

[文章编号] 1003-4684(2020)02-0037-05

# 基于 SOGI 的 IPMSM 低速转子位置检测方法

赵 云<sup>1</sup>, 宋茂良<sup>1</sup>, 易 磊<sup>2</sup>

(1 湖北工业大学 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068;

2 华中科技大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074)

**[摘要]** 为提高低速时内置式永磁同步电机(IPMSM)转子位置辨识的精度, 设计一种新型信号解调方案。当注入旋转高频电压信号后, 所采用的新型二阶广义积分器(SOGI)可对响应电流  $i_d$  和  $i_q$  进行解调, 随后经锁相环(PLL)获取转子位置和转速。经仿真验证, 相较传统滤波器法, 新型 SOGI 方法有更高的观测精度。

**[关键词]** 二阶广义积分器; 内置式永磁同步电机; 信号解调; 转子位置检测**[中图分类号]** TM301.2   **[文献标识码]** A

永磁同步电机(PMSM)具有功率密度高、效率高和噪声低等优点, 因此在空压机、新能源电动汽车等领域得到广泛应用<sup>[1-2]</sup>。机械传感器为系统提供转子位置和转速信息<sup>[3]</sup>, 但其增加设计成本, 同时在某些狭小的空间和极端的环境中, 机械传感器不适用, 因此无位置传感器控制技术具有重要的研究价值<sup>[4-5]</sup>。在内置式永磁同步电机(IPMSM)低速状态下, 采用旋转高频电压注入法对其进行无位置传感器控制<sup>[6-7]</sup>, 该技术的重难点之一是如何对高响应电流信号解调。文献[8-14]针对高响应信号解调的方法取得了一定的成果, 但多个滤波器的引入, 导致响应信号相位滞后且幅值衰减, 从而降低转子位置观测精度。而对响应信号进行调制, 增大了系统的计算量, 不可避免地给硬件造成负担。本文提出一种新型的 SOGI 结构进行高响应信号解调, 并在 Simulink 仿真平台上与传统信号解调方法进行对比研究, 以获得更高的观测精度。

## 1 旋转高频电压注入法

### 1.1 旋转高频电压注入法基本原理

向电机  $\alpha\beta$  坐标系中注入高频电压信号, 通过信号解调从高响应电流可获取转子位置和转速信息。如图 1 所示, 在 dq 坐标系中, PMSM 参考电流  $i_{dqf}^*$  与反馈电流  $i_{dqf}$  比较, 并经过 PI 调节器的调节、Park 逆变换后, 可得到  $\alpha\beta$  坐标系下的电压信号  $u_{\alpha\beta f}$ 。给 PMSM 注入高频电压信号  $jU_h e^{j\omega_h t}$ , 其中  $U_h$  为高频电压幅值。带有高频成分的电压信号  $u_{\alpha\beta h}$  经逆变器 VSI 给 PMSM 供电, 电流响应  $i_{abc}$  经

Clark 变换, 然后分别通过带阻滤波器(Band Stop Filters, BSF)、带通滤波器(Band Pass Filters, BPF)得到 PMSM 基频电流  $i_{\alpha\beta f}$ 、高频电流  $i_{\alpha\beta h}$ 。基频电流  $i_{\alpha\beta f}$  经过 Park 变换得到 PMSM 反馈电流  $i_{dqf}$  作用于闭环系统, 高频电流  $i_{\alpha\beta h}$  通过信号解调模块获取 PMSM 估算转子位置角度  $\theta_e$ 。

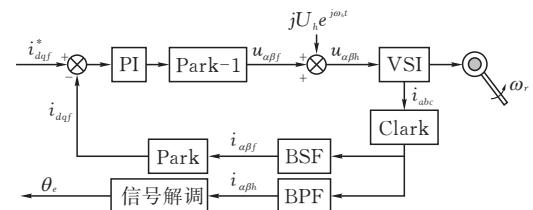


图 1 旋转高频电压注入法原理

### 1.2 高频注入及其电流响应

在  $\alpha\beta$  坐标系中给绕组注入高频电压信号, 则 PMSM 的高频电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) & L_1 \sin(2\theta_e) \\ L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $u_{\alpha h}$ 、 $u_{\beta h}$  和  $i_{\alpha h}$ 、 $i_{\beta h}$  分别为  $\alpha\beta$  坐标系中的高频电压和高频电流;  $L_0$  为共模电感,  $L_0 = (L_d + L_q)/2$ ;  $L_1$  为差模电感,  $L_1 = (L_d - L_q)/2$ ;  $L_d$  和  $L_q$  分别为直轴电感和交轴电感;  $p$  为微分算子;  $\theta_e$  为转子位置电角度。

