

基于 SOGI-FLL 的伺服传动系统谐振频率检测方法

梅子帆¹, 李长兵², 徐仕深²

(1. 广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006;
2. 广州数控设备有限公司, 广东 广州 510530)

摘要: 在工业伺服控制领域, 常采用陷波滤波器抑制机械谐振, 而准确地获取谐振频率是谐振成功抑制的首要条件。采用二阶广义积分器-锁频环 (SOGI-FLL) 分析速度控制器输出信号以检测谐振频率。首先介绍了 SOGI-FLL 的基本结构及锁频环的工作原理, 然后分析了幅值频率自适应 SOGI-FLL 的频率响应性能, 最后通过仿真和试验验证了幅值频率自适应 SOGI-FLL 能准确且快速地测出谐振频率, 将所测频率用于陷波滤波器参数设置, 成功抑制了机械谐振。

关键词: 伺服传动系统; 永磁同步电机; 谐振抑制; 二阶广义积分器-锁频环; 谐振频率检测; 陷波滤波器
中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)07-0074-07
doi: 10.12177/emca.2023.070

Resonance Frequency Detection Method of Servo Drive System Based on SOGI-FLL

MEI Zifan¹, LI Changbing², XU Shishen²

(1. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China;
2. Guangzhou CNC Equipment Co., Ltd., Guangzhou 510530, China)

Abstract: In the field of industrial servo control, notch filter is often used to suppress the mechanical resonance, and accurate acquisition of resonance frequency is the primary condition for the successful suppression of resonance. The second-order generalized integrator-frequency-locked loop (SOGI-FLL) is used to analyze the output signal of speed controller in order to detect the resonance frequency. Firstly, the basic structure of SOGI-FLL and the operating principle of frequency-locked loop are introduced, and then the frequency response performance of amplitude-frequency adaptive SOGI-FLL is analyzed. Finally, simulation and experiment show that the amplitude-frequency adaptive SOGI-FLL can measure the resonance frequency accurately and quickly. The measured frequency is used to set the parameters of notch filter, and the mechanical resonance is restrained successfully.

Key words: servo drive system; permanent magnet synchronous motor; resonant suppression; second-order generalized integrator-frequency-locked loop; resonant frequency detection; notch filter

0 引言

滚珠丝杠作为数控机床中常见的机械传动装

置, 是数控机床实现空间可控运动的关键部件^[1]。由于丝杠副、联轴器等不是理想的刚体, 柔性机械部件会引发机械谐振现象^[2]。机械谐振不仅会产生

收稿日期: 2023-03-07; 收到修改稿日期: 2023-03-29

作者简介: 梅子帆(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为伺服传动系统的谐振抑制与弹性变形补偿。

李长兵(1975—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为伺服驱动控制。

徐仕深(1995—), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为伺服驱动控制。

$$\bar{y} = \begin{pmatrix} v' \\ qv' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ \omega' x_2 \end{pmatrix} = V \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi) \\ -\cos(\omega t + \varphi) \end{pmatrix} \quad (8)$$

由式(5)可得稳态同步误差:

$$\bar{\varepsilon}_v = v - \bar{x}_1 = \frac{1}{k\omega'}(\dot{\bar{x}}_1 + \omega'^2 \bar{x}_2) \quad (9)$$

式中: $\dot{\bar{x}}_1 = -\omega^2 x_2$ 。

可得:

$$\bar{\varepsilon}_v = \frac{x_2}{k\omega'}(\omega'^2 - \omega^2) \quad (10)$$

进一步可得稳态频率误差:

$$\bar{\varepsilon}_f = qv' \cdot \bar{\varepsilon}_v = \frac{\bar{x}_2^2}{k}(\omega'^2 - \omega^2) \quad (11)$$

式(11)具有高度非线性,意味着线性控制分析方法不能用来设置增益 γ 。为了便于分析,假设稳态时, $\omega' = \omega$, $\omega'^2 - \omega^2 \approx 2\omega'(\omega' - \omega)$ 。稳态时,式(7)表示为

$$\dot{\omega}' = -\gamma \bar{\varepsilon}_f \approx -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 \omega'(\omega' - \omega) \quad (12)$$

