

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240519

基于单电流传感器的永磁同步电机 混合脉宽调制技术

田里思 宗耐龙 刘立伟 张珈铭 胡东方

(中国矿业大学电气工程学院 徐州 221116)

摘要 针对采用单电流传感器的永磁同步电机在低调制区与扇区边界区的重构死区问题,该文提出一种将改进的正三角形脉宽调制法与测量相位后移调制法结合的混合脉宽调制策略,在有效实现死区内电流重构的同时,突破传统正三角形脉宽调制无法单独实现电机中高转速运行的局限性。同时针对单电流传感器分时采样所导致的重构误差问题以及补偿过程过于复杂的问题,提出一种新的特殊点电流采样策略,通过固定电流传感器两次采样时刻与采样间隔,使传统的两步电流补偿简化为一步电流补偿,在提高电流重构准确性的同时简化了控制算法,显著提升了电机的控制性能。

关键词: 永磁同步电机 单电流传感器 重构死区 混合脉宽调制 电流补偿

中图分类号: TM341

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)凭借其高功率密度、高效率和高可靠性等优势被广泛应用于工业生产等领域^[1-6]。实时准确的三相电流反馈是交流驱动系统控制的关键,相较于传统的多电流传感器的驱动控制,使用单电流传感器实现三相电流的重构可以在降低成本的同时提高复杂工况下的电机系统的可靠性^[7]。因此,如何在PMSM控制系统中使用单电流传感器进行电流的稳定准确采样成为国内外研究的重要课题之一。单电流传感器技术主要是通过移除传统的三相电压逆变器交流侧的电流传感器,只在直流侧安装一个电流传感器,在每个控制周期的其中两个有效电压矢量处对直流母线电流进行采样,从而实现三相电流的重构。然而,由于电流传感器物理条件的限制和开关周期内电流变化的不确定性,直接使用单电流传感器会不可避免地带来两个问题,即重构死区与重构误差问题。国内外许多学者对消除重构死区的方法进行了相关研究,主要有脉冲宽度调制

(Pulse Width Modulation, PWM)移相法^[8-10]、矢量脉冲插入法^[11-14]、多个有效电压矢量合成取代零电压矢量法^[15-17]、观测器法^[18-20]等控制策略。

文献[8-10]提出将相位移动应用于逆变器开关管的开关状态上,当参考电压 u_{ref} 位于重构死区时,通过平移PWM输出开关信号,使有效电压矢量的作用时间满足最小采样时间 T_{min} 的要求,但是这种方法可能会出现移相后仍然无法消除死区的情况,还需要进行二次移相。区别于移相法的PWM调整方式,文献[11-13]提出的矢量脉冲插入法是在每个开关周期结束之后插入三个满足最小采样时间的短测量脉冲构成一个首尾相接的矢量三角形,在每个插入短矢量处进行采样,完成三相电流重构。该方法的优势在于三相电流的可靠重构不受逆变器输出电压矢量的限制,可以固定三次采样时刻,但是测量脉冲的插入造成了开关次数的增加,开关损耗也大大增加,而且插入矢量会使整个开关周期变长,影响整个算法的作用区域。文献[16-17]提出将互补的有效电压矢量替代零电压矢量,保持逆变器输出电压矢量的大小和方向不变,实现在低调制死区的稳定电流重构。文献[18]提出将龙伯格观测器与单电流传感器相结合,在估计电机转子位置的同时实现三相电流的重构。

电流重构误差问题是由于单电流传感器与 PWM 信号结合进行两次采样的时刻难以确定,从而导致产生两类采样误差^[21]。文献[22-23]中提出固定其中一个采样时刻以简化算法,但两个采样时刻的间隔没有固定,电流补偿算法仍然具有一定的复杂性。文献[24]提出将两次采样时间的间隔固定为最小采样时间,但采样时刻又变得随机。

本文提出一种基于单电流传感器的混合脉宽调制方法,能够有效解决电机运行在低调制区和扇区边界区的重构死区问题,接着采用一种新的特殊点电流采样策略,能够在固定两次采样时刻的同时,固定采样间隔为最小采样时间 T_{\min} ,从而消除第二类分时采样误差,只需一步补偿即可消除电流重构误差,简化补偿步骤。

1 采用单电流传感器的相电流重构策略

1.1 基于母线电流信号的定子电流重构

PMSM 的定子电压方程可以表示为

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

式中, R_s 为定子电阻; u_d 、 u_q 、 i_d 和 i_q 分别为 d、q 轴电压和电流; L_d 和 L_q 分别为 d、q 轴电感; ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁磁链。

PMSM 驱动多采用三相全桥逆变拓扑结构。采用该驱动方式时,直流母线中含有绕组各相的电流信息,考虑到电流传感器的耐压水平^[24],本文将单电流传感器安装在靠近负极的直流母线侧。所采用的 PMSM 拓扑结构如图 1 所示。

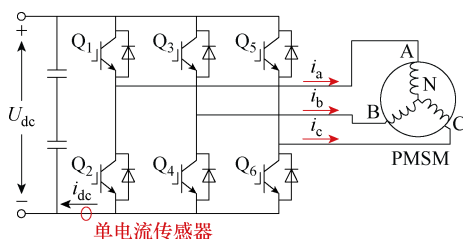


图 1 直流母线采样的 PMSM 拓扑结构

Fig.1 PMSM topology structure for DC bus sampling

在空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 控制方式下,通过控制逆变器的六个开关管的开通和关断,将电压矢量分为六个有效电压矢量和两个零矢量。不同开关状态下直流母线电流与相电流的对应关系见表 1。其中,逆变器的开关状态由 $S_a S_b S_c$ 表示, $S=1$ 和 $S=0$ 表示开

关管上桥臂是、否处于导通状态。根据表 1,直流母线电流传感器可以测得两相定子电流,剩余一相电流则根据基尔霍夫电流定律计算得到。

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

表 1 不同开关状态下相电流与直流母线电流的关系

Tab.1 The relationship between phase current and DC bus current under different switching states

$S_a S_b S_c$	000, 111	100	110	010	011	001	101
V_i	V_0, V_7	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
i_{dc}	0	i_a	$-i_c$	i_b	$-i_a$	i_c	$-i_b$

1.2 相电流重构死区分析

在理想情况下,模拟数字转换器 (Analog to Digital Converter, ADC) 可以在瞬间完成对电流的采样,然而在实际条件下,由于死区时间、开关器件的延时导通与关断时间、ADC 的电流信号转换时间的存在,使得电流传感器如果想要采集稳定可靠的电流信息至少需要一段时间,即最小采样时间 T_{\min} 。只有当开关周期内相关有效电压矢量的持续作用时间大于等于 T_{\min} 才能获得对应准确的相电流信息。

例如,当参考电压矢量 u_{ref} 落入第一扇区的低调制重构死区时,有效电压矢量 V_1 、 V_2 的持续时间很短以至于不能满足最小采样时间的要求,因此无法采集到准确的相电流信息。同理,当 u_{ref} 刚从第六扇区跨越到第一扇区时,由于 V_2 的作用时间很短,同样不能满足 T_{\min} 的要求,会进入扇区边界处的重构死区。在其他扇区也存在相同的死区问题。整个重构死区的分布如图 2 中的红蓝颜色所示。

