

基于定子磁链间接计算的内置式永磁同步电机 无位置传感器鲁棒性提升控制

张航¹, 梁文睿¹, 陈哲², 张辉^{1*}

- (1. 西安理工大学电气工程学院, 陕西省 西安市 710054;
2. 陕西省微特电机及驱动技术重点实验室(西北工业大学), 陕西省 西安市 710114)

Sensorless Robustness Improvement Control for IPMSM Drive Based on Stator Flux Indirect Calculation

ZHANG Hang¹, LIANG Wenrui¹, CHEN Zhe², ZHANG Hui^{1*}

- (1. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710054, Shaanxi Province, China;
2. Shaanxi Key Laboratory of Small and Special Electrical Machine and Drive Technology
(Northwestern Polytechnical University), Xi'an 710114, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: A sensorless control strategy for the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) in the optimized synchronous modulation region of high-speed railway traction system was proposed in this paper. Based on the indirect flux calculation method, the d - q axis current was estimated, and the flux estimation was replaced by the given value, which reduced the dependence on estimated flux amplitude. Considering the influence of parameters variation on rotor position estimation and system robustness, the deviation coefficients of permanent magnet flux and q -axis inductance were calculated by the d -axis-current and -voltage errors respectively, and the parameters in flux calculation, dq -axis-currents estimation and load-angle estimation were all corrected. Thus, the rotor position estimation accuracy under parameters variation was improved, and RTLAB-based hardware-in-the-loop system for IPMSM drive was constructed. The experimental results show that the proposed method can effectively reduce the position estimation error under low switching frequency with SHEPWM, and enhance the system robustness.

KEY WORDS: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); sensorless control; indirect flux estimation; parameters error correction; system robustness

基金项目: 国家自然科学基金项目(52007151); 中国博士后科学基金项目(2021M692598); 航空基金(201919053002)。

The National Natural Science Foundation of China (52007151). The Fellowship of China Postdoctoral Science Foundation (2021M692598); Aeronautical Science Foundation of China (201919053002).

摘要: 提出一种适用于高铁牵引系统优化同步调制区的内置式永磁同步电机无位置传感器控制策略。基于磁链间接计算法,对交直流电流进行估计并用给定磁链代替估计值,降低了对估计磁链幅值的依赖性。在此基础上,考虑到电机参数变化对转子位置估计性能和系统鲁棒性的影响,基于 d 轴电流和电压误差,实时计算永磁体磁链和交轴电感偏差系数,并实时对改进后间接磁链法中的定子磁链计算、交直流电流估计和负载角估计环节进行参数修正,从而提高参数变化下的转子位置估计精度。基于此构建 RTLAB 硬件在环的 IPMSM 矢量控制系统,实验结果表明:改进后的间接磁链计算法能够有效降低优化同步调制下的转子位置估计误差,增强系统鲁棒性。

关键词: 内置式永磁同步电机; 无位置传感器控制; 磁链间接计算; 参数误差修正; 系统鲁棒性

0 引言

在高速列车实际运行过程中,电磁环境复杂、振动剧烈,易导致机械式传感器失效而引发牵引系统故障,造成大转矩冲击,严重时损伤轴承、齿轮、电机等关键部件,危害列车运行安全。无位置传感器驱动技术可以从根本上消除这一安全隐患,且具有抗干扰能力强、集成度高及使用周期长等优势^[1]。

对于高铁牵引系统,受开关损耗及散热限制,IGBT 开关频率通常在 500Hz 左右。为了获得良好的逆变器电压输出特性且充分利用母线电压,通常在零低速使用异步调制、中高速使用分段同步调制、额定转速以上使用方波调制^[2],如图 1 所示,其中 F_s 为开关频率, F_0 为基波频率。在分段同步调

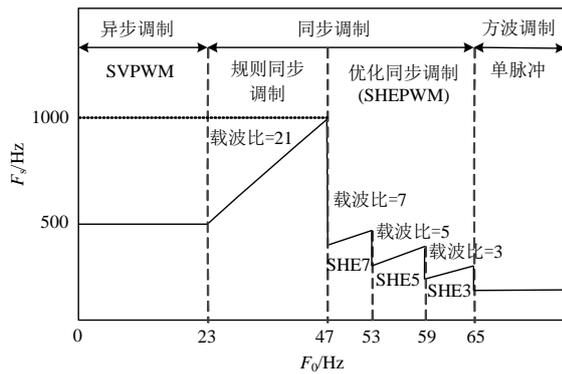


图1 牵引逆变器优化同步调制对应的频率区间

Fig. 1 Frequency range corresponding to optimize synchronous modulation in traction inverter

制中, 优化同步调制是一种不基于载波且能实现特点优化目标的方式, 如特定次谐波消除^[3](selective harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)、谐波畸变率(total harmonics distortion, THD)最小^[4]等, 已被广泛应用于牵引系统中^[5]。当永磁牵引系统以无位置传感器闭环模式运行在中高速优化同步调制区时, 电机多参数失配包括电机温度迅速升高引起的定子电阻增大、磁链降低, 牵引转矩变化时电流幅值增大引起的交直流电感减小会进一步降低位置观测器建模精度^[6], 这也成为影响中高速无位置闭环系统鲁棒性的关键因素。

当牵引逆变器工作在优化同步调制模式时, 对应的转速范围通常是利用基频激励的反电势或磁链模型来估计转子位置^[7]。对于前类方法, 如滑模观测器(sliding mode observer, SMO)、扩展卡尔曼滤波(extended kalman filter, EKF)、模型参考自适应(model reference adaptive system, MRAS)等, 依次存在滑模面抖震、计算量大、调节器和滤波器使用较多等问题, 亦有众多学者针对此进行改进^[8-10]。与反电势法不同, 基于磁链的无位置传感器控制通常与直接转矩或定子磁场定向控制相结合^[11]。在这种条件下, 转子位置通常由转子或定子磁链矢量计算得到, 主要包括两种方式: 基于扩展转子磁链模型的“有效磁链”法^[12]和基于负载角、定子磁链角的间接算法^[13-14], 且这两类方式的转子位置估计精度及闭环鲁棒性决定于磁链幅值和角度的精确性, 极易受磁链、电感参数变化及系统延时影响。

在常规的空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)下, 基于定子磁链估计, 文献^[15]通过改进电压积分环节, 消除电压或电流偏置引起的磁链估计偏移。为了在电机参数变化条件下有更好的磁链观测性能, 基于有效磁链法, 文

献^[16]提出一种由比例积分调节器构建的相位自整定环节, 以实现电机参数变化下的观测坐标系快速收敛。文献^[17]提出一种具有自适应磁通补偿的永磁同步电机转子磁链观测器, 在磁链观测器的输入端通过 PI 调节消除已有的直流偏置和高次谐波分量。考虑到电机参数变化对位置估计性能的影响, 基于 MRAS, 文献^[18]通过仿真和实验发现, 额定转速以下的中高速区域永磁电机转子磁链和交轴电感的误差对位置估计误差的影响远大于定子电阻和直轴电感, 并提出相应的参数辨识方法, 提高了系统的鲁棒性。可以看出, 现有基于磁链估计的无位置传感器控制技术均未与高铁特殊的调制方式相结合, 以此为背景, 探索定子磁链法在优化同步调制下的应用, 并分析电机参数变化对转子位置估计性能的影响是很有必要的。

