

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107788

基于同步调制技术的 PMSM 无传感器控制

王鹏 王珍 王艳颖
(大连大学 机械工程学院 大连 116600)

摘要: 在使用单频脉振电压注入法对 PMSM 转子位置估算过程中,采用滤波器法和直接计算法消除直流分量时由于直流分量去除不彻底,导致转子位置估算精度降低、估算结果易受电感参数影响。提出使用同步调制技术去除直流分量的方法。该方法选择向静止坐标系注入旋转电压矢量,并使用带通滤波器对高频响应电流进行提取,然后使用同步调制技术提取出 4 个包含转子位置信息的响应电流,通过响应电流的差实现直流分量的对消,最后使用两相型锁相环得到最终的转子位置估算值。仿真结果表明,相比较于滤波器法和直接计算法,所提方法在电机启动时转子位置估算最大误差分别降低 0.1、0.14 rad。且电感变化工况下,所提方法位置估算误差最小。证明了所提方法位置估算精度高,对电感变化不敏感的优点。

关键词: 永磁同步电机;同步调制技术;直流分量;两相型锁相环

中图分类号: TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8030

PMSM sensorless control based on synchronous modulation technology

Wang Peng Wang Zhen Wang Yanying
(School of Mechanical Engineering, Dalian University, Dalian 116600, China)

Abstract: In the process of rotor position estimation of PMSM based on single-frequency pulse voltage injection method, there are some problems, such as incomplete removal of dc component, easy influence of inductance, when using filter method and direct calculation method to eliminate dc component. A synchronous modulation technology is proposed to remove the dc component. This rotating voltage vector is injected into stationary coordinate system, and using band-pass filter response to high frequency current is extracted, and then use the synchronization modulation technology to achieve four independent rotor position information, and cancel by poor response to the current of dc component, and finally using two-phase type phase-locked loop to get the final estimate rotor position. The simulation results show that compared with the filter method and the direct calculation method, the proposed method reduces the maximum error of rotor position estimation by 0.1 and 0.14 rad respectively when the motor starts. The position estimation error of the proposed method is minimum under the condition of inductance variation. It is proved that the proposed method has the advantages of high precision and insensitive to inductance change.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); synchronous modulation technology; dc component; two-phase type phase-locked loop (TP-PLL)

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于具有输出效率高、启动转矩大、结构紧凑等优点,在新能源汽车驱动、船舶推进、数控系统及家用电器等领域得到广泛应用^[1-21]。为了实现 PMSM 的高精度转速闭环控制和磁链、转矩分量解耦,需要准确的转子转速和位置信息来提供实时的反馈。

目前 PMSM 转子位置检测主要依赖于位置传感器,如

旋转变压器,光电编码器,但传感器的使用存在系统成本增加、易受电磁干扰和安装调试复杂等缺点^[22]。为了克服使用传感器所带来的缺点,扩大 PMSM 应用范围,PMSM 无传感器控制技术被广泛的研究。

现有的无传感器控制技术基于电机数学模型或固有的凸极特性。前者主要依赖于电机数学模型中与转速成正比的反电动势项,并通过开环计算或闭环观测器获取转子位置信息。该方法在中高速范围内具有优良的转子位置估计精度,但由于低速时反电动势较小,信噪比低,故该方法无

法适用于零低速范围转子位置估算^[4]。

基于电机固有的凸极特性,凸极跟踪法被提出。该方法通过对注入高频信号对应的高频响应信号的提取来检测转子位置,受信号注入频率的限制,该方法多应用于零低速转子位置估算。当电机转速较低时,由于注入信号频率远高于电机转速,位置信息提取独立于电机基频模型,估算结果受电机参数变化的影响较小,因此能实现零低速条件下转子位置的准确估计。根据注入高频信号形式和注入位置的不同,可进一步分为旋转高频信号注入法^[6]、脉振高频信号注入法^[6]、方波信号注入法^[7]、随机信号注入法^[8]。其中旋转和脉振高频信号注入法提出较早,由于理论成熟,操作简单易行,应用较为广泛^[9]。