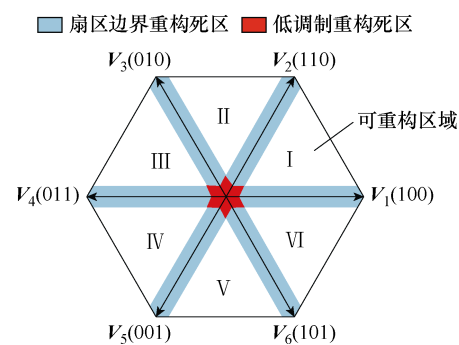


图 2 电流重构死区

Fig.2 The current reconstruction dead zone

1.3 相电流重构电流误差分析

在传统 SVPWM 算法中采用单电流传感器进行采样的时刻通常为 t_1 和 t_2 ,可以分别采样到 A 相电流 i_{a,t_1} 和 C 相电流 i_{c,t_2} ,如图 3 所示。B 相重构电流

i_{b_r} 则是通过 $-(i_{a_{t_1}} + i_{c_{t_2}})$ 得到, $i_{a_{end}}$ 、 $i_{b_{end}}$ 和 $i_{c_{end}}$ 是开关周期结束后的准确三相电流。

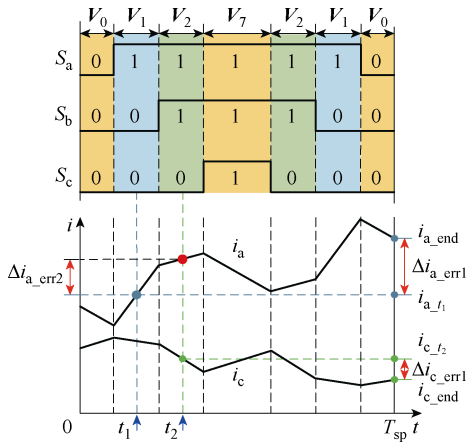


图 3 传统的电流采样方法和电流重构误差

Fig.3 Conventional sampling method and reconstruction error

由于三相电流在一个开关周期内的时刻变化, 因此会出现两类分时采样误差。第一类电流误差是由于传统 SVPWM 周期末的电压矢量为零矢量, 无法在 T_{sp} 时刻采集到相电流信息, 此类误差出现在采样时刻与开关周期结束 T_{sp} 之间, 记为 Δi_{a_err1} 和 Δi_{c_err1} 。第二类电流误差是由于无法在某一时刻同时进行两相电流采样, 因此 t_2 时刻的 A 相电流是 t_1 时刻采样到的 A 相电流近似代替的, 将在这两个采样时刻采样得到的电流误差记为 Δi_{a_err2} 。以 i_{abc_end} 为参考, 电流重构误差 Δi_{a_err1} 、 Δi_{b_err1} 、 Δi_{c_err1} 和 Δi_{a_err2} 可以表示为

$$\begin{cases} \Delta i_{a_err1} = i_{a_end} - i_{a_{t_1}} \\ \Delta i_{b_err1} = i_{b_end} - i_{b_r} \\ \Delta i_{c_err1} = i_{c_end} - i_{c_{t_2}} \\ \Delta i_{a_err2} = i_{a_{t_2}} - i_{a_{t_1}} \end{cases} \quad (3)$$

其中, Δi_{a_err1} 、 Δi_{b_err1} 和 Δi_{c_err1} 的关系满足

$$\Delta i_{a_err1} + \Delta i_{b_err1} + \Delta i_{c_err1} = 0 \quad (4)$$

经过对两类采样误差的分析, 针对两次采样时刻的选择, 如果尽可能地缩小两次采样之间的时间间隔和采样时刻与开关周期末的时间间隔, 就能够在即使后续不进行重构电流补偿的情况下也能保证较高的电流重构准确性。

2 混合脉冲宽度调制法

2.1 传统的 RTPWM 算法

为了解决使用单电流传感器产生的重构死区问

题, 有学者提出了正三角形脉宽调制 (Regular Triangle Pulse Width Modulation, RTPWM) 算法^[14]。RTPWM 算法是只通过 $V_1(100)$ 、 $V_3(010)$ 、 $V_5(001)$ 三个有效电压矢量进行参考电压矢量 u_{ref} 的合成, 在每个有效电压的中间时刻进行电流采样。原理如图 4 所示, 由于传统 RTPWM 算法中不包含零矢量, 三个电压矢量相互牵制约束, 使得实际可以适用 RTPWM 算法的有效工作区域只有图 4 中电压矢量六边形的灰色区域, 而且采样时刻跟随 u_{ref} 的变化而无法固定, 不利于相电流的采集, 增大了电流重构的难度。

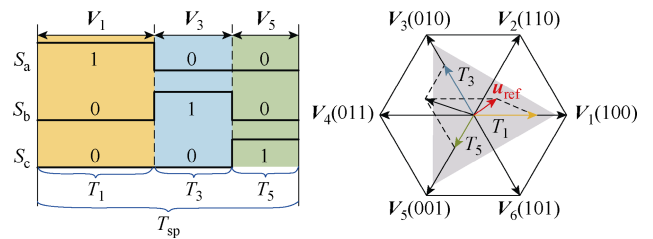


图 4 传统 RTPWM 算法参考电压矢量合成

Fig.4 Reference voltage vector synthesis diagram of conventional RTPWM algorithm

2.2 改进的 RTPWM 算法

改进的 RTPWM (Improved RTPWM, IRTPWM) 算法是在传统 RTPWM 算法的基础上, 通过固定三个矢量中对合成 u_{ref} 影响最小的矢量的作用时间为最小采样时间 T_{min} , 计算出另两个有效矢量的作用时间。本文将作用时间固定为 T_{min} 的矢量定义为最优测量矢量, 另两个矢量中满足最小采样时间 T_{min} 的矢量定义为次优测量矢量, 第三个矢量定义为中间电压矢量。

按照中间—次优—最优的矢量作用顺序排列有效电压矢量进行 PWM 发波, 另外, 将零矢量集中在开关周期的始端进行周期之间的过渡, 从而降低电流谐波含量。以第三扇区和第四扇区为例, 此时 V_1 的作用影响最小, 将 V_1 的作用时间 T_1 固定为 T_{min} , T_3 、 T_5 分别为 V_3 、 V_5 的作用时间, 代入式 (5)、式 (6) 解得三个有效电压矢量与零矢量的作用时间满足式 (7)。

$$T_{sp} u_{ref} = T_1 V_1 + T_3 V_3 + T_5 V_5 \quad (5)$$

$$T_{sp} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} \frac{2}{3} V_3 \\ 0 \end{bmatrix} + T_3 \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} U_{dc} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} \end{bmatrix} + T_5 \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} U_{dc} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{cases} T_1 = T_{\min} \\ T_3 = T_{\min} - \frac{3U_\alpha}{2U_{dc}} T_{sp} + \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2U_{dc}} T_{sp} \\ T_5 = T_{\min} - \frac{3U_\alpha}{2U_{dc}} T_{sp} - \frac{\sqrt{3}U_\beta}{2U_{dc}} T_{sp} \\ T_0 = T_{sp} - T_1 - T_3 - T_5 \end{cases} \quad (7)$$

式中， U_α 、 U_β 为 u_{ref} 在 α 、 β 轴的分量； U_{dc} 为直流电源电压。

由于 u_{ref} 位于第三、四扇区， $U_\beta \geq \sqrt{3}U_\alpha$ ，因此 $T_3 \geq T_{\min}$ ， $T_5 < T_{\min}$ ， T_1 和 T_3 满足最小采样时间，定义 V_1 为最优测量矢量， V_3 为次优测量矢量， V_5 为中间电压矢量，采用 V_0 - V_5 - V_3 - V_1 的作用顺序，改进后的 IRTPWM 波形如图 5 所示。表 2 给出了其他 4 个扇区的有效电压矢量与所定义矢量的对应关系。

