

基于高频电压注入的带辅助齿 SPMSM 转子机械角度无传感器辨识策略*

朱红庆^{1,2}, 钟思恒², 陈祥林², 林晓刚², 解 伟²

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108;

2. 中国科学院海西研究院 泉州装备制造研究中心, 福建 泉州 362000)

摘 要: 无位置传感器策略虽然已经广泛应用在普通工业场合, 却未推广到位置伺服领域, 原因在于无法辨识转子机械角度。为此, 提出一种基于高频电压注入的带辅助齿表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 转子机械角度无传感器辨识策略。根据所推导的带辅助齿 SPMSM 数学模型, 在电角度零点处注入高频电压信号, 划分出机械扇区。再使用传统无位置传感器算法获得电角度。最后, 由电角度、机械扇区、机械角度三者之间的关系得到机械角度。仿真结果表明: 所提算法能够识别电机转子机械角度。

关键词: 无位置传感器; 电角度; 机械角度; 机械扇区; 高频电压信号

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)07-0035-08

doi: 10.12177/emca.2023.071

Sensorless Identification Strategy of SPMSM Rotor Mechanical Angle with Auxiliary Teeth Based on High-Frequency Voltage Injection*

ZHU Hongqing^{1,2}, ZHONG Siheng², CHEN Xianglin², LIN Xiaogang², XIE Wie²

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University,
Fuzhou 350108, China;

2. Quanzhou Equipment Manufacturing Research Center, Haixi Institute, Chinese Academy of Sciences,
Quanzhou 362000, China)

Abstract: Although the sensorless strategy has been widely used in general industrial occasions, it has not been applied in the field of position servo. The reason is that the rotor mechanical angle cannot be identified. Therefore, a sensorless identification strategy of surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) rotor mechanical angle with auxiliary teeth based on high-frequency voltage injection is proposed. According to the mathematical model of SPMSM with auxiliary teeth, the mechanical sector is divided by injecting high-frequency voltage signal at the electrical angle zero point. The traditional sensorless algorithm is used to obtain the electrical angle. Finally, the mechanical angle is obtained from the relationship among electrical angle, mechanical sector and mechanical angle. The simulation results show that the proposed algorithm can identify the mechanical angle of the motor rotor.

Key words: sensorless; electrical angle; mechanical angle; mechanical sector; high-frequency voltage signal

收稿日期: 2023-02-17; 收到修改稿日期: 2023-04-03

* 基金项目: 四川省重点研发项目(2021YFG0079); 福建科技计划-STC 院省合作项目(2022T3041)

作者简介: 朱红庆(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

解 伟(1982—), 男, 研究员, 博导, 研究方向为电动汽车主驱系统、工业伺服系统等。

0 引言

目前,永磁同步电机由于具有功率密度高、转矩惯量大、动态响应速度快等优点,在许多工业应用中得到了广泛的应用^[1]。精确得到转子位置信息是精准控制永磁同步电机的前提条件之一。通常使用光电编码器、旋转变压器等位置传感器获取转子位置信息,但位置传感器的使用带来了许多问题,例如驱动系统的体积和成本增加,电磁干扰问题,额外的连接器和接线,以及与传感器本身相关的可靠性问题^[2]。

为解决上述问题,近年来国内外研究人员提出无位置传感器控制策略。对于静止和低速下的无位置传感器控制,此时电机的反电动势值几乎为零,不易被检测到,通常使用高频信号注入法来跟踪转子凸极位置^[3-5]。对于中高速下的无位置传感器控制,电机定子绕组电流和反电动势易检测,通常使用磁链估计法^[6]、扩展反电动势法^[7]、模型参考自适应法^[8]等来估计转子位置。对于全速范围下的无位置传感器控制,通常采用低速和中高速结合的控制算法^[9-10]。

无位置传感器控制已经取得较好的发展,但大多数传统的算法只能估计电角度下的转子位置,而无法估计机械角度下的转子位置。对于大多数交流电机驱动应用来说,转子电角度观测技术足以支撑电机转矩或速度控制。然而,对于机械臂的整机协同控制系统、电梯门机的位置伺服系统等机械位置控制应用来说,除了要识别电角度,还应识别机械角度。如机械臂的整机协同控制系统是由多个关节电机组成,对关节电机的位置信息准确获取非常重要,其位置信息包括单个关节电机的电转子位置及关节电机间的机械转子位置。

为此,国内外一些高校研究人员对电机转子机械位置估计的无传感控制进行了研究。Wu等^[11]提出了一种简单的机械转子位置估计方法。该方法通过自适应峰值滤波器和锁相环从功率信号中提取机械频率分量,从而达到识别机械转子位置的作用。Ni等^[12]基于一种新型复合电机的拓扑设计,对内部和外部气隙的电转子位置和频率进行检测,通过两个独立的调制比,最终可以解调出机械转子位置。Kwon等^[13-15]基于一种具有不对称转子和附加搜索线圈的内置式永磁同步电

