

基于 SOGI 高频方波电压注入的 永磁直线同步电机无感控制

王 杰¹, 张 博¹, 张立昌², 艾雄雄¹

(1. 西安工程大学 电子信息学院, 西安 710600; 2. 西安工程大学 工程训练中心, 西安 710600)

摘 要:针对永磁直线同步电机的无感控制技术,为了解决传统高频方波注入法无法准确定位转子位置和转速的问题,提出了基于 SOGI 高频方波电压注入的无感方法。与传统的高频方波电压注入法不同,为了得到更好的高频电流信号,采用二阶广义积分器提取响应高频电流信号,采用正交锁相环解决反正切函数没有反馈直接放大噪声的影响。为证明无感控制技术的有效性,用 Simulink 进行了仿真验证。结果表明,基于 SOGI 高频方波电压注入的无感方法大大降低了误差,缩短了调节时间,提升了响应时间。

关键词:永磁直线同步电机;二阶广义积分器;高频方波电压注入法;正交锁相环

中图分类号:TM359.9 **文献标志码:**A **文章编号:**1004-7018(2024)02-0059-05

DOI:10.20026/j.cnki.ssemj.2024.0024

Position Sensorless Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on SOGI High Frequency Square Wave Voltage Injection

WANG Jie¹, ZHANG Bo¹, ZHANG Lichang², AI Xiongiong¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710600, China;

2. Engineering Training Center, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710600, China)

Abstract: Aiming at the position sensorless control technology of permanent magnet linear synchronous motor, in order to solve the problem that the traditional high-frequency square wave injection method could not accurately locate the rotor position and speed, a position sensorless control method based on SOGI high-frequency square wave voltage injection was proposed. Different from the traditional high-frequency square wave voltage injection method, in order to obtain better high-frequency current signals, a second-order generalized integrator was used to extract the response high-frequency current signals. Orthogonal PLL was used to solve the problem of inverse tangent function without feedback directly amplifying noise. To prove the effectiveness of the position sensorless control technique, Simulink simulation was used for verification. The results show that the position sensorless method based on SOGI high frequency square wave voltage injection can greatly reduce the error, shorten the adjustment time and improve the response time.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM), second-order generalized integrator (SOGI), high-frequency square wave voltage injection technique, orthogonal phase-locked loop

0 引 言

永磁同步直线电机(以下简称 PMLSM)省去中间传动环节,结构简化并且有大推力、低惯性、高响应等优点^[1-2]。在 PMLSM 驱动的高性能伺服控制系统中,为实现系统精准的位置和速度控制,常采用光栅尺等位移/速度传感器对动子位置/速度进行反馈。将先进的无感算法应用于 PMLSM 伺服控制系统中,可在没有传感器的情况下达到有感的高性能控制精度^[3-4]。

近些年 PMLSM 的无传感器技术得到了广泛关注。在电动机处于中高速工作状态时,文献[5]采用基于反电动势方法来确定电机的转子位置,这种

方法普遍适用,并且相对成熟。但是这种方法易受干扰且精度较低。因此有学者采用基于滑模观测器方法^[6]得到转子位置,它对参数不敏感,鲁棒性好,动态响应快,但不适用于零低速。

在电动机处于零低速工作状态时,有学者通常采用基于电机凸极性的控制法^[7],并通过高频电压注入法进一步探索^[8-10]。传统的高频电压注入法要使用大量的滤波器,因此会产生相位延迟和噪声,极大地影响了系统的动态响应和精度。

本文采用高频方波注入法^[10-12],在电流信号提取环节使用二阶广义积分器提取不含谐波和基波的高频电流信号,改善系统的动态性能和精度,用锁相环得出位置速度信息,并用仿真验证高频方波注入

法的有效性。

1 基于高频方波信号注入的转子位置计算

1.1 PMLSM 数学模型

通过数学建模,可以有效地认识 PMLSM 的特征,PMLSM 在注入高频信号下的数学模型:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压; L_d, L_q 分别为 d, q 轴的电感分量; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流。

