

基于基波 PWM 激励和简化电流斜率测量的 多相永磁同步电机转子位置估测技术

曲 硕¹, 高 强^{2,3,4*}, 李 睿^{1,2,3,4}

(1. 上海交通大学 智慧能源创新学院, 上海 200240;

2. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院电气工程系, 上海 200240;

3. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海交通大学, 上海 200240;

4. 上海交通大学 风力发电研发中心, 上海 200240)

Sensorless Rotor Position Estimation for Dual Three-Phase PMSMs Using Fundamental PWM Excitation and Simplified Current Slope Measurement

QU Shuo¹, GAO Qiang^{2,3,4*}, LI Rui^{1,2,3,4}

(1. College of Smart Energy, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Department of Electrical Engineering, School of Electronic Information and Electrical Engineering,
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

3. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiao
Tong University, Shanghai 200240, China;

4. Wind Power Research Center, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The existing sensorless rotor position estimation technique for a dual-three phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) that relies on the fundamental PWM excitation is able to achieve rotor position estimation at low and zero speeds without injecting high-frequency signals. However, it needs to take multiple current samples during individual active voltage vectors generated by a voltage source inverter. Although it is effective, the requirement on the multiple current sampling hinders its practical application. This paper therefore proposes a new algorithm to overcome the above shortcoming. The algorithm directly utilizes the saliency effect of dual three-phase PMSMs to extract the rotor position information in the average current derivatives of two adjacent PWM periods from the stationary coordinates by the synchronous sampling technique. The new algorithm allows a synchronous current sampling for both the rotor position estimation and the current control, which greatly eases the practical implementation. Finally, the proposed algorithm is effectively verified in a DTP-PMSM simulation model at low and zero speeds.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous

motor (DTP-PMSM); sensorless control; saliency effect; synchronous sampling

摘 要: 当前基于逆变器基波脉宽调制激励的双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)无位置传感器的算法无需注入高频信号即可实现低速和零速控制。但是,该方法在非零电压矢量期间需要多次对电流进行采样,算法的实施比较复杂,对硬件要求较高,阻碍了这种方法在工业中的实际运用。为此,本文研究了一种改进算法。该方法直接利用 DTP-PMSM 本身的凸极效应,从静止坐标系下,以同步采样的方式提取相邻两个 PWM 周期内平均电流变化率,进而实现转子位置估测。此新方法实现了为位置估测进行的电流采样与为电流环控制进行的电流采样之间的同步,大幅降低了算法的实施难度。论文最后通过仿真验证了所提新方法在低速和零速运行条件下的有效性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 无位置传感器; 凸极效应; 同步采样

0 引言

双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)具有转矩脉动小、容错率高等优点,并且相比于传统的三相

基金项目: 国家自然科学基金(51477101)

National Natural Science Foundation of China (51477101)

电机,其相数增加了一倍,因此相同功率下对于电力电子器件的功率等级要求较低^[1],可满足大容量电气系统的工作要求。为进一步提高 DTP-PMSM 系统的可靠性,降低系统成本,有必要研究其无位置传感器控制技术^[2]。

双三相永磁同步电机的转子位置估测技术通常是在三相电机的基础上推广而来的,主要可以归为两类:基于反电势的转子位置估测技术和基于高频信号注入的转子位置估测技术。基于反电势的转子位置估测技术对反电势进行直接或间接求取,并通过积分获得磁链,而磁链中包含了转子的转速和角度信息。文献[3]通过对 DTP-PMSM 进行矢量空间解耦,设计了模型参考自适应控制系统(MRAS)以估计反电势,并进行转子位置估测。文献[4]提出了一种基于 Luenberger 算法的反电势观测器,其动态性能较好,但估测转速中存在噪声。文献[5]通过滑模观测器(SMO)估测电机的反电动势,使用同步频率跟踪滤波器获取反电势中的基波分量,最后通过锁相环获得转子位置角。文献[6]提出一种基于比例谐振控制器和自适应滑模观测器的转子位置估测方法,比例谐振控制器能有效抑制相电流中次谐波,滑模观测器能够得到更加光滑的反电势信号,其转子位置估测精度获得有效提高。上述基于反电势转子位置估测技术主要适用于电机在中高速运行的工况。电机运行在低速状态下,反电势的幅值较小,不易被提取,难以准确计算磁链。同时,在低速下磁链模型受电机参数影响较大,信号测量的抗干扰性较差,并且此类方法无法在零速下稳定运行。文献[7]基于高频注入法对双三相永磁同步电机造成的内部磁耦合,提出了一种基于扩展电动势的高频注入法。文献[8]对双三相永磁同步电机的一套三相绕组注入高频电压信号,并根据高频电流响应估测转子位置误差。与基于反电势的转子位置估测技术不同的是,基于高频信号注入的转子位置估测技术在电机低速运行时,电机不受反电势幅值小的影响,可以用于零速和低速段的转子位置估测。然而,基于高频信号注入的转子位置估测技术会造成额外的损耗和噪声,同时控制带宽也受到一定的限制。针对于现有技术的缺点,文献[9]提出了一种利用二电平逆变器

的基波脉宽调制(PWM)波激励进行双三相永磁同步电机的转子位置估算法(基于瞬时电流斜率测算的转子位置估计方法),该算法无需注入高频信号即可以实现零速和低速下的双三相永磁同步电机转子位置的估计。然而,此方法需要在非零电压矢量期间进行多次的电流采样。该电流采样方式与电流环采样不同步,对模拟-数字转换器(ADC)的带宽和采样精度要求也比较高,增加了实现的难度和成本。

