

高频方波注入内置式永磁同步电机转子位置观测 优化策略研究

缪志坤, 刘芳, 孟令军, 杨淑英, 姚楠
(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:内置式永磁同步电机(IPMSM)无位置传感器控制方法中,高频方波注入法滤波环节较少,位置观测环具有较好的动态性能。然而,逆变器非线性、电流测量误差等非理想因素导致观测的转子位置中呈现出较多的谐波成分,观测精度不高。二阶广义积分器因其良好的谐波抑制能力在并网逆变器控制系统中得到了广泛的应用,然而其对输入信号频率变化的响应能力较弱。为了兼顾IPMSM无位置传感器控制的动态性能和稳态精度,提出一种复合转子位置观测方法。针对高频方波注入法传统电流解调过程中非理想因素带来的估计误差较大的问题,采用二阶广义积分器统一地抑制其中的低频和高频谐波成分;通过设计高频注入传统电流解调算法与基于二阶广义积分器的电流解调算法的切换准则,保证复合方案转子位置观测算法的动态性能,规避二阶广义积分器动态调节能力弱的不利影响。基于18 kW永磁同步电机平台的实验验证所提方法的有效性。

关键词:永磁同步电机;高频方波注入;位置观测;二阶广义积分器;谐波抑制

DOI:10.15938/j.emc.2025.12.008

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)12-0087-13

Rotor position observation performance improvement strategy of IPMSM based on high frequency square wave injection

MIAO Zhikun, LIU Fang, MENG Lingjun, YANG Shuying, YAO Nan
(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract:In sensorless control method of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), the high-frequency square wave injection methods have fewer filtering links, therefore, presenting better dynamic performance of position observation loop. However, due to non-ideal factors such as inverter non-linearity and current measurement error, numerous harmonic components appear in the observed rotor position, thus, the accuracy of observed rotor position is limited. The second-order generalized integrator has been widely used in grid-connected inverter control system on account of its good harmonic suppression ability, nevertheless, its dynamic response ability is weak when the frequency of input signal changes rapidly. In order to take into account both the dynamic performance and steady-state accuracy of IPMSM sensorless control system, a compound rotor position observation method was proposed. In terms of the large estimation error caused by non-ideal factors in the conventional current demodulation process,

收稿日期: 2025-05-10

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金(PA2024GDSK0086)

作者简介: 缪志坤(1998—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制;

刘芳(1980—),女,博士,副教授,博士生导师,研究方向为新能源发电先进电力变换技术和双向无线电力传输技术等;

孟令军(2000—),男,硕士,研究方向为电机控制;

杨淑英(1980—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为新能源发电电力变换技术和电机驱动控制技术;

姚楠(2000—),男,硕士,研究方向为电机控制。

通信作者: 杨淑英

the low frequency and high frequency harmonic components were uniformly suppressed by a second-order generalized integrator. The dynamic performance of the compound rotor position observation method was guaranteed by designing the switching criterion between the conventional current demodulation method and the current demodulation method based on the second-order generalized integrator, also, the adverse effects caused by the weak dynamic response ability of the second-order generalized integrator are avoided. Experiments based on platform with an 18 kW permanent magnet synchronous motor verify effectiveness of the proposed method.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; high frequency square wave injection; position observation; second-order generalized integrator; harmonic suppression

0 引言

内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)因其效率高、功率密度大、调速范围宽等优点在航空航天、家电、电动汽车等行业得到了广泛关注和应用^[1-3]。高性能IPMSM矢量控制需要精确的转子磁链位置信息进行定向,通常由安装于转子上的机械传感器获取。机械式的位置传感器不仅增加了控制过程的硬件复杂度和成本,同时也降低了系统的可靠性^[4]。因此,IPMSM的无位置传感器控制技术长期以来备受关注^[5-6]。

基于电机基波数学模型的转子位置观测技术通过观测电机的反电动势或磁链获取位置信息,典型观测方案有滑模观测器法^[7]、扩展卡尔曼滤波器法^[8]、模型参考自适应法^[9]等。然而,电机在低速运行状态下的反电动势小、信噪比低,基于电机基波数学模型的转子位置观测技术观测出的转子位置精度不高^[10]。

不同于基波模型法,基于电机凸极特性的位置观测技术可以通过增大外加激励信号幅值的方式提升与转速有关观测量的信噪比,因而能够提升零低速运行状态下转子位置的观测精度^[11]。常用的基于电机凸极特性的转子位置观测方法有旋转高频电压注入法^[12]、脉振高频电压注入法^[13]、高频方波电压注入法^[14](high frequency square-wave-voltage injection, HFSI)等。其中,高频方波电压注入法具有带宽高、延时小、估计精度高等优点。高频方波电压注入法可将高频电压注入估计的坐标系或静止坐标系下,当其在静止坐标系下实现时可以避免无位置传感器控制系统起动过程发散的风险^[15],故此受到了广泛的研究^[16-18]。

高频方波注入法相比脉振高频注入法无需带通

滤波器和低通滤波器滤除与观测转子位置无关的信号,提升了系统的动态观测性能^[19]。但就其观测精度而言,仍然面临着与其他高频信号注入法类似的逆变器非线性、电感空间谐波、电流测量误差等非理想因素引起的低次谐波的不利影响^[20-22],降低了矢量控制系统的性能。目前,针对无位置传感器控制位置观测误差谐波性能的改善已有不少文献报道。文献[22]提出了一种基于自适应全通滤波网络的误差抑制方法,可以显著降低总体估计误差,但其响应速度也因此受限。文献[23]提出一种利用二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI)提取高频正弦载波信号中转子位置误差信号的方法,相比于文献[22],该方案避免了滤波器的延时影响,可以在提升位置观测精度的同时确保系统的动态响应性能,然而该方法不能直接在方波注入条件下实现。文献[24]介绍了一种自适应迭代学习控制方法,可以有效抑制方波注入下转子位置观测谐波误差,兼顾位置观测环路动态性能,然而其占用的硬件存储空间多、算法复杂、计算负担大。上述研究在位置观测误差的谐波抑制性能上均呈现出显著的效果,但在兼顾方波注入法动态性能和实现容易程度方面有待进一步探究。

高频方波注入法除了需要提升观测环路的性能之外,其带来的损耗的计算和抑制也是优化PMSM控制策略的重要方面。文献[25]介绍了电机涡流损耗的计算方式,文献[26]提出一种单极性方波电压注入方式,可以改善电机的涡流损耗。

本文基于高频方波电压注入法,结合转子位置观测谐波误差的抑制、系统动态性能的兼顾、算法实现难易程度的权衡等问题,提出一种基于二阶广义积分器的电流解调算法(SOGI-HFSI)和传统电流解调算法结合的复合转子位置观测方法,并设计该复合观测方法的切换准则。稳态时观测器在基于二阶

广义积分器的电流解调算法下运行,动态过程中观测器迅速切换至传统电流解调算法,解决传统电流解调算法稳态估计精度和二阶广义积分器在输入频率快速变化下动态性能各有不足的问题。本文提出的方法结构简单、实现容易,能够提升电机在低速运行状态下的整体控制性能。除此之外,该方法也可以应用于单极性方波电压注入,有利于系统损耗的降低。基于 18 kW 永磁同步电机平台的实验验证所提方法的有效性。