针对以上问题, 本文首先对永磁同步电机定子磁链间接算法进行改进, 消除其对估计磁链幅值的依赖性。基于此, 结合高铁牵引系统优化同步调制下参数变化特点, 提出一种无位置传感器鲁棒性提升控制策略, 实时修正磁链计算、交直流电流估计及负载角估计各环节中的永磁体磁链和交轴电感参数偏差, 从而提升转子位置估计精度, 增强系统鲁棒性。实验结果证明了理论分析的正确性。

1 基于定子磁链间接计算的优化同步调制区转子位置角估计原理

1.1 转子位置估计方法

在传统基于定子磁链的无位置传感器控制方法中, 转子位置角通常由两种方法估计得到: 1) 基于有效磁链矢量的直接计算方法, 2) 定子磁链坐标系下基于负载角的间接算法, 两种方式的空问矢量描述如图 2 所示。其中, MT 为定子磁链坐标系; ψ_s 为定子磁链, 其矢量与 M 轴相重合; ω_s 为定子磁链速度; θ_s 为定子磁链位置角; ψ_r 为转子永磁体磁链; ψ_{act} 为文献^[12]中提及的有效磁链, θ_{re} 为转子位置角; ω_{re} 为转子电角速度; δ 为负载角。

由图 2 可知, dq 坐标系下定子磁链与负载角关系如式(1)所示

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \psi_s \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \end{bmatrix}, \quad \delta = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_q}{\psi_d} \right) \quad (1)$$

定子磁链间接算法的转子位置和转速估计原理如图 3 所示。由于定子磁链矢量在转子坐标系中会随着 d 轴偏离负载角 δ 。因此, 当负载角和定

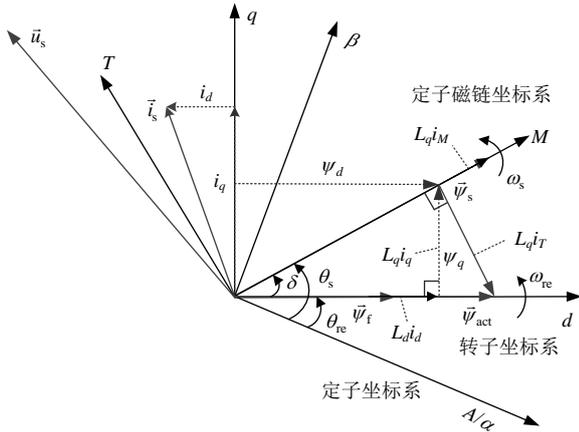


图 2 3 种坐标系下的空间矢量图

Fig. 2 Space vector diagram under three coordinates system

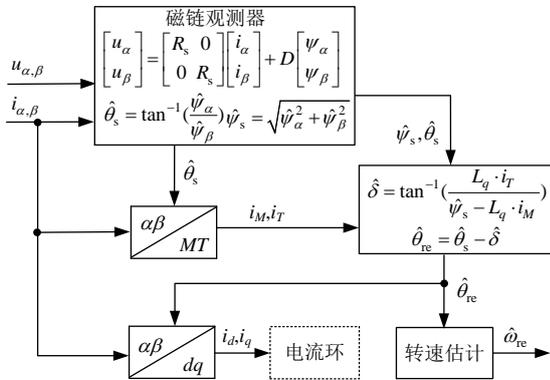


图 3 传统无位置传感器定子磁链间接算法

Fig. 3 Conventional sensorless control based on indirect calculation from stator flux linkage

子磁链角确定后，可得转子位置角为

$$\theta_{re} = \theta_s - \delta \quad (2)$$

定子磁链位置角可由式(3)计算得出

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_\alpha}{\psi_\beta}\right) \quad (3)$$

式中 \$\psi_\alpha\$ 与 \$\psi_\beta\$ 为 \$\alpha\$-\$\beta\$ 轴定子磁链。在 MT 坐标系中，文献[14]给出了式(1)中负载角的另一表达形式，如式(4)所示

$$\delta = \tan^{-1}\left(\frac{L_q i_T}{\psi_s - L_q i_M}\right) \quad (4)$$

式中：\$i_M\$ 与 \$i_T\$ 为分别是 M 轴和 T 轴电流；\$L_q\$ 为交轴电感。由图 2 的矢量关系可知，负载角在 dq 坐标系下的表达式可写为

$$\delta = \tan^{-1}\left(\frac{L_q i_q}{\psi_f + L_d i_d}\right) \quad (5)$$

由图 3 可知，磁链间接算法的结果取决于磁链大小和定子磁链位置角，其转子位置估计性能对定子磁链矢量幅值有较高的依赖程度，降低这

种依赖性对于提高此类方法的系统鲁棒性是很有帮助的。

1.2 SHEPWM 数字实现的基本原理

当载波比小于 10 时，使用 SHEPWM 可以消除输出电压中特定的低次谐波，从而保持对指令电压有较好的跟踪性。由于在三相对称电路中，三次谐波在线电压中会被相互抵消，则 SHEPWM 主要可用来消除非 3 整数倍的奇数次谐波。其中，开关角的计算和三相脉冲信号的生成是数字实现的难点。图 4 给出 SHE 脉冲重构与电压矢量角的对应关系，其中 \$T_s\$ 是基波电压周期，\$\alpha_N\$ 是某一 SHE 模式下的开关角，而 \$N\$ 是 1/4 周期的开关角个数并且满足 \$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_N\$。每个基波周期的脉冲个数为 \$2N+1\$，与对应的载波比相同。通过与电压矢量角作比较，可以获得不同模式的 SHE 脉冲，通常包括 7、5 及 3 脉冲，则可保证低开关频率中高速下的磁场定向精度。这里，A 相电压的傅里叶级数展开式可表示如式(6)所示：

$$u_A = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (6)$$

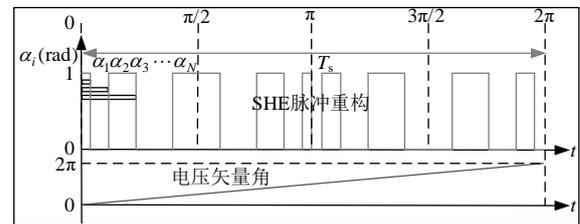


图 4 SHEPWM 开关角与电压矢量角的对应关系

Fig. 4 Relationship between switching angle and voltage vector angle in SHEPWM

由于相电压波形在 1/4 周期内偶对称，则式(6)仅包含奇次谐波且对应的余弦项为零，则可获得如式(7)所示

$$b_k = -\frac{2U_{dc}}{k\pi} [1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \cos k\alpha_i] \quad (7)$$

