

基于五阶广义积分器的内置式永磁同步电机转子位置观测法

黄守道,陈婷[†],吴轩

(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:由于逆变器非线性、磁场空间谐波、检测误差等因素,令滑模观测器系统中的反电动势存在直流偏置和谐波,进而导致了转子位置观测值中 $6k$ 次谐波脉动生成. 针对上述问题,提出一种基于五阶广义积分器的转子位置滑模观测器,在锁频环确保频率自适应的前提下,完成内置式永磁同步电机无传感器矢量控制系统的精确解耦,改善驱动系统的控制性能. 在五阶广义积分器作用下,反电动势谐波及直流分量将得到更完善的滤除,进而保证了锁相环计算转子位置角度的准确性. 将五阶广义积分器与经典控制系统中的五阶标准积分方程类比,在充分合理简化其参数整定过程的同时保证了转子位置观测系统的快速收敛性. 在与传统二阶广义积分器进行动态响应、干扰抑制等性能方面的比较后,通过仿真和 1.5 kW dsPACE 半实物实验论证该控制策略的优势和有效性.

关键词:内置式永磁同步电机;无传感器控制;反电动势;位置观测误差;五阶广义积分器
中图分类号:TM351 **文献标志码:**A

Rotor Position Estimation Method for Fifth-Order Generalized Integrator Based Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

HUANG Shoudao, CHEN Ting[†], WU Xuan

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: The inverter nonlinearity, flux spatial harmonics and detection errors give rise to DC offset and harmonics in the back Electromotive Force (EMF) obtained by the sliding mode observer (SMO), which results in harmonic ripple in the position estimates. This paper proposes a fifth-order generalized integrator (FOGI) based rotor position observer to solve the above problems. On the premise of frequency-locked loop (FLL) to ensure frequency adaptation, the FOGI helps to complete the accurate decoupling and improve the control performance of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) position sensorless drive system. Under the action of the FOGI, the DC components and harmonics of the EMF estimates are more completely filtered. Thereby, the accuracy of rotor position calculated by the Phase-Locked Loop (PLL) can be improved. In this paper, the FOGI is compared with the fifth-order standard integral equation in the classic control system, and its parameter tuning process is fully and reasonably

* 收稿日期:2019-08-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707062), National Natural Science Foundation of China(51707062); 湖南省重点研发计划项目(2018GK2071), Key Research and Development Program of Hunan Province(2018GK2071)

作者简介:黄守道(1962—),男,湖南郴州人,湖南大学教授,博士生导师

[†] 通讯联系人, E-mail: ct19951219@hnu.edu.cn

simplified, simultaneously, when the rapid convergence of rotor position estimation system is guaranteed. Finally, after comparing the performance of dynamic response and interference suppression with the traditional second-order generalized integrator(SOGI), the advantages and effectiveness of control strategy are demonstrated through simulation and 1.5 kW dsPACE semi-physical experiments.

Key words: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM); sensorless control; Electromotive-Force (EMF); position estimation error; Fifth-Order Generalized Integrator(FOGI)

由于高功率密度、高效率、小体积、强鲁棒性等一系列优点,内置式永磁同步电动机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)在工业领域中得到了广泛应用.而位置传感器的安装会增加IPMSM控制的成本,同时降低系统鲁棒性.因此,近年来许多文献提出了多种无位置传感器控制策略,它们大体上可以被分为两类:其一为高频注入法^[1-3],主要适用于零速和低速工作状态;另一种则是反电动势(Electromotive Force, EMF)法^[4-14],因反电动势幅值与电机转速成正比,故而将其主要用于电机中高速运行状态.本文中,采用的是基于扩展反电动势(EMF)的滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO).

通常,利用滑模观测器法所得的反电动势误差主要包括两方面:直流偏移和谐波成分.其中,直流偏移往往由参数不匹配、变换器非线性、积分初值不定和检测误差导致^[15].在IPMSM驱动系统的控制过程中,坐标变换和解耦是非常关键的步骤,而逆变器非线性、磁场空间谐波、参数不匹配等均会导致转子位置观测值中存在大量谐波误差,使得坐标变换不准确以及解耦不完全,进而令电流产生谐波以及转矩产生脉动,最终增加驱动系统的不必要消耗,降低系统的控制性能.如今,针对上述转子位置误差,已经提出了一些改善方案.文献[16]提出根据磁场空间谐波进行精确建模,但该方法在参数变化时的可靠性不高;文献[17]提出了采用梯形波补偿电压对逆变器非线性进行补偿.然而,建立仅仅考虑逆变器非线性补偿或是磁通空间谐波的数学模型,难以完全消除IPMSM无传感器控制时的位置观测误差.因此实际需要的是,能够在电机转速多变的情况下仍然能够有效消除脉动误差的位置观测法.

基于上述需求,本文提出五阶广义积分器(Fifth-Order Generalized Integrator, FOGI)^[18-20].采用传统广义积分器的非直接串联,并且外加了直流滤除,通过重新搭建反馈通道,最终组成五阶广义积分

器.该模块具有3个系数,根据不同的调整幅度,可达到不同要求的响应速度及带通特性.相比文献[4]提出的二阶广义积分器(Second-Order Generalized Integrator, SOGI)法,五阶广义积分器不受增益单一的影响,可以在提升谐波衰减能力的同时缩短系统的稳定时间.且文中给出了一种简单可靠的参数选择方法,解决了高阶方程参数整定复杂的难题.