1 高频方波注入转子位置观测方案

1.1 高频电流响应

图 1 给出了 IPMSM 无位置传感器矢量控制系统的框图,其中转子位置的观测采用脉动高频方波电压注入静止坐标系(square-wave voltage injection-synchronous stationary reference frame, SVI-SSRF)的方法^[16]。在该系统中,所需的高频电压信号叠加在电压指令上,从而施加高频方波电压到定子绕组将产生高频电流。

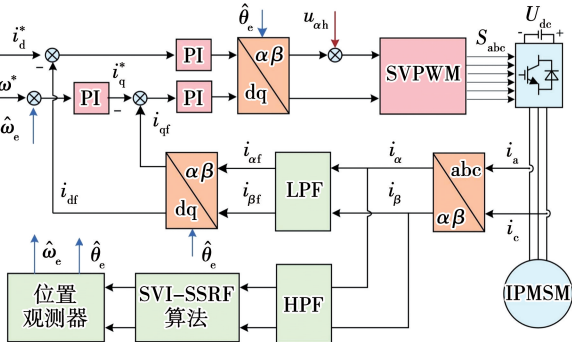


图 1 基于 SVI-SSRF 算法的位置估计结构框图

Fig.1 Schematic diagram based on SVI-SSRF position estimation algorithm

静止坐标系下注入的方波电压如图 2,可表示为:

$$\left. \begin{aligned} u_{ah} &= V_h, u_{bh} = 0, t \in (2m-2, 2m-1]T_s, \\ m &= 1, 2, 3, \dots; \\ u_{ah} &= -V_h, u_{bh} = 0, t \in (2m-1, 2m]T_s, \\ m &= 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: V_h 为高频方波的幅值; T_s 为采样周期。

IPMSM 的 dq 轴电压方程为:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q; \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中: R_s 为每相定子电阻; ω_e 为同步电角速度; L_q 、 L_d 为交、直轴电感; d/dt 为微分算子; ψ_f 为永磁体磁链。

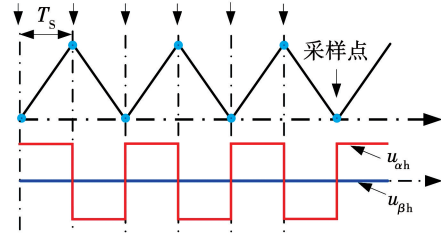


图 2 注入的脉动高频方波信号

Fig.2 Injected pulsating high frequency square wave

考虑到零低速范围内反电动势 $\omega_e \psi_f$ 较小,且注入方波信号频率较高,式(2)可简化为:

$$\left. \begin{aligned} u_{dh} &= L_d \frac{di_{dh}}{dt}; \\ u_{qh} &= L_q \frac{di_{qh}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中: u_{qh} 、 u_{dh} 分别为向交、直轴注入的高频电压; i_{qh} 、 i_{dh} 分别为交、直轴响应的高频电流。

将式(3)变换到静止坐标系下,响应的高频电流可表示为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ah}}{dt} \\ \frac{di_{bh}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) & -L_1 \sin(2\theta_e) \\ -L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ah} \\ u_{bh} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $L_0 = (L_d + L_q)/2$; $L_1 = (L_d - L_q)/2$; θ_e 为同步电角度。

将式(1)中的高频电压给定信号代入式(4),则响应的高频电流可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{ah}}{dt} &= \frac{u_{ah}}{L_d L_q} L_0 - \frac{u_{ah}}{L_d L_q} L_1 \cos(2\theta_e); \\ \frac{di_{bh}}{dt} &= -\frac{u_{ah}}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

1.2 电流解调

对式(5)进行一阶欧拉离散,得到高频电流在采样周期内的变化值为:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{ah} &= \frac{u_{ah} T_s}{L_d L_q} [L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)]; \\ \Delta i_{bh} &= -\frac{u_{ah} T_s}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

理论上,通过对定子侧采样的电流使用高通滤波器(high pass filter, HPF)或直接差分可以得到高频电流,从而可以计算出式(6)中的高频电流变化值。

在式(6)中, u_{ah} 的符号随时序交替, 因此电流变化量的极性也随电压极性交替变化。这种变化使得包含在这些高频电流中的位置信息随高频信号而变化, 不易于获取。为避免极性交替问题, 可在获得的高频电流中引入注入电压的符号, 如:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{ah}^* &= \frac{\text{sgn}(u_{ah}) u_{ah} T_s}{L_d L_q} [L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)] = \\ &\quad \frac{V_h T_s}{L_d L_q} [L_0 - L_1 \cos(2\theta_e)]; \\ \Delta i_{\beta h}^* &= -\frac{\text{sgn}(u_{ah}) u_{ah} T_s}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e) = \\ &\quad -\frac{V_h T_s}{L_d L_q} L_1 \sin(2\theta_e)。 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

根据文献[16]的报道, 用低通滤波器 (low pass filter, LPF) 或查表补偿法去除式(7)中的直流偏置, 此时与转子位置直接相关的分量可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{ah}^{**} &= \frac{-V_h T_s L_1}{L_d L_q} \cos(2\theta_e); \\ \Delta i_{\beta h}^{**} &= \frac{-V_h T_s L_1}{L_d L_q} \sin(2\theta_e)。 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

依据式(8)对获取的 Δi_{ah}^{**} 和 $\Delta i_{\beta h}^{**}$ 信号使用如图3所示基于正交锁相环结构的位置观测器便可获取转子位置信息。

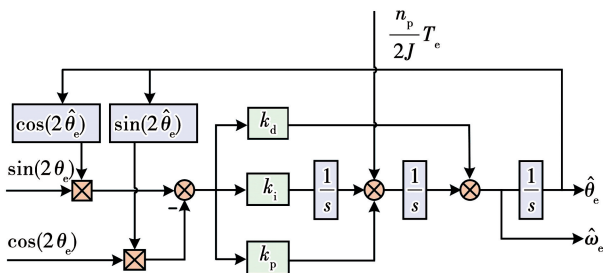


图3 位置观测锁相环结构

Fig. 3 Phase-locked loop structure of position observer

在电流解调过程中, 考虑到离散控制系统实现过程的控制延时, 逆变器实际输出的电压波形与图2中的理想电压波形相比将产生一定的延时, 正确引入考虑延时后的注入电压极性即可解调出高频电流中的转子位置信息。

2 误差和损耗分析

2.1 转子观测位置误差来源

高频方波注入法可以降低高频正弦波注入法中电感和电阻对转子位置观测精度的影响^[16], 然而逆

变器非线性效应、电流测量误差、电感空间谐波、电机参数三相不对称性等非理想因素的作用仍然会降低高频方波注入法的位置观测精度。研究表明, 逆变器非线性和电流测量误差是造成观测精度较低的主要原因^[24]。