式中：\$b_k\$ 为 \$k\$ 次谐波幅值；\$k\$ 为奇数。通过求解 \$\alpha_1\$ 到 \$\alpha_N\$ 的值，输出电压脉冲可被重构且能有效控制基波电压幅值、消除 \$N-1\$ 个特定次谐波。对应到图 1 中的 SHE7、SHE5 和 SHE3，\$N\$ 值分别为 3、2 和 1，则 SHE3 模式无法消除任何谐波，其存在是为了更好的保证向方波调制切换时电压相位的连续性。根据式(7)可离线计算出不同 SHE 模式下的开关角。图 5 给出 SHEPWM 的数字实现方式，\$\beta\$ 是 dq 坐标系下的电压矢量角，\$\hat{\theta}_{re}\$ 为估计的转子位置角，\$\varphi_1\$

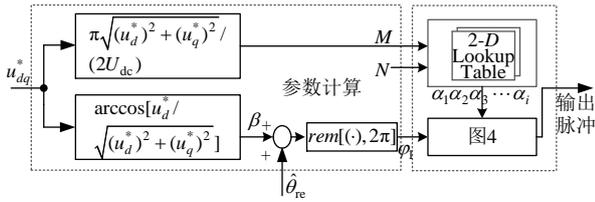


图5 SHEPWM脉冲生成的数字实现过程

Fig. 5 Digital implementation process of SHEPWM

为ABC三相坐标系下的电压矢量角, M 为调制度, 分辨精度为0.01。3种SHE模式下的开关角和对应 M 值以数组形式存储在查表模块中。

2 中高速域电机参数变化影响分析

转子位置估计误差大小会直接影响系统鲁棒性, 而永磁同步电机转子位置的精确估计是以准确的电机参数为基础的。此外, 为了准确评估电机参数误差对转子位置估计性能的影响, 需要消除系统差拍延时带来转子位置估计滞后。

由图1可知, 牵引系统工作在优化同步调制区时, 开关频率小于500Hz。相对于此时的开关周期, 死区时间的影响可忽略不计。目前, 牵引数字系统的控制周期与调制周期是独立的, 对于基于SHEPWM的闭环控制: 控制环节主要在固定频率下完成电流采样、滤波、调制度及电压矢量角的计算; 调制环节则采用分段同步调制, 以一个调制周期为结束点来更新寄存器。通常, 一个调制周期包含若干个控制周期, 即多采样数字系统, 但受控制器限制, 采样频率不可无限高, 则采样延时依然在, 会造成相电流和估计转子位置出现滞后, 如图6所示。

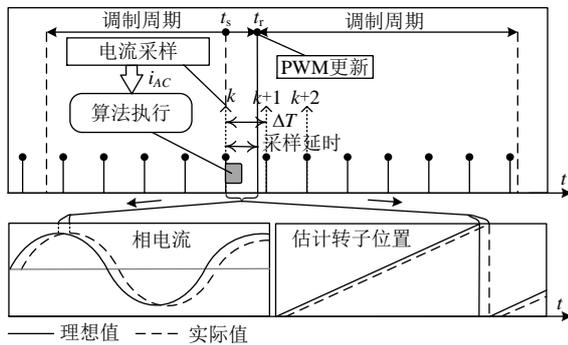


图6 采样延时造成的转子位置估计滞后

Fig. 6 Position estimation lag caused by sampling delay

为了保证算法执行的完整性, 且更好的等效实际高铁牵引系统的数字控制时序、评估电机参数变化对无位置传感器控制性能的影响, 按照图6的采样时序, 表1给出本文所使用系统的延时特性。

以图3及式(5)的磁链间接算法为基础模型,

表1 主要的延时特征参数

Table 1 Main delay parameters characteristics

特征参数	值	特征参数	值
算法执行时间/ μs	100	死区时间/ μs	5
控制周期/ μs	200	IGBT 导通时间/ μs	1
采样延时/ μs	≤ 200	IGBT 关断时间/ μs	2.5

图7给出采样延时和电机参数变化共同作用对转子位置估计误差的影响, 且误差值为旋变采集的实际转子位置与估计值之差。可以看出, 在基波频率50Hz且电机参数无变化时, 采样延时会造成0.06rad的转子位置估计滞后, 这也与表1的延时特征参数相匹配。假设电机参数在图7所示的横轴范围内变化, 则 q 轴电感和转子磁链对间接磁链法的影响远大于另外两个参数。随着转速上升, 这一特点在SHE5和SHE3调制模式也可得到很好体现。

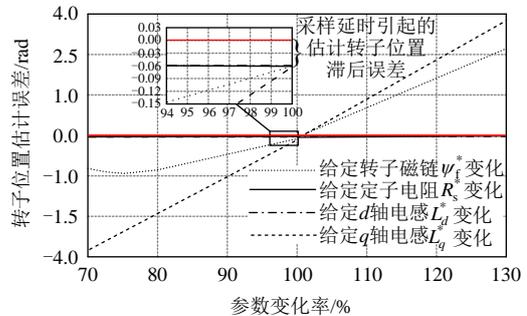
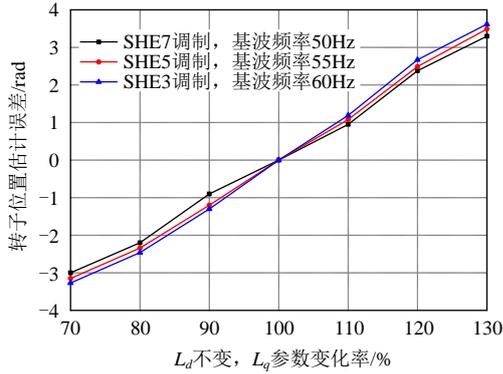


图7 无延时补偿SHE7调制, 基波频率50Hz时参数变化对转子位置估计误差的影响

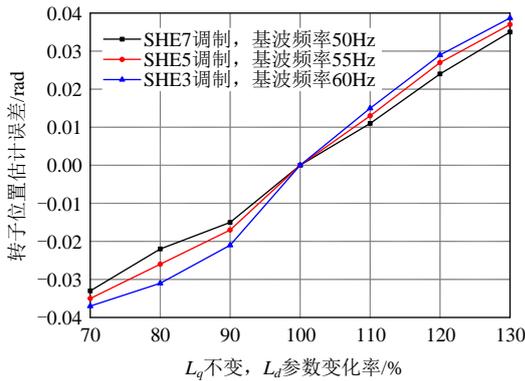
Fig. 7 Influence of parameters variation on position estimation error without sampling delay compensation (SHE7, 50Hz)

通常, 电机工况会直接影响参数的变化, 在额定转速以下且未进行弱磁时, 转子磁链可认为恒定, 而中高速的电阻压降相对于电感的反电势亦可忽略不计。由1.1节所描述的转子位置估计原理可以看出, 使用式(5)的定子磁链间接算法在实现时通常需要4个电机参数: 转子磁链、电阻及交直流电感。因此, 电机参数的变化会直接影响转子位置估计误差, 从而使磁场定向误差加大, 降低系统鲁棒性。对于磁链间接算法, 转子位置估计的准确性依赖于磁链角 θ_s 和负载角 δ 的计算精度, 由式(4)、(5)可以看出, 交直流电感变化会直接影响其计算的准确性。从图2的空间矢量图可以看出, 式(4)、(5)均可实现负载角的计算, 对比后可初步判断交轴电感变化对负载角的计算有更大影响。