式中: $\bar{x}_2^2 = \frac{V^2}{2\omega^2} \{1 + \cos[2(\omega t + \varphi)]\}$, $\bar{x}_2^2$ 有一个二倍频的交流分量,稳态时可忽略交流分量。

FLL 的平均频率动态响应特性如下:

$$\dot{\omega}' = -\frac{\gamma V^2}{k\omega'}(\bar{\omega}' - \omega) \quad (13)$$

由式(13)可知,检测时间与幅值的平方成正比,与频率成反比。当 γ 、 k 、 V 固定时,频率检测时间与输入信号频率成正比,20 Hz 正弦信号的检测时间是 10 Hz 正弦信号的两倍。

将 SOGI-FLL 应用于电网环境时,电网电压的频率变化不大,对频率估计的影响较小。但将 SOGI-FLL 用于谐振频率检测时,速度控制器输出信号的频率会出现大范围波动,频率检测时间会受输入信号频率的影响。对此,本文采用幅值频率自适应 SOGI-FLL,其具体结构如图 2 所示。

其中,稳态时 $v'^2 + qv'^2 = V^2$ 。此时, FLL 部分的平均频率动态响应特性为

$$\dot{\omega}' = -\gamma \frac{k\omega'}{V^2} \bar{\varepsilon}_f = -\gamma(\omega' - \omega) \quad (14)$$

由式(14)可知,加入动态增益补偿模块后,消除了时间常数中与输入信号频率和幅值有关的项,因此频率检测时间不再受输入信号频率与幅值的影响。此时, FLL 结构图如图 3 所示。

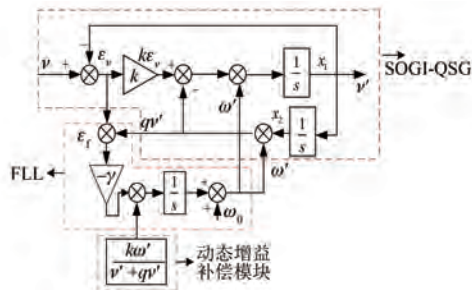


图 2 幅值频率自适应 SOGI-FLL 结构框图

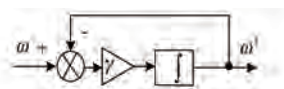


图 3 FLL 结构图

由图 3 可得:

$$\frac{\omega'}{\omega} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\gamma}} \quad (15)$$

由式(15)可知,该系统为典型的一阶系统。系统时间常数 $\tau = 1/\gamma$, 一阶系统调节时间 $t_s = 3/\gamma$, 可见 γ 值越大,动态响应时间越短。

2 仿真分析

2.1 幅值频率自适应 SOGI-FLL 与传统 SOGI-FLL 测频性能对比仿真分析

在 Simulink 中搭建离散 SOGI-FLL 仿真模型,采样频率设为 1.6 kHz。

(1) 分别给定频率为 400 Hz、200 Hz 的正弦信号, γ 、 k 、 V 取值相同,测频结果如图 4 所示。由图 4 可知,无增益补偿模块时,200 Hz 正弦信号的收敛时间约为 0.045 s,400 Hz 正弦信号收敛时间约为 0.11 s,前者收敛时间约为后者的一半。有增益补偿模块时,测频收敛时间几乎相同,不受输入信号频率影响。

(2) 分别给定幅值为 10、20 的正弦信号, γ 、 k 、 ω 取值相同,测频结果如图 5 所示。由图 5 可知,无增益补偿模块时,幅值为 10 的正弦信号收敛时间约为 0.12 s,幅值为 20 的正弦信号收敛时间约为 0.03 s,前者收敛时间约为后者的四倍。有增益补偿模块时,测频收敛时间相同,不受输入信号幅值影响。