针对以上几种转子位置估测技术的缺点,本文设计一种新颖的算法,该算法在直接利用电压源型逆变器本身的基波脉宽调制信号激励双三相永磁同步电机的凸极效应基础上,首次提出了平均电流斜率的概念,通过同步电流采样的方式,实现了这类电机在零速和低速下转子位置的准确估测,为这类无位置传感器技术的广泛工业运用奠定了坚实的理论基础。

1 双三相 PMSM 数学模型及 SVPWM 调制策略

1.1 双三相 PMSM 数学模型

本文以非对称双三相永磁同步电机为研究对象。该电机由 ABC 和 DEF 两套相差 30°电角度的绕组构成^[10],并由六相两电平逆变器进行控制,如图 1 所示。

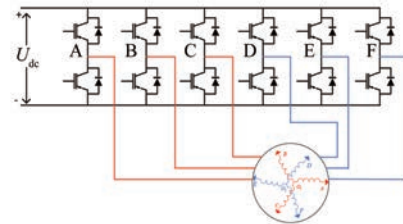


图 1 六相两电平逆变器驱动的双三相永磁同步电机
Fig. 1 DTP-PMSM driven by six-phase two-level inverter

双三相 PMSM 在自然坐标系下的数学模型为高阶强耦合系统,为便于控制策略和转子估测算法的设计,通过矢量空间解耦^[11]由自然坐标系变换到静止的 α - β 坐标系,则双三相 PMSM 的数学模型可表示为

$$\mathbf{u}_{2s} = \left(R_s + \frac{dL_{2s}}{dt} \right) \mathbf{i}_{2s} + L_{2s} \frac{d\mathbf{i}_{2s}}{dt} + \psi_f \frac{d\mathbf{F}_{2s}}{dt} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}_{2s}$ 为 α - β 坐标系下的电压矢量; $\mathbf{i}_{2s}$ 为 α -

β 坐标系下的定子电流矢量; L_{2s} 为 $\alpha - \beta$ 坐标系下的定子电感矩阵; F_{2s} 为 $\alpha - \beta$ 坐标系下的磁链系数矩阵。 u_{2s} 、 i_{2s} 、 F_{2s} 和 L_{2s} 的定义式为

$$u_{2s} = [u_\alpha \quad u_\beta]^T \quad (2)$$

$$i_{2s} = [i_\alpha \quad i_\beta]^T \quad (3)$$

$$F_{2s} = [\cos\theta \quad \sin\theta]^T \quad (4)$$

$$L_{2s} = \begin{bmatrix} \frac{L'_d + L'_q}{2} + \frac{L'_d - L'_q}{2}\cos 2\theta & \frac{L'_d - L'_q}{2}\sin 2\theta \\ \frac{L'_d - L'_q}{2}\sin 2\theta & \frac{L'_d + L'_q}{2} - \frac{L'_d - L'_q}{2}\cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $L'_d = L_\sigma + 3L_d$; $L'_q = L_\sigma + 3L_q$; L_σ 为定子漏感; L_d 为直轴电感; L_q 为交轴电感。

对于表贴式 PMSM,磁路饱和时会引起 d 轴电感减小并且小于 q 轴电感,呈现出饱和凸极效应^[12],因此可以采用类似于内置式 PMSM 的凸极效应检测转子位置。

1.2 调制策略

在基于六相两电平电压源型逆变器的 SVPWM 调制策略中,共有 64 个电压矢量,在一个 PWM 调制周期中需要四个非零电压矢量和两个零矢量^[13]。

为使母线电压利用率更高,通常选用 12 个幅值最大的电压矢量作为基本矢量进行调制,其最大矢量分布如图 2 所示。

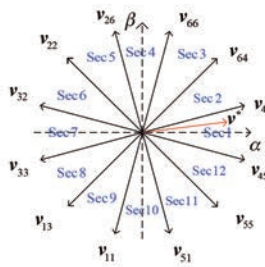


图 2 六相逆变器最大电压矢量分布图

Fig. 2 The distribution diagram of maximum voltage vector

由基本矢量可将 $\alpha - \beta$ 平面划分为 12 个扇区(图 2 中的 Sec1 ~ Sec12)。当参考电压矢量位于某一个扇区内时,由扇区确定四个相邻的非零电压矢量进行合成。例如在第一扇区,四个非零电压矢量分别为 v_{55} , v_{45} , v_{44} 和 v_{64} 用于合成参考电压矢量 v^* 。

2 转子位置估测算法原理

2.1 基于瞬时电流斜率测量的估测算法

在静止坐标系的数学模型中,可提取出 $\alpha - \beta$ 子空间内双三相 PMSM 电压方程,并忽略绕组上的压降。当运行在零速或低速时,反电势项与 $\alpha - \beta$ 子空间内的电压矢量相比亦可忽略不计^[14],则电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $L_1 = \frac{L'_d + L'_q}{2}$; $L_2 = \frac{L'_d - L'_q}{2}$ 。

式(6)中 L_1 和 L_2 未知时,通过数学变化可得:

$$\frac{L_1^2 - L_2^2}{L_2} \left(u_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - u_\alpha \frac{di_\beta}{dt} \right) = (u_\alpha^2 - u_\beta^2) \sin 2\theta - 2u_\alpha u_\beta \cos 2\theta \quad (7)$$

因此,可将式(7)当作关于 $\sin 2\theta$ 和 $\cos 2\theta$ 的二元一次方程组,获取两组瞬时电流变化率及对应的电压矢量,进而计算出 θ ,即转子的电角度。