本文所研究的基于五阶广义积分器的转子位置观测策略从基于扩展反电动势法的定子电流滑模观测器中检测出反电动势信息,在锁频环(Frequency Locked Loop, FLL)^[21-23]的协调工作下,经过五阶广义积分器滤波后,再将其输入锁相环(Phase Locked Loop, PLL),该方法能够有效抑制反电动势观测值中的谐波和直流偏置,提取更为精确的基波信号,进而消除转子位置信息中的谐波误差,改善IPMSM无位置传感器控制性能.

1 IPMSM 无传感器控制系统

1.1 基于滑模观测器的 IPMSM 无传感器控制

IPMSM无位置传感器控制系统结构图如图1所示,系统采用转速、电流双闭环控制.由滑模观测器获取 α - β 轴系下的反电动势观测值,而后通过五阶广义积分器提取基波分量作为锁相环的输入信号,最终获得转速、转子位置信息.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$E = \omega_e[(L_d - L_q)i_d + \lambda_{mpm}] - (L_d - L_q)\frac{di_q}{dt} \quad (2)$$

式中: R_s 为定子电阻;下标 α, β 分别代表 α, β 轴; u, i 分别为定子电压、电流; L_d, L_q 均为两相旋转坐标系(d - q 轴系)的电感; p 为导数算子; ω_e 为转子电角速度; e_α, e_β 均为反电动势,其中 $e_\alpha = E(\sin\theta_r)$ 、 $e_\beta = E$

$(\cos\theta_r)$; i_d, i_q 表示 $d-q$ 轴系的定子电流; θ_r 为转子位置角度; E 为反电动势幅值; λ_{mpm} 为永磁体磁链幅值.

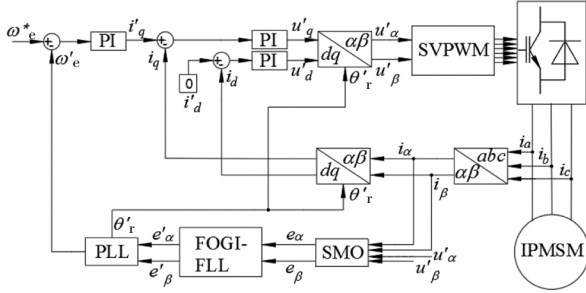


图1 IPMSM 无位置传感器控制系统结构图

Fig.1 Scheme of IPMSM sensorless control system

根据式(1),构建定子电流滑模观测器:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i'_{\alpha} \\ i'_{\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $A = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_s & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R_s \end{bmatrix}$; $\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{SMO} \operatorname{sgn}(i'_{\alpha} - i_{\alpha}) \\ K_{SMO} \operatorname{sgn}(i'_{\beta} - i_{\beta}) \end{bmatrix}$; K_{SMO} 为位置观测器增益; 上标“'”代表观测值.

通过上述的定子电流滑模观测器,可以获得反电动势观测值.通常采用 PLL 代替反正切函数获取转子位置观测值,能够在一定程度上抑制高频噪声,提高转子位置观测结果的精度.

1.2 转子位置误差分析

由于逆变器死区时间以及 IPMSM 中存在磁链空间谐波的影响,导致定子电流中存在 $6k \pm 1$ 次谐波,其表达式为:

$$\begin{aligned} i_x = & I_1 \sin(\omega_e t + \theta_1 + i \times 2\pi/3) + \\ & I_{6k-1} \sin(-(6k-1)\omega_e t + \theta_{6k-1} + i \times 2\pi/3) + \\ & I_{6k+1} \sin((6k+1)\omega_e t + \theta_{6k+1} + i \times 2\pi/3) \end{aligned} \quad (4)$$

式中: x 代表 a, b 和 c 相; i 可表示 $0, 1, 2$; 下标 $1, 6k-1, 6k+1$ 表示相应的谐波次数; I 为定子电流的幅值; θ 为定子电流的初始相位.使用 Park 和 Clark 变换后,将定子电流变换到 $d-q$ 轴系下:

$$i_d = I_1 \sin\theta_1 + \sum_{k=0}^n I_{6k+1} \sin(\pm 6k\omega_e t + \theta_{6k+1}) \quad (5)$$

$$i_q = -I_1 \cos\theta_1 - \sum_{k=0}^n I_{6k+1} \cos(\pm 6k\omega_e t + \theta_{6k+1}) \quad (6)$$

根据式(5)(6)可知,与 $\alpha-\beta$ 轴系下的 $6k \pm 1$ 次谐波对应的是 $d-q$ 轴下的 $6k$ 次谐波,将其代入式(2)中,得到反电动势为:

$$e'_{\alpha} = (L_d - L_q)\omega_e \left[-I_1 \sin(\theta_1) - \frac{\lambda_{mpm}}{(L_d - L_q)} \right] \sin\omega_e t \pm$$

$$\sum_{k=0}^n (L_d - L_q)\omega_e \frac{(6k \mp 1)I_{6k \mp 1}}{2} \times [\cos(\mp(6k \pm 1)\omega_e t + \theta_{6k \mp 1}) - \cos(\mp(6k \mp 1)\omega_e t + \theta_{6k \mp 1})] \quad (7)$$

$$e'_{\beta} = (L_d - L_q)\omega_e \left[I_1 \sin(\theta_1) + \frac{\lambda_{mpm}}{(L_d - L_q)} \right] \cos\omega_e t \pm$$

$$\sum_{k=0}^n (L_d - L_q)\omega_e \frac{(6k \pm 1)I_{6k \pm 1}}{2} \times [\sin(\pm(6k \pm 1)\omega_e t + \theta_{6k \pm 1}) + \sin(\pm(6k \mp 1)\omega_e t + \theta_{6k \pm 1})] \quad (8)$$