将式(1)改写为电流的微分形式, 则

$$p \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_0^2 - L_1^2} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) & -L_1 \sin(2\theta_e) \\ -L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ah} \\ u_{bh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

注入的高频电压信号为

$$\begin{bmatrix} u_{ah} \\ u_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U_h \sin(\omega_h t) \\ U_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $\omega_h$  为高频电压的电角速度;  $U_h$  为高频电压的幅值;  $t$  为注入旋转高频电压信号的时间。

将式(3)代入式(2), 可得  $\alpha\beta$  坐标系下的电流响应为

$$\begin{aligned} i_{a\beta h} &= \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} I_{ph} \cos(\omega_h t) + I_{nh} \cos(-\omega_h t + 2\theta_e) \\ I_{ph} \sin(\omega_h t) + I_{nh} \sin(-\omega_h t + 2\theta_e) \end{bmatrix} = \\ &I_{ph} e^{j(\omega_h t)} + I_{nh} e^{j(-\omega_h t + 2\theta_e)} \end{aligned} \quad (4)$$

式中:  $I_{ph}$ 、 $I_{nh}$  分别为高频电流响应的正序、负序分量幅值。

由式(4)可知, 通过信号解调从高频电流响应中提取负序分量, 便可获取电机转子位置信息。

## 2 传统的信号解调法分析

在传统的信号解调法中, 采用多个滤波器对高响应电流进行信号解调, 通过外差法处理, 可从负序分量中得到转子位置和转速。

图 2 为传统信号解调法。经 Clark 变换, 三相电流  $i_{abc}$  可变换为  $\alpha\beta$  坐标系下的电流  $i_{a\beta}$ , BPF 可从中提取出高频电流响应  $i_{a\beta h}$ 。同步轴系高通滤波器 (Synchronous Frame Filter, SFF) 把  $i_{a\beta h}$  变换到与  $u_{ah}$ 、 $u_{bh}$  同步旋转的坐标系中, 变换公式:

$$i_{dgh} = e^{j(-\omega_h t)} i_{a\beta h} = I_{ph} + I_{nh} e^{j2(-\omega_h t + \theta_e)} \quad (5)$$

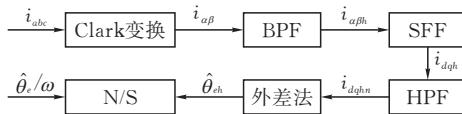


图 2 传统信号解调法

经高通滤波器 (High Pass Filter, HPF) 滤波, 可获取

$$i_{dqhn} = I_{nh} e^{j2(-\omega_h t + \theta_e)} \quad (6)$$

$i_{dqhn}$  通过外差法模型即可获取转子位置信息和电机转速, 并通过磁极判别修正, 最终使得转子估算位置跟踪转子实际位置。

## 3 新型 SOGI 的信号解调法分析

在传统的滤波器信号解调法中, 转子位置信息的提取通过多个滤波器的引入来实现, 这给其带来了相位滞后和幅值衰减。其中,  $i_{dqhn}$  包含转子位置信息, 相位滞后导致  $i_{dqhn}$  相位产生偏差, 从而后续通过  $i_{dqhn}$  估算出的转子位置与实际转子位置偏离; 而幅值衰减则导致  $i_{dqhn}$  的信噪比降低, 增加提取  $i_{dqhn}$