但上述两种方法也存在一些问题需要解决,如传统旋转高频信号注入法中,使用同步轴系滤波器对高频信号进行解调的过程较为复杂。由于脉振高频信号注入位置为估计 d 轴,当电机启动时,由于实际转子位置信息未知,故存在电机启动失败的风险。为了解决由于传统脉振、旋转高频信号注入法所带来的问题。学者从滤波器的改进、信号注入位置等方面展开研究。为了减少位置估算信号相位延迟,各种新型滤波器和无滤波器方法被提出,如使用二阶广义积分器^[10]、比例谐振滤波^[11]、陷波滤波器^[12]等代替传统滤波器,使用差分电流法对响应电流进行处理,避免了滤波器的使用^[13]。针对信号注入的位置,文献[14]向静止坐标系注入双向旋转电压信号,通过多个高频信号的独立提取,提高了位置估计精度。文献[15]向 ABC 三相坐标系注入高频脉振信号,解决了传统脉振信号注入法存在的位置估计收敛时间长的缺点。文献[16]将高频脉振电压注入固定频率旋转坐标系,不仅提高了位置估计收敛速度,也增加了系统稳定性。此外,一种静止坐标系单频脉振电压注入法也被提出。文献[17]通过向两相静止坐标系中的 α 轴注入高频脉振信号来提取对应的转子位置信息。使用直接计算的方法去除转子位置计算中的直流分量,该方法的估计精度依赖于电机参数的估计精度,需要离线或在线的电机参数估计,增加了计算复杂度。与文献[17]不同,文献[18]对不同负载条件下的直流分量大小进行计算,提出使用低通滤波器来去除直流分量,该方法在电机稳态运行时具有较高的转子位置估计精度,但当电机转速、负载变化时,引起直流分量频率发生变化,造成直流分量滤除效果不理想,转子位置估计精度降低。

为了在不损失位置估算精度的同时实现直流分量的良好去除,提出使用同步调制技术的直流分量去除方法,该方法选择向静止坐标系注入选择电压矢量,在使用带通滤波器提取高频响应电流后,使用同步调制技术提取出 4 个包含转子位置信息的响应电流,通过响应电流的差实现直流分量的直接抵消。最后使用两相型锁相环得到最终的转子位置估计值。克服了滤波器法低速转子位置估算精度低和直接算法估算精度易受电感参数影响的缺点,提升了

PMSM 矢量控制系统动态性能和低速稳定性。

1 单频脉振电压注入法

1.1 高频电压注入模型

当电机转速较低时,由于电机旋转频率远小于注入电压频率,与电机转速 ω_r 相关的旋转反电动势项可以忽略不计。又由于感抗远大于阻抗,由电阻产生的电压降也可以忽略不计。因此可以得到 dq 坐标系下 PMSM 高频电压注入数学模型如下:

$$\begin{bmatrix} U_{dh} \\ U_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & 0 \\ 0 & L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{dh}}{dt} \\ \frac{di_{qh}}{dt} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:下标 h 代表高频分量, U_{dh} 、 U_{qh} 、 i_{dh} 、 i_{qh} 、 L_{dh} 、 L_{qh} 分别为 d 、 q 坐标系下的高频电压、高频电流、高频电感。通过 Park 逆变换,可以得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的 PMSM 高频电压注入模型如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha h}}{dt} \\ \frac{di_{\beta h}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{\alpha h} \\ U_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p} + \frac{1}{L_n} \cos(2\theta_r) & \frac{1}{L_n} \sin(2\theta_r) \\ \frac{1}{L_n} \sin(2\theta_r) & \frac{1}{L_p} - \frac{1}{L_n} \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{\alpha h} \\ U_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $L_p = \frac{2L_{dh}L_{qh}}{L_{qh} + L_{dh}}$; $L_n = \frac{2L_{dh}L_{qh}}{L_{qh} - L_{dh}}$; $U_{\alpha h}$ 、 $U_{\beta h}$ 、 $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下的高频电压和电流。

1.2 单频脉振电压注入法

单频脉振电压注入法是将高频电压信号注入到 $\alpha\beta$ 坐标系中的 α 轴,具体注入电压如式(3)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha h} \\ U_{\beta h} \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos\omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: U_h 、 ω_h 分别为注入电压幅值和频率。将式(3)代入式(2),可得到对应的高频电流响应:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_p + I_n \cos(2\theta_r) \\ I_n \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \sin\omega_h t \quad (4)$$