由式(7)(8)可知,反电动势观测量包含基波、高次谐波,为简便说明,将其表达成如式(9)和式(10)所示,其中 $e'_{f\alpha}$ 和 $e'_{f\beta}$ 分别代表反电动势的基波检测量和谐波检测量; e'_{6k-1} 、 e'_{6k+1} 分别为 $6k-1$ 次和 $6k+1$ 次谐波的幅值; $\theta_{e(6k-1)}$ 、 $\theta_{e(6k+1)}$ 是相应的初始相位.

$$e'_{f\alpha} = \begin{bmatrix} e'_{f\alpha} \\ e'_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -e'_1 \sin(\omega_e t + \theta_{e1}) \\ e'_1 \cos(\omega_e t + \theta_{e1}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} e'_{h\alpha} = \begin{bmatrix} e'_{h\alpha} \\ e'_{h\beta} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -e'_{6k-1} \sin(-(6k-1)\omega_e t + \theta_{e(6k-1)}) \\ e'_{6k-1} \cos(-(6k-1)\omega_e t + \theta_{e(6k-1)}) \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} -e'_{6k+1} \sin((6k+1)\omega_e t + \theta_{e(6k+1)}) \\ e'_{6k+1} \cos((6k+1)\omega_e t + \theta_{e(6k+1)}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

图2为正交锁相环位置观测器结构框图,假设滑模观测器和锁相环都收敛,可将等效误差 ε_0 及其近似值表示为:

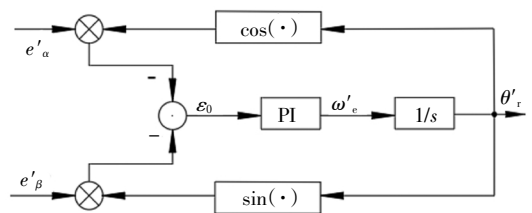


图2 正交锁相环结构框图

Fig.2 Structure diagram of quadrature PLL

$$\begin{aligned} \varepsilon_0 = & -e'_{\alpha} \cos\theta'_{r-} - e'_{\beta} \cos\theta'_{r+} = \\ & e'_1 \sin[(\omega_e - \omega'_e)t + (\theta_{e1} - \theta'_{e1})] + \\ & \sum_{k=1}^n e'_{6k-1} \sin[((1-6k)\omega_e - \omega'_e)t + \theta_{e(6k-1)} - \theta'_{e1}] + \\ & \sum_{k=1}^n e'_{6k+1} \sin[((6k+1)\omega_e - \omega'_e)t + \theta_{e(6k+1)} - \theta'_{e1}] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\varepsilon_0 \approx \theta_{e1} - \theta'_{e1} \pm \sum_{k=1}^n e'_{6k} \sin(6k\omega_e t + \theta_{e(6k)}) \quad (12)$$

式中: ω'_e 、 θ'_r 分别表示由 PLL 获得的转子电角速度、

位置观测值,且 $\theta'_{ei} = \omega'_{ei}t + \theta_{ei}$; θ'_{ei} 为反电动势初始位置估测量; e'_{6k} 为反电动势的等效 $6k$ 次谐波幅值; θ_{e1} 、 $\theta_{e(6k)}$ 分别代表反电动势基波、 $6k$ 次谐波初始相位. 根据式(12)可以看出: $6k$ 次谐波脉动作为附加误差分量存在于相位误差中.

在 MATLAB/Simulink 中进行 IPMSM 无传感器控制系统仿真,图 3 为在 600 r/min、额定负载下无自适应滤波时的位置观测仿真波形. 由图 3 可知,位置观测值中主要存在 6 次谐波分量. 无法直接观察到更高次数的谐波分量是因为它们所占比重不大.

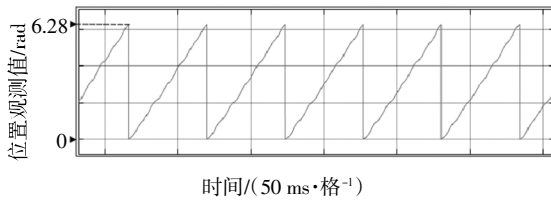


图 3 在 600 r/min、额定负载下无自适应滤波时的位置观测仿真波形

Fig.3 Simulation waveforms of estimated position without adaptive filter at 600 r/min and rated load

2 五阶广义积分器

为消除转子位置中的谐波脉动误差,提出基于五阶广义积分器的滑模观测器法. 凭借锁频环的作用,该控制策略能够实时跟踪锁定电机运行速度,滤除反电动势谐波、直流分量,提取基波成分,进而抑制位置观测量中的谐波误差,提高观测结果的精度.

2.1 五阶广义积分器

图 4 为五阶广义积分器基本结构框图,输出信号 e' 和输入信号 e 间的关系为:

$$D(s) = \frac{e'}{e} = \frac{e'_p + e'_n}{e} = \frac{4k_1k_2\omega'^2s^3}{G(s)} \quad (13)$$

$$G(s) = (s^2 + \omega'^2)(s + k_3\omega') + 2k_2\omega's(s^2 + \omega'^2)(s + k_3\omega') + 4k_1k_2\omega'^2s^3 \quad (14)$$

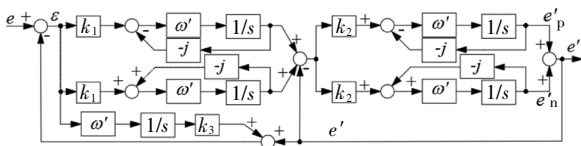


图 4 五阶广义积分器基本结构
Fig.4 Basic structure of the FOGI

由图 5 所示的 $D(s)$ 伯德图可知, $D(s)$ 具有较强的带通滤波器特性, 故而能够抑制反电动势观测量中的谐波及直流偏置, 其通带中心频率为五阶广义

积分器的谐振频率 ω' , 滤波能力由误差放大参数 k_1 、 k_2 以及旁路回路增益 k_3 共同确定. 其中 k_1 与 k_2 作用类似, 故只展示其中之一变化时的伯德图. 即, 增大 k_1 或 k_2 对应稳定时间缩短, 带宽增大, 对频率的敏感性降低; 反之则收敛速度降低, 滤波性能提升. k_3 变化时的伯德图如图 6 所示, 若 k_3 增大, 则五阶广义积分器收敛速度加快, 且直流成分衰减能力增强, 但同时将加剧输出信号的阻尼效应.