的难度。

基于上述传统信号解调方法的分析, 针对解决转子位置辨识精度问题, 本文方案见图 3。

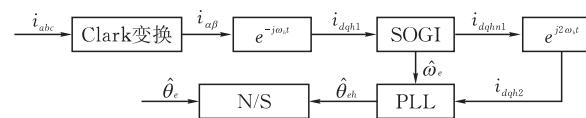


图 3 新型 SOGI 的信号解调法流程图

为解决传统滤波器信号解调法中因相位滞后和幅值衰减导致估算精度较低问题, 设计 SOGI 进行信号解调(图 3)。经过 Clark 变换, 电流  $i_{abc}$  变换为基频电流  $i_{a\beta f}$ 、高响应电流  $i_{a\beta h}$  和高次谐波电流  $i_{a\beta c}$ , 表示为

$$i_{a\beta} = i_{a\beta f} + i_{a\beta h} + i_{a\beta c} \quad (7)$$

将  $i_{a\beta}$  进行如式(5)所示的坐标变换, 可以得到

$$i_{dqe} = e^{j(-\omega_h t)} i_{a\beta f} = I_{a\beta f} e^{j[(\omega_e - \omega_h)t]} \quad (8)$$

$$i_{dqh2} = e^{j(-\omega_h t)} i_{a\beta h} = I_{ph} + I_{nh} e^{j[2(\omega_e - \omega_h)t]} \quad (9)$$

$$i_{dqh1} = e^{j(-\omega_h t)} i_{a\beta c} = I_{a\beta c} e^{j[(\omega_p - \omega_h)t]} \quad (10)$$

式中  $\omega_p$  为开关装置产生的高次谐波分量角频率, 其频率远高于电压注入的频率。

经过坐标变换后, 静止坐标系下的电流

$$i_{dqh1} = i_{dqe} + i_{dqh2} + i_{dqh1} \quad (11)$$

由式(8)–(11)可知, 含有转子位置信息项  $i_{dqhn1} = I_{nh} e^{j[2(\omega_e - \omega_h)t]}$  即  $I_{nh} e^{j(-2\omega_h t + 2\theta_e)}$  与其他项有明显的频率差异, 可采用 BPF 进行信号提取, 但常规 BPF 参数经过设计后, 其幅频、相频特性也随之确定。通过对式(9)分析, 需要筛选的频率随转子电角速度的不同而变化, 故常规的 BPF 难以满足选频要求。

图 4 为 SOGI 的结构图, 在响应电流信号提取中采用 SOGI 代替多个滤波器, 不仅可以实现选频作用, 还可以随着电机角速度的变化, 自适应地改变所选频率, 能够更好的实现信号的提取。

SOGI 可提取出  $i_{dqhn1}$ , 再将其进行坐标变换, 表达式为

$$i_{dqhn2} = e^{j(2\omega_e t)} i_{dqhn1} = I_{nh} e^{j(2\theta_e)} \quad (12)$$

从式(12)可看出, 相对于以  $-\omega_h$  角速度同步旋转的参考系,  $i_{dqhn2}$  可看做是直流量。直流量  $i_{dqhn2}$  通过 PLL 结构即可获取转子位置信息和电机转速, 再对磁极信息进行判别修正, 最终使得转子估算位置跟踪转子实际位置。

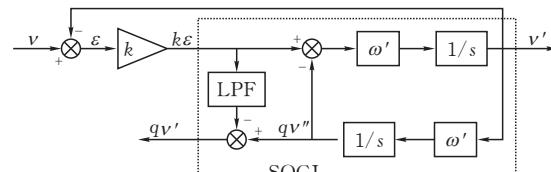


图 4 SOGI 结构图

同时, 由图 4 可知, 当输入信号  $v$  含有直流分量

时,输出信号  $v'$  的反馈值  $\epsilon$  也会含有直流分量。此信号经过增益  $k$  放大,并且与  $qv''$  相减消除  $qv'$  中的直流分量。当  $k\epsilon$  引入  $qv''$  时,会产生高频谐波,在系统中引入低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)滤除高次谐波。

### 新型 SOGI 的传递函数

$$D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (13)$$

式中:  $\omega'$  为该滤波器的中心频率;  $v(s)$  和  $v'(s)$  分别为输入和输出信号;  $k$  为阻尼系数。

对式(13)进行改写,得

$$D_1(s) = \frac{\frac{\omega'}{Q_D}}{s^2 + \frac{\omega'}{Q_D}s + \omega'^2} \quad (14)$$

式中:  $Q_D$  为 SOGI 的品质因数。

由式(13)和式(14),该 SOGI 的品质因数

$$Q_{D1} = 1/k \quad (15)$$

对式(15)进行分析可知,新型 SOGI 的信号解调方法比传统滤波器方法的参数设计更简单,仅对  $k$  值进行调节就可实现系统不同的选频效果,同时也可进行系统的参数在线调试。