为了在本文所用的SHEPWM调制区进一步评估交直流电感对位置估计误差的影响, 图8给出额定转矩不同转速下交直流电感变化对转子位置估计



(a) 交轴电感参数变化对转子位置估计性能的影响



(b) 直轴电感参数变化对转子位置估计性能的影响

图 8 额定转矩不同转速下

交直流电感参数变化对转子位置估计性能的影响

Fig. 8 Influence of dq-axis inductances variation on

position estimation under different speed at rated torque

误差的影响。从图中可以看出，转速升高会在一定程度加大参数变化带来的位置估计误差，但相比于 q 轴电感的影响， d 轴电感带来的误差可忽略不计。

3 基于磁链间接计算的无位置传感器鲁棒性提升控制

3.1 dq 轴电流估计

定子磁链计算公式可写作：

$$\psi_s^2 = (\psi_f + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 \quad (8)$$

结合定子电流与交直流电流关系，可得 d 轴电流的二阶方程如式(9)所示：

$$(L_q^2 - L_d^2) i_d^2 - 2\psi_f L_d i_d + (\psi_s^2 - \psi_f^2 - L_q^2 i_s^2) = 0 \quad (9)$$

当 $L_d \neq L_q$ 时，求解方程(9)可得直轴电流的两个值为

$$i_{d_solve} = \frac{\psi_f L_d}{L_q^2 - L_d^2} \mp \frac{\sqrt{(L_q^2 - L_d^2) L_q^2 i_s^2 - (L_q^2 - L_d^2) \psi_s^2 + L_q^2 \psi_f^2}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (10)$$

同时，满足不等式关系如式(11)所示

$$(L_q^2 - L_d^2) L_q^2 i_s^2 - (L_q^2 - L_d^2) \psi_s^2 + L_q^2 \psi_f^2 \geq 0 \quad (11)$$

内置式永磁同步电机 (interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) 运行一般有两个特点：1) $L_d < L_q$ ；2) $i_d \leq 0$ 。因此这里选择式(10)中的负值进行计算分析，则式(11)可被改写为式(12)，且不等式右侧为磁链极限值 ψ_{s_lim} 。

$$\psi_s^2 \leq \frac{L_q^2 \psi_f^2}{L_q^2 - L_d^2} + L_q^2 i_s^2 \quad (12)$$

如果每个运行点的实际定子磁链 ψ_s 均小于 ψ_{s_lim} ，则求解出的 d 轴电流负值适用于所有运行状态。在低速运行下的 IPMSM，可通过两种方式达到定子磁链期望值，即最大转矩电流比控制 (maximum torque per ampere, MTPA) 下的 ψ_{s_mtpa} 以及 $i_d=0$ 控制下的 $\psi_{s_i_d=0}$ 。由于 MTPA 控制下磁场会被略微削弱，所以 $\psi_{s_i_d=0} > \psi_{s_mtpa}$ ，且 ψ_{s_mtpa} 可由式(13)计算得出：

$$\psi_{s_i_d=0} = \sqrt{\psi_f^2 + L_q^2 i_s^2} \quad (13)$$

当 $\psi_{s_i_d=0} \leq \psi_{s_mtpa}$ ，可得：

$$\sqrt{\psi_f^2 + L_q^2 i_s^2} \leq \sqrt{\frac{L_q^2 \psi_f^2}{L_q^2 - L_d^2} + L_q^2 i_s^2} \quad (14)$$

简化式(14)可得：

$$\sqrt{\frac{L_q^2}{L_q^2 - L_d^2}} \geq 1 \quad (15)$$

由于 IPMSM 的 $L_d < L_q$ ，所以式(15)适用于所有运行状态，即 IPMSM 一直满足条件(11)。因此，IPMSM 的 d 轴电流可由式(16)计算：

$$\hat{i}_d = A - \sqrt{B \cdot i_s^2 - C \cdot \hat{\psi}_s^2 + D} \quad (16)$$

式中： \hat{i}_d 是 d 轴估计电流，且对应系数取值为 $A = \psi_f L_d / l$ ； $B = L_q^2 / l$ ； $C = 1/l$ ； $D = L_q^2 \psi_f^2 / l$ ；中间值 l 满足 $l = L_q^2 - L_d^2$ 。

q 轴电流 \hat{i}_q 的计算公式为

$$\hat{i}_q = \frac{\hat{T}_e}{3/2 p_n [\psi_f + (L_d - L_q) \hat{i}_d]} \quad (17)$$

式中： \hat{T}_e 是估计的电磁转矩； p_n 是极对数。由式(5)可知， \hat{i}_d 和 \hat{i}_q 可用于计算负载角 δ 。

3.2 定子磁链和电磁转矩计算

本文基于式(18)–(20)对定子磁链、对应的 $\alpha\beta$ 轴分量及电磁转矩进行计算，依据式(19)进行直接积分后可进一步由式(3)获得定子磁链位置角。

$$\psi_s^* = \sqrt{(\psi_f + L_d i_d^*)^2 + (L_q i_q^*)^2} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - D \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中 D 为微分算子。

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (20)$$

在目前的无位置传感器控制算法中, 为了避免电压传感器的使用, 通常使用给定的电压值代替实际值, 则 $\alpha\beta$ 轴磁链可由式(19)计算得到, 使用的电压为给定值。考虑到积分初值的影响, 实际使用时可在积分后增加高通滤波器。

3.3 电机参数误差修正策略

根据图 7、8 所呈现的电机参数变化对位置估计误差的影响, 这里仅对永磁体磁链和交轴电感偏差进行补偿。在 IPMSM 无位置闭环矢量控制中, 存在 3 种 dq 轴电压量: 基于固定电机参数的计算电压、电流调节器输出的指令电压及作用于电机的实际电压, 其表达式可分别写为式(21)、(22), 对应的下标分别是 cal, ref 及 mot, 假定电流能完全跟踪, 可认为指令值与实际值相等。

$$\begin{cases} u_{d_cal} = -\hat{\omega}_{re} L_q i_q^* \\ u_{q_cal} = \hat{\omega}_{re} L_d i_d^* + \hat{\omega}_{re} \psi_f \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} u_{d_ref} = u_{d_mot} = -\hat{\omega}_{re} L_{q_actual} i_q \\ u_{q_ref} = u_{q_mot} = \hat{\omega}_{re} L_{d_actual} i_d + \hat{\omega}_{re} \psi_{f_actual} \end{cases} \quad (22)$$

在 SHEPWM 三种优化同步调制模式下, 调制度均可达到对应转速区间的上限, 则上述三种电压在 dq 坐标系下分量的平方和相等。在 IPMSM 驱动系统中, 单参数变化情况下可通过 d 轴电流误差来补偿参数偏差。定义 μ 为 q 轴电感偏差系数, λ 为永磁体磁链偏差。当加入参数误差补偿环节后, 实际参数与控制算法中的固定值存在关系如式(23)所示

$$\begin{cases} L_{q_actual} = (1 + \mu) L_q \\ \psi_{f_actual} = (1 + \lambda) \psi_f \end{cases} \quad (23)$$