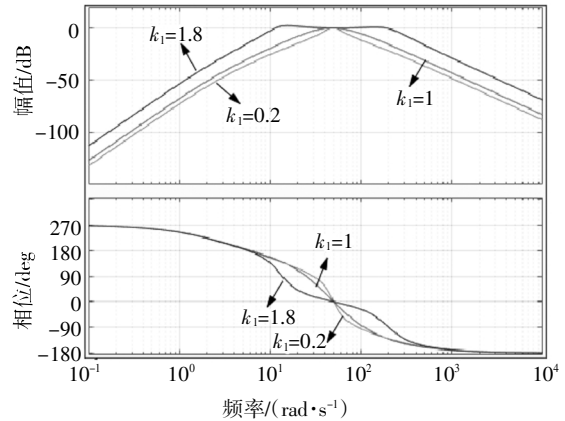


图 5 不同 k_1 时的五阶广义积分器伯德图
Fig.5 Bode diagrams of FOGI with different k_1

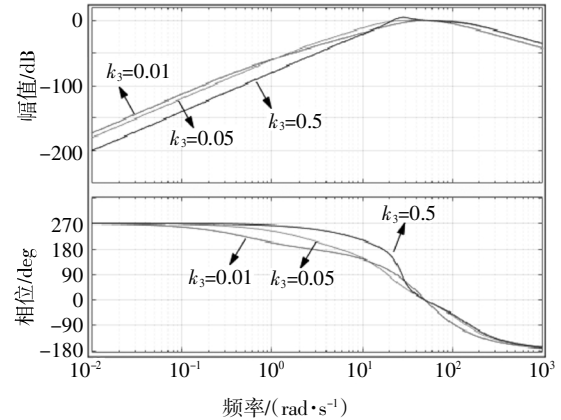


图 6 不同 k_3 时的五阶广义积分器伯德图
Fig.6 Bode diagrams of FOGI with different k_3

根据式(13)(14)可知, 输出信号 e' 的频率等于谐振频率 ω' . 当且仅当谐振频率与输入信号 e 的基波频率 ω 相等时, 能够获得与输入信号幅值相同的输出量. 故而, 若将反电动势检测值输入五阶广义积分器, 便可提取其基波成分. 五阶广义积分器中的谐振频率由锁频环调谐, 确保谐振频率与输入信号频率 ω 实时相等. 锁频环结构框图如图 7 所示. 根据锁频环的频率自适应性可将其简化为一阶频率自适应环, 传递函数如式(15)所示, 其响应速度由增益 T 唯一确定.

$$G_{FLL} = \frac{\omega'}{\omega} = \frac{T}{s + T} \quad (15)$$

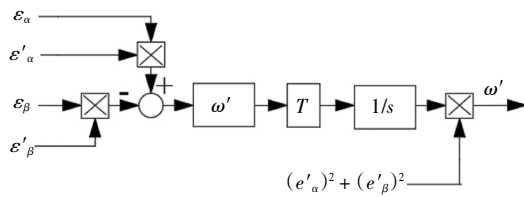


图 7 锁频环结构框图

Fig.7 Block diagram of FLL

2.2 参数设计

五阶广义积分器的较高阶数,使其呈现出比其余低阶滤波器更佳的滤波特性,因此在滤除谐波(主要为 5、7 次)和直流量上具有独有的优势.然而,更高的阶数往往意味着更多的参数和更复杂的整定,但在本节中讨论一种简单的调谐方法,在给出所有参数的最佳值后,与相应的传统二阶广义积分器及伯德图对比,体现五阶广义积分器所具备的优势.

为了简化复杂的参数整定过程,引入控制原理中的五阶标准特征方程,将五阶广义积分器的特征方程与之比较,同时绘制不同参数时的伯德图进行对比,提出一种简单可靠的参数选择方法.五阶标准特征方程如下:

$$(s+c_1\omega_{n1})(s+c_2\omega_{n2})(s+c_3\omega_{n3})(s^2+2\zeta\omega_{n4}+ \omega_{n4}^2)=0 \quad (16)$$

式中: ζ 为阻尼因子,其值为 $\zeta=0.707$; ω_{n1} 、 ω_{n2} 、 ω_{n3} 、 ω_{n4} 表示标准特征方程各个极点振荡的固有频率; c_1 、 c_2 、 c_3 均为常系数.为最大程度简化参数整定过程,本文中取 $c_1=c_2=1$ 、 $c_3=0.05$,并假定所有极点的振荡频率为 $\omega_{n1}=\omega_{n2}=\omega_{n3}=\omega_{n4}=2\pi \times 50$ rad/s.为获得五阶广义积分器中各个参数的值,将式(14)与式(16)进行系数比较^[9],最终整定五阶广义积分器的参数依次为: $k_1=0.78$, $k_2=1.56$, $k_3=0.05$.