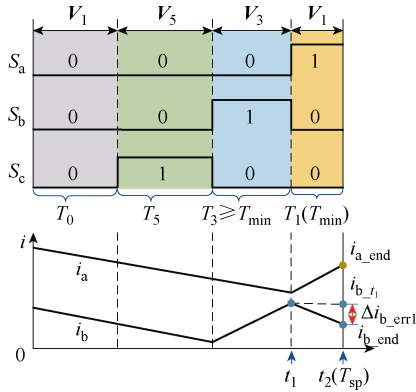


图 5 第三、四扇区 IRTPWM 波形与两特殊点采样方法

Fig.5 The third and fourth sectors IRTPWM waveform with two special point sampling method

表 2 不同扇区下有效电压矢量与定义矢量的关系

Tab.2 The relationship between the effective voltage vector and the defined vector for different sectors

扇区 S	I	II	III	IV	V	VI
最优测量矢量		$V_5(001)$	$V_1(100)$		$V_3(010)$	
次优测量矢量		$V_3(010)$	$V_3(010)$		$V_1(100)$	
中间电压矢量	$V_1(100)$		$V_5(001)$		$V_5(001)$	

由 1.3 节分析，为了缩小开关周期内采样点与周末的时间差，本文将传统的在电压矢量的中间时刻采样改进为在电压矢量的下降沿时刻采样。具体地，在使用 IRTPWM 算法的第三、四扇区，分别在最优测量矢量 V_1 作用的起始时刻与结束时刻，即 $T_{sp}-T_{\min}$ 与 T_{sp} 时刻进行两次电流采样，由于电流的拖尾效应，可以分别得到 i_b 和 i_a ，然后通过式 (2) 得到 i_c 。

2.3 测量相位后移调制法

由于在 IRTPWM 算法中对三个有效电压矢量进行了重新计算和排序，而且相较传统 RTPWM 算法增加了零矢量作用时间的限制，根据式 (7) 得出在第三、四扇区内采用改进 RTPWM 算法的工作区域。

同理根据表 2，得到在其他 4 个扇区的改进 RTPWM 算法的工作区域，如图 6 左侧蓝色部分所示。为了简化 IRTPWM 算法与后续算法切换的判断条件，本文选择牺牲一部分工作区域，将改进 RTPWM 算法工作区域的内切圆作为 IRTPWM 算法的实际有效工作区域。假设 $T_{sp}=100 \mu s$ ， $T_{\min}=15 \mu s$ ，可以计算出 IRTPWM 的最大参考电压矢量的幅值约为 $0.183U_{dc}$ ，约占传统 SVPWM 最大参考电压幅值的 31.8%，完全能够包含低调制死区，可以实现电机在低调制区的三相电流重构。

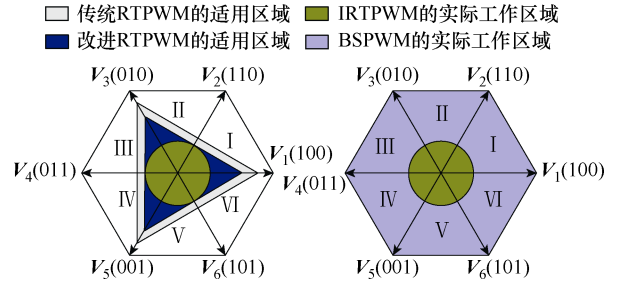


图 6 IRTPWM 法与测量相位后移调制法的有效区域

Fig.6 The effective regions of IRTPWM method and BSPWM method

为了解决 IRTPWM 的工作区域外的扇区边界重构死区问题，基于移相法提出后移相位构成测量区域的脉宽调制 (Backward Shift phase Pulse Width Modulation, BSPWM) 算法。

BSPWM 算法具体是将三相开关 PWM 信号中占空比最大的开关状态向后移动到开关周期的末端，将占空比第二大的开关状态向后移动到距离开关周期末端 T_{\min} 的位置，将占空比最小的开关状态向后移动到距离开关周期末端 $2T_{\min}$ 的位置。

以第一扇区为例，将 a 管的开通时刻与关断时刻均向后延迟 $T_0/2$ ，使关断时刻与 T_{sp} 时刻对齐；将 b 管的开通时刻和关断时刻均向后延迟 $(T_0+T_1)/2-T_{\min}$ ，使关断时刻与 $T_{sp}-T_{\min}$ 对齐；将 c 管的开通时刻和关断时刻均向后延迟 $(T_0+T_1+T_2)/2-T_{\min}$ ，使 c 管的关断时刻与 $T_{sp}-2T_{\min}$ 对齐。BSPWM 算法在第一扇区的 PWM 波如图 7 所示。分别在 $T_{sp}-T_{\min}$ 和 T_{sp} 处进行两次电流采样，分别采集到 $-i_c$ 和 i_a ，通过式 (2) 得到 i_b 。

为了实现电机的宽速域稳定运行，需要将两种

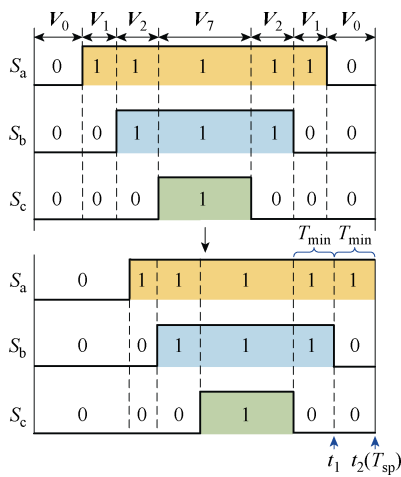


图 7 第一扇区 BSPWM 波形与两特殊点采样方法

Fig.7 The first sector BSPWM waveforms with two special point sampling method

算法进行稳定快速的切换，本文所采用的切换方法是对参考电压 u_{ref} 的幅值进行判断，当 u_{ref} 不超过 IRTPWM 工作区域圆的半径时，即位于 IRTPWM 算法的实际工作区域时，系统采用 IRTPWM 算法，位于电压矢量六边形的其余区域时则采用 BSPWM 算法。

2.4 特殊点电流采样与重构电流补偿策略

IRTPWM 算法将作用时间为 T_{min} 的最优测量矢量置于周期末段；提出的 BSPWM 算法也通过平移相位使待测有效电压矢量位于周期末段。对此提出特殊点电流采样策略，即在 $T_{sp}-T_{min}$ 和 T_{sp} 两个固定的特殊采样时刻进行母线电流的采集，使采样时刻距离周期末最近，同时将两次采样间隔固定为 T_{min} ，从而消除第二类分时采样误差，最小化第一类分时采样误差。后续只需补偿第一类采样误差，从而达到简化电流补偿步骤的目的。

第一类采样误差数值的具体计算过程如下。首先，将式 (1) 的永磁同步电机电压方程转换为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (-R_s i_d + L_q \omega_e i_q + u_{di}) \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (-R_s i_q - L_d \omega_e i_d - \omega_e \psi_f + u_{qi}) \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$\begin{bmatrix} u_{di} \\ u_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha i} \\ u_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha i} \\ u_{\beta i} \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ai} \\ u_{bi} \\ u_{ci} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中， u_{di} 和 u_{qi} 为在两次采样间隔 T_{min} 过程中所施加电压矢量的 d、q 轴电压分量； $u_{\alpha i}$ 、 $u_{\beta i}$ 分别为 α 、 β 轴电压分量； θ_e 为电机位置角。