SOGI 是先将  $k\epsilon$  经过的处理,然后与  $qv''$  做减法,从而使  $qv''$  在 LPF 高频段有较大的衰减,LPF 传递函数为

$$G_{LPF}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (16)$$

式中  $\tau$  与 LPF 的截止频率有关。

## 4 仿真与分析

为验证本文方法的可行性和优越性,在 MATLAB/Simulink 仿真实验平台上搭建仿真模型,分别采用传统滤波器方法和新型 SOGI 方法进行信号解调,所用 IPMSM 的参数见表 1。在仿真中,注入旋转高频电压的幅值为 20 V,频率为 1 kHz, SOGI 的阻尼系数  $k$  取 0.1。

表 1 电机参数

| 参数                              | 数值    |
|---------------------------------|-------|
| 额定功率 $P_N$ /kW                  | 1.5   |
| 额定电压 $U_N$ /V                   | 310   |
| 极对数 $p_n$                       | 4     |
| 额定转速 $n_N$ /(r/min)             | 2000  |
| 额定转矩 $T$ /(N·m)                 | 7.7   |
| 定子电阻 $R/\Omega$                 | 2.864 |
| 直轴电感 $L_d$ /mH                  | 0.028 |
| 交轴电感 $L_q$ /mH                  | 0.040 |
| 转矩常数 $K_t$ /(N·m/A)             | 1.250 |
| 转动惯量 $J_m$ /(g·m <sup>2</sup> ) | 1.489 |

### 4.1 电流响应提取

在 MATLAB/Simulink 仿真平台中,给定 IPMSM 转速为 100 r/min 时,如图 5 和图 6 所示,可得  $\alpha\beta$  坐标系下的电流分量  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  和经过新型 SOGI 滤波后的电流分量  $i_{dhn1}$ 、 $i_{qhn1}$ 。从图 5 和图 6 可看出,新型 SOGI 能有效地从  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  中提取含有转子位置信息的  $i_{dhn1}$ 、 $i_{qhn1}$ 。

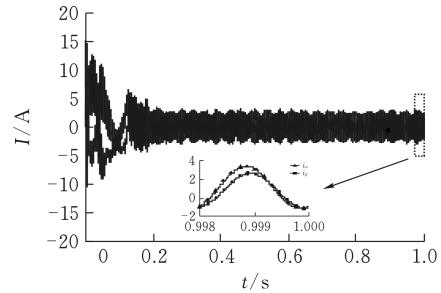


图 5 在  $\alpha\beta$  坐标系下的电流分量  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$

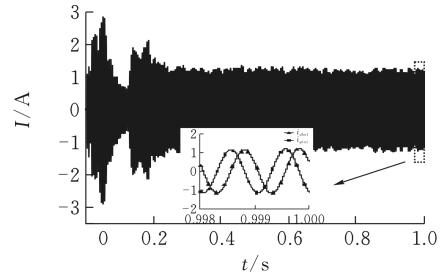


图 6 经新型 SOGI 滤波后的电流分量  $i_{dhn1}$ 、 $i_{qhn1}$

### 4.2 稳态误差分析

设置 IPMSM 空载启动,转速为 100 r/min,分别采用传统滤波器法和新型 SOGI 法,得到 100 r/min 时转子位置观测和观测误差波形、转速观测和观测误差波形。由图 7、图 8、图 9 和图 10 可知,传统滤波器法和新型 SOGI 法都能实现转子位置的跟踪,采用传统滤波器法时,转子位置观测误差最大值约为 0.4 rad,大约在 0.3 s 后观测误差趋于稳定,且稳定时误差为 0.2 rad;而采用新型 SOGI 法时,转子位置观测最大误差约为 0.15 rad,稳定时误差为 0.1 rad。由图 11、图 12、图 13 和图 14 可知,采用传统滤波器法时,转速观测最大误差约为 38 r/min,稳定时误差为 1 r/min;而采用新型 SOGI 法时,转子位置观测最大误差约为 28 r/min,稳定时误差几乎为 0。