综合图 4 与图 5 可知,幅值频率自适应 SOGI-

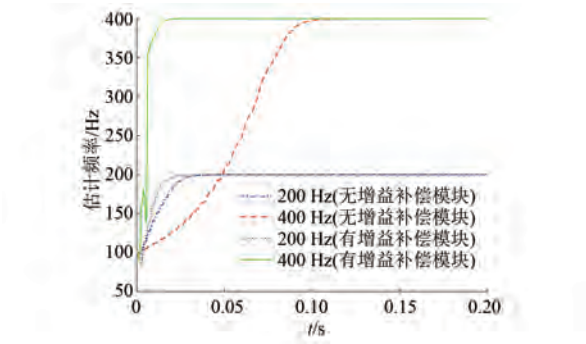


图4 不同频率正弦信号的测频结果

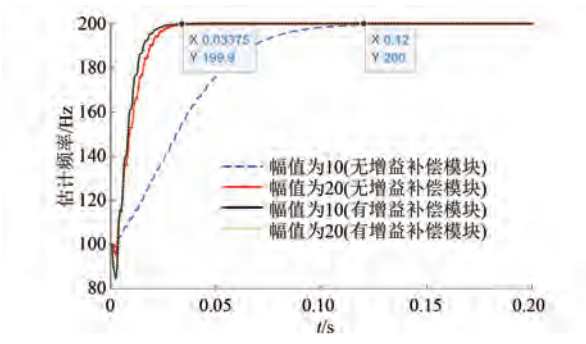


图5 不同幅值正弦信号的测频结果

FLL 的动态响应时间要小于传统 SOGI-FLL 的。

2.2 基于 SOGI-FLL 的谐振频率估计仿真分析

在 Simulink 中搭建柔性 PMSM 双闭环调速系统仿真模型,控制框图如图 6 所示。速度给定为正弦信号 $0.15\sin(2\pi * 2t)$ pu,速度基准值为 3 000 r/min。仿真参数如表 1 所示。

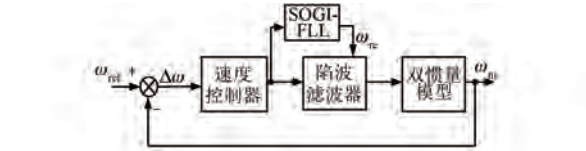


图6 谐振抑制方案结构图

经计算,伺服传动系统谐振频率理论值为 361 Hz。测频模块输出信号中含有高频噪声,因此在测频输出信号后加入了低通滤波器。将速度控制器输出信号作为测频模块的输入,测频结果如图 7 所示,可见稳态时测频曲线在 365 Hz 上下波动,动态响应时间在 0.088 s 左右,与理论值相差 4 Hz 左右。实际应用中,陷波滤波器存在一定的陷波宽度,较小的频率误差对陷波效果的影响不大。

表 1 仿真参数表	
参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.443
定子电感 L/H	0.001 488
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.163 3
极对数 p	4
电机转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.001 25
额定转速 $n_N/(r \cdot min^{-1})$	2 500
最大转速 $n_{max}/(r \cdot min^{-1})$	3 000
额定电流 I_N/A	7.5
额定电压 U_N/V	220
负载惯量 $J_L/(kg \cdot m^2)$	0.000 228 6
扭转刚度 $K_{eq}/(N \cdot m/rad)$	994.008 6
速度控制器比例增益 K_{sp}	6.372
速度控制器积分增益 K_{si}	3 376.8
SOGI-FLL 的比例增益 γ	100
初始频率 $\omega_0/(rad \cdot s^{-1})$	350
LPF 截止频率/Hz	10