根据文献[4, 19, 22]可知,传统二阶广义积分器传递函数为:

$$Ds(s) = \frac{e'}{e} = \frac{k_s \omega' s}{s^2 + k_s \omega' s + \omega'^2} \quad (17)$$

式中: ω' 表示二阶广义积分器的谐振频率,同时也是其输出信号频率; k_s 为系统增益,本文令二阶广义积分器系统增益 $k_s = \sqrt{2}$.绘制二阶、五阶广义积分器伯德图如图 8 所示;依次给二者输入单位幅值的 50 Hz 正弦波信号,通过其输出响应波形对比二者稳定

时间,如图 9 所示.

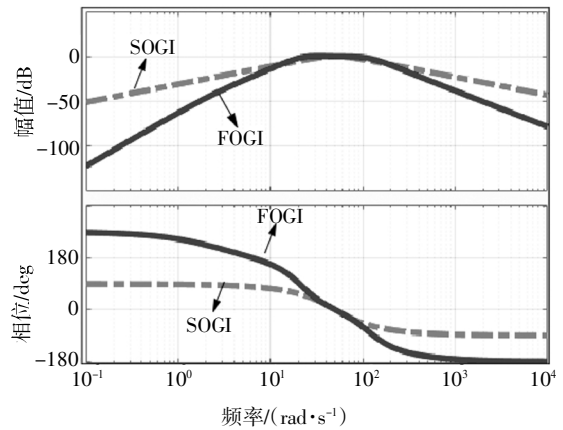


图 8 SOGI 和 FOGI 的伯德图

Fig.8 Bode diagrams of SOGI and FOGI

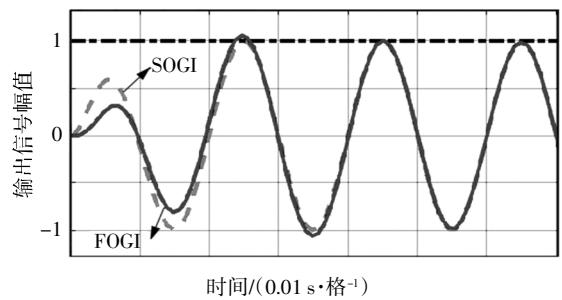


图 9 SOGI 和 FOGI 的响应曲线

Fig.9 Response curves of SOGI and FOGI

根据图 8 和图 9 对比可知,不论是在谐振频率点以上或是以下,五阶广义积分器都表现出了比二阶广义积分器更好的谐波衰减能力,且此时二者的动态响应速度基本相同.由此可得,五阶广义积分器经过合理的参数设计,具备抑制反电动势扰动成分,提高转子信息检测精度的能力;且在动态响应或是稳态控制上都呈现出了优于二阶广义积分器的控制性能,该结论将在下述恒速、变速、变载实验中证明.

3 仿真与实验

3.1 仿真波形

在 MATLAB/Simulink 仿真环境下建立基于五阶广义积分器的滑模观测器模型.电机及其余控制参数设置如表 1 所示,其中仿真、实验所用电机参数、控制参数相同.由于仿真过程中,使用的是库中自带的理想电机模块,因此需要人为添加扰动.磁场空间谐波需要对电机模型进行改造,过程复杂,故本文中

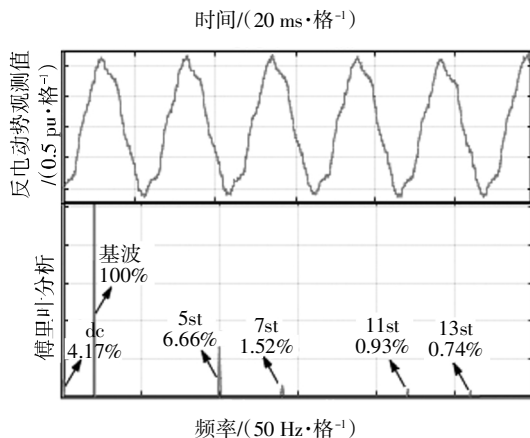
在 SVPWM 中添加 Simulink 的 ON delay 模块, 模拟逆变器非线性.

表 1 仿真及实验参数

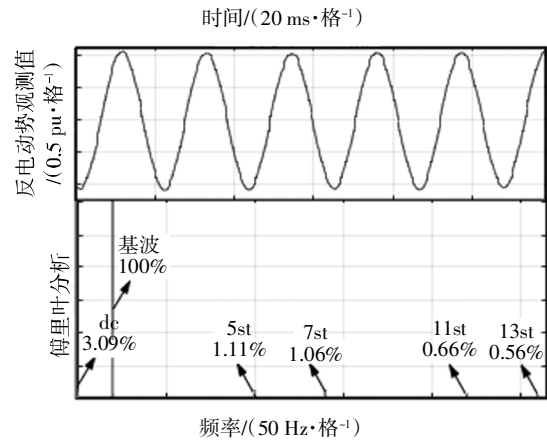
Tab.1 Parameters of simulations and experiments

参数	数值
IPMSM 额定功率/kW	1.5
IPMSM 额定转速/(r·min ⁻¹)	1 500
IPMSM 额定电压/V	380
IPMSM 额定电流/A	2.7
IPMSM 额定转矩/(N·m)	4.8
IPMSM 定子每相电阻/Ω	2.2
IPMSM d 轴电感/mH	17.81
IPMSM q 轴电感/mH	26.72
主磁极磁通/Wb	0.425
极对数	2
k_1	0.78
k_2	1.56
k_3	0.05
T	-18

令电机以 600 r/min、100%额定负载运行, 图 10 为仿真时的反电动势观测值及其傅里叶分析波形. 图 10(a)(b)分别为五阶广义积分器使能前后的仿真结果, 从上至下依次为 α 轴反电动势观测波形、快速傅里叶(Fast Fourier Transform, FFT)分析结果. 由图 10 可知, 引入五阶广义积分器后, 反电动势中的直流成分和 5、7、11、13 次谐波明显减少, 反电动势的波形也更为平滑, 且 α 轴反电动势总谐波畸变率(Total Harmonics Distortion, THD)由使能前的 17.1%降低为 12.18%.



