b) 电流FFT分析

图 8　无死区补偿算法(3 Hz, 1.5 N·m)

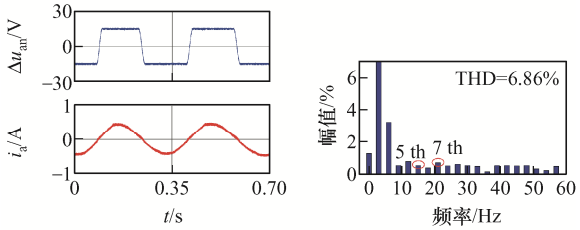
Fig. 8 Algorithm without dead-time compensation (3 Hz, 1.5 N·m)



(a) a相电压误差及电流 (b) 电流FFT分析

图 9 传统死区补偿算法(3 Hz, 1.5 N·m)

Fig. 9 Conventional dead-time compensation algorithm (3 Hz, 1.5 N·m)



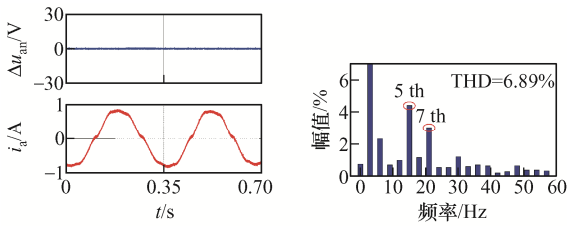
(a) a相电压误差及电流 (b) 电流FFT分析

图 10 所提死区补偿算法(3 Hz, 1.5 N·m)

Fig. 10 Proposed dead-time compensation algorithm (3 Hz, 1.5 N·m)

判导致的误补偿现象很容易发生，进而导致电流在过零点附近发生突变，如图 9 中局部放大波形所示。所提补偿算法如图 10 所示，计算出的Δu_{an}波形与图 6 中的 S_2 曲线相同。采用所提死区补偿算法可以有效解决过零点附近的电流突变问题，并且 5、7 次电流谐波幅值进一步减小，电流 THD 为 6.86%。

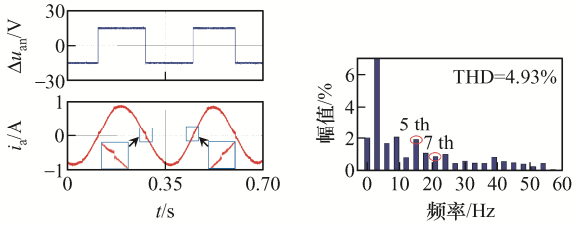
图 11~图 13 给出了 3 Hz(45 r/min)工况下 3 种算法对应的Δu_{an}、i_a及电流 FFT 分析图，负载转矩为 2.5 N·m。无死区补偿算法、传统死区补偿算法及所提死区补偿算法下 DPCC 对应的电流 THD



(a) a相电压误差及电流 (b) 电流FFT分析

图 11 无死区补偿算法(3 Hz, 2.5 N·m)

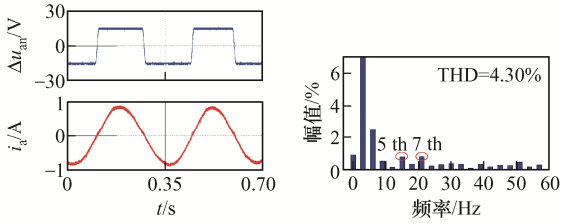
Fig. 11 Algorithm without dead-time compensation (3 Hz, 2.5 N·m)



(a) a相电压误差及电流 (b) 电流FFT分析

图 12 传统死区补偿算法(3 Hz, 2.5 N·m)

Fig. 12 Conventional dead-time compensation algorithm (3 Hz, 2.5 N·m)