式中: $I_p = \frac{U_h}{\omega_h L_p}$; $I_n = \frac{U_h}{\omega_h L_n}$ 。

为了实现位置信息提取,将 $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$ 乘以 $2\sin\omega_h t$, 并使用低通滤波器,可以分别将包含转子位置信息的低频信号 $i'_{\alpha h}$ 、 $i'_{\beta h}$ 提取出来:

$$\begin{bmatrix} i'_{\alpha h} \\ i'_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_p + I_n \cos(2\theta_r) \\ I_n \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5)$$

从式(5)可以看出, $i'_{\alpha h}$ 中不仅包含 θ_r , 还包含 I_p 。因此,还要考虑 I_p 的消除。传统的消除方法包括直接算法和滤波器法。由式(4)可知, I_p 的大小不仅与注入电压的幅值和频率有关,还与 L_{dh} 、 L_{qh} 有关,当 U_h 、 ω_h 、 L_{dh} 、 L_{qh} 已

知时,就可直接代入公式求得 I_p , 进而将 I_p 消除。滤波器法是将 i'_{ah} 先通过一个截止频率更低的低通滤波器来提取 I_p , 再从 i'_{ah} 中减去 I_p 。两种方法的原理分别如图 1 和 2 所示。

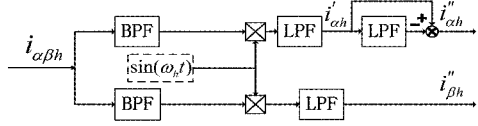


图 1 滤波器法

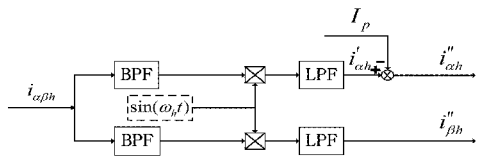


图 2 直接计算法

为了验证 I_p 对转子位置估算精度的影响,给定理想输入正余弦信号 $5\sin(10t)$ 、 $5\cos(10t)$, 并分别令 I_p 为 0、1、2。使用反正切函数提取转子位置 θ_e 。转子位置估算结果如图 3 所示。

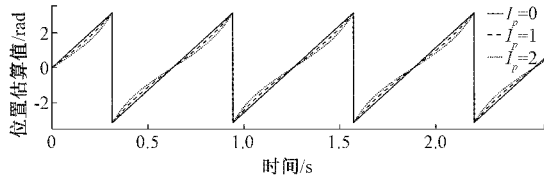


图 3 直流分影响

从图 3 可看出,随着 I_p 的增大,曲线波动程度增大,位置估计精度逐渐下降。同理可得,在使用单频脉振电压注入法对转子位置估计过程中,估计精度也将依赖于 I_p 的去除效果。一方面, I_p 与 L_{dh} 、 L_{qh} 相关,当电感发生变化时,根据数学公式将无法准确计算 I_p ;另一方面,当电机转速较低时, $I_n \cos(2\theta_r)$ 趋近于直流量,低通滤波器无法实现直流量的良好提取。

2 基于同步调制技术的方法

由式(2)可以看出,电感矩阵中 L_{11} 、 L_{22} 都含有 I_p , 如果能分别提取出 L_{11} 、 L_{22} , 则可以通过两者的差实现 I_p 的对消。因此,向 $\alpha\beta$ 坐标系注入高频电压信号,如式(6)所示。

$$\begin{bmatrix} U_{ah} \\ U_{\beta h} \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos\omega_h t \\ \sin\omega_h t \end{bmatrix} \quad (6)$$

将式(6)代入式(2),两边同时积分可得高频电流表达式:

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \int \begin{bmatrix} U_{ah} \\ U_{\beta h} \end{bmatrix} dt =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{11}}{\omega_h} \sin(\omega_h t) & -\frac{L_{12}}{\omega_h} \cos(\omega_h t) \\ \frac{L_{21}}{\omega_h} \sin(\omega_h t) & -\frac{L_{22}}{\omega_h} \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