一般情况下,PWM 的频率很高(>1 kHz),并且在每个 PWM 周期中,单个非零电压矢量作用时间很短^[15],在每个电压矢量作用期间的电机相电流波形可近似为直线。因此,相电流的瞬时斜率可采用两点法来近似,即 $\frac{di}{dt} \approx \frac{\Delta i}{\Delta t}$ 。

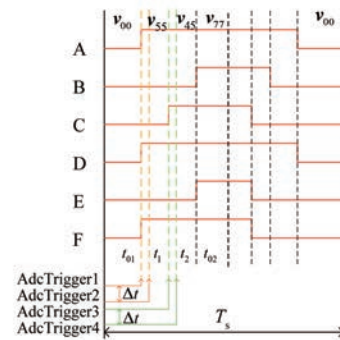


图 3 瞬时电流斜率两点法采样示意图

Fig. 3 Two-point sampling diagram

以电压参考矢量位于第一扇区为例,如图 3 所示(图中 v_{00} 和 v_{77} 为零矢量;AdcTrigger1 ~ AdcTrigger4 为采样触发信号; Δt 为采样间隔; t_{01} 为

v_{00} 作用时间; t_1 为 v_1 作用时间; t_2 为 v_2 作用时间; t_{02} 为到一半 PWM 周期为止的 v_{77} 作用时间)。

在 v_{45} 和 v_{55} 作用的 Δt 时间内测量六相电流, 再映射至 α - β 子空间。理论上, 在采样间隔极短的情况下 $\frac{di_\alpha}{dt} \approx \frac{\Delta i_\alpha}{\Delta t}$, $\frac{di_\beta}{dt} \approx \frac{\Delta i_\beta}{\Delta t}$ 。

此采样方式需要在一个电压矢量内进行多次电流测量, 且在实际实施过程中可能需要采取过采样技术。因此, 采样设计和转子估测算法的实现难度较高, 不利于实际运用。

2.2 基于平均电流斜率测量的位置估测算法

为避免瞬时电流斜率法中电流采样的缺点, 可改进上述估测算法。由于在低速和零速下, 在一个 PWM 周期内的转子位置近似认为不变^[16], 因此, 在同一个 PWM 周期内, 两个相邻的非零电压矢量作用期间的平均电压矢量 u_α 、 u_β 和平均电流变化率 $\frac{i_\alpha}{\Delta t}$ 、 $\frac{i_\beta}{\Delta t}$ 代替瞬时的电压矢量 u_α 、 u_β 和瞬时电流变化率 $\frac{di_\alpha}{dt}$ 、 $\frac{di_\beta}{dt}$, 式(6)依然成立, 且式(7)变换为

$$\frac{L_1^2 - L_2^2}{L_2} \left(u_\beta \frac{i_\alpha}{\Delta t} - u_\alpha \frac{i_\beta}{\Delta t} \right) = (u_\alpha^2 - u_\beta^2) \sin 2\theta - 2u_\alpha u_\beta \cos 2\theta \quad (8)$$

在低速和零速下, 由于反电势很小, 零电压矢量期间的电流变化很小^[17]。因此, 在一个 PWM 周期内, 第一个非零电压矢量作用开始时刻和第二个非零电压矢量作用结束时刻的电流, 分别近似等于 PWM 周期开始和中间时刻的电流, 以实现同步电流采样。

以电压参考矢量位于第一扇区为例, 同步电流采样时刻点如图 4 所示(图中 v_{00} 和 v_{77} 为零矢量; AdcTrigger1 和 AdcTrigger2 为电流采样 ADC 的触发信号; t_{01} 为 v_{00} 作用时间; t_1 为 v_1 作用时间; t_2 为 v_2 作用时间; t_{02} 为到一半 PWM 周期为止的 v_{77} 作用时间)。

在 v_1 和 v_2 总作用时间($t_1 + t_2$)内(此处 $v_1 = v_{45}$, $v_2 = v_{55}$), α - β 空间内电压矢量的平均值为

$$u_{\alpha 1} = \frac{t_1 \cdot u_{\alpha 1} + t_2 \cdot u_{\alpha 2}}{t_1 + t_2} \quad (9)$$

$$u_{\beta 1} = \frac{t_1 \cdot u_{\beta 1} + t_2 \cdot u_{\beta 2}}{t_1 + t_2} \quad (10)$$

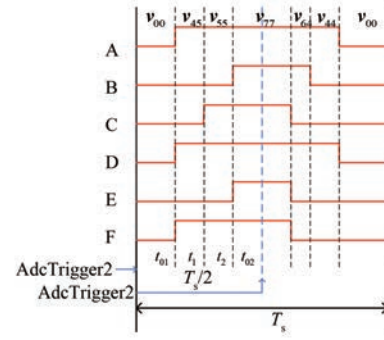


图 4 同步采样示意图

Fig. 4 Synchronous sampling diagram

式中: $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$ 为 v_1 在 α - β 方向的分量; $u_{\alpha 2}$ 、 $u_{\beta 2}$ 为 v_2 在 α - β 方向的分量。

电流变化率的平均值为

$$\frac{i_{\alpha 1}}{\Delta t_1} \approx \frac{i_{\alpha 2} - i_{\alpha 1}}{t_1 + t_2} \quad (11)$$

$$\frac{i_{\beta 1}}{\Delta t_1} \approx \frac{i_{\beta 2} - i_{\beta 1}}{t_1 + t_2} \quad (12)$$