(a) 五阶广义积分器使能前



(b) 五阶广义积分器使能后

图 10 仿真时的反电动势观测值及其傅里叶分析

Fig.10 EMF estimates and the FFT analysis in simulation

图 11 为 600 r/min、100%额定负载情况下位置观测值和转速观测值仿真结果. 自上而下依次为位置观测值和转速观测值. 虚线左、右两侧分别为五阶广义积分器使能前、后的仿真结果. 经过对比可知, 五阶广义积分器使能后, 位置观测值无明显 6 次谐波, 波形变得更加平滑, 且转速波形在使能后脉动幅度显著降低.

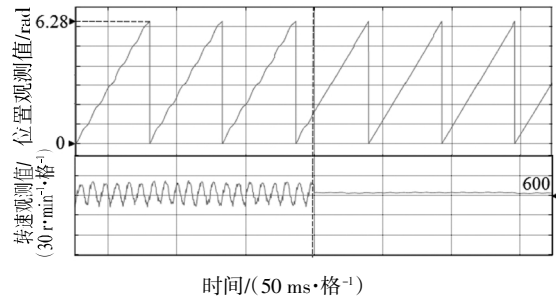


图 11 在 600 r/min、100%额定负载下的位置观测值和转速观测值仿真结果

Fig.11 Simulation waveforms of position estimates and speed estimates at 600 r/min, 100% rated load

3.2 实验结果

为验证基于五阶广义积分器的滑模转子位置观测法的有效性及其相对于二阶广义积分器的优势, 在 1.5 kW dsPACE 半实物实验平台上, 对 IPMSM 矢量控制系统进行研究.

图 12 为在 600 r/min、100%额定负载下实验时的反电动势观测值及其傅里叶分析. 图 12 (a) 和图 12(b)分别为五阶广义积分器使能前和使能后的结果. 由图 12 可知, 五阶广义积分器使能前, 反电动势观测值存在明显的 $6k \pm 1$ 次谐波, 根据其 FFT 分析结果可知, 其中 5 次、7 次幅值较大, 为主要谐波分量.

经过五阶广义积分器滤波后的反电动势波形如图 12 (b)所示,由于 5、7、11、13 次谐波和直流偏置均得到了有效的抑制,反电动势波形变得光滑,无明显波动。

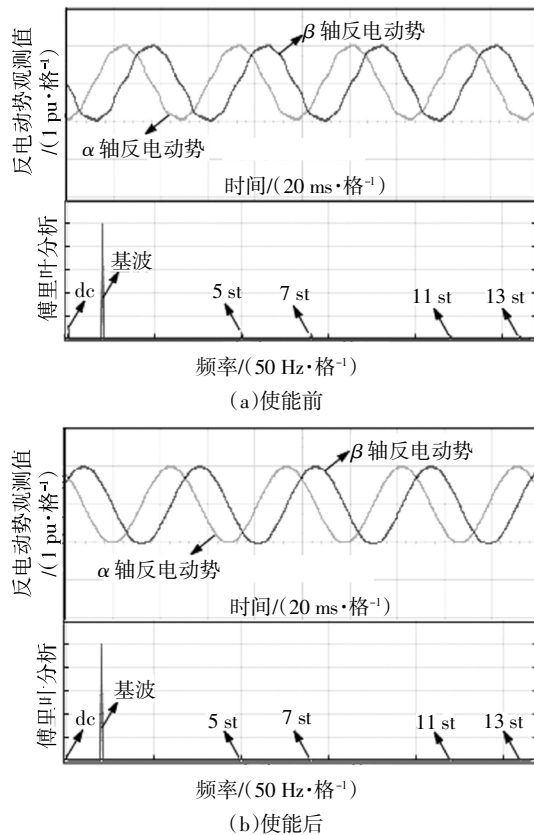


图 12 在 600 r/min、100%额定负载下实验时的反电动势观测值及其傅里叶分析

Fig.12 EMF estimates and the FFT analysis at 600r/min, 100% rated load in experiment

将观测得到的 α 、 β 轴反电动势数据导入 MATLAB, 绘制五阶广义积分器使能前后的反电动势李萨如图,如图 13 所示. 由图 13 可知,五阶广义积分器使能后,李萨如图由类六边形变为圆形,脉动程度明显减小,谐波成分显著降低。

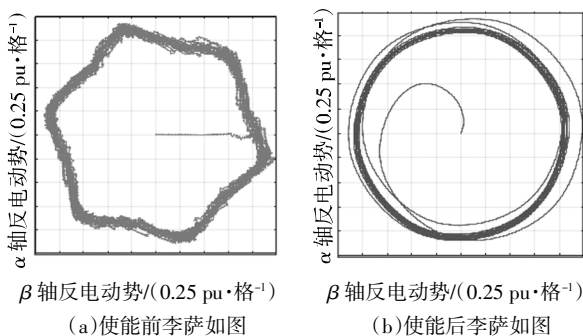


图 13 五阶广义积分器使能前后的反电动势观测值李萨如图形

Fig.13 Lissajous waveform of the EMF estimates with and without the FOGI

图 14 为在转速是 600 r/min、100%的额定负载下电机无位置传感器运行时,二阶广义积分器、五阶广义积分器分别使能后的实验结果,从上至下依次为位置观测值及位置观测误差. 由图 14 可知,二阶广义积分器使能时转子位置观测波形不平滑,波动显著,转子位置误差中存在较大的 6 次谐波,其最大值可达 0.04π rad. 五阶广义积分器使能后,转子位置观测波形变得更加平滑,位置观测误差中的 6 次谐波明显减小,其最大值仅为 0.018π rad.