1.2 高频方波信号注入法。

图1是转子位置检测方法的整体结构图。转子位置计算方法有高频电流滤波,转子位置误差获取和正交锁相环三个部分。

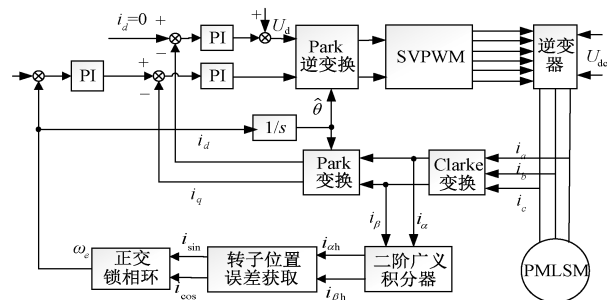


图1 高频方波电压注入法结构

首先将高频方波电压信号直接注入到 d 轴, q 轴电压为零。经过 Park 逆变换把计算出的估计位置加入系统中,使 d, q 轴两相旋转坐标系,变成估计 \hat{d}, \hat{q} 轴两相旋转坐标系;然后采集 α, β 两相电流,滤波处理获得蕴含转子位置的电流信号,经过计算得到 i_{\sin}, i_{\cos} ;最后用正交锁相环将位置信息调制出来。图2展示了 PMLSM 的坐标系结构。

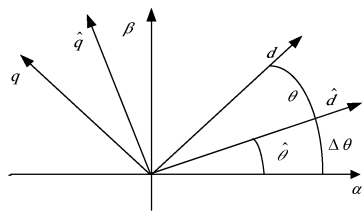


图2 PMLSM 坐标系结构

图2中, α, β 是两相静止坐标系, $\hat{\theta}$ 为估计转子位置角, θ 为实际的转子位置角, $\Delta\theta$ 为转子估计误差角。将高频方波电压注入到所估计的两相旋转坐标系中的 \hat{d} 轴上, \hat{q} 轴上注入电压为0。

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (2)$$

$$\hat{u}_d = \begin{cases} u & t \in \left[nT, \left(n + \frac{1}{2} \right) T \right] \\ -u & t \in \left[\left(n + \frac{1}{2} \right) T, (n+1)T \right] \end{cases} \quad (3)$$

通过将注入信号转换为坐标系中的值,我们可以获得如下结果:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \cos \Delta\theta \\ -u \sin \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

定子电流从 d, q 轴变换到 α, β 轴:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(4)和式(5)代入式(1)可以获得更加精确的结果:

$$\begin{bmatrix} p i_\alpha \\ p i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u \cos \Delta\theta \\ -u \sin \Delta\theta \end{bmatrix} = u \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta \cos \Delta\theta}{L_d} + \frac{\sin \theta \sin \Delta\theta}{L_q} \\ \frac{\sin \theta \cos \Delta\theta}{L_d} + \frac{\cos \theta \sin \Delta\theta}{L_q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

通过式子(6),我们可以分析出电流的微分信号包含了转子位置信息。如果位置误差角接近0,那么式(6)可以简化为一个更简单的形式:

$$\begin{bmatrix} p i_\alpha \\ p i_\beta \end{bmatrix} = u \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta}{L_d} \\ \frac{\sin \theta}{L_d} \end{bmatrix} \quad (7)$$

对式(7)进行差分运算可以得到:

$$\begin{bmatrix} i_{\cos} \\ i_{\sin} \end{bmatrix} = \text{sgn}(u) \frac{L_d}{Tu} \begin{bmatrix} i_\alpha(k) - i_\alpha(k-1) \\ i_\beta(k) - i_\beta(k-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

最后利用公式计算角度差:

$$i_{\sin} \cos \hat{\theta} - i_{\cos} \sin \hat{\theta} = \sin \Delta\theta \quad (9)$$

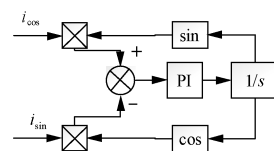


图3 正交锁相环结构图

这样,通过正交锁相环可以得到转子位置信息。

1.3 二阶广义积分器(SOGI)