同理, 可写出相邻的下一个 PWM 周期内的平均电压矢量 $u_{\alpha 2}$ 、 $u_{\beta 2}$ 和平均电流变化率 $\frac{i_{\alpha 2}}{\Delta t_2}$ 、 $\frac{i_{\beta 2}}{\Delta t_2}$ 。将两组 u_α 、 u_β 、 $\frac{i_\alpha}{\Delta t}$ 和 $\frac{i_\beta}{\Delta t}$ 数据, 代入式(8)中, 由于饱和凸极效应^[18], $L_2 = \frac{L_d' - L_q'}{2} = \frac{3}{2}(L_d - L_q) < 0$, 可求解得到 $\sin 2\theta$ 与 $\cos 2\theta$, 即:

$$C \sin 2\theta = \frac{\begin{vmatrix} 2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\beta 2} \frac{i_{\alpha 2}}{\Delta t_2} - u_{\alpha 2} \frac{i_{\beta 2}}{\Delta t_2} \\ 2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\beta 1} \frac{i_{\alpha 1}}{\Delta t_1} - u_{\alpha 1} \frac{i_{\beta 1}}{\Delta t_1} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\beta 1}^2 - u_{\alpha 1}^2 \\ 2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\beta 2}^2 - u_{\alpha 2}^2 \end{vmatrix}} \quad (13)$$

$$C \cos 2\theta = \frac{\begin{vmatrix} u_{\alpha 2}^2 - u_{\beta 2}^2 & u_{\beta 2} \frac{i_{\alpha 2}}{\Delta t_2} - u_{\alpha 2} \frac{i_{\beta 2}}{\Delta t_2} \\ u_{\alpha 1}^2 - u_{\beta 1}^2 & u_{\beta 1} \frac{i_{\alpha 1}}{\Delta t_1} - u_{\alpha 1} \frac{i_{\beta 1}}{\Delta t_1} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 2u_{\alpha 1}u_{\beta 1} & u_{\beta 1}^2 - u_{\alpha 1}^2 \\ 2u_{\alpha 2}u_{\beta 2} & u_{\beta 2}^2 - u_{\alpha 2}^2 \end{vmatrix}} \quad (14)$$

式中: $C = \frac{L_2}{L_1^2 - L_2^2}$ 。计算出 $\sin 2\theta$ 和 $\cos 2\theta$ 后, 可以

利用锁相环输出 $\hat{\theta}$, 锁相环框图如图 5 所示。

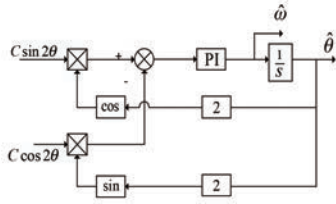


图 5 锁相环框图

Fig. 5 PLL block diagram

平均电流变化率的测量采用同步采样的方式,相比于瞬时电流斜率测算,简化了电流斜率测算,大幅增加采样间隔,有效降低 ADC 分辨率要求 and 实现难度。

2.3 矢量补偿算法

在低速下,一个 PWM 周期内,每个非零矢量的作用时间非常短(微秒级),导致第一个和第二个非零矢量的作用时间太短^[19]。在有限的 ADC 分辨率下得到的平均电流变化率误差偏大,对电机转子位置估计精度会造成不利的影响。因此,有必要对非零电压矢量的作用时间规定一个最小值,定义为最小矢量作用时间 $t_{\min}$ 。

在任意一个 PWM 周期内,前两个非零电压矢量的作用时间(t_1 和 t_2)都小于 $t_{\min}$ 时,在该 PWM 周期内强制将 t_1 延长至 $t_{\min}$,并且在下一个 PWM 周期内将 t_2 强制延长至 $t_{\min}$,如图 6 所示,以保证两个采样点的时间间隔足够长,满足 ADC 的分辨率要求。然而,在瞬时电流斜率测算中,一般需要在每个 PWM 中将前两个非零电压矢量强制延长至最小矢量作用时间^[20]。

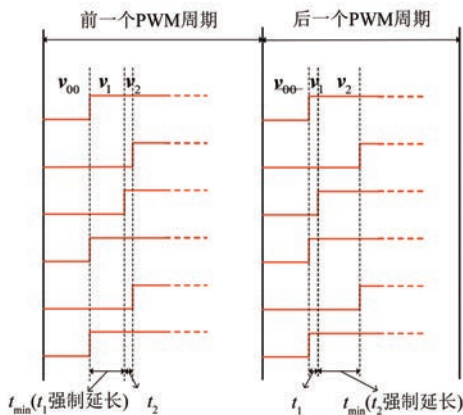


图 6 最小矢量作用时间延长示意图

Fig. 6 The diagram of time extension

延长非零电压矢量作用时间会造成参考电压

的偏移。因此,有必要在同一个 PWM 周期内对 PWM 波形进行适当补偿。本文采用如下补偿方法,假设某个非零矢量 v_1 作用时间 $t_1 < t_{\min}$,延长措施为

①如果六相中某一相在 v_1 作用期间内上桥臂关断,将 v_1 作用时间延长至 $t_{\min}$,同时在该相之后的上桥臂导通时间延长 $t_{\min} - t_1$;

②如果某相在 v_1 作用期间内上桥臂导通,将 v_1 作用时间延长至 $t_{\min}$,不需作后续处理。

可以证明,在上面的补偿方式下,可以维持参考电压不变^[20],因篇幅限制,在此不再赘述。

3 仿真结果

模型中使用的双三相 PMSM 样机参数如表 1 所示。仿真系统中采用的双三相 PMSM 控制框架如图 7 所示,电机处于转矩控制模式, $i_d^* = i_x^* = i_y^* = 0$,仿真为离散系统并且采样时间为 $1 \mu s$ 。六相电流 i_{6s} 在零矢量作用期间被采集,并计算出平均电流变化率,送入锁相环 PLL 中输出估测转子位置。