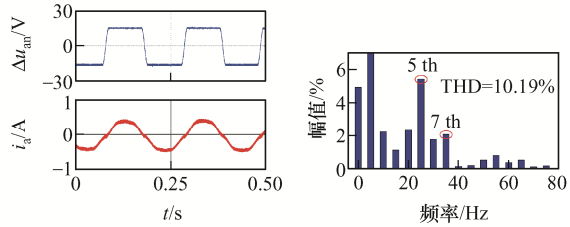
(a) a相电压误差及电流 (b) 电流FFT分析

图 13 所提死区补偿算法(3 Hz, 2.5 N·m)

Fig. 13 Proposed dead-time compensation algorithm (3 Hz, 2.5 N·m)

分别为 6.89%、4.93%和 4.30%。由此可知，所提死区补偿算法对应的电流谐波最小。

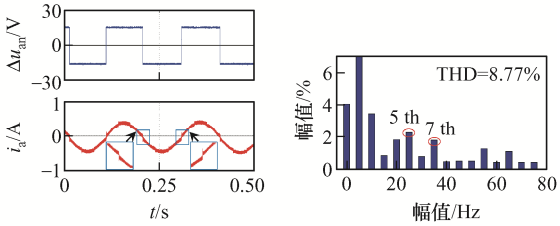
图 14~图 19 给出了 5 Hz(75 r/min)工况下 3 种算法对应的Δu_{an}、i_a及电流 FFT 分析图，其中图 14~图 16 对应的负载转矩为 1.5 N·m，图 17~图 19 对应的负载转矩为 2.5 N·m。由图 14~图 19 可知，在不同速度下所提死区补偿算法对应的电流谐波仍然最小，即所提方法仍具有最好的控制性能。



(a) a相电压误差及电流 (b) 电流FFT分析

图 14 无死区补偿算法(5 Hz, 1.5 N·m)

Fig. 14 Algorithm without dead-time compensation (5 Hz, 1.5 N·m)

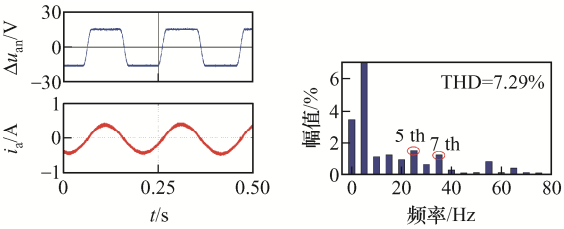


(a) a相电压误差及电流　　(b) 电流FFT分析

图 15　传统死区补偿算法(5 Hz, 1.5 N·m)

Fig. 15 Conventional dead-time compensation algorithm

(5 Hz, 1.5 N·m)

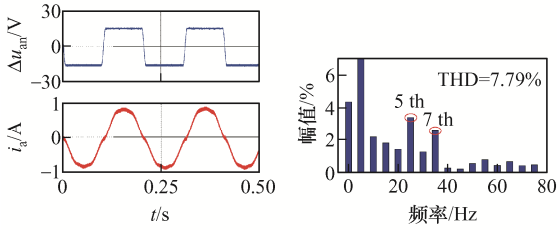


(a) a相电压误差及电流　　(b) 电流FFT分析

图 16　所提死区补偿算法(5 Hz, 1.5 N·m)

Fig. 16 Proposed dead-time compensation algorithm

(5 Hz, 1.5 N·m)

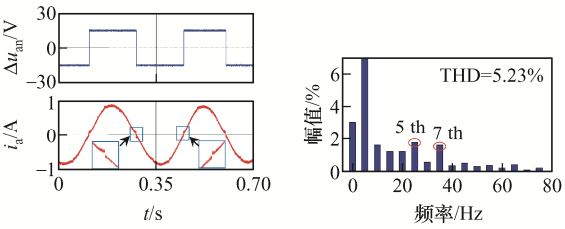


(a) a相电压误差及电流　　(b) 电压FFT分析

图 17　无死区补偿算法(5 Hz, 2.5 N·m)

Fig. 17 Algorithm without dead-time compensation

(5 Hz, 2.5 N·m)