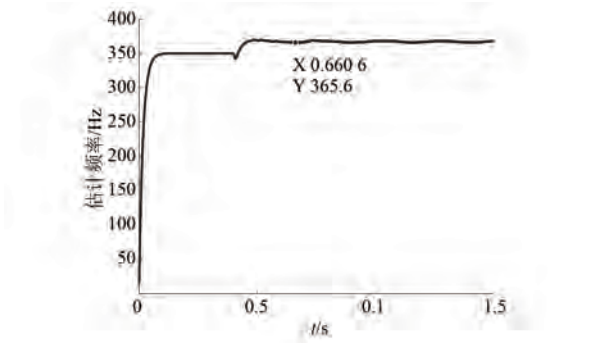


图7 SOGI-FLL 测频结果

对速度控制器输出信号进行频谱分析,分析结果如图 8 所示,可见系统谐振频率为 360 Hz,与理论值仅差 1 Hz 左右。

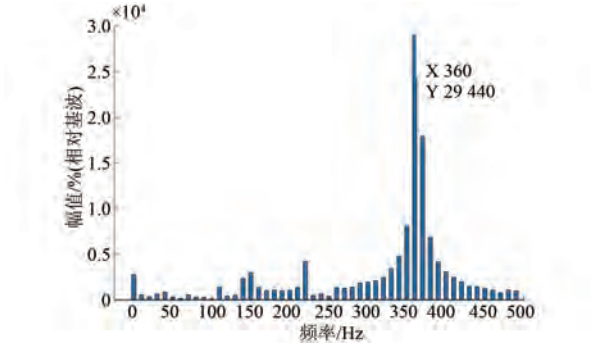


图8 FFT 分析结果

综上,FFT 分析法的测频精度要高于 SOGI-FLL,但 FFT 法是以牺牲测频速度为代价来换取测频精度,综合考虑测频速度与精度,SOGI-FLL 更适用于实时谐振频率检测。

2.3 基于陷波器的谐振抑制仿真分析

将 SOGI-FLL 输出的测频结果作为陷波滤波器的陷波频率,将陷波滤波器加入控制回路。图 9 为速度波形对比图,在波峰处,抑制前最大速度波动约为±270 r/min,抑制后最大速度波动约为±6 r/min,衰减比例达到 97.8%。图 10 为定子 C 相电流波形对比图,抑制前相电流波动范围约为±25 A;抑制后相电流波动范围在±10A 以内,衰减比例为 60%。综合考虑速度及相电流抑制前后波形可知,谐振频率检测结果较为准确,且机械谐振得到抑制。

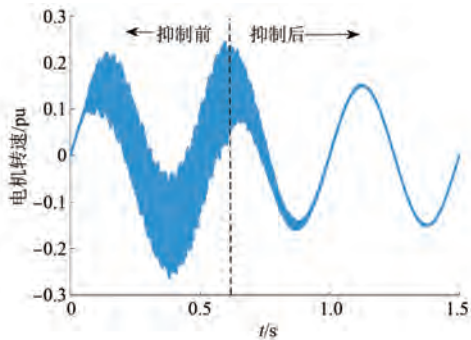


图 9 转速振荡抑制前后对比图

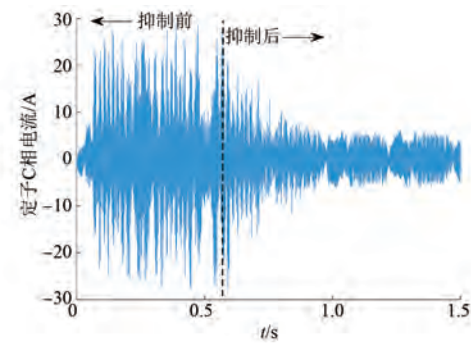


图 10 相电流振荡抑制前后对比图

利用 MATLAB 的 Linear Analysis Tool 绘制速度环开环 Bode 图,如图 11 所示。由图 11 可知,加入陷波滤波器后,谐振频率处的幅值大幅衰减,控制系统幅值裕度增加,恢复稳定状态。相位变化平缓,系统的动态性能有所改善。

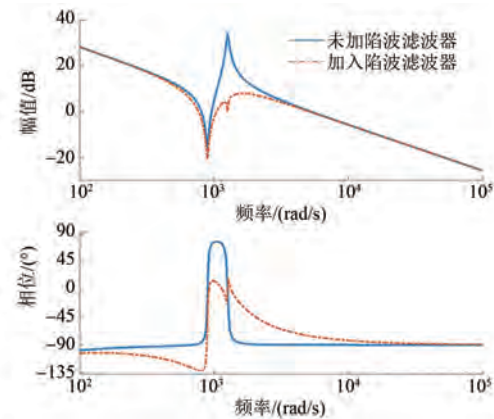


图 11 速度环开环 bode 图

3 试验验证

试验平台由 PC 机、伺服电机、伺服驱动器和滚珠丝杠组成,如图 12 所示。其中伺服电机采用 GSK 的 130SJT-M075D (A4I) 型 PMSM,伺服驱动器采用配套的 GR2050T 型驱动器。试验相关参数如表 2 所示。



(a) 示波器、PC机和伺服驱动器



(b) 伺服电机和滚珠丝杠

图 12 试验平台

3.1 SOGI-FLL 测频方法的试验验证

在高控制增益条件下,使机械系统产生谐振现象,利用 CCS 软件中的 graph 功能获取测频结果数据,如图 13 所示。使用 LabVIEW 采集电机的转速信息,并对转速进行 FFT 分析,FFT 分析结