机设计方案,通过向主绕组注入高频电压的方式,可以从搜索线圈处测量的电压中提取机械转子位置信息,从而提出一种机械转子位置辨识方法。

上述转子机械位置估计的无传感控制研究,虽然实现了电机转子机械角度识别,但存在样机制造难度大、拓扑结构复杂等问题。本文通过表贴式永磁同步电机 SPMSM 可在转子上增加辅助齿,生成不对称性电感这一特性,提出了一种可以辨识电机转子机械角度的方法。通过推导带辅助齿 SPMSM 的数学模型,进行机械扇区的划分,电角度的识别,利用电角度、机械扇区、机械角度三者关系得到机械角度。最后,通过仿真验证所提方法识别电机转子机械角度的效果。

1 带辅助齿 SPMSM 拓扑及建模

1.1 带辅助齿 SPMSM 拓扑介绍及电感特性

本文的样机是一台 8 极 9 槽带辅助齿 SPMSM,图 1 给出了 8 极 9 槽带辅助齿 SPMSM 的剖面图。

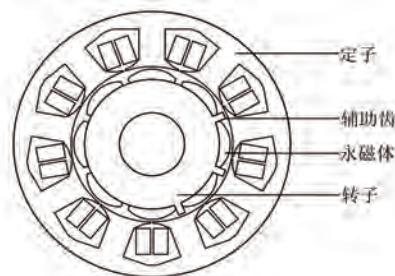


图 1 带辅助齿 SPMSM 剖面图

本文所提带辅助齿 SPMSM 的拓扑是在传统 SPMSM 的拓扑上进行优化,在转子上添加辅助齿,通过设计定、转子气隙长度的变化,使得电机的自感幅值和互感幅值的包络线不再与普通永磁同步电机拓扑一样为恒定值,而是随转子机械位置变化而变化,并呈现出一定的机械周期特性,如图 2 和图 3 所示,这为识别转子机械角度提供了良好的基础。

由于在电机转子上增加辅助齿,电机的电感特性也与正常永磁同步电机有所不同,带辅助齿 SPMSM 的电感呈现出与机械位置有关的特性。为了便于后期对带辅助齿 SPMSM 进行数学建模,需要对其电感进行详细的分析。

带辅助齿 SPMSM 的自感和互感实测波形如

图 2 和图 3 所示。对自感和互感进行傅里叶分析 (FFT) 得到结果如图 4 和图 5 所示。由图 4 和图 5 可知, 自感和互感与直流分量、1 次谐波、8 次谐波有关。根据 FFT 结果可得到直流分量、与机械角度有关的谐波幅值和相位、与电角度有关的谐波幅值和相位, 将 FFT 得到的结果拟合成式 (1)、式 (2)。

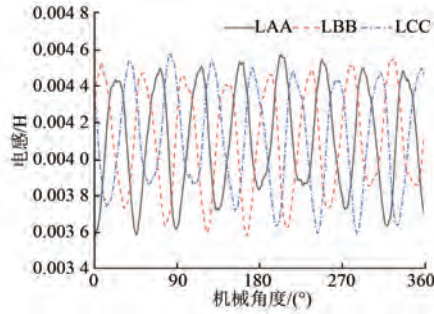


图 2 辅助齿高 SPMSM 自感

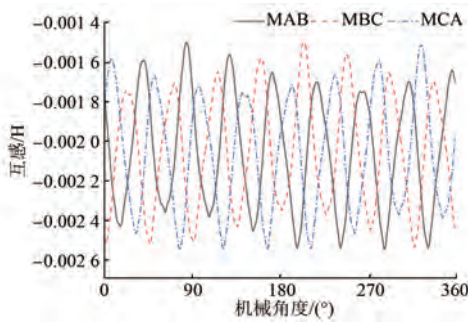


图 3 辅助齿高 SPMSM 互感

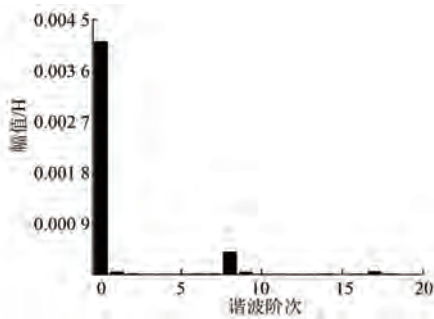


图 4 自感 FFT

定子三相绕组自感为

$$\begin{cases} L_{AA} = L_1 + L_2 \sin(\theta_m + 4.258) + L_3 \sin(2\theta_e + 4.347) \\ L_{BB} = L_1 + L_2 \sin(\theta_m + 2.181) + L_3 \sin(2\theta_e + 0.145) \\ L_{CC} = L_1 + L_2 \sin(\theta_m + 0.087) + L_3 \sin(2\theta_e + 2.266) \end{cases} \quad (1)$$