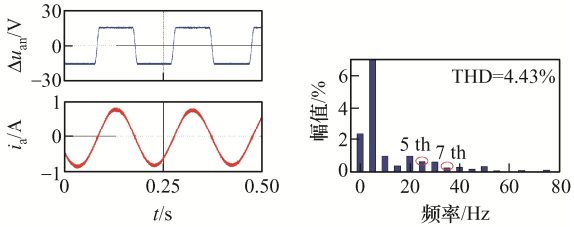


(a) a相电压误差及电流　　(b) 电流FFT分析

图 18　传统死区补偿算法(5 Hz, 2.5 N·m)

Fig. 18 Conventional dead-time compensation algorithm

(5 Hz, 2.5 N·m)



(a) a相电压误差及电流　　(b) 电流FFT分析

图 19　所提死区补偿算法(5 Hz, 2.5 N·m)

Fig. 19 Proposed dead-time compensation algorithm

(5 Hz, 2.5 N·m)

5　结论

本文以三相 PMSM 驱动为研究对象，以提高 DPCC 低速轻载工况下稳态性能为目标，提出了一种改进的死区补偿算法。文中对无死区补偿算法、传统死区补偿算法和所提死区补偿算法进行了实验对比研究，得出如下结论。

(1)传统死区补偿算法由于采用了开关函数，在电流过零点附近易发生电流极性误判和误补偿，进而导致过零点附近的电流突变。

(2)所提死区补偿算法对开关函数进行了优化，有效解决了过零点附近的电流突变问题，进一步降低了电流谐波。

(3)所提死区补偿算法利用 *dq* 轴电流参考值有效消除了传统死区补偿算法中的低通滤波器，且控制性能不会受到影响。

参考文献：

[1] 刘碧，宋文胜，孙可心，等. 基于调制电压椭圆轨迹优化的单相脉冲整流器模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5177-5188.

Liu Bi, Song Wensheng, Sun Kexin, et al. Model predictive current control of single-phase PWM rectifiers with elliptic trajectory optimization of the modulated voltage vector [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17): 5177-5188. (in Chinese)

[2] 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)

[3] 李继超, 李健, 张彬彬, 等. 基于双滑模观测器的 PMSM 模型预测转矩控制[J]. 电源学报, 2025(7): 229-237.
Li Jichao, Li Jian, Zhang Binbin, et al. PMSM model predictive torque control based on dual-sliding-mode observer [J]. Journal of Power Supply, 2025(7): 229-237. (in Chinese)

[4] 王德顺, 吴运强, 王开毅, 等. 考虑死区效应的低共模电压永磁同步电机模型预测脉冲序列控制[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 278-288.
Wang Deshun, Wu Yunqiang, Wang Kaiyi, et al. Model predictive pulse pattern control of permanent magnet synchronous motor with low common-mode voltage considering dead-time effect [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 278-288. (in Chinese)

[5] Wang Fengxiang, Davari S A, Chen Zhe, et al. Finite control set model predictive torque control of induction machine with a robust adaptive observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2631-2641.

[6] Zheng Changming, Dragičević T, Zhang Zhenbin, et al. Model predictive control of LC-filtered voltage source inverters with optimal switching sequence [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3422-3436.

[7] Zhang Zhenbin, Li Zhen, Kazmierkowski M P, et al. Robust predictive control of three-level NPC back-to-back power converter PMSG wind turbine systems with revised predictions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9588-9598.

[8] Jiang Yajie, Xu Wei, Mu Chaoxu, et al. Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 251-263.

[9] 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.