表 1 双三相 PMSM 样机参数

Tab. 1 The parameters of DTP-PMSM

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.124 8
永磁磁链 ψ/Wb	0.059 2
摩擦因数 B	0.03
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.001 74
额定转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 000
额定电压 U/V	220
额定功率 P/kW	2.5
极对数 p_n	5
开关频率 f/kHz	5
定子漏感 L_σ/mH	0.25
x 轴电感 L_x/mH	1.52
y 轴电感 L_y/mH	1.52
直轴电感 L_d/mH	2.46
交轴电感 L_q/mH	2.87
矢量最小作用时间 $t_{\min}/\mu s$	10

需要指出的是,在工程应用中双三相永磁同步电机的起动需对转子初始位置进行辨识。由文中式(13)和(14)可知,电机的初始位置可以通过反正切计算得到,然后通过磁极的极性判断得到实际的转子初始角度,在此仿真平台中转子的初始位置为零度。此处磁极的极性判断完全可以借用三相永磁同步电机中磁极极性判断的一些方

法,如电压脉冲注入法等实现。在一些运用场合,还可以将初始位置和磁极极性判断结合进行,其中一种方法是在起动时,在定子的 α 轴方向注入一定的电流,通过电磁力使转子转动一定的角度,使转子 N 极与 α 轴重合,则后续估测的转子角度的初始值就为零度,这种方法较适合负载不大的场合。

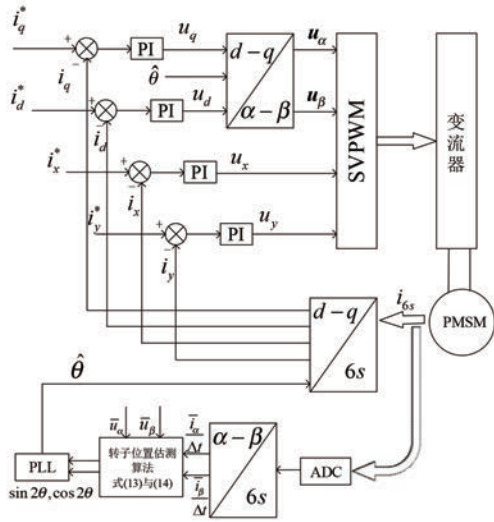


图 7 双三相 PMSM 控制框图

Fig. 7 The control block diagram for DTP-PMSM

3.1 仿真平台中控制器参数确定

仿真平台中 PI 控制器共有 6 个(包括电流环、转速环和锁相环),对于控制器参数的确定可按照经典控制理论的一般方法。

对于电流环,通常将其设计为一阶系统,以 I_d 电流环为例,其系统框图如图 8 所示。

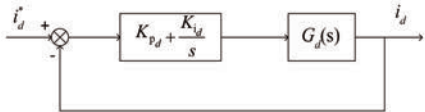


图 8 电流环系统框图

Fig. 8 Current loop diagram

图 8 中, $G_d(s) = R + L_d s$ 为 d 轴电压对电流的传递函数,同理 q 、 x 和 y 轴电压对电流的传递函数分别为 $G_q(s) = R + L_q s$ 、 $G_x(s) = R + L_x s$ 和 $G_y(s) = R + L_y s$ 。

因此,可按照一般下式确定电流环 PI 参数使其成为一阶系统^[21]:

$$\begin{cases} K_{p_d} = \alpha L_d \\ K_{i_d} = \alpha R \end{cases} \quad (15)$$

则此时闭环传递函数为

$$\Omega_d(s) = \frac{G_d(s) \left(K_{p_d} + \frac{K_{i_d}}{s} \right)}{1 + G_d(s) \left(K_{p_d} + \frac{K_{i_d}}{s} \right)} = \frac{\alpha}{s + \alpha} \quad (16)$$

式中: $\alpha = \frac{2\pi}{\min\left(\frac{L_d}{R}, \frac{L_q}{R}, \frac{L_x}{R}, \frac{L_y}{R}\right)}$, 同理可得出 I_q, I_x 和

I_y 电流环参数。

转速环的系统框图如图 9 所示。

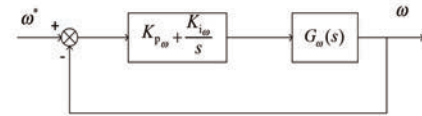


图 9 转速环系统框图

Fig. 9 Speed loop diagram

图 9 中, $G_\omega(s)$ 是转速 ω 对 i_q 的传递函数, 其为

$$G_\omega(s) = \frac{3p_n \psi}{J \left(s + \frac{B}{J} \right)} \quad (17)$$

为将转速环同样设计为一阶系统,一般按照下式确定转速环的 PI 参数^[21]:

$$\begin{cases} K_{p_\omega} = \frac{\beta J}{3p_n \psi} \\ K_{i_\omega} = \frac{B}{J} K_{p_\omega} \end{cases} \quad (18)$$

则此时转速环的闭环传递函数为

$$\Omega_\omega(s) = \frac{G_\omega(s) \left(K_{p_\omega} + \frac{K_{i_\omega}}{s} \right)}{1 + G_\omega(s) \left(K_{p_\omega} + \frac{K_{i_\omega}}{s} \right)} = \frac{\beta}{s + \beta} \quad (19)$$