受逆变器非线性影响, 实际注入到电机绕组中的高频电压幅值与理论给定值之间存在误差, 如图4所示。

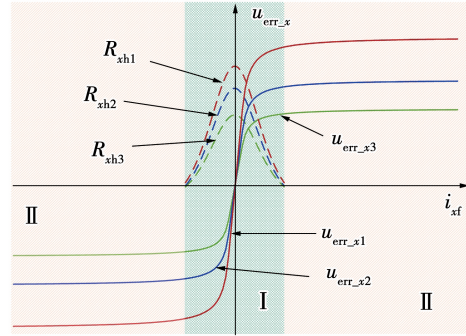


图4 相电流和产生的电压误差

Fig. 4 Phase current and produced voltage error

图4中, u_{err_x} 和 i_{xf} 分别为逆变器单相桥臂上的电压误差和基频电流, R_{xh} 为等效高频电阻。产生的电压误差可分为两个区域, 即图中的饱和区 (II区) 和非线性区 (I区)。饱和区的电压误差变化较小, 对位置观测误差影响较小, 非线性区电压误差随基频相电流动态变化, 可以用等效高频电阻刻画。随着三相电流的变化, 静止坐标系下电压误差产生 $(6k \pm 1)$ 次脉动, 相应地高频电流产生 $(6k \pm 1)$ 次谐波^[24]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{ah}^{**} &= I_{ah1} \cos(2\hat{\theta}_e + \delta_{ah1}) + \\ &\quad \sum_{k=1}^{\infty} I_{ah1 \pm 6k} \cos[2(1 \pm 6k)\hat{\theta}_e + \delta_{ah1 \pm 6k}]; \\ \Delta i_{\beta h}^{**} &= I_{\beta h1} \sin(2\hat{\theta}_e + \delta_{\beta h1}) + \\ &\quad \sum_{k=1}^{\infty} I_{\beta h1 \pm 6k} \sin[2(1 \pm 6k)\hat{\theta}_e + \delta_{\beta h1 \pm 6k}]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中: Δi_{ah}^{**} 为式(8)对应的 $\alpha\beta$ 轴高频电流变化值; I_{ah1} 、 $I_{\beta h1}$ 、 δ_{ah1} 、 $\delta_{\beta h1}$ 、 $I_{ah1 \pm 6k}$ 、 $I_{\beta h1 \pm 6k}$ 、 $\delta_{ah1 \pm 6k}$ 、 $\delta_{\beta h1 \pm 6k}$ 分别为电流变化量中包含的转子频率基频和 $(6k \pm 1)$ 次谐波分量的幅值和相位。

式(9)中的高频电流变化量通过以二倍频估计的电角度为旋转角度的 Park 变换, 可以转换到估计的两倍频转子坐标系中, 得到:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \hat{i}_{dh}^{**} &= I_{dh1} + \sum_{k=1}^{\infty} I_{dh6k} \cos[2(6k)\hat{\theta}_e + \delta_{dh6k}]; \\ \Delta \hat{i}_{qh}^{**} &= \sum_{k=1}^{\infty} I_{qh6k} \sin[2(6k)\hat{\theta}_e + \delta_{qh6k}]. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中: $\Delta \hat{i}_{dh}^{**}$ 、 $\Delta \hat{i}_{qh}^{**}$ 为估计两倍频转子坐标系的电流变化量; I_{dh1} 为直流分量; I_{dh6k} 、 I_{qh6k} 、 δ_{dh6k} 、 δ_{qh6k} 分别为估计两倍频转子坐标系下因逆变器非线性效应产生的六次谐波分量的幅值和相位; $\hat{\theta}_e$ 为转子实际位置与观测位置之间的误差。

在式(10)中, $\Delta \hat{i}_{qh}^{**}$ 为锁相环输入有关变量, 由其表达式可知逆变器的非线性效应在观测的转子位置误差中体现为 $6k$ 次谐波分量。

在实际场合下, 电流测量过程中的误差同样不可避免, 其主要表现为增益误差和直流误差, 其中直流误差的影响较小^[22]。假设 A、B、C 三相电流实际值为 i_a 、 i_b 、 i_c , 则测量的含增益误差的相电流可表示为:

$$\left. \begin{aligned} i_a^e &= \xi_a i_a; \\ i_b^e &= \xi_b i_b; \\ i_c^e &= \xi_c i_c. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中 ξ_a 、 ξ_b 、 ξ_c 分别为测量时的增益系数。

考虑电流的高频分量, 并由 $\xi_a i_a + \xi_b i_b + \xi_c i_c = 0$, 得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的高频电流表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_{ah}^e &= \xi_a i_{ah}; \\ i_{bh}^e &= -\frac{\sqrt{3}}{3} \xi_a (i_{ah} + 2\xi_c i_{ch}/\xi_a). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

将式(12)用高频电流变化量表示为:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{ah}^e &= \xi_a \Delta i_{ah}^{**}; \\ \Delta i_{bh}^e &= -\frac{\sqrt{3}}{3} \xi_a (\Delta i_{ah}^{**} + 2\xi_c \Delta i_{ch}^{**}/\xi_a). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中 Δi_{ah}^{**} 、 Δi_{bh}^{**} 、 Δi_{ch}^{**} 为不考虑增益误差时仅含位置信息的 A、B、C 相高频电流变化量。

在 $\alpha\beta$ 坐标系下, 不考虑增益误差时仅含位置信息的高频电流变化量的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{ah}^{**} &= \Delta i_{bh}^{**} = I_{const} \cos(2\theta_e); \\ \Delta i_{bh}^{**} &= -\frac{\sqrt{3}}{3} (\Delta i_{ah}^{**} + 2\Delta i_{ch}^{**}) = I_{const} \sin(2\theta_e). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

式中 I_{const} 为幅值固定的系数, 对应于式(8)中的 $-V_h T_s L_l / (L_d L_q)$ 。

结合式(13)、式(14), 考虑增益误差时可将图3中正交锁相环部分的输入表示为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \Delta i_{bh}^e \cos(2\hat{\theta}_e) - \Delta i_{ah}^e \sin(2\hat{\theta}_e) = \\ &= \xi_a I_{const} \sin(2\hat{\theta}_e) + \frac{\sqrt{3}}{3} (\xi_c - \xi_a) \Delta i_{ch}^{**} \cos(2\hat{\theta}_e). \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\hat{\theta}_e$ 为观测的转子位置。

从式(15)中可以看出若 $\xi_a \neq \xi_c$, 则会引起锁相环输入中增加与转子位置有关的乘积项, 实际提取的 Δi_{ch}^{**} 含有直流及二倍频含量, 在观测的转子位置误差中主要体现为二、四次谐波分量。

为证明上述分析结果的正确性, 分别给出逆变器非线性及电流测量误差这两种非理想因素作用下传统高频方波注入法的位置观测结果。

图5所示的仿真中除了死区时间不一致其他参数条件均保持一致。可以看出增加死区后位置观测误差中产生了明显的六次脉动, 即逆变器非线性使得观测结果中六次谐波含量增加。

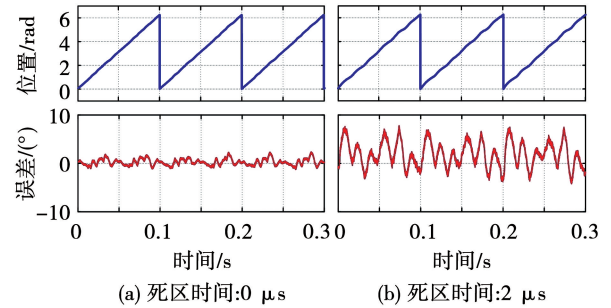


图5 逆变器非线性影响下传统高频方波注入法的位置观测性能仿真

Fig.5 Simulation on position observation performance of conventional high frequency square wave injection method under influence of inverter nonlinearity

图6所示的仿真中除了 A 相电流测量误差不一致其他参数条件均保持一致。可以看到电流测量误差增大后位置观测误差中的二、四次谐波含量明显增加。以上的仿真波形证明了前文分析结果的正确性。