### 4.3 动态跟踪性能分析

采用新型 SOGI 信号解调法实现动态跟踪性能,设置 IPMSM 空载启动,初始转速为 100 r/min,在 0.5 s 时阶跃至 -100 r/min,得到转子位置观测波形和转速观测波形。从图 15 和图 16 可看出,采用新型 SOGI 信号解调法时,转速突变后瞬间,观测转子位置和观测转速会略偏离实际转子位置和实际转速,待系统稳定后,实现动态跟踪性能。

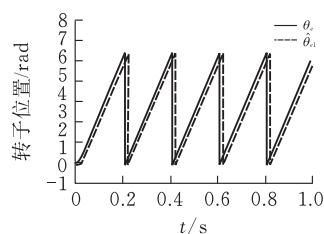


图 7 传统滤波器法转子位置观测波形

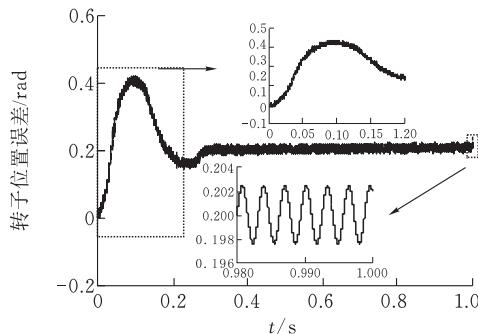


图 8 传统滤波器法转子位置观测误差波形

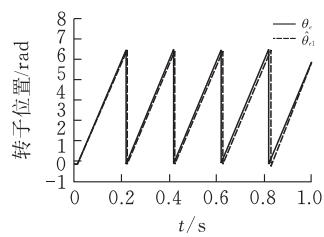


图 9 新型 SOGI 法转子位置观测波形

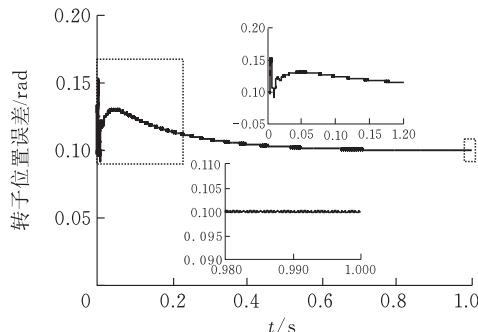


图 10 新型 SOGI 法转子位置观测误差波形

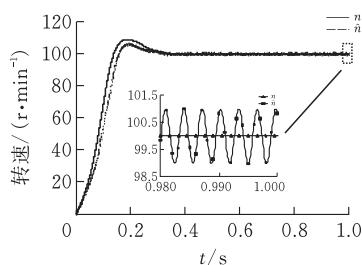


图 11 传统滤波器法转速观测波形

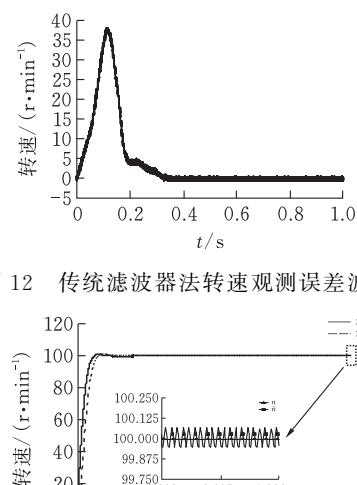


图 12 传统滤波器法转速观测误差波形

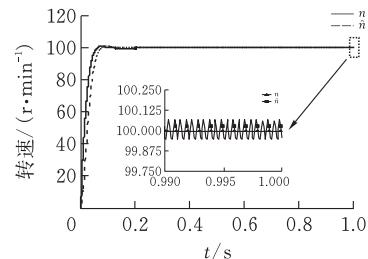


图 13 新型 SOGI 法转速观测波形

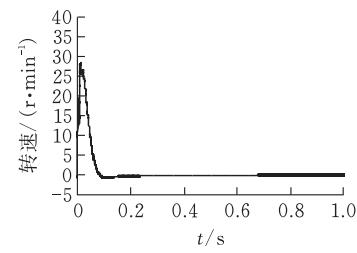


图 14 新型 SOGI 法转速观测误差波形

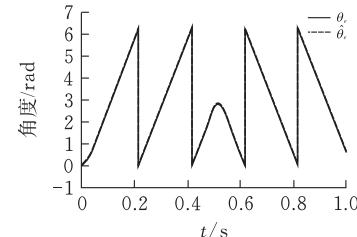


图 15 由 100 r/min 阶跃至 -100 r/min 的转子位置观测波形

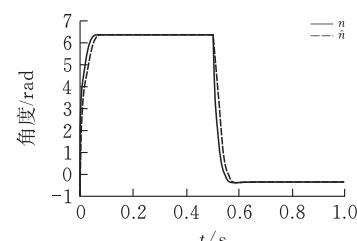


图 16 由 100 r/min 阶跃至 -100 r/min 的转速观测波形

本文提出一种新型 SOGI 结构代替滤波器, 将输入量和输出量进行对比的偏差直接引入输出量, 并加入低通滤波器以滤除由此产生的高次谐波。此结构避免了因滤波器的引入而带来的相位滞后和幅值衰减, 提高转子位置观测的精确性。同时根据估计的转速信息来自适应地改变 SOGI 的中心频率, 从而达到提升系统位置辨识的精度和动态特性的效果。

## 5 结论

在旋转高频电压注入法中, 传统信号解调法引入多个滤波器, 导致转子位置估算产生较大误差。

仿真实验结果表明,相较于传统方法,所提新型 SOGI 方法具有更佳的转子位置和转速观测性能。当系统参数突变时,该方法有较强的鲁棒性。

### [参考文献]

- [1] Seong Kook Cho, Kyung Hun Jung, Jang Young Choi. Design optimization of interior permanent magnet synchronous motor for electric compressors of air-conditioning systems mounted on EVs and HEVs[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 8204705.
- [2] Comanescu M, Keyhani A, Dai Min. Design and analysis of 42-V permanent-magnet generator for automotive applications [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(1): 107-112.
- [3] Jonghwa Kim, Seibum Choi, Kwanghyun Cho, et al. Position Estimation Using Linear Hall Sensors for Permanent Magnet Linear Motor Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7644 - 7652.
- [4] 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): 76-88.
- [5] Zhu Z Q, Gong L M. Investigation of Effectiveness of Sensorless Operation in Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless-Control Methods. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3431 - 3439.