从式(7)可以看出,转子位置信息被高频信号调制。为了实现位置信息 L_{11} 、 L_{12} 、 L_{21} 、 L_{22} 的独立提取,参考式(5),使用同步调制技术分别对 i_{ah} 、 $i_{\beta h}$ 进行信号处理,以 i_{ah} 为例。将式(7)中 i_{ah} 乘以 $\sin(\omega_h t)$, 并进行低通滤波,得到信号 i'_{ah1} :

$$i'_{ah1} = \text{LPF} \left[\frac{L_{11}}{2\omega_h} - \frac{1}{2\omega_h} (L_{11} \cos(2\omega_h t) + L_{12} \sin(2\omega_h t)) \right] = \frac{L_{11}}{2\omega_h} \quad (8)$$

从式(8)可以看出,经过调制和滤波, i'_{ah1} 为只含有转子位置信息的低频分量。同理,将式 i_{ah} 乘以 $\cos(\omega_h t)$, 并经过低通滤波器,则可获得 i'_{ah2} 表示为:

$$i'_{ah2} = \text{LPF} \left[\frac{1}{2\omega_h} (L_{11} \sin(2\omega_h t) - L_{12} \cos(2\omega_h t)) - \frac{L_{12}}{2\omega_h} \right] = -\frac{L_{12}}{2\omega_h} \quad (9)$$

类似可分别提取出包含转子位置信息的正、余弦分量 i''_{ah} 、 $i''_{\beta h}$ 如式(10)所示。因此可以得出基于同步调制技术的直流分量去除原理如图 4 所示。

$$\begin{bmatrix} i''_{ah} \\ i''_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\omega_h} (L_{11} - L_{22}) \\ \frac{1}{2\omega_h} (L_{12} + L_{21}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_n \cos(2\theta_r)}{\omega_h} \\ \frac{I_n \sin(2\theta_r)}{\omega_h} \end{bmatrix} \quad (10)$$

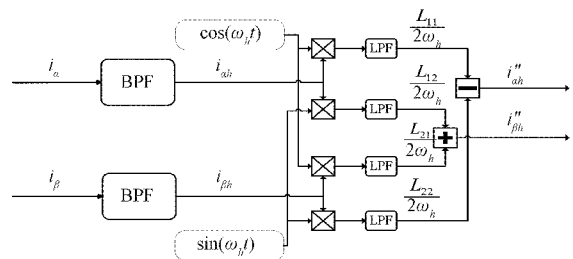


图 4 基于同步调制技术的方法

3 TP-PLL 原理

为了从响应信号中提取出转子位置,本文采用了一种在电力系统得到广泛应用的 TP-PLL,其理论模型如图 5 所示。

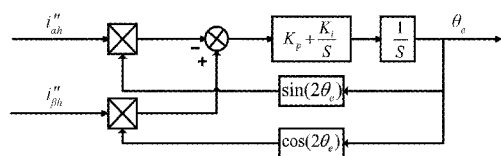


图 5 两相型锁相环原理

其中, θ_e 为转子位置估算值, 当转子实际位置和转子估计位置相差较小时, 则有近似化简关系 $\sin 2(\theta_r - \theta_e) \approx 2(\theta_r - \theta_e)$ 。基于此, 可获得转子实际位置 θ_r 和估算位置 θ_e 之间的闭环传递函数为:

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_r(s)} = \frac{2I_n K_p + 2I_n K_i}{s^2 + 2I_n K_p s + 2I_n K_i} \quad (11)$$

从式(11)可以看出, 闭环传递函数的稳定性与 i_{ah}'' 的幅值 I_n 的大小有关, 考虑到电机在实际运行过程时, 由于转速、负载或电机参数等变化, 易使其幅值发生变化, 造成转子位置估计发散而无法收敛到准确的估算值。对于此问题, 可以通过位置估计器中的 PI 控制器的最小化设计进行优化。因此 PI 控制器中的参数 K_p 、 K_i 需要根据 I_n 的大小进行实时的调整, 以保证系统带宽的稳定^[18]。为了简化位置估计系统结构, K_p 和 K_i 根据空载时的 i_{ah}'' 典型值进行设计。在本系统中 i_{ah}'' 典型值为 0.86(根据式(10)计算), 同时考虑滤波器对 I_n 幅值的影响, 实际仿真过程中可参考的 PI 系数为: $K_p = 200, K_i = 200$ 。