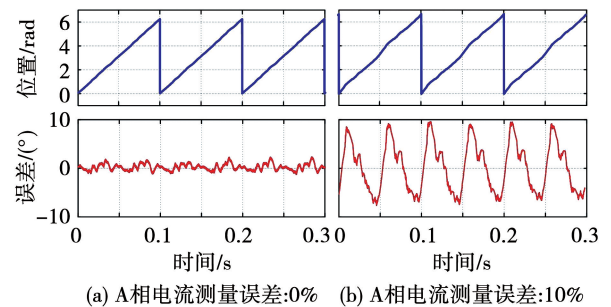


图6 电流测量误差影响下传统高频方波注入法的位置观测性能仿真

Fig.6 Simulation on position observation performance of conventional high frequency square wave injection method under influence of current measurement error

2.2 误差抑制方法

为抑制逆变器非线性效应和电流测量误差等非理想因素所导致的观测位置中的谐波误差,相关文献作出了大量研究报告^[3,12,14,16-18,20,22-24]。文献[3]和文献[20]介绍了观测位置中逆变器非线性效应的抑制方法,文献[12]、文献[14]、文献[17-18]对系统延时引起的观测误差进行了抑制,文献[16]报道了克服定子电感和电阻对位置观测误差影响的方法。这些处理非理想因素的方案对所关注的单一非理想因素有较好的效果,但影响观测精度的非理想因素较多。为此,文献[22-24]针对非理想因素引入的谐波问题,提出了统一谐波消除方案,具有良好的谐波抑制效果。然而,若增加滤波器将会影响观测算法的动态响应速度,且会产生相位延时;若采用迭代学习控制算法,运算较为复杂,工程应用较为困难。SOGI的带通滤波特性可以有效抑制低频和高频谐波,并且不会产生相位延时,在并网逆变器系统中得到了广泛应用。文献[23]将SOGI用于高频脉振电压注入方案,起到谐波抑制的作用,但该方案的估计算法在带宽和起动收敛性方面存在不足,且该文献应用的信号处理方式并不能直接用于高频方波注入方案。本文采用在静止坐标系下注入高频方波电压信号的位置观测方案,其本身有着高带宽和良好收敛性的优势。在此基础上,将SOGI引入高频电流解调过程中,从而对非理想因素引起的低频和高频谐波进行统一抑制。同时,针对动态过程SOGI提取信号精度不足的问题,提出了SOGI与传统解调方式相结合的复合位置观测方案,提升了动态响应速度和稳态估计精度。

2.3 损耗分析

高频注入法产生的损耗主要可以分为电机损耗和电机控制器损耗。

电机的损耗主要是铜损和铁损。其中铜损与绕组发热状况有关,由于绕组电阻的变化不是很大,高频注入法在每相绕组上产生的铜损可以表示为

$$P_{\text{Cuh}} = (i_{\text{xh}}^2 + 2i_{\text{xh}}i_{\text{xf}})R_s \quad (16)$$

式中: i_{xh} 为 x 相高频电流; i_{xf} 为 x 相基频电流。

电机损耗中高频注入法增加的铁损主要是涡流损耗,电机的额定涡流损耗为^[25]

$$P_{\text{EdN}} = 3\omega_e^2 N^2 r_h |\Phi_N|^2 \quad (17)$$

其中 N 为绕组的匝数,式中额定磁链幅值计算式为

$$|\Phi_N| = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{(\psi_{\text{fN}} + L_d i_{\text{dN}})^2 + (L_q i_{\text{qN}})^2}{N^2}} \quad (18)$$

式(17)中 r_h 为额定条件下的涡流系数,当获取设计的额定涡流损耗后, r_h 便可由式(17)计算得出。考虑高频注入法后,该系数在高频模型中可以表示为^[25]

$$r_h = r_N \sqrt{\frac{\omega_{eN}}{\omega_h}} \quad (19)$$

因此,高频注入法在每相绕组上增加的涡流损耗可以表示为

$$P_{\text{Edh}} = \omega_e^2 N^2 r_h |\Phi_h| \quad (20)$$

式中 $|\Phi_h|$ 表示为

$$|\Phi_h| = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{(\psi_f + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}{N^2}} \quad (21)$$

电机控制器的损耗主要来源于电力电子器件上的开关损耗和导通损耗。开关损耗与负载电流成正比,使用高频注入法增加的开关损耗为

$$P_{\text{swh}} = \frac{i_{\text{xh}}}{i_{\text{xf}}} P_{\text{sw}} \quad (22)$$

式中 P_{sw} 为不加高频注入法时的开关损耗。

对于以绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)以及功率二极管所代表的功率器件,其导通损耗为饱和压降或正向压降与通过器件电流的乘积,因此使用高频注入法增加的导通损耗为

$$P_{\text{onh}} = \frac{i_{\text{xh}}}{i_{\text{xf}}} P_{\text{on}} \quad (23)$$

式中 P_{on} 为不加高频注入法时的导通损耗。

综合以上损耗分析结果可以发现,使用高频注入法后电机及其驱动系统增加的损耗与高频电流的大小相关,因此在设计时需要合理选择高频电压的注入幅值,在可靠地获取转子位置的同时尽量降低系统的损耗。

3 改进型转子位置观测方案

3.1 SOGI-HFSI 转子位置观测方法

使用SOGI提取方波注入法传统电流解调方式解调出的位置信息,可以进一步滤除其中的低频和高频谐波成分。实现对所需频率信号的提取,其传递函数为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{v'(s)}{v(s)} &= \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2}; \\ \frac{qv'(s)}{v(s)} &= \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

其中: $v(s)$ 与 $v'(s)$ 分别为 SOGI 的输入和输出; $qv'(s)$ 为与 $v'(s)$ 正交的输出信号; ω 为选通频率; k

为阻尼系数。

图 7 描绘了式 (24) 中 SOGI 的结构框图,可见 SOGI 可以输出一组正交的信号。因此只需将 α 或 β 轴中的高频电流信号输入到 SOGI 中即可获取所需的位置信息。考虑到本文高频方波注入法向 α 轴注入信号导致轴响应的高频电流中含有较大的直流分量,而由式 (7) 可知 β 轴中的直流分量接近 0,因此 $\Delta i_{\beta h}^*$ 可直接作为 SOGI 的输入。因而高频方波注入法中用以去除直流分量的低通滤波或者查表环节可以省去,简化了信号处理的步骤。

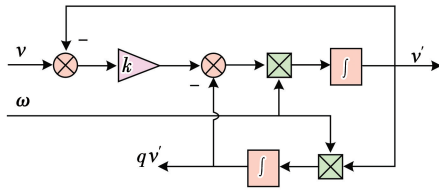


图 7 SOGI 的结构框图

Fig. 7 Block diagram of SOGI

图 8 中给出了 SOGI 输入 $v(s)$ 到输出 $v'(s)$ 的伯德图。显然,当输入信号频率与待提取信号频率一致时,输入信号与输出信号具有相同的相位和幅值,因此使用 SOGI 不会产生滤波器延时,确保了位置观测的精度。

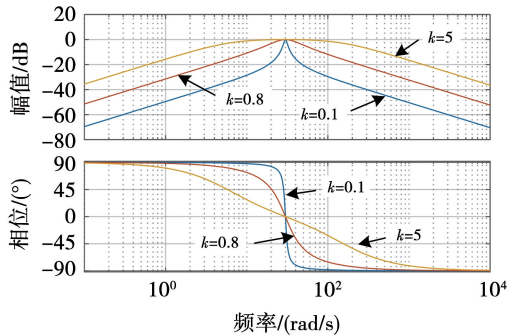


图 8 SOGI 的伯德图

Fig. 8 Bode diagram of SOGI

在由 SOGI 构造出输出信号及其正交信号后,可将信号的相位表示为

$$\theta_e = \frac{1}{2} \arctan \frac{v'}{qv'} \quad (25)$$

SOGI 的特征频率应设定为输入信号的频率,其值可通过微分或设计锁相环节获取。

基于以上设计,SOGI-HFSI 转子位置观测方案结构框图如图 9 所示。图中 $\Delta i_{\beta h}^*$ 包含式 (7) 所示的转子位置信息,在 SOGI 滤除其中的谐波成分后经