式中: β 为期望的转速环带宽,可选择为 50 rad/s。

锁相环的系统框图如图 10 所示。

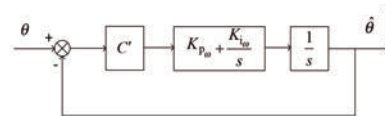


图 10 锁相环系统框图

Fig. 10 PLL signal block diagram

其闭环传递函数为

$$\Omega(s) = \frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\frac{1}{T}s + \frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} \quad (20)$$

式中: $\xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{KT}} = \sqrt{C'K_i}$; $\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}} = \frac{K_p}{2\sqrt{\frac{C'}{K_i}}}$; $C' = \frac{2L_2}{L_1^2 - L_2^2}$ 。按照古典控制理论中二阶系统的设计方法,通常可选择 $\xi = 0.707$, $KT = 0.5$ 的参数关系,以获得较优的性能指标。

需要指出的是,以上按照经典整定方法得到的控制参数,在应用时可按照响应的结果进行细微调整,在本文基于仿真平台中各控制器的参数如下表所示。

表 2 控制器参数

Tab. 2 The parameters of controllers

控制环路	K_p	K_i
转速环	0.9	15.52
I_d 电流环	150	2.96
I_q 电流环	150	2.96
I_x 电流环	150	1.825
I_y 电流环	150	3000
锁相环	1.634	40.55

3.2 基于平均电流斜率测量算法的零速运行

零速运行条件下的仿真结果如图 11 所示,图中从上往下依次为转速、转子实际角度与估测角度、误差和 $\sin 2\hat{\theta}$ 与 $\cos 2\hat{\theta}$ 。图 11 展示恒定负载下转速为 0 r/min 的仿真结果,估计的转子电角度能够跟随实际电角度,并且误差小于 0.01 rad。

3.3 基于平均电流斜率测量算法的转速动态

转速动态的仿真结果如图 12 所示,在恒定负载下,转速变化为 40 r/min $\rightarrow$ 60 r/min。在 1 s 时刻转速阶跃变化,估测的电角度仍然能够跟随实际电角度的变化,且稳态误差保持在 0.05 rad 以内。

3.4 基于平均电流斜率测量算法的转矩动态

转矩动态的仿真结果如图 13 所示,图中从上往下依次为转矩、转子实际角度与估测角度、误差和 $\sin 2\hat{\theta}$ 与 $\cos 2\hat{\theta}$ 。在恒定 60 r/min 转速下,转矩在 1 s 时由 5 N·m 阶跃至 15 N·m,稳态误差始终保持在 ± 0.05 rad 之间,且估测角度能够跟随实际角度的变化。

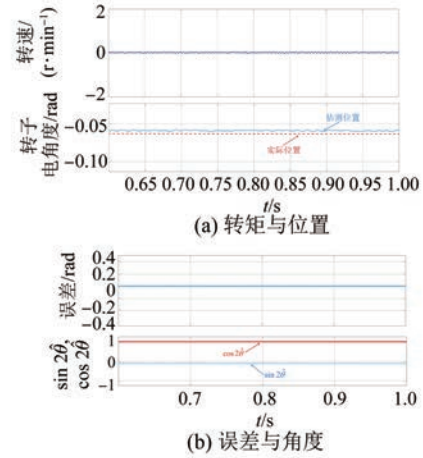


图 11 恒定负载零速仿真结果

Fig. 11 The results of zero speed under constant load

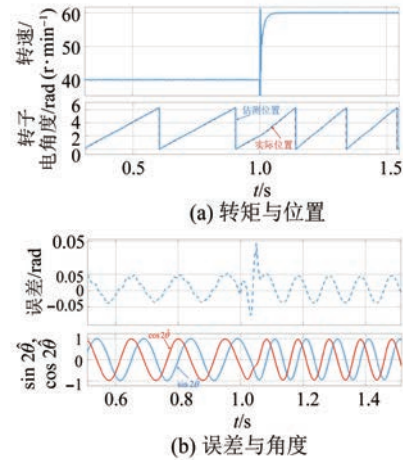


图 12 恒定负载下转速动态响应仿真结果

Fig. 12 The results of speed dynamic response under constant load

3.5 两种电流斜率测量方式下的转子位置估测结果及电流畸变对比

在仿真平台中,同时运行基于瞬时电流斜率和基于平均电流斜率测算的转子位置估测,设定转速恒为 60 r/min,转矩恒为 5 N·m。

从图 14 中可知,在基于电流斜率瞬时值测量下的误差保持在 0.03 rad 以内,稳态波动较小,基于平均电流斜率测算下的转子位置估测误差波动较大,但精度与采样使用瞬时电流斜率的方式相比,仍然较高,保持在 ± 0.05 rad 之间。

仿真平台中四矢量 SVPWM 调制周期为 200 μ s,则以一个 PWM 周期的 A 相电流波形为例,观察其在施加最短电压矢量的波形,如图 15 所示,并且在两种电流斜率测算下参考电压矢量

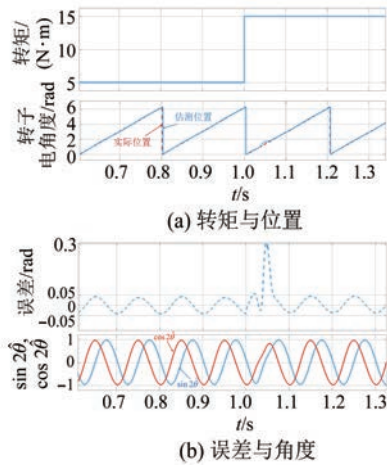


图 13 恒定转速下转矩动态响应仿真结果

Fig. 13 The results of torque dynamic response under constant speed

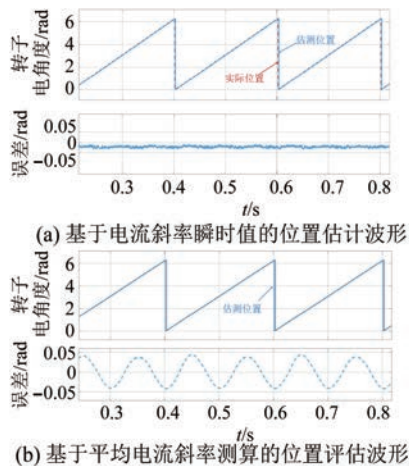


图 14 两种电流斜率测量方式下位置估计结果对比

Fig. 14 Comparison of position estimation results under two current slope measurement methods