4 仿真及结果分析

为了验证所提方法的可行性, 采用 $i_d = 0$ 控制, 以对比 3 种方法在不同工况下的位置估计精度。仿真电机的参数如表 1 所示, 系统整体控制原理如图 6 所示。

表 1 电机参数

参数	数值
直流母线电压/V	311
定子电阻/ Ω	0.33
直轴电感/mH	5.2
交轴电感/mH	17.4
永磁体磁链/Wb	0.646
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.008
极对数	2

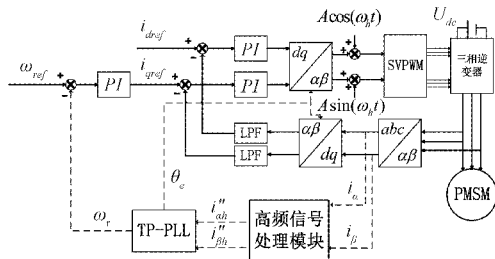


图 6 系统原理

以上的理论分析都是基于注入电压频率足够高。但由于逆变器开关频率和基频信号的限制, 注入电压频率不能过大或过小, 考虑电机实际运行时, 逆变器开关频率范围一般为 10~20 kHz, 过高的开关频率会增加逆变器开关损失, 因此仿真时选择逆变器开关频率为 10 kHz, 仿真转速上限值设定为 100 r/min, 考虑逆变器开关频率、电流采样

频率、基频信号与高频响应信号的良好分离。设定电压注入频率为 1 000 Hz。同时考虑注入电压信号幅值过大会产生额外的高频噪声, 过小又不利于响应电流提取, 通常取额定电压的 10%, 本文取 $U_h = 40$ V。考虑最低实验转速 50 r/min 对应的 i_{ah}'' 频率为 3.33 Hz, 选定滤波器法中低通滤波器截止频率为 2 Hz。为了更好地比较 3 种方法的性能, 仿真中其余参数设定均一致。

图 7(a)~(c) 分别展示了使用 3 种方法对转子位置进行估算的仿真结果, 依次为转子位置实际值和估计值对比、直流分量去除后的 i_{ah}'' 、 i_{bh}'' 波形和转子误差波形。设定电机运行条件为空载启动, 并设定条件为初始转速为 100 r/min, 在 $t = 2$ s 时突变为 50 r/min。