式 (25) 计算的相位即为观测的转子位置。

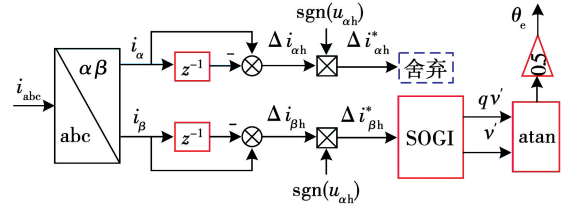


图 9 SOGI-HFSI 转子位置观测方案结构框图

Fig. 9 Block diagram of SOGI-HFSI rotor position observation

3.2 动态响应能力分析及其复合观测方案

由式 (24) 可知,SOGI 的传递函数中含有与输入信号有关的特征频率,对输入信号中基准待测频率估计的快速性和准确性将极大影响动态过程中转子位置的观测精度。

为具体分析 SOGI 的动态响应能力,图 10 描绘了阻尼系数为 1.414,特征频率分别为 $2\pi \times 5$ 、 $2\pi \times 10$ 、 $2\pi \times 15$ rad/s 时式 (24) 所示 SOGI 输入 $v(s)$ 到输出 $v'(s)$ 的伯德图。图中相频曲线表示固定特征频率下系统对不同输入基准频率的相位响应,当特征频率等于输入基准频率时输出相位为 0° 。图中的 $\Delta\theta > 45^\circ$ 表示基准频率由 $2\pi \times 10$ rad/s 降至 $2\pi \times 5$ rad/s 时特征频率为 $2\pi \times 10$ rad/s 的相频曲线上对应基准频率点的相位偏移量大于 45° 。类似地,基准频率由 $2\pi \times 15$ rad/s 降至 $2\pi \times 10$ rad/s 时特征频率为 $2\pi \times 15$ rad/s 的相频曲线上对应基准频率点的相位偏移量大于 20° 。由此可见 SOGI 输出信号 $v'(s)$ 在输入基准信号频率变化快于特征频率变化情况下相位偏差大,并且随着输入基准信号频率的降低相位偏差程度加剧,因此低转速情况下转子位置动态观测性能较差。

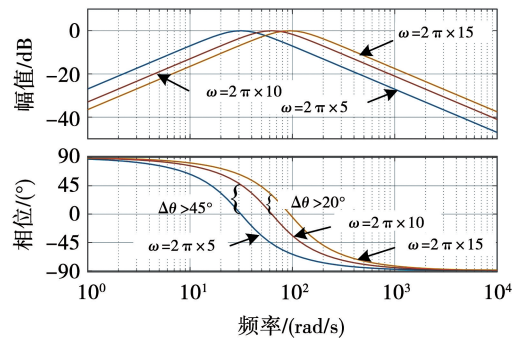


图 10 不同特征频率下 SOGI 的伯德图

Fig. 10 Bode diagram of SOGI with different eigenfrequency

为说明 SOGI 在输入信号频率快速变化下经锁相环节闭环后系统的动态性能,可将 SOGI-PLL 结构用于转子位置观测,如图 11 所示。文献[27]建立了该结构的精准模型,并推导了 SOGI 输出信号的时域表达式为

$$v'(t) = \frac{k\omega\omega_0}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega^2 + (\omega^2 - \omega_0^2)^2}} \sin(\omega_0 t - \delta) - A \sin[\sqrt{1 - (k/2)^2} \omega t - \varphi] e^{\frac{-k\omega t}{2}} \quad (26)$$

其中 ω_0 为输入信号的基准频率,式中其余相关变量表达式为:

$$\left. \begin{aligned} \sin\delta &= \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega^2 + (\omega^2 - \omega_0^2)^2}}; \\ A &= \frac{k\omega_0\sqrt{4(4-k^2)(\omega^2 - \omega_0^2)^2\omega^2 + [2k\omega(\omega^2 + \omega_0^2)]^2}}{[k^2\omega^4(4-k^2) + (k^2\omega^2 - 2\omega^2 + 2\omega_0^2)^2]\sqrt{1 - (k/2)^2}}; \\ \tan\varphi &= \frac{\sqrt{4 - k^2}(\omega_0^2 - \omega^2)}{k(\omega_0^2 - \omega^2) + 2k\omega^2} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

式(26)中第二项随时间快速衰减到 0,故动态过程中的相位偏差可由 δ 近似表示。 δ 可根据式(27)由反正弦函数计算。设输入信号基准值为 $2\pi \times 5$ rad/s,当前特征频率为 $2\pi \times 10$ rad/s,计算最大相位偏差为初始时刻的值为 46.69° ,接近图 10 中表示的相位偏差。相位偏差在锁相环输出频率接近输入信号基准值时才会衰减到 0,受限于锁相环带宽和精度,低速下 SOGI-HFSI 方法的动态性能存在不足。

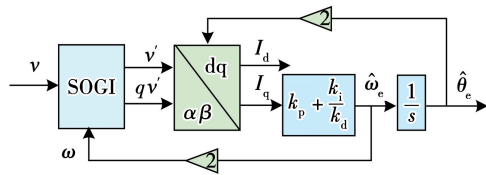


图 11 SOGI-PLL 结构

Fig. 11 Block diagram of SOGI-Phase locked loop

如图 12 仿真所示,在 SOGI 输入信号频率(即转速)不发生变化时,SOGI-HFSI 方法的位置观测精度比较高,在转速发生快速变化时,其观测的转子位置动态误差大,不能满足高性能无位置传感器控制的要求。

针对 SOGI-HFSI 位置观测方法在转速快速变化时瞬态位置观测误差较大的问题,现提出一种能够提升系统动态响应能力的 SOGI-HFSI 方法和传统方

波注入法结合的复合转子位置观测方案。

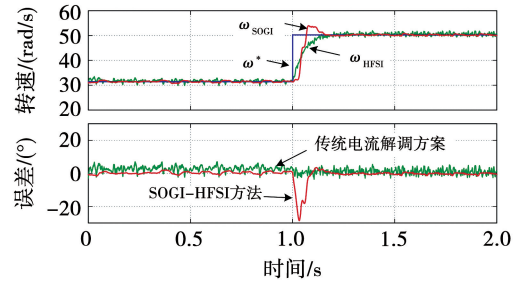


图 12 转速阶跃下传统电流解调方案与 SOGI-HFSI 方法位置估计误差对比

Fig. 12 Position estimation error comparison of conventional current demodulation method and SOGI-HFSI method under speed step

复合观测方案的结构框图如图 13 所示,设计指标检测转速的变化,当转速动态变化超过指标的阈值后电流解调方案由 SOGI-HFSI 方案切换至传统电流解调方案,当转速动态变化指标小于设计的阈值重新切换至 SOGI-HFSI 方案,以改善转子位置观测的动态性能和稳态性能。在具体实现时,在切换点附近可能出现频繁切换的现象,可以将切入和切出的阈值设计为不同数值,以滞环切换的方式避免。