果如图 14 所示。

表 2 试验参数

参数名称	参数值
电流控制器比例系数 K_{cp}	6
电流控制器积分系数 K_{ci}	0.012
速度控制器比例系数 K_{sp}	20
速度控制器积分系数 K_{si}	0.03
SOGI-FLL 增益 γ	150
SOGI-FLL 初始频率 $\omega_0/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	100
低通滤波器截止频率/Hz	10
给定速度指令 ω^*/pu	$0.15\sin(4\pi t)$

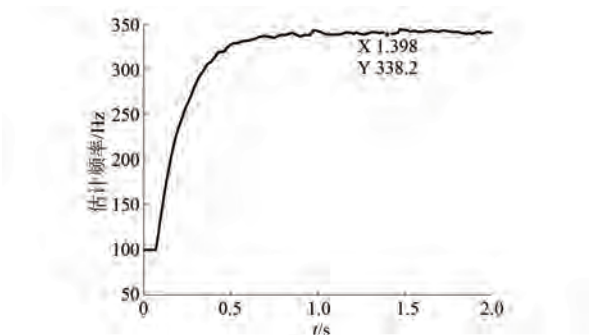


图 13 SOGI-FLL 测频结果

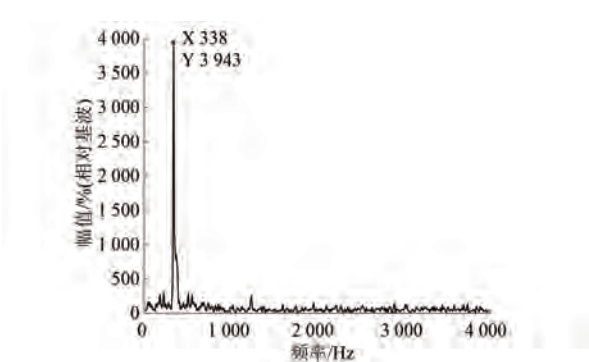


图 14 FFT 分析结果

由图 13 可知, SOGI-FLL 测频结果于 0.78 s 达到稳态, 稳态估计频率在 338.2 Hz 上下波动。由图 14 可知, 机械系统谐振频率为 338 Hz, SOGI-FLL 频率辨识误差在 1 Hz 左右, 验证了测频方法的有效性。

3.2 基于陷波滤波器谐振抑制的试验验证

将所测频率作为陷波滤波器的陷波频率, 观察谐振是否得到抑制, 图 15 和图 16 分别为谐振前和谐振抑制前后的电流波形, 图 17 为电机转速振荡抑制前后对比。由图 16 可知, 谐振抑制后,

相电流波动范围由 $\pm 20\text{ A}$ 减小到 $\pm 10\text{ A}$ 以内, 相电流衰减比例为 50%。由图 17 可知, 在波峰处, 抑制后速度波动由 $\pm 20\text{ r/min}$ 减小到 $\pm 4\text{ r/min}$, 速度衰减比例达 80%。