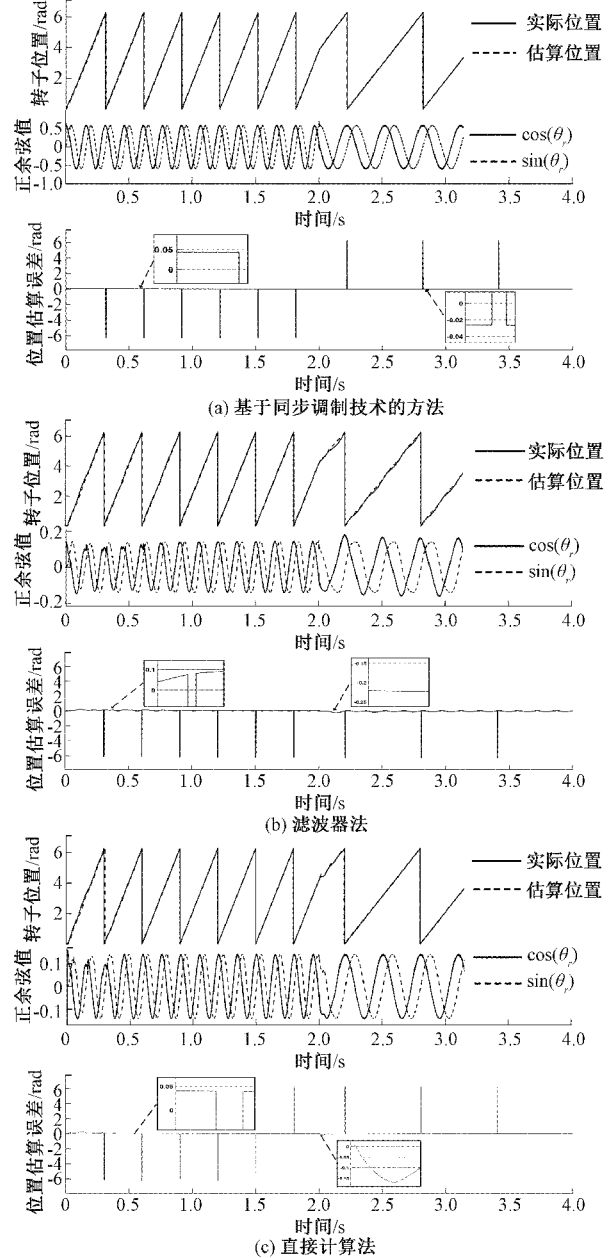


图 7 空载启动及转速突变性能对比

从图 7 可以看出,在电机启动和转速突变阶段,所提方法最大位置估计误差分别约为 0.1、0.08 rad,直接计算法则分别为 0.2、0.16 rad。两种方法在转速突变前后电机稳定运行时估计误差脉动较小,均小于 0.05 rad。滤波器法在启动和转速突变阶段的最大估计误差分别达到 0.24、0.22 rad,且启动时转子位置估计收敛时间相比于前两者方法较长,大约为 0.3 s。当电机稳定运行,其平均位置估计误差为 0.1 rad,且位置估计误差脉动较大。同时,从图 7(b)可以看出,位置估计精度将严重依赖于滤波器截止频率的设定,当截止频率与 $i_{\alpha\beta}''$ 频率接近时,如果转速发生变化时,造成 $i_{\alpha\beta}''$ 发生畸变,位置估计精度下降。当截止频率过低时,又将无法实现直流分量的良好去除。

为了验证 3 种方法对电感参数变化的敏感性,设定仿真条件为 3 种方法在电机设定转速为 100 r/min, d 、 q 轴电感分别在 2~3 s 区间内由 5.2、17.4 mH 增加 30%,图 8(a)~(c)中分别给出 3 种方法对应的 $i_{\alpha\beta}''$ 波形和转子位置误差曲线。

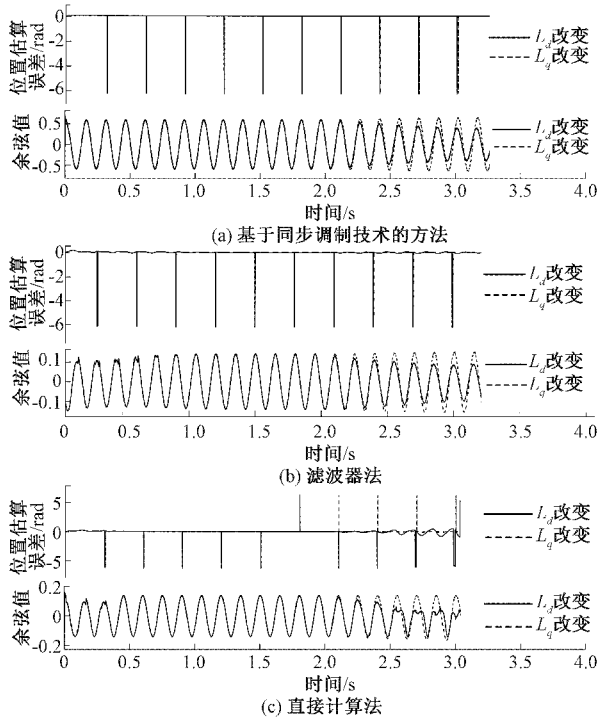


图 8 电感变化性能对比

从图 8 可以看出,当 d 、 q 轴电感分别变化 30% 时,由于电感变化缓慢,参数变化对低通滤波器的滤波能力干扰不大,但由于滤波器的直流分量滤除不完全,滤波器法的最大误差和平均误差分别达到 0.1 rad 和 0.08 rad。使用直接计算法的 $i_{\alpha\beta}''$ 波形发生较大畸变,直流分量增多,导致位置估计误差明显增多。其中,当 q 轴电感变化时,最大位置估计误差从 0.02 rad 增大为 0.08 rad,当 d 轴电感发生变化时,最大位置估计误差从 0.02 rad 增大为 5.3 rad,位置估计失败。使用基于同步调制技术的高频电压注入法的