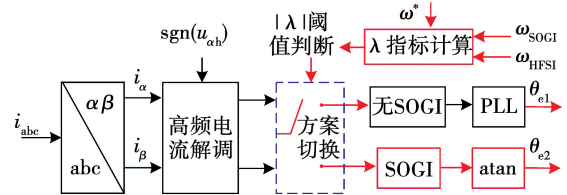


图 13 复合观测方案结构框图

Fig. 13 Block diagram of compound observation scheme

由于转速给定值跳变时 SOGI-HFSI 方法输出频率相对变化缓慢,因此转速指令与 SOGI 特征频率的差值可以作为 SOGI-HFSI 方法切换至传统电流解调算法的指标

$$\lambda_1 = |\omega^* - \omega_{\text{SOGI}}| \quad (28)$$

其中: ω^* 为转速指令; ω_{SOGI} 为 SOGI 的特征频率。

由仿真和实验结果测得,当 SOGI 输入频率跳变范围在 0.2 Hz 之内时转子位置的动态估计误差较小,可以满足动态性和估计精度的要求,无需切换。因此由 HFSI-SOGI 方法切入传统电流解调算法的指标值临界点可设计为 $(\lambda_1)_{\min} = 0.2 \times 2 \times \pi = 1.256$ rad/s,当 $\lambda_1 > 1.256$ 时进行切换。

如图 14 仿真所示, λ_1 指标虽然能够保证切入传统电流解调算法的动态估计精度, 在切出传统电流解调算法时 HFSI-SOGI 方法输出转速值的超调和抖动仍然会影响切换点时间的判定, 从而降低切换过程的位置估计精度。而这种超调和抖动不易通过调节 SOGI 唯一的参数 k 来消除。同时, 调节 k 会影响 SOGI 的滤波性能。

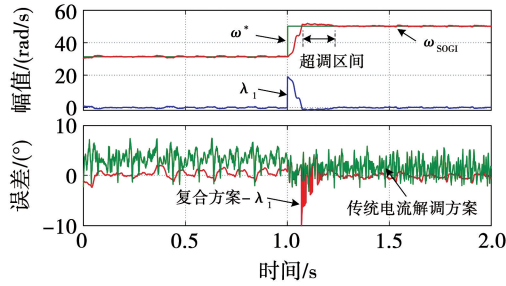


图 14 转速阶跃下使用 λ_1 指标切换的复合方案与 SOGI-HFSI 方法位置估计误差对比

Fig. 14 Position estimation error comparison of compound scheme switching with λ_1 and SOGI-HFSI method under speed step command

由于方波注入传统电流解调算法的位置观测环节采用 PID 结构的观测器, 其动态响应相比 HFSI-SOGI 方法更易调节, 因此可以通过设计与传统电流解调算法估计转速的有关指标判定切出点。为降低估计转速抖动的干扰, 可选取一定窗口长度的转速变化积分值作为切出指标, 在离散化的系统中可表示为

$$\lambda_2 = \sum_{i=1}^N \Delta\omega_{\text{HFSI}}(i) \quad (29)$$

其中: N 为积分的窗口长度; $\Delta\omega_{\text{HFSI}}$ 为传统方波注入法后一拍与前一拍估计转速的差值。

上式中指标 λ_2 每拍加上一个最新数据并舍弃一个最旧的数据以实现动态过程中指标值的更新。考虑到仿真和实验系统采样频率为 8 kHz, 为满足系统动态性和参数指标抗扰动性的要求将 N 设计为 $1/40 \sim 1/10$ 采样频率对应的窗口长度, 因此 N 设计范围可以选定为 200 ~ 800。根据仿真和实验的设计结果, 可将 λ_2 设计为 5 rad/s, 当 $-5 < \lambda_2 < 5$ 时切出传统电流解调算法。

图 15 仿真显示了仅用指标 λ_1 切换、仅用指标 λ_2 切换, 以及使用 λ_1 切入传统电流解调算法并用 λ_2 切出传统电流解调算法的动态性能比较结果, 证明

了综合 λ_1 和 λ_2 指标切换方式在响应速度和精度上的相对优异性。

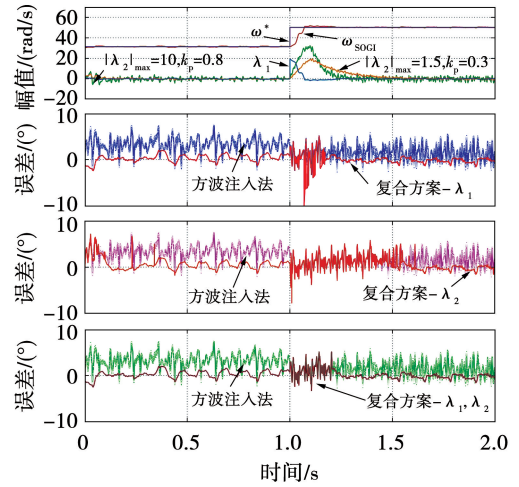


图 15 转速阶跃下分别使用 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_1 - \lambda_2$ 指标切换的复合方案与 SOGI-HFSI 方法位置估计误差对比

Fig. 15 Position estimation error comparison of compound scheme switching with $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_1 - \lambda_2$ and SOGI-HFSI method under speed step

4 实验验证

4.1 稳态性能

为验证本文提出方法的有效性和可行性, 在永磁同步电机平台上作出实验验证。永磁同步电机实物平台如图 16 所示, 电驱动系统由 60 kW 逆变器供电, 负载电机为 37 kW 感应电机, 与永磁同步电机转子同轴连接。算法在逆变箱上的 DSP TMS320F28379D 中执行并通过 USB 通讯端口将数据实时发送至 PC 端。商用变频器连接到感应电机, 以控制电机转子达到给定的转矩或转速条件。

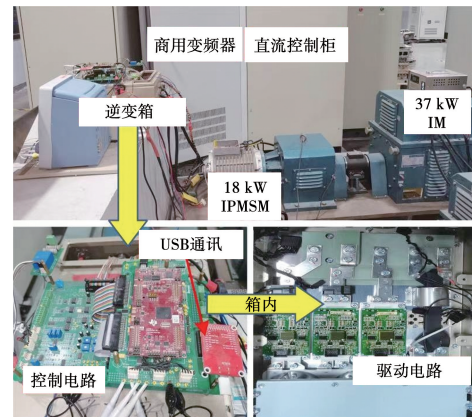


图 16 内置式永磁同步电机实验平台

Fig. 16 IPMSM test platform

实验的永磁同步电机及驱动系统参数如表 1 所示。高频方波的注入频率为 4 kHz,死区时间设置为 2 μ s。位置观测器的 k_p 、 k_i 、 k_d 分别为 0.8、0.13、270。SOGI 的阻尼系数设置为 1.414。式(7)中传统方案的直流分量通过查表法消除。

表 1 永磁同步电机和驱动系统的参数

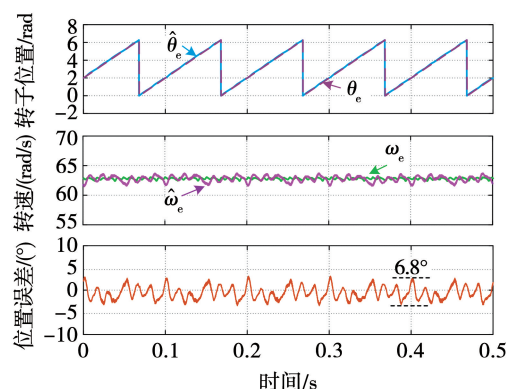
Table 1 Parameters of IPMSM and drive system