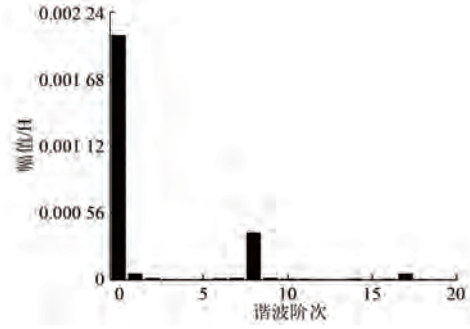


图 5 互感 FFT

定子三相绕组之间的互感为

$$\begin{cases} M_{AB} = M_{BA} = -\frac{L_1}{2} + L_2 \sin(\theta_m + 0.026) + \\ L_3 \sin(2\theta_e + 2.245) \\ M_{BC} = M_{CB} = -\frac{L_1}{2} + L_2 \sin(\theta_m + 4.276) + \\ L_3 \sin(2\theta_e + 4.347) \\ M_{AC} = M_{CA} = -\frac{L_1}{2} + L_2 \sin(\theta_m + 2.228) + \\ L_3 \sin(2\theta_e + 0.166) \end{cases} \quad (2)$$

其中: θ_m 为转子机械角度; θ_e 为转子电角度; L_1 为直流分量幅值即 4.108 mH; L_2 为与机械角度有关的谐波幅值即 0.051 14 mH; L_3 为与电角度有关的谐波幅值即 0.393 1 mH。

1.2 带辅助齿 SPMSM 数学建模

由于在转子上添加辅助齿, 电机的电感呈现出与机械位置有关的特性, 传统的永磁同步电机数学模型不再适用。为了便于后期控制器的设计和分析, 需要对带辅助齿 SPMSM 进行数学建模, 带辅助齿 SPMSM 自然坐标系下数学模型建模过程如下:

$$\begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{Af} \\ \psi_{Bf} \\ \psi_{Cf} \end{bmatrix} \right) \quad (3)$$

式中: u_{sA} 、 u_{sB} 、 u_{sC} 分别为 A、B、C 三相绕组的相电压; R_s 为三相绕组的相电阻; i_{sA} 、 i_{sB} 、 i_{sC} 分别为 A、B、C 三相绕组的相电流; $\mathbf{L}$ 为电感矩阵; ψ_{Af} 、 ψ_{Bf} 、 ψ_{Cf} 分别为转子磁链交链在三相绕组线圈的互感磁链。

电感矩阵 $\mathbf{L}$ 为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 分别为三相绕组的自感; M_{AB} 、 M_{BC} 、 M_{CA} 分别为三相绕组间的互感。

转子磁链交链在三相绕组线圈的互感磁链为

$$\begin{cases} \psi_{Af} = \psi_f \cos \theta_e \\ \psi_{Bf} = \psi_f \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_{Cf} = \psi_f \cos \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (5)$$

对应的反电动势为

$$\begin{cases} e_A = \frac{d}{dt} \psi_{Af} = -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ e_B = \frac{d}{dt} \psi_{Bf} = -\omega_e \psi_f \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_C = \frac{d}{dt} \psi_{Cf} = -\omega_e \psi_f \sin \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \end{bmatrix} &= \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + 2\omega_e L_3 \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e + 4.347) & \cos(2\theta_e + 2.245) & \cos(2\theta_e + 0.166) \\ \cos(2\theta_e + 2.245) & \cos(2\theta_e + 0.145) & \cos(2\theta_e + 4.347) \\ \cos(2\theta_e + 0.166) & \cos(2\theta_e + 4.347) & \cos(2\theta_e + 2.266) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} L_3 \sin(2\theta_e + 4.347) & L_3 \sin(2\theta_e + 2.245) - \frac{L_1}{2} & L_3 \sin(2\theta_e + 0.166) - \frac{L_1}{2} \\ L_3 \sin(2\theta_e + 2.245) - \frac{L_1}{2} & L_3 \sin(2\theta_e + 0.145) & L_3 \sin(2\theta_e + 4.347) - \frac{L_1}{2} \\ L_3 \sin(2\theta_e + 0.166) - \frac{L_1}{2} & L_3 \sin(2\theta_e + 4.347) - \frac{L_1}{2} & L_3 \sin(2\theta_e + 2.266) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sA}}{dt} \\ \frac{di_{sB}}{dt} \\ \frac{di_{sC}}{dt} \end{bmatrix} + L_1 \begin{bmatrix} \frac{di_{sA}}{dt} \\ \frac{di_{sB}}{dt} \\ \frac{di_{sC}}{dt} \end{bmatrix} + \\ &\frac{1}{4} \omega_e L_2 \begin{bmatrix} \cos(\theta_m + 4.258) & \cos(\theta_m + 0.026) & \cos(\theta_m + 2.228) \\ \cos(\theta_m + 0.026) & \cos(\theta_m + 2.181) & \cos(\theta_m + 4.276) \\ \cos(\theta_m + 2.228) & \cos(\theta_m + 4.276) & \cos(\theta_m + 0.087) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} L_2 \sin(\theta_m + 4.258) & L_2 \sin(\theta_m + 0.026) & L_2 \sin(\theta_m + 2.228) \\ L_2 \sin(\theta_m + 0.026) & L_2 \sin(\theta_m + 2.181) & L_2 \sin(\theta_m + 4.276) \\ L_2 \sin(\theta_m + 2.228) & L_2 \sin(\theta_m + 4.276) & L_2 \sin(\theta_m + 0.087) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sA}}{dt} \\ \frac{di_{sB}}{dt} \\ \frac{di_{sC}}{dt} \end{bmatrix} - \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