式中: L_{q_actual} 和 ψ_{f_actual} 为交轴电感和永磁体磁链的实际值; L_q 和 ψ_f 为对应控制算法中使用的固定值。

这里, 首先考虑对永磁体磁链的修正, 假定 q 轴响应电流无误差, 参考图 1 中额定转速以上的方波弱磁模式, 此时系统达到稳定状态^[19]。若 q 轴电感未出现偏差, 则可认为式(21)、(22)中的 d 轴电压计算值与实际值相等, 结合电压幅值平方和限制关

系, 有 q 轴电压关系如式(24)所示:

$$\hat{\omega}_{re} L_d i_d^* + \hat{\omega}_{re} \psi_f = \hat{\omega}_{re} L_d i_d + \hat{\omega}_{re} \psi_{f_actual} \quad (24)$$

结合式(23)对式(24)进行简化, 可得永磁体磁链的偏差系数为

$$\lambda = \frac{L_d}{\psi_f} (i_d^* - i_d) \quad (25)$$

当 q 轴电感出现偏差后, 因为其与永磁体磁链和 d 轴电感均不在一个电压和磁链方程中, 则式(21)、(22)的相等性不再具备, d 轴电压计算值和实际值存在关系如式(26)所示:

$$u_{d_mot} = (1 + \mu) u_{d_cal} \quad (26)$$

对上式进行变换可得交轴电感的偏差系数为

$$\mu = (u_{d_mot} / u_{d_cal}) - 1 \quad (27)$$

考虑到式(27)会出分母为零的问题, 偏差系数的计算亦可通过 PI 调节器来完成, 如式(28)所示:

$$\mu = \frac{K_{i0} + sK_{p0}}{s} (i_d^* - i_d) \quad (28)$$

为了提高系统稳定性并确保对交轴电感偏差的实时修正, 本文借鉴了文献[20]使用的自适应 PI 调节器, 如图 9 所示, 选取 d 轴电流误差 i_{d_err} 及其变化率 Di_{d_err} 作为自适应 PI 调节器的输入, 其中比例和积分参数可表示为

$$\begin{cases} K_{p0} = a_{11}[1 - e^{-(i_{d_err}/b_{11})^2}] + a_{12}e^{-(Di_{d_err}/b_{12})^2} \\ K_{i0} = a_{21}[1 - e^{-(i_{d_err}/b_{21})^2}] + a_{22}e^{-(Di_{d_err}/b_{22})^2} \end{cases} \quad (29)$$

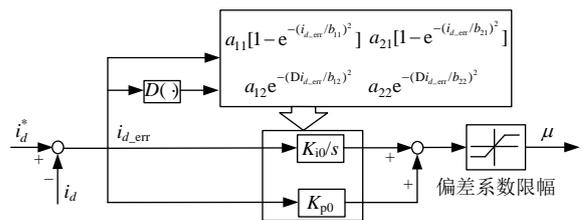


图 9 自适应 PI 调节器设计

Fig. 9 Design of adaptive PI regulator

图 9 中, a_{11} 、 a_{12} 、 a_{21} 和 a_{22} 是比例因子, b_{11} 、 b_{12} 、 b_{21} 和 b_{22} 是加权因子, 本文中 $a_{11}=a_{12}=3.5$, $a_{21}=a_{22}=1.2$, $b_{11}=b_{12}=b_{21}=b_{22}=2.4$ 。

3.4 参数误差修正的有效性分析

永磁体磁链或交轴电感偏差会造成明显的转子位置估计误差, 如图 7 所示。此时, 使用估计转子位置进行坐标变换得到的交直流电流也会出现明显畸变。基于间接磁链观测模型, 图 10 给出交轴电感不变, 调整模型中磁链变化率为 95% 时 d 轴

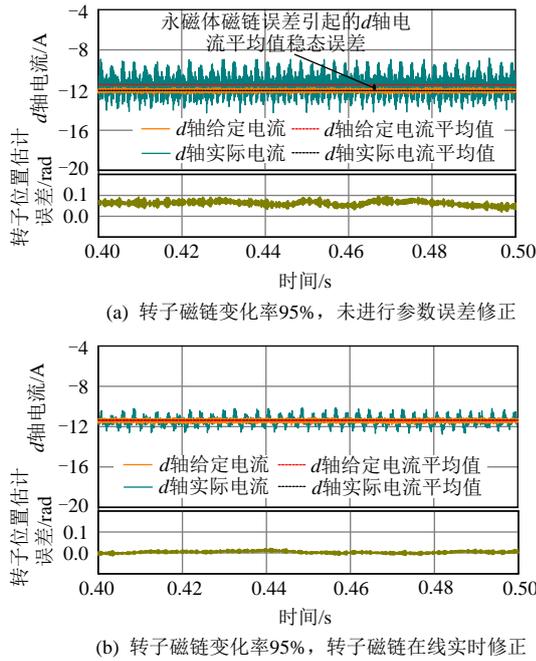


图 10 转子磁链出现偏差时 d 轴电流跟踪与转子位置估计性能对比

Fig. 10 Comparison between d -axis current tracking and position estimation with rotor flux variation

电流跟踪与转子位置估计误差性能对比。

由图 10 可以看出，永磁体磁链误差会导致 d 轴的实际电流与给定电流平均值出现一个稳态误差，此时转子位置估计误差也不在零线附近波动。而在进行参数修正后， i_d^* 与 i_d 平均值的稳态误差被明显消除，且转子位置估计误差重新回归到零线附近。由此可得出结论，在本文无位置传感器控制中参数出现偏差时，仅通过 PI 调节无法消除电流的平均值误差，即转子位置估计误差平均值、 $i_d^* - i_d$ 的平均值及磁链修正系数 λ 存在着归零的一致性。这也进一步说明该参数修正方法的有效性。

本文在算法中使用的永磁体磁链初值为 $\psi_f=0.25\text{Wb}$ ，在未进行磁链修正时，算法中的磁链值更新为初始值，以图 10(a)中磁链出现 5% 偏差为例，此时的电流误差平均值为 -0.2A ，由式(25)计算得到的磁链修正系数 λ 为 -0.0528 ，则此时算法中的磁链值更新为 $\psi_{f_actual}=0.9472 \cdot \psi_f$ 。由图 10(b)可知，当磁链误差被修正后， d 轴电流误差平均值为零，即 λ 为零。在实际执行的算法中可设置当 λ 为零时不对当前磁链 ψ_{f_actual} 进行更新。随着电机工况发生变化，当磁链偏差再次出现时，则对 ψ_{f_actual} 再次更新，从而以 λ 非零时的迭代方式完成对参数偏差的有效修正。