根据式 (8) ~ 式 (10)，可以获得三相电流在采样间隔内的变化率，将变化率与 T_{min} 相乘即可获得三相电流的补偿值 Δi_{abc_rec} 。

以 u_{ref} 位于 BSPWM 算法区域的第一扇区为例，从图 7 可以看出，由于在 T_{sp} 时刻对 A 相电流进行采样， $i_{a_t2} = i_{a_end}$ ，所以 A 相电流不需要补偿，只需要对 C 相电流补偿 Δi_{abc_rec} 的对应部分，补偿后的重构电流 i_{abc_r} 满足

$$\begin{cases} i_{a_r} = i_{a_end} = i_{a_t2} \\ i_{c_r} = i_{c_end} = i_{c_t1} + \Delta i_{c_rec} \\ i_{b_r} = -(i_{a_r} + i_{c_r}) \end{cases} \quad (11)$$

3 仿真分析

为了验证所提算法的有效性与可行性，在 Matlab/Simulink 平台上进行了仿真验证，搭建的仿真模型的控制原理框图如图 8 所示，逆变器母线侧直流电压 U_{dc} 设置为 450 V，控制周期 T_{sp} 设置为 100 μs ，最小采样时间 T_{min} 设置为 15 μs 。永磁同步电机的具体参数见表 3。

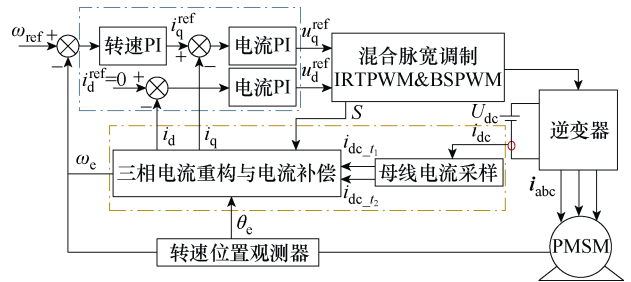


图 8 混合脉宽调制控制系统原理框图

Fig.8 Block diagram of the mixed pules width modulation control system

图 9 给出了电机运行在四种不同稳态工况下的实际 A 相电流与重构 A 相电流的波形，以及通过计算二者的差值得出的相对应的重构电流误差波形。四种工况中，工况 a 和 b 为电机工作在 IRTPWM 算法的工作区域，工况 c 和 d 为电机工作在 BSPWM 算法的工作区域。

观察波形可以看出，无论是实际电流还是重构电流都有着很好的正弦性，而且经过一步补偿后重构稳态电流误差都保持在 0.05 A 左右，约为相电流幅值的 3.6%，符合对稳态工况下电流重构误差的预期。

表3 永磁同步电机系统参数

Tab.3 The parameters of the PMSM

参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	2.48
d 轴电感 L_d/mH	29.5
q 轴电感 L_q/mH	71.5
额定功率 P_R/kW	2.2
额定转矩 $T_R/(N\cdot m)$	5
极对数 p	2
额定转速 $n_R/(r/min)$	1 500
逆变器开通延时 $t_{on}/\mu s$	0.3
逆变器关断延时 $t_{off}/\mu s$	3.6
逆变器死区 $T_d/\mu s$	4.2
最小采样时间 $T_{min}/\mu s$	15
逆变器开关频率 f_s/kHz	10

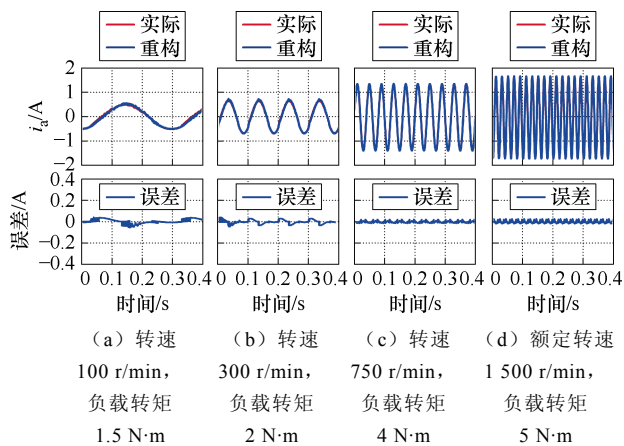
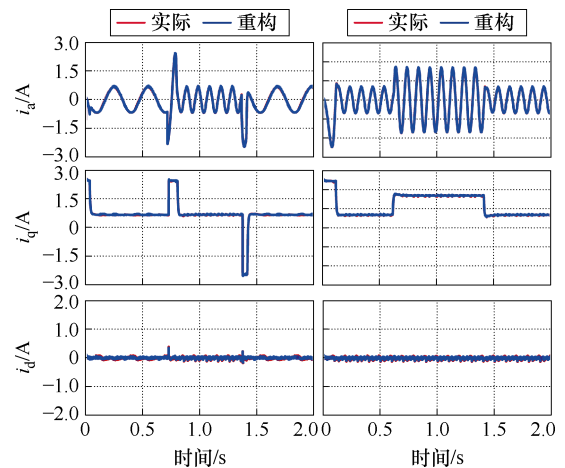


图9 运行于稳态工况下相电流重构仿真结果

Fig.9 Simulation results of phase current reconstruction running under steady-state conditions

图 10 的仿真结果展示的是电机运行在固定负载转矩为2 N·m, 转速突增减(100 r/min—300 r/min—100 r/min); 固定转速为 300r/min, 负载转矩突增减(2 N·m—5 N·m—2 N·m)两个动态工况下的电流重构波形。此时落于 IRTPWM 的工作区域内, 电机运行 IRTPWM 算法。A 相电流与 d、q 轴重构电流的动态跟踪效果良好, 误差较小。

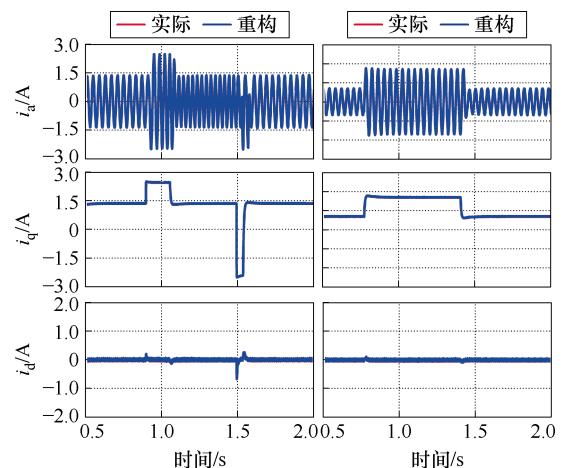
图 11 的仿真结果展示的是电机运行在固定负载转矩为4 N·m, 转速突增减(750 r/min—1 000 r/min—750 r/min); 固定转速为 750 r/min, 负载转矩突增减(2 N·m—5 N·m—2 N·m)两个动态工况下的电流重构波形。此时落于 BSPWM 的工作区域内, 电机运行 BSPWM 算法。A 相电流与 d、q 轴重构电流的动态跟踪效果良好, 误差较小。



(a) 固定负载转矩为 2 N·m (b) 固定转速为 300 r/min

图 10 采用 IRTPWM 算法动态工况下电流重构仿真结果

Fig.10 Simulation results of current reconstruction using IRTPWM under dynamic conditions



(a) 固定负载转矩为 4 N·m (b) 固定转速为 750 r/min

图 11 采用 BSPWM 算法动态工况下电流重构仿真结果

Fig.11 Simulation results of current reconstruction using BSPWM under dynamic conditions

通过仿真验证可以看出, 无论是在稳态工况还是动态工况下, 电流的重构误差都在 0.07 A 以内, 可以满足使用单电流传感器对电流的稳定准确采样要求, 而且电流误差波形呈周期性变化, 与相电流的周期性特征相符合。因此得出结论, 仿真结果验证了所提方法的有效性与可行性。