- [6] Xinhai Jin, Ronggang Ni, Wei Chen, et al. High-Frequency Voltage-Injection Methods and Observer De-
- sign for Initial Position Detection of Permanent Magnet Synchronous Machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7971 - 7979.
- [7] 张伯泽,阮毅.基于高频旋转电压注入的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2016,43(7),12-15.
- [8] Raca D, Garcia P, Reigosa D D, et al. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(1): 167-178.
- [9] 王高林,杨荣峰,于泳,等.内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法[J].电机与控制学报,2010,14(6):56-60.
- [10] 秦峰,贺益康,贾洪平.基于转子位置自检测复合方法的永磁同步电机无传感器运行研究[J].中国电机工程学报,2007,27(3):12-17.
- [11] 杨健,杨淑英,李浩源,等.基于旋转高频电压注入的永磁同步电机转子初始位置辨识方法[J].2018,33(15): 3547-3555.
- [12] 林环城,王志新.高频注入PMSM无位置传感器位置观测器设计[J].电机与控制应用,2014,41(4):1-5.
- [13] 李文真,刘景林,陈双双.基于高频方波信号注入法的永磁同步电机转子位置检测方法[J].2018,33(24):5821-5829.
- [14] Dongouk Kim, Yong C K, Seung K S. 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): 302-312.

## Position Detection Method of Low Speed Rotor of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Second Order Generalized Integrator

ZHAO Yun<sup>1</sup>, SONG Maoliang<sup>1</sup>, YI Lei<sup>2</sup>

(1 Hubei Key Laboratory for High-Efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System, Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China;

2 School of Electrical & Electronic Engin., Huazhong Univ. of Sci. and Tech., Wuhan 430074, China)

**Abstract:** In order to improve the accuracy of rotor position identification of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) at low speed, a new signal demodulation scheme is designed. When the rotating high-frequency voltage signal is injected, the new second-order generalized integrator (SOGI) can demodulate the response currents  $i_d$  and  $i_q$ , and then obtain the rotor position and speed through a phase-locked loop (PLL). It is verified by simulation that the new SOGI method has higher observation accuracy than the traditional filter method.

**Keywords:** second order generalized integrator; interior permanent magnet synchronous motor; signal demodulation; rotor position detection

[责任编辑:张岩芳]