式中: ψ_f 为永磁体磁链; e_A 、 e_B 、 e_C 分别为 A、B、C 三相反电动势; ω_e 为转子电角速度。

电磁转矩是电机将电能转换成机械能最重要的物理量之一, 通电的电枢绕组在磁场中将会受到电磁力, 该力与电机电枢铁心的半径之积称为电磁转矩。电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{1}{2} p \frac{\partial}{\partial \theta_m} (i_{3s}^T * \psi_{3s}) \quad (7)$$

电机向负载提供驱动转矩, 对负载运动的控制是通过对电机电磁转矩的控制而实现的。根据动力学原理, 机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L \quad (8)$$

式中: J 为转动惯量; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; p 为极对数; ω_m 为电机的机械角速度; i_{3s} 为三相绕组的相电流; ψ_{3s} 为三相绕组的磁链。

因此, 带辅助齿 SPMSM 自然坐标系下的数学模型为

2 所提机械角度辨识策略

2.1 机械扇区划分依据

电机以一定的速度向零点运动, 当检测到电

机端部的脉冲时, 此时电机所在的位置即为零点。在电机处于静止状态时, 将电机定位到最近的一个电角度零点处, 仿真中是通过给定机械角度分别为 0° 、 90° 、 180° 、 270° 来实现定位到各个电角度

零点处。在电角度零点处 $0 \sim 0.06$ s 的时间段内对 AB 相进行 100 V、250 Hz 的高频电压信号注入,同时在 $0.04 \sim 0.06$ s 的时间段内对其 AB 相电流响应进行采样。紧接着在 $0.06 \sim 0.12$ s 的时间段内对 BC 相进行 100 V、250 Hz 的高频电压信号注入,同时在 $0.10 \sim 0.12$ s 的时间段内对 BC 相电流响应进行采样。最后在 $0.12 \sim 0.20$ s 的时间段内对 CA 相进行 100 V、250 Hz 的高频电压信号注入,同时在 $0.16 \sim 0.18$ s 的时间段内对 CA 相电流响应进行采样。根据仿真结果,最终得到电流响应稳态幅值如表 1 所示。

表 1 电流响应稳态幅值

$\theta_m / (^\circ)$	$\theta_e / (^\circ)$	I_{AB} / A	I_{BC} / A	I_{CA} / A
0	0	5.734	4.850	5.500
90	0	5.805	4.875	5.411
180	0	5.725	4.948	5.396
270	0	5.656	4.921	5.484

为了便于后续对机械扇区划分提供依据,同时给出对于带辅助齿 SPMSM 的 AB 相响应电流的通用表达式为

$$U_{AB} = R_{AB} * I_{AB} + L_{AB} * \frac{dI_{AB}}{dt} + e_{AB} \quad (10)$$

由于是在电机静止状态下对 AB 相注入高频电压信号,因此可有如下表示:

$$\begin{cases} e_{AB} = 0 \\ J\omega L \gg R_{AB} \end{cases} \quad (11)$$

结合式(11)、式(12)可以得到:

$$U_{AB} \approx L_{AB} * \frac{dI_{AB}}{dt} \quad (12)$$

同理在电机静止状态下对 BC 相、CA 相注入高频电压信号后,可得:

$$\begin{cases} U_{BC} \approx L_{BC} * \frac{dI_{BC}}{dt} \\ U_{CA} \approx L_{CA} * \frac{dI_{CA}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

式中: U_{AB} 、 U_{BC} 、 U_{CA} 分别为 AB 相、BC 相、CA 相线电压; e_{AB} 为 AB 相线反电动势; R_{AB} 为 AB 相线电阻。