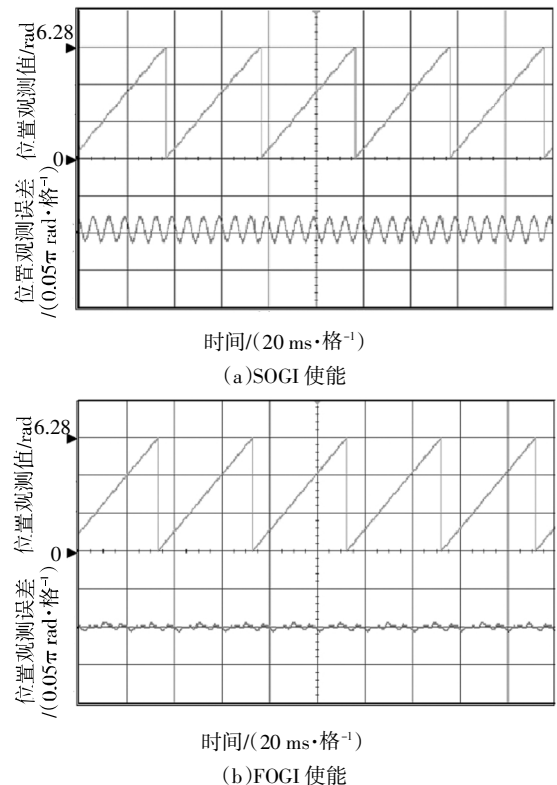


图 14 位置观测值、位置观测误差实验波形
Fig.14 Experimental waveforms of position estimates and position estimation error

为了进一步验证五阶广义积分器相对于二阶广义积分器的优势,进行变速、变负载时二阶、五阶广义积分器分别作用下的实验. 图 15 为在 25%的额定负载下,转速由 600 r/min 上升到 1 200 r/min,而后又降到 600 r/min 时的加减速实验波形. 图 15(a)和图 15(b)分别表示二阶广义积分器、五阶广义积分器使能后的结果,各图自上而下依次为转速观测值 ω' 、转速观测误差 $\Delta\omega'$ 、位置观测误差 $\Delta\theta'$. 对比实验结果可知,在五阶广义积分器使能后,转速波形波动幅度减小,波形变得更加平滑,位置观测误差最大值由 0.035π rad 减至 0.016π rad.

图 16 为在 600 r/min 的恒定转速下,负载值由 50%额定负载上升至 100%额定负载,而后又降至

50%的加卸载实验波形.图16(a)和图16(b)分别表示二阶广义积分器、五阶广义积分器使能后的结果,各图自上而下依次为转速观测值 ω'_e 、转速观测误差 $\Delta\omega'_e$ 、位置观测误差 $\Delta\theta'_e$.对比实验结果可知,在五阶广义积分器使能后,转速观测误差最大值由16 r/min降至7 r/min,转速波动幅度、位置观测误差均得到明显减小.