4 实验验证

为了进一步检验所提方法的有效性和准确性, 搭建基于单电流传感器的电机实验平台进行相关实验的验证。实验平台硬件装置如图 12 所示, 由 PC 端通过仿真器与 DSPF28335 控制板相连, 控制由直流调压电源供电的功率板, 连接 PMSM 带动磁粉制

动器负载运行, 电机的实时转速 ω_e 与位置角 θ_e 通过电机端部的增量式编码器捕获参与闭环控制, 实验数据通过串行通信上传。

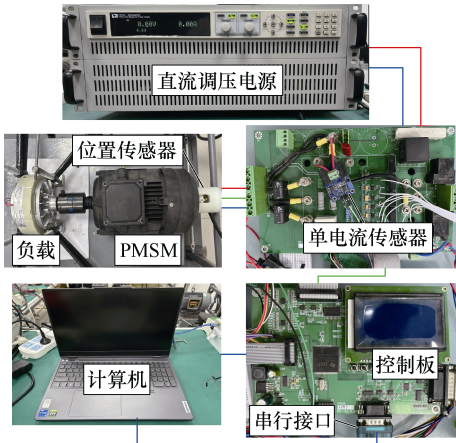


图 12 硬件平台实物示意图

Fig.12 Physical schematic diagram of hardware platform

为了更好地观测实验数据, 除了安装在直流母线端的单电流传感器, 在逆变器的交流侧额外安装了两个电流传感器用来直接测量 ABC 三相的实际电流, 但参与电流闭环控制的只有母线电流传感器通过重构得到的三相电流, 传感器均采用基于巨磁阻的电流传感器, 响应时间小于 550 ns。在实验过程中, 平台所设置的参数与仿真保持一致, 见表 3。

4.1 稳态性能分析

两种传统的脉宽调制与采样方法与各自改进后的方案在不同的稳态条件下运行的实验结果如图 13~图 16 所示。实际电流表示两相电流传感器所测

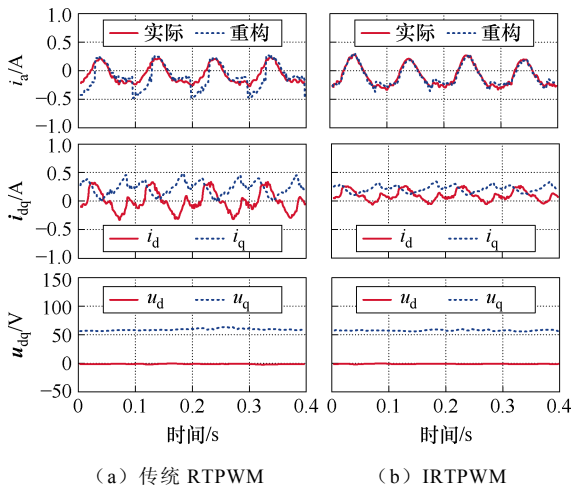


图 13 在 0.5 N·m 负载下, 300 r/min 的稳态性能实验结果

Fig.13 Experimental results of steady-state performances at 300 r/min under 0.5 N·m load

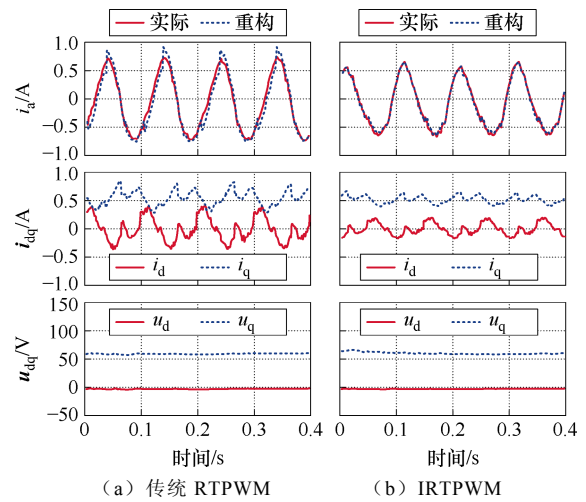


图 14 在 2 N·m 负载下, 300 r/min 的稳态性能实验结果
Fig.14 Experimental results of steady-state performances

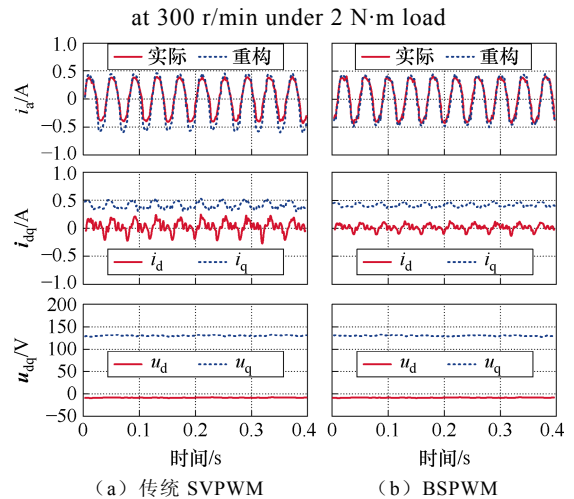


图 15 在 1 N·m 负载下, 750 r/min 的稳态性能实验结果
Fig.15 Experimental results of steady-state performances

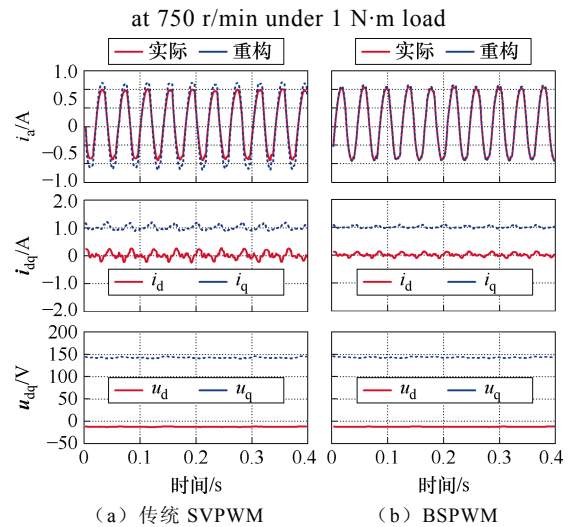


图 16 在 3 N·m 负载下, 750 r/min 的稳态性能实验结果
Fig.16 Experimental results of steady-state performances at 750 r/min under 3 N·m load

得的电流。

从图 13 和图 14 可以看出, 传统 RTPWM 算法在负载较小的工况下, 重构电流发生了较程度上的失真, 随着负载转矩的增大, 重构电流的失真有了很大程度上的改善, 但是在两种不同负载转矩情况下, 重构相电流都无法较好地跟踪实际相电流的变化, 重构电流误差较大。而改进后的 IRTPWM 算法使得 A 相重构电流在负载转矩较低的工况下仍然保持着较好的正弦性, 而且在两种不同负载转矩的情况下, 重构相电流都能很好地跟踪实际相电流的变化, 重构电流误差很小, 稳定在 0.1 A 左右。

相较采用移相法解决电流重构死区的传统 SVPWM 算法, BSPWM 算法也有着更好的重构电流跟踪性能, 对比实验结果如图 15 和图 16 所示。无论是较大或较小的负载, BSPWM 算法都能使 A 相电流的重构误差保持在 0.15 A 左右, 约为相电流幅值的 9%, 可以满足对误差的要求。

此外, 分别用标准差 (Standard Deviation, SD) 和快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析对重构电流误差和 A 相电流进行了定量分析。SD 的计算定义为

$$\sigma_{a_err} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (i_{a_err}^k - i_{a_err}^{avg})^2} \quad (12)$$