将注入的高频电压信号代入式(12)、式(13)进行积分,得到响应电流表达式为

$$\begin{cases} I_{AB} = \frac{-1}{5\pi L_{AB}} \cos(500\pi * t) \\ I_{BC} = \frac{-1}{5\pi L_{BC}} \cos(500\pi * t) \\ I_{CA} = \frac{-1}{5\pi L_{CA}} \cos(500\pi * t) \end{cases} \quad (14)$$

由式(15)可知,通过将 4 个电角度零点处的线电感 L_{AB} 、 L_{BC} 、 L_{CA} 代入,可以得到 4 个电角度零点处的稳态电流响应幅值:

$$\begin{cases} I_{AB} = \frac{1}{5\pi L_{AB}} \\ I_{BC} = \frac{1}{5\pi L_{BC}} \\ I_{CA} = \frac{1}{5\pi L_{CA}} \end{cases} \quad (15)$$

在获得任意一个电角度零点处的 AB 相、BC 相、CA 相的电流响应稳态幅值后。当满足 $I_{AB} - I_{BC} > 0.830$ A 时, $\theta_m = 0^\circ$ 或 $\theta_m = 90^\circ$, 此时再比较 I_{AB} 和 I_{CA} 的差值大小,若 $I_{AB} - I_{CA} > 0.31$ A, 则 $\theta_m = 90^\circ$; 反之, 则 $\theta_m = 0^\circ$ 。当满足 $I_{AB} - I_{BC} \leq 0.830$ A 时, $\theta_m = 180^\circ$ 或 $\theta_m = 270^\circ$, 此时再比较 I_{AB} 和 I_{CA} 的差值大小,若 $I_{AB} - I_{CA} > 0.25$ A, 则 $\theta_m = 180^\circ$; 反之, 则 $\theta_m = 270^\circ$ 。上述划分依据具体流程图如图 6 所示。

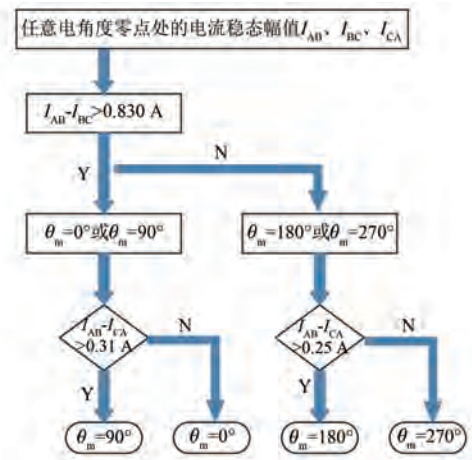


图 6 划分依据流程图

由于带辅助齿 SPMSM 是 4 对极的,有 4 个电角度零点,也就意味着有 4 个机械扇区。规定机械角度 $0^\circ \sim 90^\circ$ 为第一机械扇区,机械角度 $90^\circ \sim$

180°为第二机械扇区,机械角度 180°~270°为第三机械扇区,机械角度 270°~360°为第四机械扇区。根据划分依据,可以得到转子 4 个电角度零点处对应的 4 个机械角度,也就知道了下一时刻对应的机械扇区,在完成机械扇区初始值辨识后,再利用无传感进行电角度观测。

2.2 电角度观测

对于电角度的观测采用传统脉振高频电压信号注入的无位置传感器控制算法,其结构框图如图 7 所示。由脉振高频电压信号注入的无传感器控制系统结构框图可知, $T(\hat{\theta}_e)$ 为静止坐标系变换到旋转坐标系的变换矩阵, $T^{-1}(\hat{\theta}_e)$ 为其逆变换矩阵,利用带通滤波器 (BPF) 来提取包含转子位置信息的高频电流信息。一方面利用低通滤波器 (LPF) 来滤除高频供电流环使用;另一方面为了

获得转子的速度和位置,可先对 $\hat{q}$ 轴高频电流进行幅值调制,再经过 LPF 后得到转子位置跟踪观测器的输入信号。

2.3 机械角度

在 0~0.20 s 的时间内得到机械扇区后,将初始机械扇区 S 数值进行保存,从 0.20 s 开始,利用传统无位置传感器算法进行电角度观测,同时将机械扇区按照增量计数的模式进行更新,即电角度每增加 360°,机械扇区数值更新加 1。有了机械扇区、电角度,利用机械角度 θ_m 、电角度 θ_e 及机械扇区 S 三者关系可得到机械角度,三者关系式如下:

$$\theta_m = \frac{\theta_e}{p} + (S - 1) * 90^\circ \quad (16)$$

由此可得整个算法框图如图 8 所示。

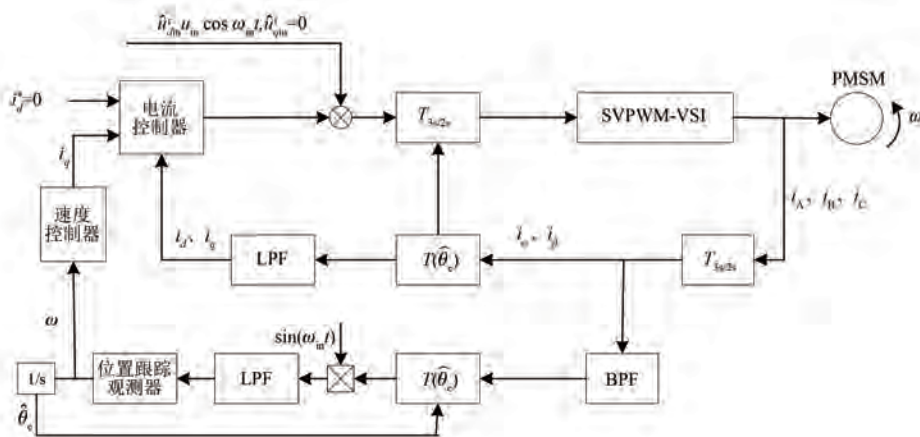


图 7 传统脉振高频注入无传感算法框图

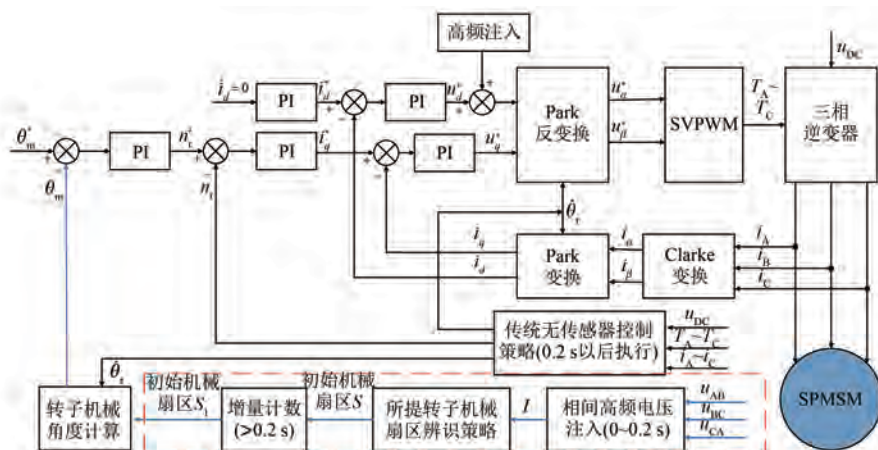


图 8 带有机机械角度辨识的算法框图

3 仿真分析

本文带辅助齿 SPMSM 主要参数如表 2 所示。为了验证带辅助齿 SPMSM 机械角度识别的可行性,在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型对其进行验证。当电机处于静止时,将其定位到最近的一个电角度零点处,先后对 AB 相、BC 相、CA 相通入 100 V、250 Hz 高频电压,同时对 AB 相、BC 相、CA 相的电流响应稳态幅值进行采样,再进行机械扇区的划分。然后使用传统无传感算法获取电角度。最后利用式(11)得到转子机械角度。

在 $\theta_m=0^\circ$ 处分别对 AB 相、BC 相、CA 相先后通入 100 V、250 Hz 高频交流电压后,得到的 AB 相、BC 相、CA 相电流响应波形如图 9 所示。同理,图 10、图 11、图 12 分别为在 $\theta_m=90^\circ$ 、 $\theta_m=180^\circ$ 、 $\theta_m=270^\circ$ 处先后对 AB 相、BC 相、CA 相通入 100 V、250 Hz 高频交流电压后的电流响应波形。根据所得电流响应波形,进行电流采样,采用图 6 的划分依据,可以判断出 4 个电角度零点处对应的机械角度,划分出机械扇区,最后结合电角度观测利用式(11)得到转子的整个机械角度。整个控制过程中带辅助 SPMSM 的转子估计机械角度与实际角度的对比如图 13 所示。电机运行后带辅助齿 SPMSM 估计转子机械角度、电角度、机械扇区与实际机械转子位置关系如图 14 所示。

表 2 8 极 9 槽带辅助齿 SPMSM 主要参数	
参数名称	参数值
定子外径/mm	76.4
转子外径/mm	43.2
绕组电阻/ Ω	5.3
极数	8
槽数	9
额定功率/W	750
额定电压/V	220
额定转矩/($N \cdot m$)	2.39
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	3 000
峰值电流/A	9
额定电流/A	3