参数	数值
额定功率 P_N /kW	18
额定转速 n_N /(r/min)	3 000
额定电流 i_N /A	100
定子电阻 R_s / Ω	0.06
直流母线电压 V_{dc} /V	580
直轴电感 L /mH	0.31
交轴电感 L /mH	1.04
极对数	4
永磁体磁链/Wb	0.078
开关频率 f_s /kHz	4

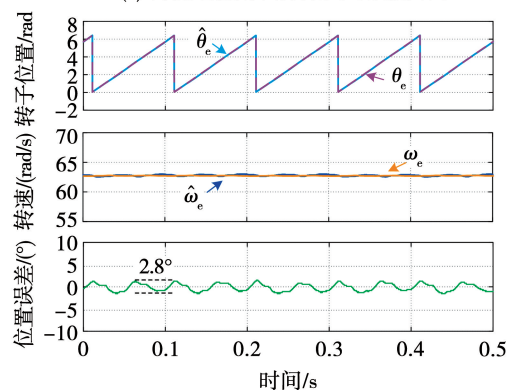
由第 2 节损耗分析可知,注入的电压幅值增加时产生的高频电流增大,逆变器和电机的损耗也增加。然而为了保持一定的信噪比,注入的电压幅值不宜过小。综合信噪比和损耗因素,实验中高频方波的注入幅值设置为 30 V。若将文献[26]中提出的单极性方波电压注入法与本文第 3 节提出的改进转子位置观测方案结合,电机和驱动系统的损耗将进一步降低。

由于损耗不易测量,且单极性方波注入会增加一定的稳态误差^[26],实验部分的验证仍使用前面部分介绍的传统方波注入方式。

图 17 为负载电流为 20 A、转速为 150 r/min 时本文所提 SOGI-HFSI 方法与传统电流解调方案在稳态下的转子位置观测对比实验结果。由图可知 SOGI-HFSI 方法可以显著提升稳态下转子位置的观测精度。利用快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)可以分析出转子估计误差中的各谐波成分,两方案转子位置估计误差的 FFT 分析结果如图 18 所示。图 18 中 SOGI-HFSI 方法相比于传统电流解调方案在与电流采样误差有关的二次、四次谐波、与逆变器非线性有关的六次谐波以及其他的各偶次谐波误差抑制方面均有明显不同程度的作用。



(a) 传统电流解调方案闭环观测结果



(b) SOGI-HFSI方案闭环观测结果

图 17 稳态下 SOGI-HFSI 方案 and 传统电流解调方案的位置观测性能对比

Fig. 17 Position observation performance comparison of SOGI-HFSI method and conventional current demodulation scheme under steady state

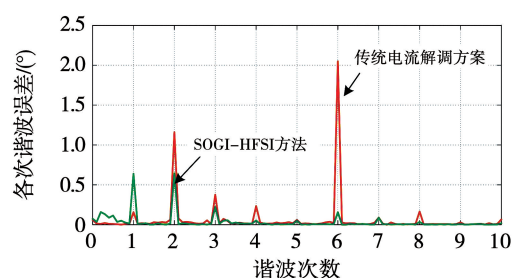


图 18 SOGI-HFSI 方法和传统电流解调方案转子位置估计误差 FFT 分析

Fig. 18 FFT analysis on rotor position estimation error of SOGI-HFSI method and conventional current demodulation scheme

为了给出更加全面的验证结果,在图 19 中绘制了转速在 50 ~ 300 r/min 范围、负载电流在 0 ~ 80 A 范围所提 SOGI-HFSI 方法与传统方波注入法最大转子位置观测误差的对比结果,表明了所提方法在低

速区各工况下均有更好的转子位置估计性能。

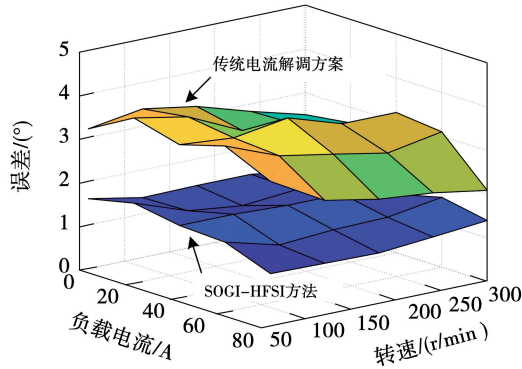


图 19 SOGI-HFSI 方法和传统电流解调方案在宽转速和负载范围内的位置估计性能

Fig. 19 Position estimation performance of SOGI-HFSI method and conventional current demodulation scheme under wide speed and load range

4.2 动态性能

图 20 为转速动态响应下传统电流解调方案在闭环条件下观测的位置、转速与 SOGI-HFSI 解调方法观测的位置、转速对比。由图可知,在转速由 60 r/min 动态提升到 120 r/min 变化过程中 SOGI-HFSI 方法的转速响应滞后于传统电流解调方案,且在动态过程中其位置观测误差远大于传统电流解调方案,与图 12 中的仿真结果一致。

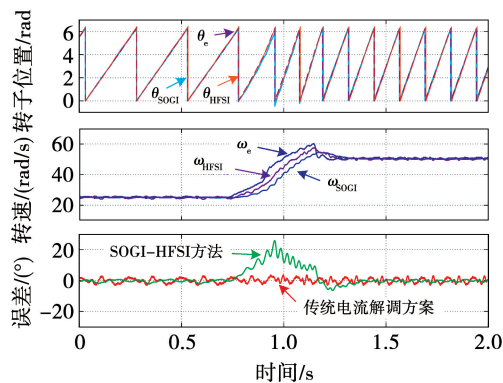
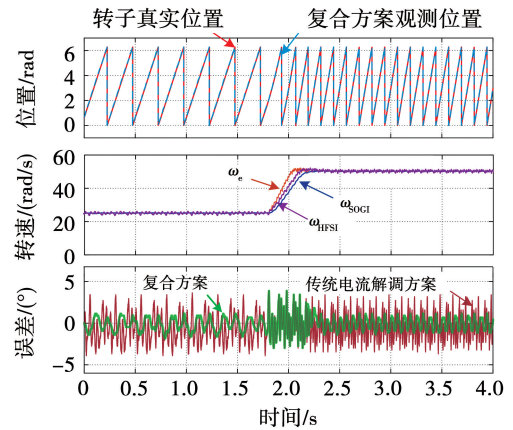


图 20 动态响应下 SOGI-HFSI 方案和传统电流解调方案的位置观测性能

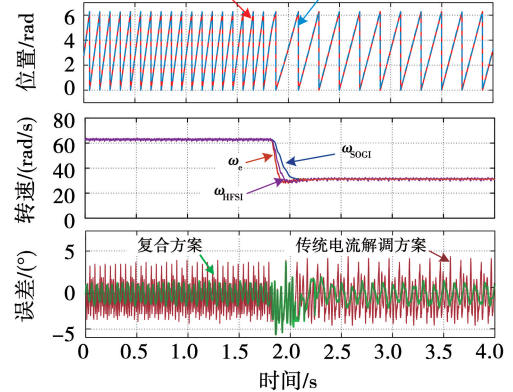
Fig. 20 Position observation performance of SOGI-HFSI method and conventional current demodulation scheme under dynamic response