式中, M 为采样点个数; $i_{a_err}^k$ 为第 k 次采样时刻的 A 相电流重构误差; $i_{a_err}^{avg}$ 为 A 相电流重构误差的平均值; σ_{a_err} 值越小, 证明重构电流的跟踪精度越高, 控制性能越好, 具体结果见表 4, A 相重构电流 THD 比较结果如图 17 所示。

表 4 采用两种方法的稳态实验数据

Tab.4 Steady state experimental data of two methods

转速/ (r/min)	负载/ (N·m)	i_A -THD(%)		σ_{a_err}	
		I	II	I	II
300	0.5	75.20	54.90	0.132	0.043
	2	25.29	20.56	0.108	0.038
750	1	13.63	15.04	0.095	0.041
	3	8.49	8.11	0.154	0.049

注: I 和 II 分别表示传统脉宽调制与采样方案和改进后的脉宽调制与采样方案。

从表 4 中可以看出, 在 IRTPWM 算法的工作区域 (工况 300 r/min, 0.5 N·m 和 2 N·m) 中, 与传统 RTPWM 算法相比, 优化效果明显, THD 平均降低约 22.85%, 在同等情况下, σ_{a_err} 平均降低约 66.11%。

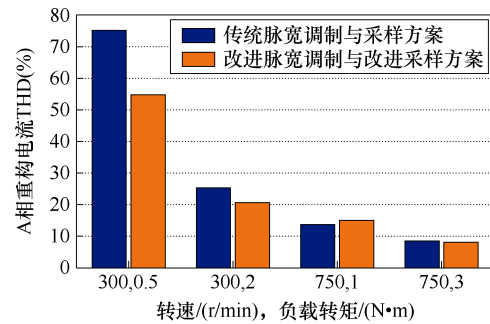


图 17 A 相重构电流 THD 比较结果

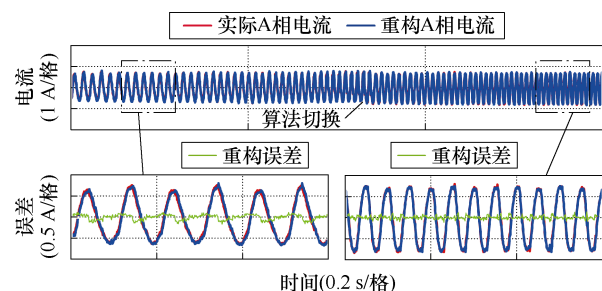
Fig.17 THD comparison results of reconstructed current in BSPWM 算法的工作区域 (工况 750 r/min, 1 N·m 和 3 N·m) 中, 与传统 SVPWM 算法相比, σ_{a_err} 平均降低约 62.51%, 但 THD 优化效果不明显, 基本与传统方法持平。实验结果验证了提出的方法在各自的线性调制区内的有效性与准确性。

改进的脉宽调制与传统的脉宽调制方法虽然采用不同的采样点进行采样, 但是最终都通过电流补偿将采样的最终电流对齐到了 T_{sp} 时刻, 通过实验数据分析, 改进后固定特殊点采样方案具有更高的准确性, 究其原因, 是由于电机运行过程中可能会出现参数失配问题, 使得根据式 (8) 进行电流补偿会出现一定的补偿值不准确的问题, 因此只有将采样时刻尽可能靠近 T_{sp} 才能从根本上提高重构电流准确性。

4.2 动态性能分析

为了进一步验证电机运行在动态工况下所提方法进行电流重构的准确性, 分别进行了以下实验, 包括电机的负载转矩突增减实现算法的切换和电机的转速突增减实现算法的切换。实验结果如图 18~图 21 所示, 其中, 图 18、图 19 具体展现的是切换前后已经到达稳态的实验结果, 图 20、图 21 则具体展现了切换瞬间变量的变化情况。

图 18 为电机运行在固定负载转矩为 2 N·m, 转速在 300 r/min 和 600 r/min 之间切换的动态工况下的相电流重构实验结果, 图 19 为电机运行在固定转速为 400 r/min, 负载转矩在 1 N·m 和 3 N·m 之间切



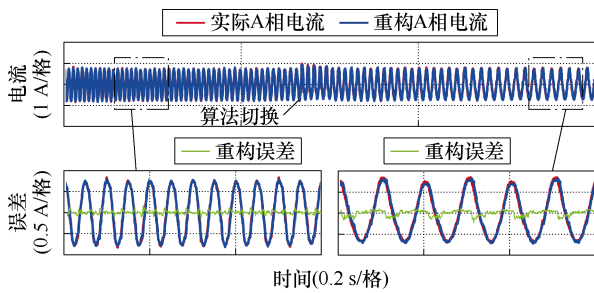


图 18 电机转速突增减实现算法切换前后相电流重构的实验结果

Fig.18 Experimental results of phase current reconstruction during algorithm switching for sudden increase or decrease in motor speed

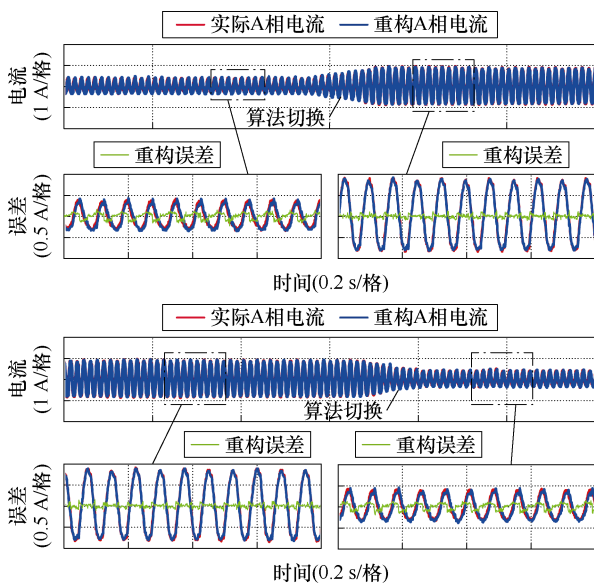


图 19 负载转矩突增减实现算法切换前后相电流重构的实验结果

Fig.19 Experimental results of phase current reconstruction during algorithm switching for sudden increase or decrease in load torque

换的动态工况下的相电流重构实验结果。从相电流波形和重构电流误差波形可以看出，无论是 IRTPWM 算法切换到 BSPWM 算法，还是从 BSPWM 算法切换到 IRTPWM 算法，电流重构误差均维持在较低水平。

为了验证算法切换瞬间的动态性能，设计实验观察算法切换瞬间的电机转速以及电流波形如图 20 和图 21 所示。图 20 为转速突变时的算法切换瞬间，可以看出，转速的变化没有受到算法切换的影响，保持原有的变化斜率，d、q 轴重构电流和 d、q 轴实际电流能够保持良好的动态过渡，验证了其在算法过渡瞬间良好的动态稳定性。虽然从图 20 中可以看出，在 BSPWM 算法区域中的 d、q 轴电流的