的幅值和相位均相同。

强制最小矢量作用时间会造成参考电压矢量的偏移,由图 15 可知,平均电流斜率测算与瞬时电流斜率测算相比,每个 PWM 周期内减少了一个最小作用时间矢量,可以有效降低电流畸变。

同时,在此转速 (60 r/min) 运行下,负载由 5 N·m 逐渐增加至 15 N·m,分别观测无最小矢量作用时间限制、基于平均电流斜率测量和基于瞬时电流斜率测量方法下电流 THD 随负载的变化,如图 16 所示。

由图 16 可得,以负载为 5 N·m 为例,在无最小矢量作用时间限制时,电流畸变率为 0.38%,而在平均电流斜率测量和瞬时电流斜率测量的情

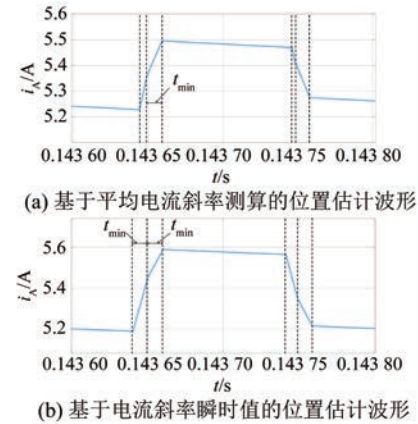


图 15 一个 PWM 周期内 A 相电流

Fig. 15 Phase A current in one PWM cycle

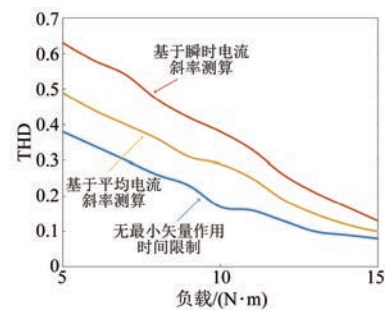


图 16 三种运行模式 THD 与负载变化关系曲线

Fig. 16 THD and load variation curves under three operational models

况下,电流畸变率分别为 0.49% 和 0.63%,略高于无最小矢量作用时间限制的结果,并且在平均电流斜率测量下电流 THD 明显低于瞬时电流斜率测量的情况,同时可知电流 THD 随负载变大而逐渐减小。

4 结语

为了实现双三相永磁同步电机零速和低速的无位置传感器控制,本文研究了一种不需额外注入高频信号,而是直接利用电机本身的凸极效应,采用逆变器基波 PWM 激励波形对电机进行转子位置估测,并且提出了一种简化的电流斜率计算方法,同步实现了电流环与位置估算所需的电流检测,算法更易实现。所提的位置估计方法在仿真模型中得到了验证,证明了方法的有效性。

创新点说明:本文针对现有的基于基波 PWM 激励的双三相永磁同步电机的转子位置估计算法(瞬时电流斜率采样法)实施过程中存在的缺点,提出了一种基于同步电流采样和平均电流斜率测

量的改进算法,大幅度简化了原有算法的实施过程,有利于此类方法的实际推广运用,具有较高的工程价值。

参考文献

- [1] 石鹏川,王学庆,贺明智,等. 双三相永磁同步电机驱动系统简易容错控制方法研究[J/OL]. 电机与控制学报, 2023-01-01. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230531.1528.064.html>.
- SHI C P, WANG X Q, HE M Z, et al. Research on simple fault-tolerant control of dual three-phase PMSM drives [J/OL]. Electric Machines and Control, 2023-01-01. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230531.1528.064.html>.
- [2] 张烨璐,杨欢,王海兵,等. 双三相 PMSM 全速范围内无位置传感器控制研究[J]. 微电机, 2018, 51(11): 31-39.
- ZHANG Y L, YANG H, WANG H B, et al. Study on sensorless control of dual three-phase PMSM in full speed range [J]. Micromotor, 2018, 51(11): 31-39.
- [3] FAN L H, YANG T, RASHED M, et al. Sensorless control of dual-three phase PMSM based aircraft electric starter/generator system using model reference adaptive system method[C]//CSAA/IET International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS 2018), Guiyang, 2018.
- [4] FAN L H, YANG T, RASHED M, et al. Comparative study of back EMF based sensorless control methods for dual three-phase PMSM[C]//2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC). IEEE, 2018.
- [5] YU H, GAN C, WANG H, et al. Speed adaptative sensorless control method of a high-speed dual three-phase permanent magnet synchronous motor[C]//2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2020.
- [6] 余章,高军礼. 一种双三相永磁同步电机无速度传感器控制的实现方法研究[J]. 广东工业大学学报, 2019, 36(3): 83-90.
- YU Z, GAO J L. A research on an implementation method of speed sensorless control for dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Guangdong University of Technology, 2019, 36(3): 83-90.
- [7] WANG S, IMAI K, DOKI S. Analysis of an application of the extended electromotive force model based position sensorless control on the wound-field synchronous motor with dual-three phases in standstill/low speed region[C]//IECON 2018 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, DC, USA, 2018.
- [8] BIN X, LUO X, ZHU L, et al. Sensorless control of dual three-phase PMSM with high frequency voltage signal injection [C]//2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019.
- [9] 陈浩,高强,朱昊越. 基于基波 PWM 激励的双三相永磁同步电机低速和零速无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 1-9.
- CHEN H, GAO Q, ZHU H Y. Position sensorless control for dual three-phase permanent magnet synchronous motor using fundamental PWM excitation under low-and zero-speed[J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(11): 1-9.
- [10] MENGONI L, HOCHMER S, WRZECIONKO B, et al. Comparison of PMSM and inverter efficiency for dual three-phase high performance powertrains including low order harmonics and voltage modulation [C]//2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiang Mai, Thailand, 2022.
- [11] HASOUN M, AFIA A E, KHAFALLAH M. Field oriented control of dual three-phase PMSM based vector space decomposition for electric ship propulsion[C]//2019 International Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE), Agadir, Morocco, 2019.
- [12] FENG G D, LAI C Y, LI W L, et al. Efficient permanent magnet temperature modeling and estimation for dual three-phase PMSM considering inverter nonlinearity [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7328-7340.
- [13] CHEN Z B, LUO X. Research on minimum switching loss SVPWM control of dual three-phase PMSM[C]//2021 IEEE 4th Student Conference on Electric Machines and Systems (SCEMS), Huzhou, China, 2021.