电流信号中有三种成分,分别是基波 i_j , 高频信号 i_h , 谐波 i_x :

$$i = i_j + i_h + i_x \quad (10)$$

提取高频电流信号的方法有伪滤波算法和滤波器。伪滤波算法无法去除谐波信号^[10]且对采样时间有要求。伪滤波算法原理是在一个高频周期

内采样两次,用后一时刻减去前一时刻达到滤波的效果。

$$\left. \begin{aligned} i(k) &= i_j + i_h \\ i(k-1) &= i_j - i_h \\ i(k) - i(k-1) &= 2i_h \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

传统带通滤波器有信号延时和噪声,影响系统的动态性能,从而影响提取电流信号的质量^[13]。我们采用二阶广义积分器(以下简称 SOGI)进行选频。SOGI 结构如图 4 所示。中心频率为 ω , x 是输入信号, y 是输出信号。传递函数:

$$G(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (12)$$

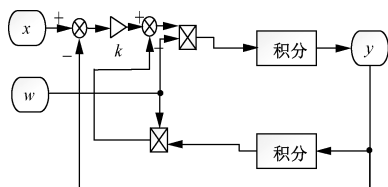


图 4 SOGI 结构

SOGI 的伯德图如图 5 所示。从伯德图可以看出, SOGI 器在中心频率处, 相位偏移为 0。 k 决定滤波性能, 高频波的幅值越大, 影响系统精度。 k 是可调参数, 调节滤波性能, k 值越小, 滤波效果越好; k 值越大, 带宽越大, 滤波效果越差。当 $k=0.4$ 时滤波后的幅值有了一定的差别, 当 $k=0.15$ 时滤波后的幅值有了较为明显的差别。

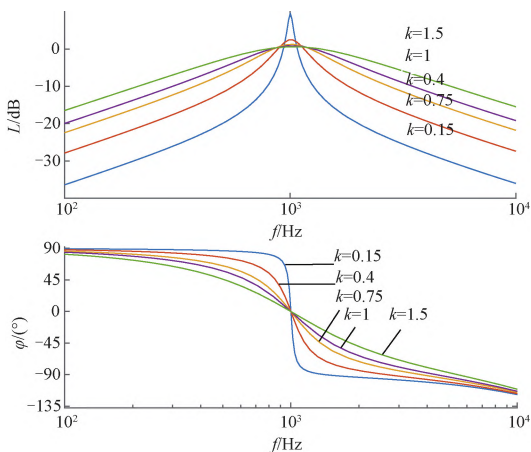


图 5 SOGI 伯德图

为了保证滤波效果良好且幅值差别不变, 将 k 设计成自适应参数。传递函数重新设计:

$$\left. \begin{aligned} G(s) &= \frac{(k + \Delta k)\omega s}{s^2 + (k + \Delta k)\omega s + \omega^2} \\ \Delta k &= k(\theta - \hat{\theta}), k = 0.8 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

在此传递函数下, SOGI 的滤波效果好, 对幅值影响小, 相位延迟在 1 ms。

2 高频方波电压注入法仿真

2.1 矢量控制系统仿真验证

PMLSM 伺服系统采用 $i_d = 0$ 的矢量控制, 在 Simulink 上搭建矢量控制仿真模型。经过调试, PI 参数如下: 速度环 $k_p = 0.1$, 速度环 $k_i = 0.6$; 电流环 $k_p = L_q \times 1100$, 电流环 k_i 为 $R \times 1100$ 。

2.2 电机转子计算仿真验证

向电机的 d 轴注入频率 3 000 Hz 的高频方波电压, 电机起动后, 三相电流经过 Clarke 变换得到两相静止坐标电流, 按照公式得 i_{\cos}, i_{\sin} 。把 i_{\cos}, i_{\sin} 送入正交锁相环得到电机位置信息。其中锁相环 PI 控制器 k_p 为 86.6, k_i 为 5 000。