4 结 语

本文推导了带辅助齿 SPMSM 自然坐标系下

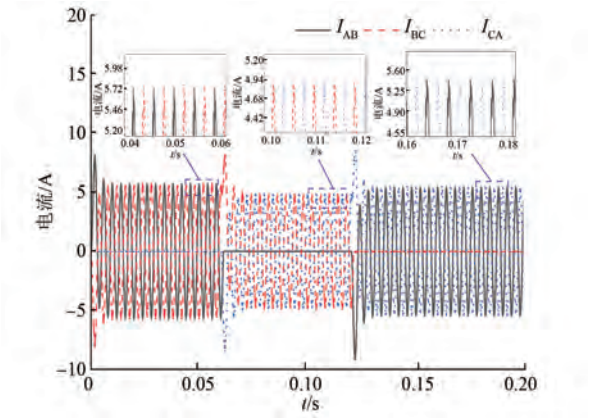


图 9 $\theta_m=0^\circ$ 处电流响应波形

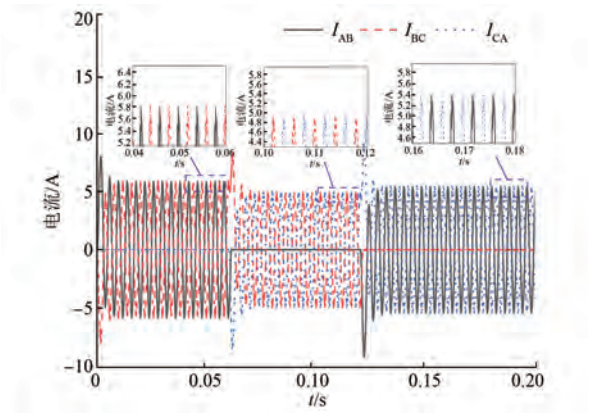


图 10 $\theta_m=90^\circ$ 处电流响应波形

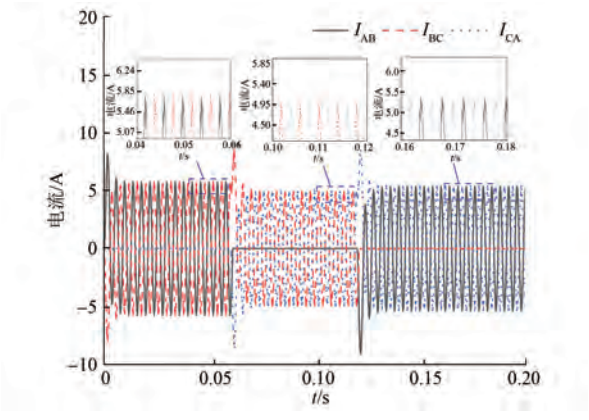


图 11 $\theta_m=180^\circ$ 处电流响应波形

的数学模型。基于在 SPMSM 转子上添加辅助齿所生成的不对称电感这一特性,提出一种可以辨识电机转子机械角度的方法。通过在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型对其进行验证,表明所提转子机械角度辨识策略的有效性。

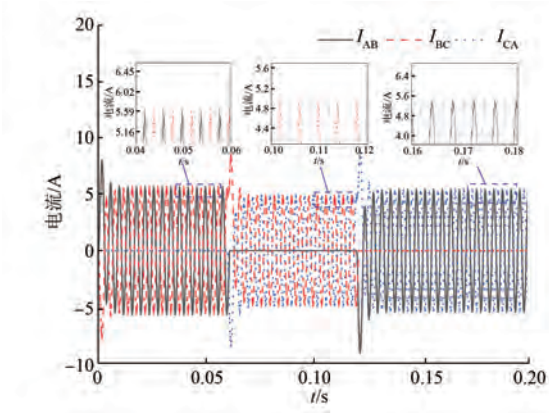


图 12 $\theta_m = 270^\circ$ 处电流响应波形

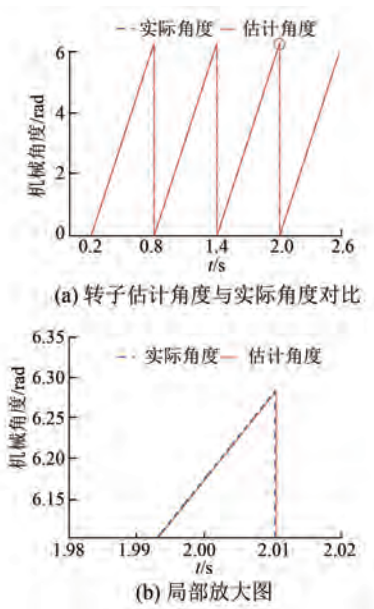


图 13 转子估计角度与实际角度对比及局部放大图

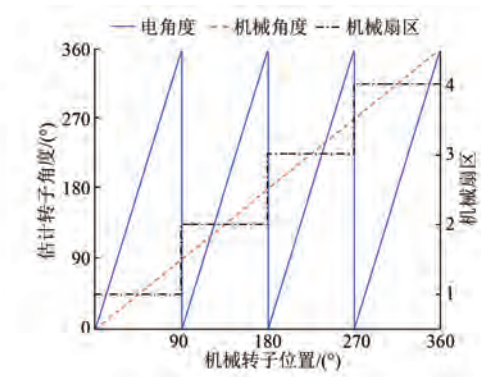


图 14 估计转子机械角度、电角度、机械扇区关系

【参考文献】

[1] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J]. 电工技术学报,2017,32(16): 76.