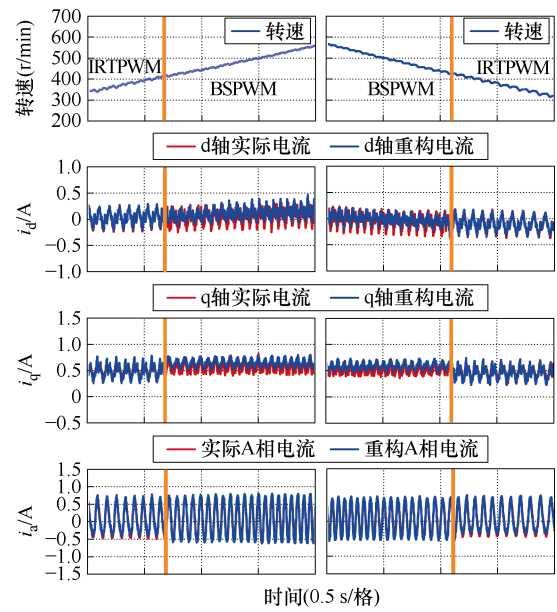


图 20 电机转速突增减算法切换瞬间实验结果

Fig.20 Experimental results of algorithm switching moment for sudden increase or decrease in motor speed

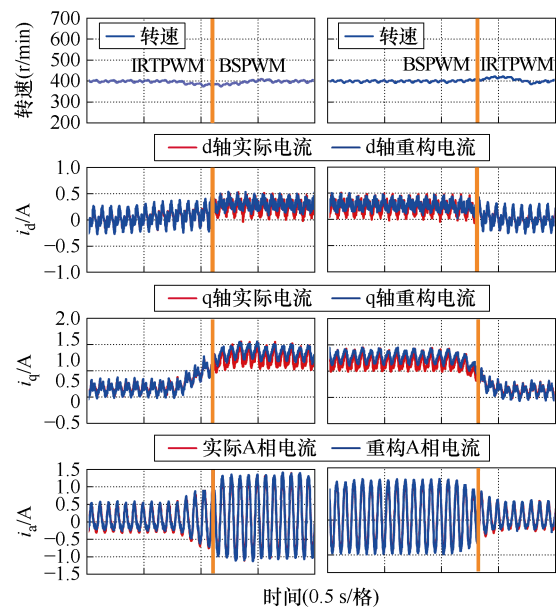


图 21 负载转矩突增减算法切换瞬间实验结果

Fig.21 Experimental results of algorithm switching moment for sudden increase or decrease in load torque

跟踪性能略差于 IRTPWM 算法的 d、q 轴电流跟踪性能，但对电机控制系统影响较小，误差可以近似忽略。A 相重构电流则在切换瞬间很好地跟踪了实际电流，没有受到扰动影响。

图 21 为转矩突变时的算法切换瞬间，转速会有较小程度的变化，但很快在 PI 控制器的调节下回到参考转速。d、q 轴重构电流与 A 相重构电流也都符合预期，较好地跟踪了实际电流。实验结果证实了

提出的混合脉宽调制方法在动态工况下的有效性与重构的准确性。

为了验证电机运行在极低转速和额定转速时所提方法的性能。分别让电机运行在极低转速为 100 r/min, 负载转矩为 1.5 N·m 的工况和额定转速为 1 500 r/min, 负载转矩为 5 N·m 的工况下, 得到重构电流与实际电流的比较波形如图 22 所示。由实验结果可以看出, 无论电机在低速还是额定转速运行时, 电流重构误差均稳定在较低水平, 验证了所提方法在宽速域范围内电流重构的有效性与准确性。

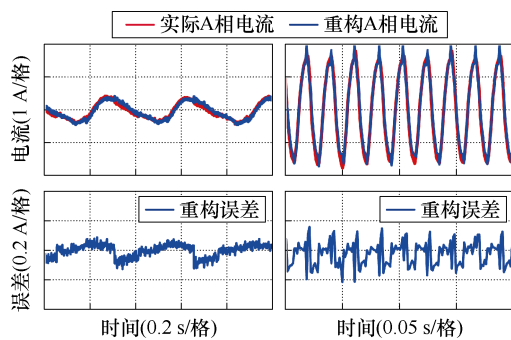


图 22 运行于低速和额定转速的相电流重构实验结果

Fig.22 Experimental results of phase current reconstruction running at low speed and rated speed

5 结论

针对基于单电流传感器技术的永磁同步电机控制系统在低调制区和扇区边界的重构死区问题, 本文提出将两种脉冲宽度调制方法进行混合调制技术, 在解决死区问题的同时, 突破了传统三矢量脉宽调制无法单独实现更高转速运行的局限性。同时针对传统采样策略中由于采样时刻不固定而导致的重构电流补偿算法过于复杂的问题, 提出两次特殊点电流采样方案, 在固定了两次采样时刻的同时, 将两次采样的间隔时间也固定为最小间隔时间 T_{\min} , 消除了第二类分时采样误差, 从而将传统的两步电流补偿策略缩小为一步电流补偿, 简化了电流补偿过程, 提高了电流重构的精度。然而, 本文所提出的混合脉冲宽度调制方法目前只适用于电压矢量构成的正六边形区域, 无法实现过调制区域的三相电流重构, 针对过调制区域外的控制算法以及更加准确的采样补偿策略是未来研究的重点方向。

参考文献

[1] 郑长明, 董萱萱, 肖子语, 等. 基于虚拟电阻有源阻尼的 LC 滤波型永磁同步电机系统预测电流控制

[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6059-6069.

Zheng Changming, Dong Xuanxuan, Xiao Ziyu, et al. Virtual resistance active damping based predictive current control of LC-filtered permanent magnet synchronous motor system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6059-6069.

[2] Prabhakaran K K, Karthikeyan A. Electromagnetic torque-based model reference adaptive system speed estimator for sensorless surface mount permanent magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5936-5947.

[3] 陈荣, 翟凯森, 舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.

Chen Rong, Zhai Kaimiao, Shu Huping. Predictive control of dual vector fixed switching frequency model for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3812-3823.

[4] 肖海峰, 许宇豪, 李文真, 等. 五相永磁同步电机串级模型预测电流控制[J]. 电气技术, 2023, 24(8): 1-11, 21.

Xiao Haifeng, Xu Yuhao, Li Wenzhen, et al. Model predictive current control based on series cost function for five-phase permanent magnet synchronous machines[J]. Electrical Engineering, 2023, 24(8): 1-11, 21.

[5] 张玉霖, 卢涛, 菅志军, 等. 基于滑模观测器无位置控制的 PWM 整流技术[J]. 微电机, 2023, 56(11): 45-48.

Zhang Yulin, Lu Tao, Jian Zhijun, et al. PWM rectification technology based on sliding mode observer sensorless control[J]. Micromotors, 2023, 56(11): 45-48.

[6] 程勇, 李思卿, 李森豪. 永磁同步电机干扰观测复合滑模控制技术[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(3): 39-46, 64.

Cheng Yong, Li Siqing, Li Senhao. Compound sliding mode control technology of permanent magnet synchronous motor based on disturbance observation[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(3): 39-46, 64.