图 11 给出无位置传感器鲁棒性提升控制策略

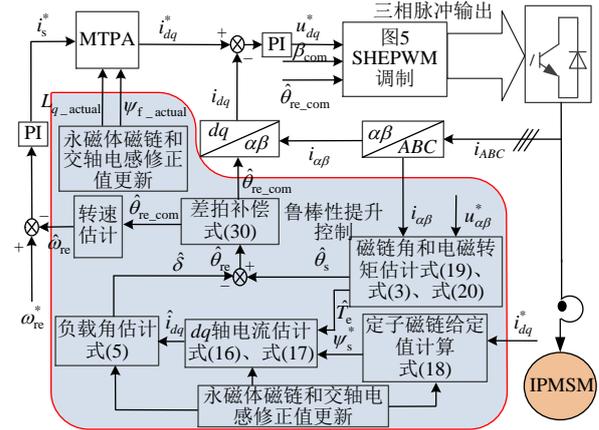


图 11 无位置传感器鲁棒性提升控制策略框图

Fig. 11 Sensorless control system diagram with the proposed robust improvement strategy

整体描述。其中永磁体磁链和交轴电感修正值计算如图 12 所示，为了更精准地进行参数修正，可对修正系数进行限幅，限幅大小可根据实际的参数偏差比例最大值进行设置。图中转速估计模块采用微分计算和简单的数字低通滤波，合理设置截止频率后可忽略滤波延时影响。

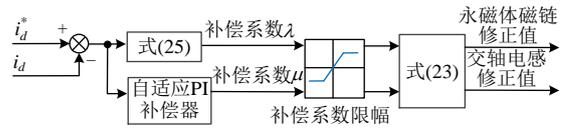


图 12 电机参数修正值计算

Fig. 12 Calculation of motor parameter correction value

同时，结合文献[20]所述的差拍补偿方法， t_r 为 PWM 更新时间， t_s 为更新前最近的采样时刻，则补偿方式如式(30)所示：

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{re_com}(k+1) = \hat{\theta}_{re} + \hat{\omega}_{re}(t_r - t_s) \\ \beta_{com} = \beta + \hat{\omega}_{re}(t_r - t_s) \end{cases} \quad (30)$$

4 实验验证

本文采用基于 RTLAB 控制器的 3.7kW 永磁同步电机驱动平台进行实验验证，如图 13 所示。主要的电机参数如表 2 所示，使用 SHE7 调制模式来验证控制策略，则更高转速的 SHE5 和 SHE3 调制同样有效。为了在 SHE7 调制对应转速区间验证永磁体磁链和交轴电感的参数修正效果，可人为设定观测模型中的参数变化率。这里定义四种对比模式，如表 3 所示，且对比项包括：无位置传感器驱动下的电流性能(模式 1-4)和转子位置估计性能(模式 2-4)。

4.1 无位置传感器驱动下的电流性能对比

图 14 给出无位置传感器运行在额定转矩

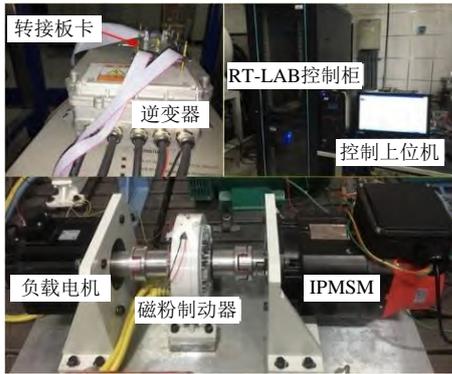


图 13 IPMSM 无位置传感器驱动平台

Fig. 13 IPMSM sensorless drive bench

表 2 主要的内置式永磁同步电机参数

Table 2 Main IPMSM Parameters

参数名称	数值	参数名称	数值
额定功率/kW	3.7	定子电阻/ Ω	0.55
额定转矩/(N·m)	17.7	d 轴电感/mH	6.6
额定转速/(r/min)	2000	q 轴电感/mH	14.3
额定电流/A	14	极对数	2

表 3 无位置传感器控制策略对比模式划分

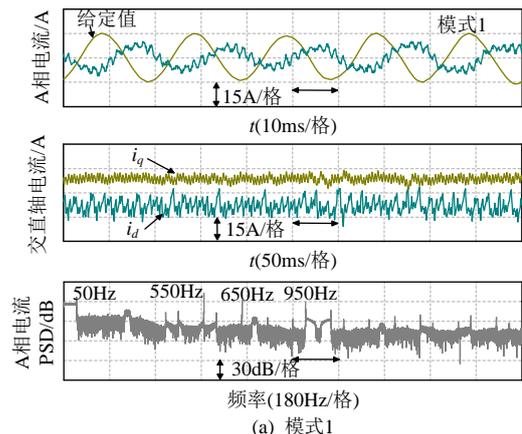
Table 3 Comparison mode division of the sensorless control strategy

对比项	交轴电感	永磁体磁链	延时是否补偿
模式 1	偏差 5%	偏差 5%	否
模式 2	偏差 5%	偏差 5%	是
模式 3	偏差 5%	偏差 5%+修正值更新	是
模式 4	偏差 5%+修正值更新	偏差 5%+修正值更新	是

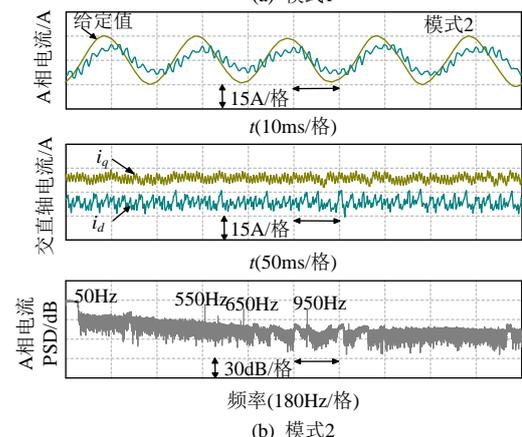
1500r/min 下的 4 种模式的电流性能对比, 此时, 逆变器工作在 SHE7 模式, 无位置传感器控制方法采用间接磁链法。由图 14(a)可以看出, 当转子磁链和交轴电感均出现 5% 偏差且未进行延时补偿时, A 相基波电流存在严重的相位滞后和幅值衰减, 且相电流波形正弦度也出现恶化。同时, 磁场定向误差引起很大的交直流电流波动, 在功率谱密度(power spectral density, PSD)分布中, 由于 SHE7 模式对低次谐波的抑制作用, 此时的谐波能量主要集中在 11 次、13 次和 19 次谐波, 且谐波能量对基波产生严重干扰。

图 14(b)给出仅延时补偿后的电流性能, 通过采样延时补偿, 相电流性能得到一定程度改善, 但由于参数变化造成的转子位置估计误差影响, 依然可以看出明显的幅值衰减和相位滞后, 且较大的交直流电流波动和谐波能量干扰依然存在。

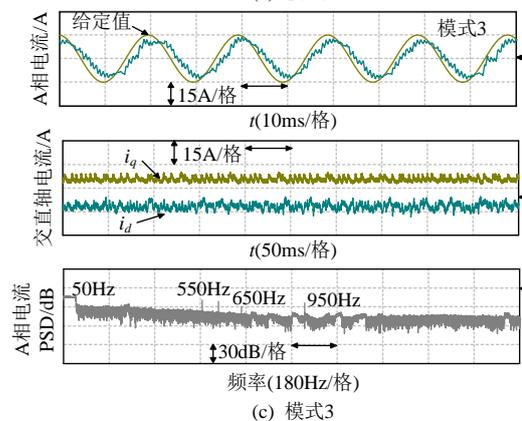
为了进一步验证本文所提参数误差修正方法的有效性, 图 14(c)、(d)分别给出仅修正磁链误差