$i_{\alpha\beta}''$ 波形幅值能根据电感的变化进行调节,位置误差最大值和平均值分别为 0.025 rad 和 0.02 rad,证明了该方法对电机电感变化不敏感。

5 结 论

针对在永磁同步电机转子位置估算过程中,滤波器法和直接计算法难以去除直流分量的问题。本文提出使用同步调制技术对直流分量进行去除。该方法选择向 $\alpha\beta$ 坐标系注入旋转电压矢量,并提取对应的高频响应电流。使用同步调制技术提取出 4 个包含转子位置信息的响应电流,通过响应电流的差实现直流分量的对消,最后通过锁相环得到最终的转子位置估算值。通过仿真对比表明,相比于滤波器法和直接计算法,基于同步调制技术的方法能够实现永磁同步电机低速转子位置的精确估算。具体优点如下:1)避免了低通滤波器的使用,减小了位置估算时的相位延迟;2)对电感参数变化不敏感,提高了系统的鲁棒性。

参考文献

- [1] 李玉东,易庚,李凯存. 基于 dSPACE 的永磁同步电机低速无位置传感器控制系统[J]. 电子测量技术, 2016, 39(12): 21-26.
- [2] 王高林,杨荣峰,李刚,等. 基于高频信号注入的 IPMSM 无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 62-68.
- [3] 刘计龙,肖飞,沈洋,等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [4] 张港,高文根,杭孟荀,等. 基于改进 SMO 的永磁同步电机全速段位置估算研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 185-193.
- [5] 周达,张博,牟明川. 非奇异终端滑模控制永磁直线同步电机[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(10): 84-87.
- [6] MEDJMAD J S, DIALLO D, MOSTEFAI M, et al. PMSM drive position estimation: Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue [J]. IEEE Transactions on energy conversion, 2014, 30(1): 349-358.
- [7] NI R, XU D, BLAABJERG F, et al. Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(7): 5425-5437.
- [8] 许波,朱焜秋,姬伟,等. 基于 FIR 优化滤波的旋转高频信号注入法及其应用[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(3): 588-595.
- [9] 李瑞祺,黎英. 永磁同步电机无传感器启动过程研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(4): 218-224.

- [10] 王帅,郎宝华.基于滑模观测器的PMSM转子位置估计[J].国外电子测量技术,2020,39(11):34-38.
- [11] 姜燕,李博文,吴轩,等.基于比例谐振滤波的改进永磁同步电机转子位置观测器[J].电工技术学报,2020,35(17):3619-3630.
- [12] 刘计龙,付康壮,麦志勤,等.基于双频陷波器的改进型高频脉振电压注入无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2021,41(2):749-759.
- [13] 张国强,项润华,王高林,等.基于静止轴系脉冲信号注入的永磁同步电机无传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2021,41(12):4297-4306.
- [14] TANG Q, SHEN A, LUO X, et al. IPMSM sensorless control by injecting bidirectional rotating HF carrier signals[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10698-10707.
- [15] TANG Q, SHEN A, LUO X, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into ABC frame [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(5): 3767-3776.
- [16] 吕晓源,刘刚,毛琨,等.基于虚拟脉振高频注入法的永磁电机初始位置检测[J].电工技术学报,2017,32(23):34-41.
- [17] LIU J M, ZHU Z Q. Novel sensorless control strategy with injection of high-frequency pulsating carrier signal into stationary reference frame[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 50(4): 2574-2583.
- [18] 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):1967-1974.

作者简介

王鹏,硕士研究生,主要研究方向为机电控制技术。

E-mail: ld_w_peng@163.com

王珍,博士,教授,主要研究方向为机械设备故障诊断与预知维修、振动噪声控制、非平稳信号分析与处理。

E-mail: wagnzhen@dlu.edu.cn

王艳颖,博士,副教授,主要研究方向为机电控制技术。

E-mail: 565283290@qq.com