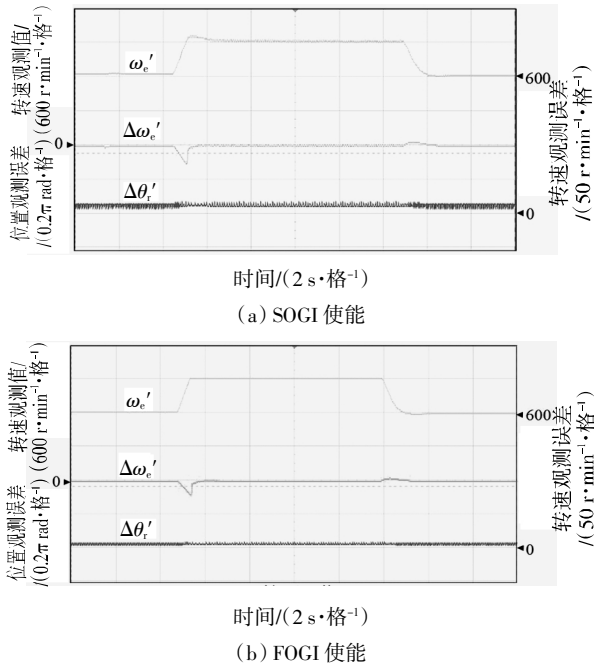


图15 加减速实验波形

Fig.15 Experimental waveforms with speed variation

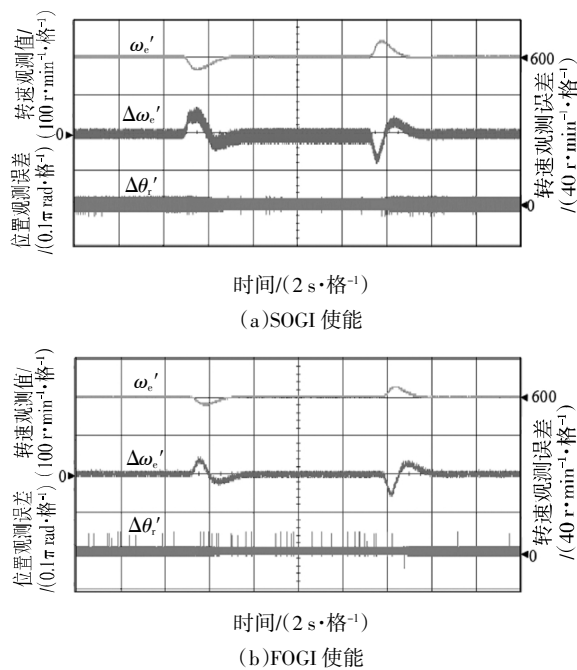


图16 加卸载实验波形

Fig.16 Experimental waveforms with step load disturbance

4 结论

本文介绍了一种基于五阶广义积分器的IPMSM转子位置观测法,采用扩展反电动势模型的滑模观测器获取反电动势,通过锁相环计算转速、转子位置信息.考虑到逆变器非线性、磁场空间谐波、测量误差、积分初值不定等的影响,引入了五阶广义积分器抑制反电动势观测值中的直流分量和谐波误差,进而滤除转子位置信息中的谐波分量.仿真和实验结果证明:根据实际情况对五阶广义积分器进行合理的参数设置后,该方法能够有效抑制中转子位置观测中的谐波脉动误差,提高无传感器系统控制精度;在转速突变、负载加卸等动态过程中,五阶广义积分器都能呈现出比传统二阶广义积分器更好的控制效果.

参考文献

- [1] ZHU Z Q, GONG L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3431-3439.
- [2] MOHAMMED O A, KHAN A A, EI-TALLAWY A M, et al. A wavelet filtering scheme for noise and vibration reduction in high-frequency signal injection-based sensorless control of PMSM at low speed [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(2): 250-260.
- [3] LEIDHOLD R. Position sensorless control of PM synchronous motors based on zero-sequence carrier injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 28(12): 5371-5379.
- [4] WANG G L, DING L, LI Z M, et al. Enhanced position observer using second-order generalized integrator for sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 486-495.
- [5] 王要强, 冯玉涛, 秦明, 等. 表贴式永磁同步电机全阶滑模观测与控制策略 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5688-5699. WANG Y Q, FENG Y T, QIN M, et al. Full-order sliding mode observation and control strategy for surface permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5688-5699. (In Chinese)
- [6] WANG G L, ZHAN H L, ZHANG G Q, et al. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3055-3063.
- [7] 黄守道, 高剑, 肖磊, 等. 压缩机用内置式永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 182-187. HUANG S D, GAO J, XIAO L, et al. Sensorless control of interior

- permanent-magnet synchronous motors with compressor load [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 182—187. (In Chinese)
- [8] ZHANG G Q, WANG G L, XU D G, *et al.* ADALINE-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1450—1460.
- [9] 张国强, 王高林, 倪荣刚, 等. 基于自适应线性神经元滤波的内置式永磁电机转子位置观测器 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 47—54.
ZHANG G Q, WANG G L, NI R G, *et al.* Adaptive linear element filter based rotor position observer for internal permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 47—54. (In Chinese)
- [10] 张国强, 王高林, 徐殿国, 等. 基于自适应陷波滤波器的内置式永磁电机转子位置观测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2521—2527.
ZHANG G Q, WANG G L, XU D G, *et al.* Adaptive notch filter based rotor position observer for internal permanent magnet synchronous motor [J]. Proceeding of the CSEE, 2016, 36(9): 2521—2527. (In Chinese)
- [11] ZHANG G Q, WANG G L, NI R G, *et al.* Adaptive notch filter based harmonic self-compensated sliding-mode observer for position sensorless IPMSM drives [C]//Proceeding of International Power Electronics Conference (IPEC). Seoul: IEEE, 2015: 1123—1128.
- [12] WANG J, MA Y D, MENG X L. A frequency-locked loop technology of three-phase grid-connected inverter based on improved reduced order generalized integrator [C]//IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Auckland, New Zealand: IEEE Industrial Electronics Society, 2015: 730—735.
- [13] BUSADA C A, JORGE S G, LEON A E, *et al.* Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2910—2923.
- [14] GUO X Q, WU W Y, CHEN Z, *et al.* Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 1194—1204.
- [15] XU W, JIANG Y J, MU C X, *et al.* Improved nonlinear flux observer-based second-order SOIFO for PMSM sensorless control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 562—579.
- [16] JUNG S H, KOBAYASHI H, DOKI S. An improvement of sensorless control performance by a mathematical modeling method of flux spatial harmonics for a SynRM [C]//Proceeding of International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo, Japan: IEEE Industry Applications Society and IEEE Power Electronics Society, 2010: 2010—2015.
- [17] HEJNY R W, LORENZ R D. Evaluating the practical low-speed limits for back-EMF tracking-based sensorless speed control using drive stiffness as a key metric [J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2011, 47(3): 1337—1343.
- [18] NISHANT K, IKHLAQ H, BHIM S, *et al.* Implementation of multi-layer fifth-order generalized integrator-based adaptive control for grid-tied solar PV energy conversion system [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(7): 2857—2868.
- [19] XIN Z, WANG X F, ZIAN Q, *et al.* An improved second-order generalized integrator based quadrature signal generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8068—8073.
- [20] JOSÉ M, MIGUEL C, JAUME M, *et al.* An adaptive prefiltering method to improve the speed/accuracy tradeoff of voltage sequence detection methods under adverse grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2139—2151.
- [21] PEDRO R, ALVARO L, IGNACIO C, *et al.* Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 127—138.
- [22] GOLESTA S, GUERRERO J M, VASQUEZ J C, *et al.* Modeling, tuning, and performance comparison of second-order-generalized-integrator-based FLLs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10229—10239.
- [23] HE X Q, GENG H, YANG G. A generalized design framework of notch filter based frequency-locked loop for three-phase grid voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7072—7084.