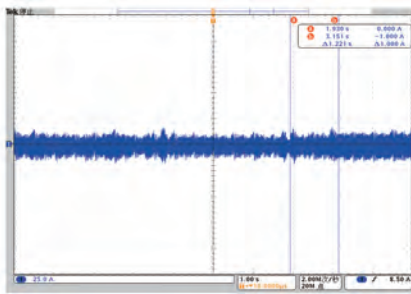


图 15 谐振前 U 相电流波形

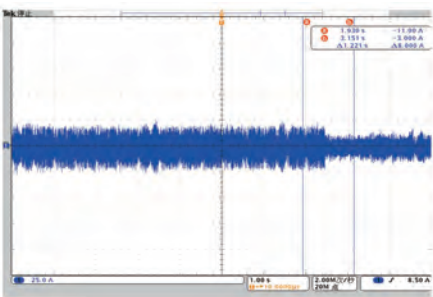


图 16 U 相电流谐振抑制前后对比

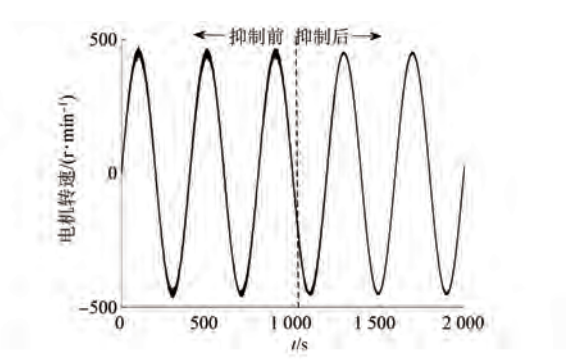


图 17 电机转速振荡抑制前后对比

综上, 加入陷波滤波器后, U 相电流与电机转速振荡幅度均有所降低, 进一步验证了测频方法的有效性。

4 结 语

本文对比研究了 SOGI-FLL 与幅值频率自适应 SOGI-FLL, 采用幅值频率自适应 SOGI-FLL 估计伺服传动系统的谐振频率, 为谐振频率的检测

提供了新方法。仿真和试验结果表明该方法具有稳态误差小、动态响应速度快等优点。将幅值频率自适应 SOGI-FLL 算法估计出的谐振频率设置为陷波滤波器的陷波频率,仿真和试验结果表明陷波滤波器接入控制回路后,转速振荡、相电流振荡均有所改善,有效抑制了机械谐振,提高了伺服传动系统的控制精度。

【参考文献】

- [1] 聂应新,邢俊岩,王成举. 滚珠丝杠进给系统设计关键技术研究[J]. 世界制造技术与装备市场, 2020(1): 76.
- [2] 杨明,胡浩,徐殿国. 永磁交流伺服系统机械谐振成因及其抑制[J]. 电机与控制学报,2012,16(1): 79.
- [3] 杨明,郝亮,徐殿国. 双惯量弹性负载系统机械谐振机理分析及谐振特征快速辨识[J]. 电机与控制学报,2016,20(4): 112.
- [4] 郝亮. 带传动间隙的弹性负载系统机械谐振机理分析及抑制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2014.
- [5] 蔡佳秀. 交流伺服系统谐振抑制与多轴运动控制方法研究[D]. 南京: 东南大学,2019.
- [6] LEE D H , LEE J H , AHN J W. Mechanical vibration reduction control of two - mass permanent magnet synchronous motor using adaptive notch filter with fast Fourier transform analysis[J]. IET Electric Power Applications, 2012, 6(7): 455.
- [7] 杨明,郝亮,徐殿国. 基于自适应陷波滤波器的在线机械谐振抑制[J]. 哈尔滨工业大学学报,2014, 46(4): 63.
- [8] 康逸儒,沈汉林,罗欣. 基于 SDFT 和自适应三参数陷波器的快速机械谐振抑制[J]. 微电机,2018,51(5): 25.
- [9] RODRIGUEZ P, LUNA A, CIOBOTARU M, et al. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions[C]//IECON 32nd Annual Conference of IEEE, Paris, 2006: 5173.
- [10] RODRIGUEZ P, LUNA A, CANDELA I, 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.
- [11] 辛振,赵仁德,郭宝玲,等. 基于二阶广义积分器-锁频环的异步电机同步角频率估计方法[J]. 电工技术学报,2014,29(1): 116.
- [12] 辛振,赵仁德,陈晨,等. 基于双二阶广义积分器-锁频环的异步电机同步角频率估计方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(27): 4676.
- [13] 孙强,赵朝会,龙觉敏,等. 基于 SOGI-FLL 的同步角频率估计方法在 PMSM 的应用[J]. 微特电机, 2017,45(4): 52.
- [14] 张纯江,赵晓君,郭忠南,等. 二阶广义积分器的三种改进结构及其锁相环应用对比分析[J]. 电工技术学报,2017,32(22): 42.

(上接第 73 页)

- [17] 许明俊,张学义,王静,等. 基于定子齿齿肩削角的内置永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. 河北科技大学学报,2021,42(6): 561.
- [18] LI X P, MA R, XIA Y J. Magnetic field sensor exploiting light polarization modulation of microfiber with magnetic fluid [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(9): 1620.
- [19] XIA Z P, ZHU Z Q, HOWE D. Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(4): 1864.
- [20] ZARKO D, BAN D, LIPO T A. Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(7): 1828.