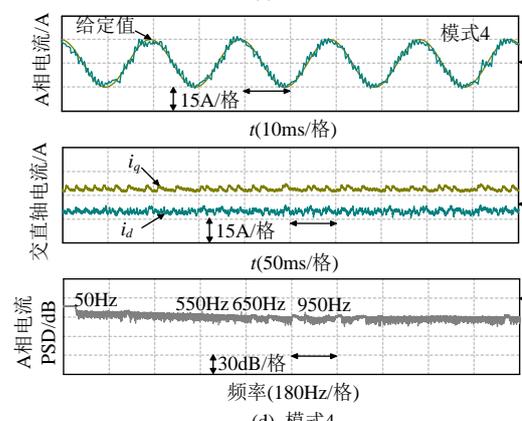
(a) 模式1



(b) 模式2



(c) 模式3



(d) 模式4

图 14 SHE7 调制, 额定转矩,

转速 1500r/min 下 4 种模式的电流性能对比

Fig. 14 Current performance comparison at 1500r/min with SHE7 modulation and rated torque

及同时修正两种参数误差的对比。可以看出，当仅修正转子磁链时，相电流的幅值、相位误差及交直流电流波动都被进一步降低，这也说明转子位置估计误差的减小使经坐标变换所得反馈电流的性能进一步提高。当在图 14(d)中对交轴电感进行修正后，基波电流的相位滞后及幅值误差被完全消除，交直流电流波动被控制在 1A 以内，且 PSD 分布更加平均，各次谐波能量都极大程度得到削弱。

4.2 参数误差修正对位置估计性能影响对比

图 15 给出了额定转矩 1500r/min 稳态时的位置估计性能对比，在无任何参数修正的图 15(a)中，估计转速有较大波动，电角速度平均波动幅值可达 300r/min，这也意味着在高转速区，参数误差会加大电流震荡，从而引起转速波动，这也是系统鲁棒

性逐渐恶化的表现，同时，估计的转子位置也出现畸变，且最大位置估计误差超过 0.3rad。

图 15(b)中，首先对转子磁链误差进行了修正，估计转速的波动及估计位置信号的畸变情况得到一定程度的改善，位置估计误差可以被控制在 0.2rad 以内。当在图 15(c)中同时对转子磁链和交轴电感进行修正后，估计信号的波动被完全消除，且位置估计误差不超过 0.1rad。可以看出，交轴电感修正后的转子位置估计误差降低程度明显大于仅对转子磁链进行修正的情况，这也与图 7 中的体现一致。综合以上，所提出方法能在无位置驱动系统高转速区有较好的位置估计性能，增强了系统鲁棒性。

5 结论

结合高铁牵引系统优化同步调制的特点，本文基于定子磁链间接算法，提出一种低开关频率 SHEPWM 调制下的 IPMSM 无位置传感器鲁棒性提升控制策略。首先，对传统磁链间接算法进行改进，使用估计的 dq 轴电流计算负载角并用磁链给定值代替估计值。其次，考虑到永磁体磁链和交轴电感偏差，通过求解偏差系数来实时修正改进磁链间接算法各环节的参数值。研究表明，所设计的无位置传感器控制策略能提高中高速优化同步调制下的转子位置估计精度，是一种增强系统鲁棒性的有效方法。

参考文献

- [1] 冯江华. 轨道交通永磁电机牵引系统关键技术及发展趋势[J]. 机车电传动, 2018, (6): 9-17.
FENG Jianghua. Key technology and development trend of permanent magnet motor traction system for rail transit[J]. Electric Drive for Locomotives, 2018, (6): 9-17(in Chinese).
- [2] YANG Haitao, ZHANG Yongchang, YUAN Guofeng, et al. Hybrid synchronized PWM schemes for closed-loop current control of high-power motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6920-6929.
- [3] 周明磊, 游小杰, 王琛琛, 等. 特定次谐波消除调制方式的谐波特性分析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 11-20.
ZHOU Minglei, YOU Xiaojie, WANG Chenchen, et al. Harmonic analysis of selected harmonic elimination pulse width modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 11-20(in Chinese).
- [4] 董侃. 基于电流谐波优化的混合脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 179-188.
DONG Kan. Hybrid pulse width modulation strategy based on current harmonic minimum technique[J].

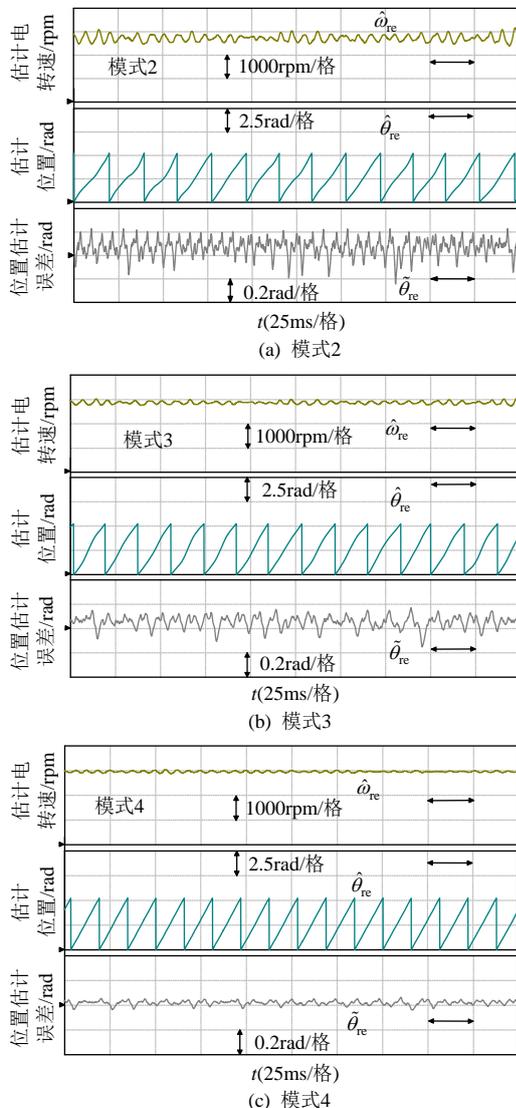


图 15 SHE7 调制，额定转矩，转速 1500r/min 下转子位置估计性能对比

Fig. 15 Position estimation performance comparison at 1500r/min with SHE7 modulation and rated torque

- Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 179-188(in Chinese).
- [5] 何亚屏, 文字良, 许峻峰, 等. 基于多模式 SVPWM 算法的永磁同步牵引电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 92-99.
HE Yapin, WEN Yuliang, XU Junfeng, et al. High-power permanent magnet flux-weakening strategy based on multi-mode SVPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 92-99(in Chinese).
- [6] ICHIKAWA S, TOMITA M, DOKI S, et al. Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 363-372.
- [7] WANG Gaolin, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830-5842.
- [8] LIANG Donglai, LI Jian, QU Ronghai, et al. Adaptive second-order sliding-mode observer for PMSM sensorless control considering VSI nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8994-9004.
- [9] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574-6582.
- [10] ZHU Ying, CHENG Ming, HUA Wei, et al. Sensorless control strategy of electrical variable transmission machines for wind energy conversion systems[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 3383-3386.
- [11] 刘英培, 栗然. 一种永磁同步电机直接转矩控制无传感器运行优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5368-5377.
LIU Yingpei, LI Ran. An optimization method of direct torque control and sensorless operation for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5368-5377(in Chinese).
- [12] 周扬忠, 毛洁. 基于有效磁链概念的永磁同步电动机新型定子磁链滑模观测器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 152-158.
ZHOU Yangzhong, MAO Jie. A novel sliding mode stator flux linkage estimator based on active flux principle for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 152-158(in Chinese).
- [13] RAHMAN M F, ZHONG L, HAQUE E, et al. A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(1): 17-22.
- [14] JAIN A K, RANGANATHAN V T. Modeling and field oriented control of salient pole wound field synchronous machine in stator flux coordinates[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(3): 960-970.
- [15] CHEN Guanren, CHEN J Y, YANG S C. Implementation issues of flux linkage estimation on permanent magnet machine position sensorless drive at low speed[J]. IEEE Access, 2019, 7: 164641-164649.
- [16] LIN Xiaogang, HUANG Wenxin, JIANG Wen, et al. A stator flux observer with phase self-tuning for direct torque control of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6140-6152.
- [17] WU Chao, SUN Xiangdong, WANG Jianyuan. A rotor flux observer of permanent magnet synchronous motors with adaptive flux compensation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(4): 2106-2117.
- [18] 李旭春, 张鹏, 严乐阳, 等. 具有参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(14): 139-147, 164.
LI Xuchun, ZHANG Peng, YAN Leyang, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor with online parameter identification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(14): 139-147, 164(in Chinese).
- [19] 张梓绥, 王琛琛, 游小杰, 等. 基于单 Q 轴电流调节器的永磁同步电机电流轨迹控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5779-5788.
ZHANG Zisui, WANG Chenchen, YOU Xiaojie, et al. Current locus control of permanent magnet synchronous motor based on Single Q-axis current regulator flux-weakening method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5779-5788(in Chinese).
- [20] ZHANG Hang, LIU Weiguo, CHEN Zhe, et al. An overall system delay compensation method for IPMSM sensorless drives in rail transit applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1316-1329.



张航

在线出版日期: 2021-12-15.

收稿日期: 2021-07-30.

作者简介:

张航(1987), 男, 博士, 讲师, 研究方向为永磁同步电机无位置传感器控制、牵引系统调制策略设计及多电机协同控制的研究, zh@xaut.edu.cn;

梁文睿(1998), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制与多电机协同;

陈哲(1986), 男, 副教授, 研究方向为永磁同步电机的无位置传感器控制和模型预测控制;

*通信作者: 张辉(1963), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为微型电网运行控制与新型电力储能及电动车驱动/充电技术等, zhhxaut@163.com.

(实习编辑 张光)

Sensorless Robustness Improvement Control for IPMSM Drive Based on Stator Flux Indirect Calculation

ZHANG Hang¹, LIANG Wenrui¹, CHEN Zhe², ZHANG Hui¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology; 2. Shaanxi Key Laboratory of Small and Special Electrical Machine and Drive Technology (Northwestern Polytechnical University))

KEY WORDS: interior permanent magnet synchronous motor; sensorless control; indirect flux estimation; parameters error correction; system robustness

In rail transit application, the multi-mode modulation is used to make full use of the DC-bus voltage in wide speed range and optimize harmonics performance, which can be summarized as asynchronous modulation in low-speed starting region, segmented synchronous modulation in medium and high-speed area, and square wave modulation above the rated speed. Remarkably, for flux-based or EMF-based sensorless control, the parameters mismatch reduces the modeling accuracy of position observer. It also becomes the key factor affecting the system robustness.

This paper proposes a sensorless control strategy for the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) in the optimized synchronous modulation

region. Based on the indirect flux calculation method, the dq -axis currents are estimated, and the flux estimation is replaced by the given value, which reduces the dependence on estimated flux amplitude. Considering the influence of parameters variation on rotor position estimation, the deviation coefficients of permanent magnet flux and q -axis inductance are calculated by the d -axis-current and -voltage errors respectively, and the parameters in flux calculation, dq -axes-currents estimation and load-angle estimation are all corrected. Thus, the rotor position estimation accuracy under parameters variation is improved. The proposed robust improvement strategy diagram is shown in Fig. 1.

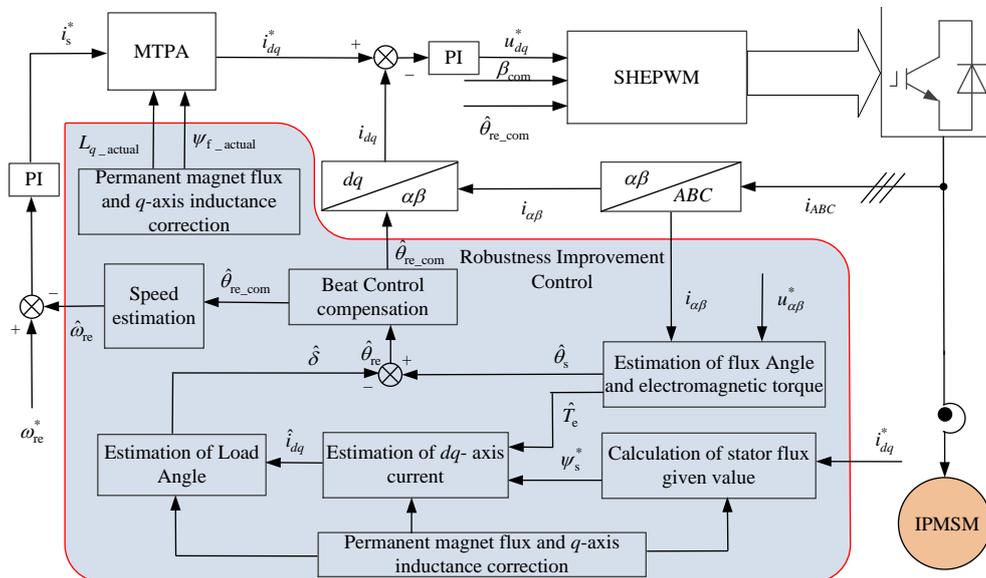


Fig. 1 Sensorless control system diagram with the proposed robust improvement strategy

Compared to traditional method, the proposed method can eliminate the influence of parameter variation on sensorless control performance. Then, the RTLAB-based hardware-in-the-loop system for IPMSM is constructed. The experiment results show that this method can effectively reduce the position estimation error with SHEPWM and enhance the system robustness.

From Fig. 1, in the module of robustness improvement

control, the core part is the estimation of the relevant variables, which include electromagnetic torque, given stator flux, dq -axes-currents, and load angle. Under delay compensated condition, the sensitive motor parameters error is corrected in real time. In actual implementation, the parameters correction is accomplished iteratively when the error coefficient is non-zero.