表 1 PMLSM 的仿真参数

参数	数值
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.182 7
定子电阻 R_s/Ω	0.958
直轴电感 L_d/mH	12
交轴电感 L_q/mH	12
极对数 p	4
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.03
黏性摩擦系数 $F/(\text{N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	0.008
静摩擦力 $T_f/(\text{N} \cdot \text{m})$	1.5

将额定转速设定为 100 r/min, 在 0.5 s 时突然加入 2 N·m 负载, 为额定负载的 1/20, 采用本文方法得到计算转子位置, 滤波位置 and 实际转子位置仿真图如图 6 所示。由图 6 可见, 电机在带载运行时高频滤波比直接计算得到的位置更接近实际位置, 具有更高的精度。

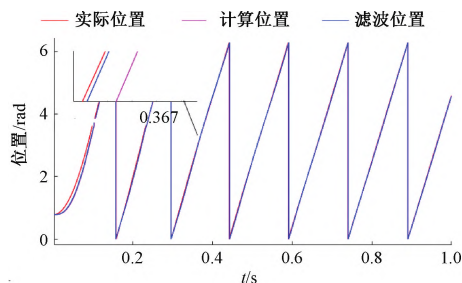


图 6 突加负载转子位置

突加负载后转子位置误差的仿真图如图 7 所示。由图 7 可见, 电机在带载运行时, 滤波方法不同导致误差大小也不同, 伪滤波算法的转子位置误差在 0.04 rad 左右。 k 为 0.5 时滤波误差在 0.02 rad, k 为自适应值时滤波误差在 0.01 rad 左右。

突加负载后, 转子转速的仿真波形如图 8 所示。0.5 s 时突然加载, 转子转速在 0.3 s 后恢复到稳

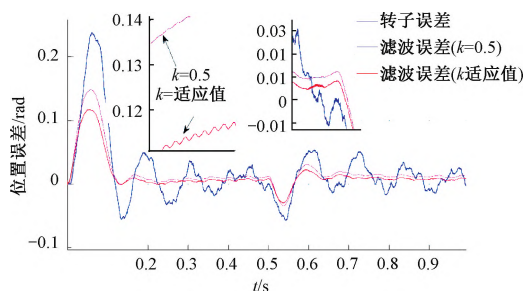


图7 突加负载转子位置误差

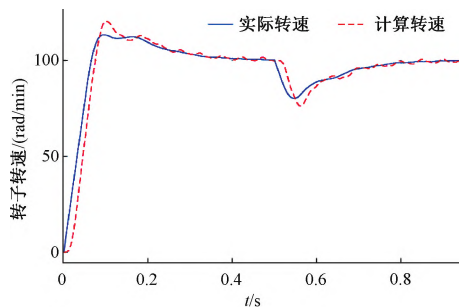


图8 突加负载转子转速

定值。

突加负载后,转子转速误差的仿真图如图9所示。由图9可见,估算的转速和实际转速的偏差大概在 ± 1 rad/min。在0.5 s处增加负荷后,转子转速大约0.1 s内回到了 ± 1 rad/min 偏差。

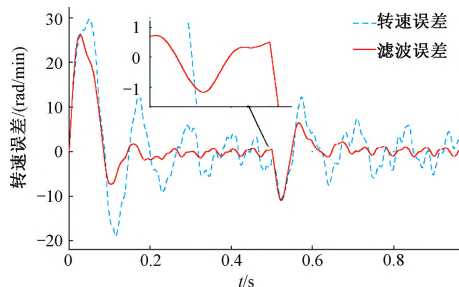


图9 突加负载转子转速误差

本文方法在电机突加负载后仍能保持较好的运行性能,但由于采用的PID为固定值,系统抗干扰能力较差,在突加负载后电机转子受到较大影响,位置、速度有较大变化,在电机转子位置改变时无感算法能迅速追踪实际位置。设定 k 值不同,可以看到与实际位置误差的大小不同。 $k=0.5$ 时,谐波导致的误差几乎消失了,但是整体误差变大了; k 为自适应值时,有谐波却影响不大,误差比 $k=0.5$ 更小。转速误差在伪滤波算法和SOGI下有较为明显的区别,而且在带载情况下,估算的转速也能够准确地反映实际转速,这说明本文方法具有良好的追踪能力。