[2] 谷善茂,何凤有,谭国俊,等. 永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报,2009,24(11): 14.

[3] 梁帅,刘广业. 基于高频正弦脉振电压注入的永磁电机无传感器控制策略[J]. 微电机,2020,53(4): 54.

[4] 李孟秋,王龙. 一种改进的永磁同步电机低速无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(9): 1967.

[5] URBANSKI K. Sensorless control of PMSM for low speed range[J]. COMPEL,2015,34(3): 754.

[6] 郭云珺,马思源,余翔. 基于改进磁链估计法的PMSM 无位置传感器控制[J]. 舰船电子工程,2022,42(9): 192.

[7] 陈炜,刘会民,谷鑫,等. 基于反电动势函数的无刷直流电机无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报,2019,34(22): 4661.

[8] 朱瑞杰,陶春荣,杜仁慧,等. 考虑动态特性的模型参考自适应 PMSM 无位置传感器控制[J]. 微电机,2019,52(10): 86.

[9] 陆华才,提娟,高文根,等. 永磁直线同步电机全速无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报,2013,17(4): 92.

[10] 张震,沈学珂,程欣. 永磁同步电机全速范围内无位置传感器控制[J]. 郑州大学学报(工学版),2019,40(2): 35.

[11] WU X, ZHU Z, WU Z. A rotor initial position estimation method for surface-mounted permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2021,36(3): 2012.

[12] NI R, GU S, NIE S, et al. Dual-gap dual-pole composite machine for mechanical rotor position estimation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(9): 10481.

[13] KWON Y, SUL S, BALOCH N A, et al. Design and control of IPMSM sensorless drive for mechanical rotor position estimation capability[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2014,2(2): 152.

(下转第 50 页)

- [4] WILSON V, LATHA P G. Performance analysis of SRM with two stage commutation for effective vibration reduction [C] // 2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON), 2021.
- [5] KANDHASAMY S. Machine learning based SRM control using FPGAs for torque ripple minimization [C] // 2020 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC), 2020.
- [6] VUJIČIĆ V P. Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (1) : 388.
- [7] SAHOO S K, PANDA S K, XU J X. Iterative learning control based direct instantaneous torque control of switched reluctance motors [C] // 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [8] 孙剑波, 詹琼华, 王双红, 等. 开关磁阻电机减振降噪和低转矩脉动控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2008(12): 134.
- [9] REZIG A, BOUDENDOUNA W, DJERDIR A, et al. Investigation of optimal control for vibration and noise reduction in-wheel switched reluctance motor used in electric vehicle [J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2020, 167: 267.
- [10] NGUYEN D, BAHRI I, KREBS G, et al. Vibration study of the intermittent control for a switched reluctance machine [J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2019, 158: 308.
- [11] ZHANG Z, BAZZI A M, MONTE J D. A novel PWM-control-based strategy for noise reduction in switched reluctance motors [C] // 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2018.
- [12] GUNDOGMUS O, DAS S, CHOWDHURY A, et al. Direct acceleration harmonic control with current harmonics injection method to reduce acoustic noise and vibration in switched reluctance machines [C] // 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2021.
- [13] GUO X, LIN J, XU Q, et al. A comparative study of mechanical vibration between conventional and mutually-coupled switched reluctance machines [C] // 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2021.
- [14] ZHANG X, XIONG L, ZHAI H, et al. A new structure of switched reluctance motor with pole shoes on teeth of stator [C] // 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2020.
- [15] 孙剑波, 詹琼华. 一种利于开关磁阻电机降噪的新散热筋结构 [J]. 电工技术学报, 2005(9): 34.
- [16] ZHANG X, WANG X, YANG Y. The calculation of radial force wave weakened percentage for doubly salient motor based on improved magnetic field division method [C] // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014.
- [17] 张鑫, 王秀和, 杨玉波, 等. 基于转子齿两侧开槽的开关磁阻电机振动抑制方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(6): 1508.
- [18] GUNDOGMUS O, DAS S, YASA Y, et al. Acoustic noise mitigation in high pole count switched reluctance machines utilizing skewing method on stator and rotor poles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5581.
- [19] ISFAHANI A H, FAHIMI B. Vibration analysis of a double-stator switched reluctance machine [C] // 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018.

(上接第 42 页)

- [14] KWON Y, SUL S, BALOCH N A, et al. Design of IPMSM with eccentric rotor and search coils for absolute position sensorless drive [C] // 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015.
- [15] KWON Y, SUL S, BALOCH N A, et al. Design, modeling, and control of an IPMSM with an asymmetric rotor and search coils for absolute position sensorless drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 3839.