- [14] SUN F Y, AGNIHOTRI W, DHALE S, et al. Digital sliding-mode-based xy-current suppression in dual three-phase PMSM drives [C] // 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2023.
- [15] 李孟洋. 双三相永磁同步电机的控制研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020.
- LI M Y. Research on control of dual three-phase permanent magnet synchronous motor [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2020.
- [16] 徐斌. 双三相永磁同步电机的无位置传感器控制 [D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
- XU B. Sensorless control of dual three-phase PMSM [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020.
- [17] 周中坚, 张成宝. 基于双三相永磁同步电机的 EPS 系统低速段无位置传感器控制 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 99-104.
- ZHOU Z J, ZHANG C B. Position sensorless control of EPS system at low speed based on dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(12): 99-104.
- [18] CAO C Y, WANG Z, C. DUAN C L, et al. Fault-tolerant control of dual three-phase PMSM drives with inter-turn short-circuit fault [C] // 2021 IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), Dallas, TX, USA, 2021.
- [19] SUHEL S M, MAURYA R. A new switching sequences of SVPWM for six-phase induction motor with features of reduced switching losses [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(2): 100-107.
- [20] CHEN H, GAO Q, YANG T, et al. Fundamental PWM excitation based rotor position estimation for a dual three-phase permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(2): 659-668.
- [21] 袁雷, 胡冰新, 魏克银. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- YUAN L, HU B X, WEI K Y. Principle and MATLAB simulation for modern permanent magnet synchronous motor [M]. Beijing: Beihang University Press, 2016.

收稿日期: 2023-07-11

收到修改稿日期: 2023-08-14

作者简介:

曲 硕(1999-), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流电机无位置传感器控制研究, qushuo0630@sjtu.edu.cn;

* 通信作者: 高 强(1975-), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机及其控制、变流器和新能源发电, gaoqiang@sjtu.edu.cn。

Sensorless Rotor Position Estimation for Dual Three-Phase PMSMs Using Fundamental PWM Excitation and Simplified Current Slope Measurement

QU Shuo¹, GAO Qiang^{2,3,4*}, LI Rui^{1,2,3,4}

(1. College of Smart Energy, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Department of Electrical Engineering, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

3. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

4. Wind Power Research Center, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM); sensorless control; saliency effect; synchronous sampling

In order to improve the reliability and reduce the cost of DTP-PMSM (dual-three phase permanent magnet synchronous motor) systems, it is necessary to study the rotor position sensorless control technology. This paper first introduces the existing sensorless technologies, including the method based on back EMF or high frequency signal injection. However, at low speeds, the amplitude of the back EMF is not enough, causing estimation failure, and injection of high frequency signals causes extra losses and noises.

At present, without injecting high-frequency signals or using back EMF, there is a sensorless rotor position estimation technique for a DTP-PMSM that relies on the fundamental PWM excitation which is able to achieve rotor position estimation at low and zero speeds. However, it needs to take multiple current samples during individual active voltage vectors generated by a voltage source inverter. Although it is effective, the requirement on the multiple current sampling hinders its practical application.

Based on the mathematical information in α - β subspace that is obtained by vector space decomposition, this paper proposes a new algorithm

to overcome the above shortcoming. The algorithm directly utilizes the saliency effect of dual three-phase PMSMs to extract the rotor position information in the average current derivatives of two adjacent PWM periods by the synchronous sampling technique, instead of the instantaneous current derivatives obtained by the two-point sampling technique. Then, the rotor position estimation algorithms based on two different sampling methods are compared. The new algorithm allows a synchronous current sampling for both the rotor position estimation and the current control, which greatly eases the practical implementation. Meanwhile, as the error of current derivatives could be relatively large under a limited ADC resolution, a minimum pulse width is still imposed and its corresponding vector compensation algorithm is explained.

Finally, the proposed algorithm is effectively verified in a DTP-PMSM simulation model at low and zero speeds. The algorithm achieves good performance in terms of low steady-state estimation errors and better current THD, compared with the existing method. The proposed method paves the way for its wide industrial application.