将额定转速设置为100 r/min,在0.5 s时使其转速突变到-100 r/min,采用本文方法得到转速突变后转子转速误差的仿真图如图10所示。由图10可见,滤波估计转速与实际转速之间的误差在 ± 1 r/min左右,伪滤波算法的转速误差在 ± 4 r/min左右。

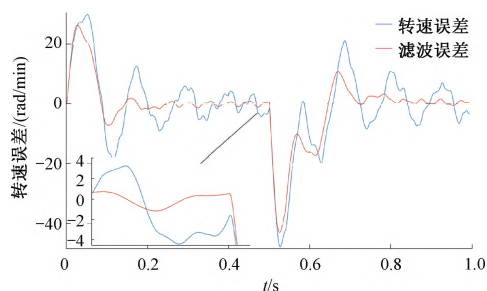


图10 电机转速突变时转子转速误差

转速突变后的转子位置误差仿真图如图11所示。由图11可见,滤波的转子位置误差在0.01 rad左右,波动误差小,伪滤波算法的转子位置误差在0.04 rad左右波动。

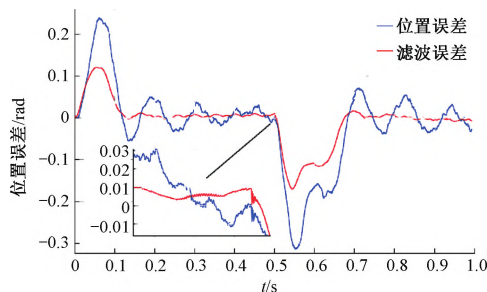


图11 电机转速突变时转子位置误差

由此可知,本文方法在空载转速突变的情况下,位置和转速的误差约提升了75%,调节时间更小,追踪效果更好,稳定性强。转子位置在转速突变的0.2 s后误差值又回到了0.01 rad左右,由此可验证本文方法在恒速和变速的情况下都能获得较好的追踪效果,证明了本文方法的正确性。

3 结 语

PMLSM具有结构简单、高速度、高精度、高效率、高推力密度的优点。无传感器伺服控制对于降低成本和在某些环境下运行具有巨大优势。本文研究了基于高频方波电压信号注入的PMLSM的无传感器算法。本文研究结果如下:

1) 针对PMLSM,对其无感算法进行了研究,采用基于高频方波电压信号注入的无感算法。首先,通过注入高频方波信号到估计的定子绕组,然后对采集到的定子电流进行SOGI滤波和计算,最终采用锁相环得出转子的位置速度信息。

2) 搭建Simulink仿真,对高频方波注入法进行验证,仿真结果表明在0.15s后估算结果稳定,位置误差在0.051 rad内。转子转速误差在 ± 1 rad/min左右,达到了预期的效果。相较于伪滤波算法,精度提升了75%,调节时间由0.4 s缩短到0.15 s。