图 21(a)、图 21(b) 为转速阶跃前后所提复合方案与传统电流解调方案在 35 A 负载电流下转

子位置观测、转速观测、转子位置观测误差的对比,转速阶跃条件分别为 60 r/min 至 120 r/min、150 r/min 至 75 r/min。可以看出复合方案可以在转速指令变化时快速作出响应,全程位置观测误差不超过 5°。复合方案的位置观测误差在转子转速动态变化过程中等于或小于传统高频电流解调方案,在保留了传统电流解调方案良好动态性能优势的前提下提升了一定的动态估计精度,可以实现两种算法在无位置传感器控制下的平滑切换。



(a) 复合方案在转速阶跃上升时位置观测性能



(b) 复合方案在转速阶跃下降时位置观测性能

图 21 复合方案 and 传统电流解调方案在转速指令变化后的位置观测性能对比

Fig. 21 Position observation performance comparison between the compound scheme and conventional current demodulation scheme after the change of speed command

图 22 为加载减载前后复合方案与传统电流解调方案的位置估计性能,负载电流从 5 A 阶跃至 50 A 再至 5 A,由图可知,在负载的扰动下所提方法仍能保持稳定运行并在有限时间内较快收敛至较高的估

计精度。

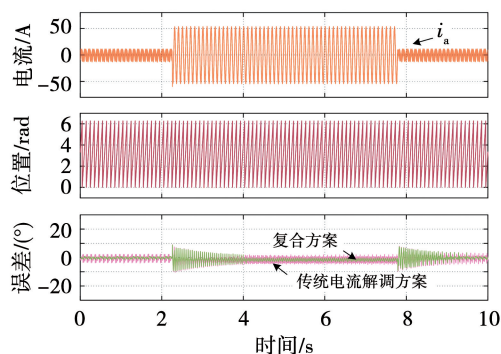


图22 复合方案和传统电流解调方案在负载阶跃变化后的位置观测性能

Fig. 22 Position observation performance of compound scheme and conventional current demodulation scheme after the change of load step

5 结论

基于凸极特性的高频方波注入法对于实现永磁同步电机低速无位置传感器控制具有重要的价值。分析了高频方波注入法传统电流解调方案位置观测的误差来源,提出一种基于二阶广义积分器的位置误差统一谐波抑制方法,利用二阶广义积分器的带通特性改善了转子位置的稳态观测精度。针对二阶广义积分器动态响应能力不足的问题,提出了传统电流解调方案和基于二阶广义积分器改进电流解调方案的切换准则,确保了位置观测环的响应速度和观测精度,且对系统电流环的动态响应影响较小。实验结果表明,所提方法可以有效地兼顾 IPMSM 无位置传感器控制系统的动态性能和稳态性能。

参考文献:

- [1] WANG G, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5830.
- [2] YOO J, KIM H S, SUL S K. MTPA tracking control of sensorless IPMSM based on square-wave voltage signal injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12525.
- [3] ZHANG H, LIU W, CHEN Z, et al. Asymmetric space vector modulation for PMSM sensorless drives based on square-wave voltage-injection method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2): 1425.
- [4] HWANG I, KWON Y C, SUL S K. Enhanced dynamic operation

of heavily saturated IPMSM in signal-injection sensorless control with ancillary reference frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5726.

- [5] KWON Y C, LEE J, SUL S K. Recent advances in sensorless drive of interior permanent-magnet motor based on pulsating signal injection[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(6): 6577.
- [6] 李浩源, 张兴, 杨淑英, 等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2653.
- LI Haoyuan, ZHANG Xing, YANG Shuying, et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2653.
- [7] LI Jian, QU Ronghai. Sensorless control of permanent magnet synchronous machine based on second-order sliding-mode observer with online resistance estimation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3672.
- [8] SHI Y, SUN K, HUANG L, et al. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4169.
- [9] 张洪帅, 王平, 韩邦成. 基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1889.
- ZHANG Hongshuai, WANG Ping, HAN Bangcheng. Rotor position measurement for high-speed permanent magnet synchronous motors based on fuzzy PI MRAS[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(12): 1889.
- [10] 刘善宏, 杨淑英, 李浩源, 等. 基于旋转坐标系解调的内置式永磁同步电机旋转高频注入法位置观测[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 708.
- LIU Shanhong, YANG Shuying, LI Haoyuan, et al. Rotating high frequency signal injection based on interior permanent magnet synchronous motor rotor position estimation with the demodulation implemented on the synchronous reference frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 708.
- [11] SHUANG B, ZHU Z Q. Simultaneous sensorless rotor position and torque estimation for IPMSM at standstill and low speed based on high-frequency square wave voltage injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 8791.
- [12] 李浩源, 张兴, 杨淑英, 等. 基于旋转高频注入的内置式永磁同步电机初始位置检测算法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1723.
- LI Haoyuan, ZHANG Xing, YANG Shuying, et al. A detecting algorithm for initial position of interior permanent magnet synchro-

- nous motor based on rotating high frequency injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1723.
- [13] ZHANG X, LI H, YANG S, et al. Improved initial rotor position estimation for PMSM drives based on HF pulsating voltage signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4702.
- [14] WU T, LUO D, WU X, et al. Square-wave voltage injection based PMSM sensorless control considering time delay at low switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5525.
- [15] LUO X, TANG Q, SHEN A, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2294.
- [16] LIU J M, ZHU Z Q. Sensorless control strategy by square-waveform high-frequency pulsating signal injection into stationary reference frame[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 171.
- [17] 周林, 林珊, 王孝洪, 等. 基于高频正交方波注入法的永磁同步电机控制研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(2): 64.
- ZHOU Lin, LIN Shan, WANG Xiaohong, et al. Permanent magnet synchronous motor based on high-frequency orthogonal square wave injection method [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(2): 64.
- [18] WANG G, XIAO D, ZHANG G, et al. Sensorless control scheme of IPMSMs using HF orthogonal square-wave voltage injection into a stationary reference frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2573.
- [19] YOON Y D, SUL S K, MORIMOTO S, et al. High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1361.
- [20] KIM D, KWON Y C, SUL S K, et al. Suppression of injection voltage disturbance for high-frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced high-frequency current ripple [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(1): 302.
- [21] HWANG C E, LEE Y, SUL S K. Analysis on position estimation error in position-sensorless operation of IPMSM using pulsating square wave signal injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 458.
- [22] 刘兵, 周波. 脉振高频电压注入 SPMSM 无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4232.
- LIU Bing, ZHOU Bo. Analysis and compensation of position estimation error in SPMSM sensor-less control based on high frequency pulsating voltage injection [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4232.
- [23] 周奇勋, 王一航, 史柯柯, 等. 基于广义二阶积分器的高频脉振电压注入 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(9): 179.
- ZHOU Qixun, WANG Yihang, SHI Keke, et al. Sensorless control of PMSM with HF pulsating voltage injection based on second-order generalized integrator[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(9): 179.
- [24] BI G, ZHANG G, WANG G, et al. Adaptive iterative learning control-based rotor position harmonic error suppression method for sensorless PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10870.
- [25] WANG Z, GAO C, GU M, et al. A novel vector magnetic circuit based position observer for IPMSM drives using high-frequency signal injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 1333.
- [26] 张福星, 崔巍. 降低损耗的高频方波注入 PMSM 无传感器控制[J]. 微特电机, 2018, 46(9): 54.
- ZHANG Fuxing, CUI Wei. Sensorless control for PMSM based on high-frequency square-wave voltage injection with lower loss[J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(9): 54.
- [27] XIAO F, DONG L, LI L, et al. A frequency-fixed SOGI-based PLL for single-phase grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1713.

(编辑:朱美华)