[10] 陈斌, 王婷, 吕征宇, 等. 电压型逆变器非线性的分析及补偿[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 24-30.
Chen Bin, Wang Ting, Lü Zhengyu, et al. The analysis and compensation of voltage source inverter nonlinearity [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 24-30. (in Chinese)

[11] 王少杰, 罗安. 谐波域死区效应分析及补偿方法的研究[J]. 电工技术学报, 2009, 24(8): 111-119.
Wang Shaojie, Luo An. Study of dead-time effect and its compensation strategies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(8): 111-119. (in Chinese)

[12] 魏佳丹, 薛嘉成, 周波, 等. 四桥臂变换器驱动开绕组永磁同步电机系统的死区效应分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(17): 4078-4090.
Wei Jiadan, Xue Jiacheng, Zhou Bo, et al. Dead-time effect analysis and suppression for open-winding PMSM system with the four-leg converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(17): 4078-4090. (in Chinese)

[13] 肖宏伟, 何英杰, 刘进军, 等. 基于窄脉冲消除的三电平逆变器矢量不对称死区补偿调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(4): 1386-1397.
Xiao Hongwei, He Yingjie, Liu Jinjun, et al. Research on vector asymmetric dead-time compensation modulation strategy of three-level inverter based on narrow pulse elimination [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(4): 1386-1397. (in Chinese)

[14] 乔鸣忠, 夏益辉, 朱鹏, 等. 基于电流闭环和死区补偿的变频驱动调速系统低频振荡抑制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 126-133.
Qiao Mingzhong, Xia Yihui, Zhu Peng, et al. Low-frequency oscillation restrain method of induction motor fed by inverter based on current close-loop and dead-time compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(11): 126-133. (in Chinese)

[15] 王小鹏, 朱天亮, 程东亮, 等. 基于相电压反馈的三电平逆变器死区补偿[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 48-56.
Wang Xiaopeng, Zhu Tianliang, Cheng Dongliang, et al. Three-level inverter dead-time compensation based on

phase voltage feedback [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 48-56. (in Chinese)

[16] 王高林, 于泳, 杨荣峰, 等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 79-83.
Wang Gaolin, Yu Yong, Yang Rongfeng, et al. Dead-time compensation of space vector PWM inverter for induction motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 79-83. (in Chinese)

[17] 朱利东, 王鑫, 朱焜秋. 基于 NNBPF-EKF 的内置式永磁同步电机死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 5011-5019.
Zhu Lidong, Wang Xin, Zhu Huangqiu. IPMSM dead time compensation method based on NNBPF-EKF [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 5011-5019. (in Chinese)

[18] 焦宁, 刘天琪, 王顺亮, 等. 三相两电平逆变器死区效应谐波分析及其补偿方法研究[J]. 电网技术, 2020, 44(6): 2169-2176.
Jiao Ning, Liu Tianqi, Wang Shunliang, et al. Harmonic analysis and compensation method for dead-time effects in three-phase two-level inverters [J]. Power System Technology, 2020, 44(6): 2169-2176. (in Chinese)

[19] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
Kang Wei, Xiao Fei, Ren Qiang, et al. Three-phase-shift modulation and its dead band effect analysis and compensation of dual-active-bridge DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1907-1922. (in Chinese)

[20] 倪瑞政, 李庭, 陈杰, 等. 一种脉冲式死区补偿方法的研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S2): 553-559.
Ni Ruizheng, Li Ting, Chen Jie, et al. Research on a pulse dead zone compensation method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S2): 553-559. (in Chinese)

[21] Shen Zewei, Jiang Dong. Dead-time effect compensation method based on current ripple prediction for voltage-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 971-983.

[22] Zhang Zhendong, Xu Longya. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3179-3187.

[23] Li Jiayao, Song Wensheng, Yue Hao, et al. An improved MPC with reduced CMV and current distortion for PMSM drives under variable DC-bus voltage condition in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 5167-5177.



陈跃峰

作者简介：

陈跃峰(1982—)，男，本科，高级工程师。研究方向：铁道机务。E-mail：11131370@ceic.com。

李佳耀(1994—)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：永磁同步电机控制技术。E-mail：lijiayao@my.swjtu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)