3) 分别对电机进行了负载阶跃、空载转速阶跃下的实验验证,证明在0.2 s内估算的误差值恢复

至稳定值,估算的位置信息跟踪上实际的转子位置速度。

参考文献

- [1] 张博,齐蓉,林辉. 激光切割永磁直线伺服系统的反演滑模控制[J]. 电工技术学报,2018,33(3):642-651.
- [2] SHIN K H, LEE S H, CHO H W, et al. Analysis on the pitching moment in permanent magnet linear synchronous motor for linear motion stage systems[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(7):1-4.
- [3] 周奇勋,马平安,周勇,等. 双高频方波注入法双绕组永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 西北工业大学学报,2022,40(6):1352-1359.
- [4] 王晓远,傅涛. 基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2017,32(11):164-172.
- [5] 李志强,夏长亮,陈炜. 基于线反电动势的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2010,25(7):38-44.
- [6] QIAO Z W, SHI T N, WANG Y D, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012,60(2):710-719.
- [7] 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):1889-1896.
- [8] 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.
- [9] 刘海东,周波,郭鸿浩,等. 脉振高频信号注入法误差分析[J]. 电工技术学报,2015,30(6):38-44.
- [10] ZHOU J, LIU J. An improved high frequency square wave injection permanent magnet synchronous motor sensorless control [J]. International Conference on Control and Robotics Engineering, 2021(6):101-105.
- [11] 李宁,郝成,姚征,等. 基于自适应二阶广义积分器的PMSM无传感器控制[J]. 组合机床和自动化加工技术,2023(2):164-168.
- [12] 呼子茗,朱景伟,王高林,等. 基于高频方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法研究[J]. 电工技术学报,2021,16(4):78-84.
- [13] 刘兵,周波,倪天恒. 基于二阶广义积分器的SPMSM无位置传感器控制逆变器非线性补偿策略[J]. 中国电机工程学报,2018,38(4):3365-3374.
- [14] 王杰,王平,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.
- [15] ZUO Y, MEI J, JIANG C, et al. Linear active disturbance rejection controllers for PMSM speed regulation system considering the speed filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12):14579-14592.
- [16] WEI W, ZHANG Z, ZUO M. Phase leading active disturbance rejection control for a nanopositioning stage [J]. ISA Transactions, 2021, 116(10):218-231.
- [17] 李强,方一鸣,李建雄,等. 伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统自抗扰控制[J]. 电机与控制学报,2020,24(3):147-156.
- [18] 姜仁华,刘闯,宁银行,等. 雷达伺服系统的高跟踪精度改进型自抗扰控制器[J]. 电机与控制学报,2019,23(5):102-109.
- [19] 陈强,叶艳,胡轶,等. 一种两相幂次吸引律离散时间控制方法[J]. 控制与决策,2022,37(2):424-430.
- [20] PERRUQUETTI W, FLOQUET T, MOULAY E. Finite time observers: application to secure communication [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(1):356-360.

作者简介:王杰(1996—),男,硕士研究生,研究方向为电机无感控制。

张博,通信作者,博士,讲师,主要研究方向为电机建模与控制、机器人运动。

(上接第58页)

- [8] WANG Y, YU H, LIU Y. Speed-current single-loop control with overcurrent protection for PMSM based on time-varying nonlinear disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1):179-189.
- [9] SUN M. Two-phase attractors for finite-duration consensus of multiagent systems [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, Cybernetics: Systems, 2018, 50(5):1-9.
- [10] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
- [11] 刘春强,骆光照,涂文聪. 航空机电作动永磁同步电机自抗扰控制研究综述[J]. 电气工程学报,2021,16(4):12-24.
- [12] 孙斌,王海霞,苏涛,等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报,2020,40(20):6715-6726.
- [13] 刘春强,骆光照,涂文聪,等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报,2017,37(23):7032-7039.
- [14] 左月飞,张捷,刘闯,等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计[J]. 电工技术学报,2016,31(11):51-58.
- [15] ZUO Y, MEI J, JIANG C, et al. Linear active disturbance rejection controllers for PMSM speed regulation system considering the speed filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12):14579-14592.
- [16] WEI W, ZHANG Z, ZUO M. Phase leading active disturbance rejection control for a nanopositioning stage [J]. ISA Transactions, 2021, 116(10):218-231.
- [17] 李强,方一鸣,李建雄,等. 伺服电机驱动的连铸结晶器振动位移系统自抗扰控制[J]. 电机与控制学报,2020,24(3):147-156.
- [18] 姜仁华,刘闯,宁银行,等. 雷达伺服系统的高跟踪精度改进型自抗扰控制器[J]. 电机与控制学报,2019,23(5):102-109.
- [19] 陈强,叶艳,胡轶,等. 一种两相幂次吸引律离散时间控制方法[J]. 控制与决策,2022,37(2):424-430.
- [20] PERRUQUETTI W, FLOQUET T, MOULAY E. Finite time observers: application to secure communication [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(1):356-360.

作者简介:阳锦刚(1982—),男,硕士,高级工程师,研究方向为电机控制。