[7] Song Yuge, Lu Jiadong, Hu Yihua, et al. Expanding

- limit of minimum sampling time using auxiliary vectors for PMSM drives with single DC-link current sensor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(4): 3437-3448.
- [8] Gu Yikun, Ni Fenglei, Yang Dapeng, et al. Switching-state phase shift method for three-phase-current reconstruction with a single DC-link current sensor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(11): 5186-5194.
- [9] Lai Y S, Lin Yongkai, Chen C W. New hybrid pulse-width modulation technique to reduce current distortion and extend current reconstruction range for three-phase inverter using only DC-link sensor[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 28(3): 1331-1337.
- [10] 黄政, 陈永军, 刘湃, 等. 基于单电流传感器的永磁同步电机高速控制技术[J]. *微电机*, 2022, 55(1): 48-54.
Huang Zheng, Chen Yongjun, Liu Pai, et al. Permanent magnetic synchronous motor high speed control technique based on single current sensor[J]. *Micromotors*, 2022, 55(1): 48-54.
- [11] 王文杰, 闫浩, 邹继斌, 等. 基于混合脉宽调制技术的永磁同步电机过调制区域相电流重构策略[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(17): 6050-6060.
Wang Wenjie, Yan Hao, Zou Jibin, et al. Phase current reconstruction strategy of PMSM under overmodulation mode based on a hybrid space vector pulse width modulation technique[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(17): 6050-6060.
- [12] Kim H, Jahns T M. Current control for AC motor drives using a single DC-link current sensor and measurement voltage vectors[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, 42(6): 1539-1547.
- [13] 孙孝哲, 张祯滨, 韩明昊, 等. 双有源全桥变换器无电流传感器鲁棒预测控制[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140.
Sun Xiaozhe, Zhang Zhenbin, Han Minghao, et al. An enhanced current sensorless predictive control for dual active bridge converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(10): 3093-3104, 3140.
- [14] 卢伟. 基于单电流传感器的PMSM宽运行范围相电流重构算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- Lu Wei. Research on phase current reconstruction algorithm of PMSM with wide operating range based on single current sensor[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.
- [15] Shen Yongpeng, Wang Qiancheng, Liu Dongqi, et al. A mixed SVPWM technique for three-phase current reconstruction with single DC negative rail current sensor[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(5): 5357-5372.
- [16] Dusmez S, Qin Ling, Akin B. A new SVPWM technique for DC negative rail current sensing at low speeds[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(2): 826-831.
- [17] 申永鹏, 武克轩, 吴成中, 等. 互补非零矢量单传感器相电流重构策略[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(8): 2126-2135.
Shen Yongpeng, Wu Kexuan, Wu Chengzhong, et al. Complementary non-zero vector current reconstruction strategy with single sensor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(8): 2126-2135.
- [18] Saritha B, Janakiraman P A. Sinusoidal three-phase current reconstruction and control using a DC-link current sensor and a curve-fitting observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(5): 2657-2664.
- [19] Hafez B, Abdel-Khalik A S, Massoud A M, et al. Single-sensor-based three-phase permanent-magnet synchronous motor drive system with luenberger observers for motor line current reconstruction[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(4): 2602-2613.
- [20] 王菁, 颜建虎, 季国东, 等. 一种基于双位置观测器的永磁同步电机低速无位置传感器控制方法[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(2): 375-386.
Wang Jing, Yan Jianhu, Ji Guodong, et al. A sensorless control method for permanent magnet synchronous machine based on dual position observers at low speed[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(2): 375-386.
- [21] Lu Jiadong, Hu Yihua, Liu Jinglin. Analysis and compensation of sampling errors in TPFs IPMSM drives with single current sensor[J]. *IEEE Transa-*

- ctions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3852-3855.
- [22] Tian Lisi, Guo Xin, Liu Liwei, et al. Variable vector model predictive control for permanent magnet synchronous motors using a single DC-link current sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 5310-5319.
- [23] 黄科元, 伍瑞泽, 黄守道, 等. 单电阻采样的永磁同步电动机相电流重构策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(9): 114-120.
- Huang Keyuan, Wu Ruize, Huang Shoudao, et al. Phase current reconstruction strategy for PMSM using one-shunt current sampling[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(9): 114-120.
- [24] Tian Lisi, Wang Zaixiang, Yu Qiang, et al. Current reconstruction by one-step compensation for permanent magnet synchronous motor with fixed sampling interval in position sensorless control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 200-210.

作者简介

田里思 男, 1985 年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: tianlisi@cumt.edu.cn (通信作者)

宗耐龙 男, 2000 年生, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机驱动控制系统。

E-mail: TS22230201P31@cumt.edu.cn

Mixed Pulse Width Modulation Technology of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Single Current Sensor

Tian Lisi Zong Nailong Liu Liwei Zhang Jiaming Hu Dongfang

(School of Electrical Engineering China University of Mining and Technology
Xuzhou 221116 China)

Abstract Permanent magnet synchronous motors are widely used in industrial production and other fields due to their advantages of high power density, high reliability, and high efficiency. Real-time and accurate three-phase current feedback is the key to AC drive system control. Compared with the traditional multi-current sensor drive control, using a single current sensor to achieve three-phase current reconstruction can reduce costs and improve the reliability of the motor system under complex working conditions. Combined with the improved IRTPWM algorithm and the BSPWM algorithm, this paper forms a hybrid pulse width modulation algorithm to solve the low-key brake dead zone and the reconstructed dead zone at the sector boundary. Then, an improved two-point sampling strategy is adopted to eliminate the second type of time-sharing sampling error and simplify the current compensation step, which fixes the sampling time of the two samples and the sampling spacing as the minimum sampling time.

Based on the traditional RTPWM algorithm, the improved IRTPWM algorithm calculates the action time of the other two effective voltage vectors. The action time of the vector is fixed with the least influence on the synthetic reference voltage vector among the three vectors, and the three effective voltage vectors and zero vectors are recorded. It collects the phase current at the beginning and end of the optimal measurement vector.

The traditional RTPWM algorithm cannot achieve medium and high-speed operation alone. The measurement phase backward shift modulation method (BSPWM) is proposed to eliminate the dead zone of current reconstruction by combining the measurement phase backward shift modulation method and the IRTPWM algorithm outside the working area of the IRTPWM algorithm. The mixed pulse width modulation algorithm can complete the current acquisition twice at two fixed particular sampling points, and the first type of time-sharing sampling error only needs to be compensated. Therefore, the current compensation steps of the traditional mixed pulse width modulation algorithm are reduced from four steps to two steps, and the computing burden of the processing unit is reduced.

The simulation and experimental results show that the error between the reconstruction and the actual

current is tiny, which proves that the proposed current reconstruction has high accuracy in both steady-state and transient states. Under the dynamic working conditions of fixed load torque of 2 N·m with the rotation speed of 300 r/min and 600 r/min back and forth and fixed speed of 400 r/min with load torque switching back and forth between 1 N·m and 3 N·m, the motor speed, q-axis current, and three-phase current do not cause great disturbance due to the switching of the algorithm.

The following conclusions can be drawn. (1) The combination of the IRTPWM algorithm and BSPWM algorithm effectively eliminates the influence of the dead zone of current reconstruction. (2) The IRTPWM algorithm has higher current reconstruction accuracy and lower current harmonic value than the traditional RTPWM, and the BSPWM algorithm has higher current reconstruction accuracy than the traditional phase-shifting method. (3) The improved two-point sampling strategy can reduce the number of current compensations and current reconstruction errors, simplifying the experimental algorithm and improving the control performance of PMSM.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, single current sensor, reconstruction dead zone, mixed pulse width modulation, current compensation

(编辑 崔文静)

~~~~~  
(上接第 2450 页)

switching state combinations. Finally, a decoupling control cost function is designed, the predictive magnetic flux under different switching combinations is input into the cost function, and the optimal control is selected for the next control period. In rolling optimization over multiple control periods, the breaking and closing air gap magnetic flux quickly approaches their respective reference values, achieving decoupling control.

A co-simulation platform for intelligent control is designed based on LabVIEW and Multisim, and hardware testing circuits are constructed. The simulation and experimental waveforms show that this proposed scheme can effectively control the breaking and closing air gap flux. As a result, the non-excited air gap flux to zero is quickly reduced, approaching the set reference value of the excited air gap flux and effectively weakening the coupling between the air gaps. Compared with the traditional current closed-loop control scheme, the proposed control scheme reduces the energy loss during the entire action process and improves the response and action time of the core action.

**Keywords:** Bi-stable permanent magnet actuator (BPMA), permanent magnet switches, finite control set-model predictive control (FCS-MPC), decoupling control

(编辑 崔文静)