

doi: 10.7690/bgzdh.2026.04.011

一种基于滑模控制的永磁同步电机速度控制方法

陈睿, 蓝丽金

(福州大学至诚学院, 福州 350002)

摘要: 针对目前永磁同步直线电机 (permanent magnet synchronous linear motor, PMSLM) 存在控制精度有待提升的问题, 提出一种基于改进滑模控制的 PMSLM 速度扰动控制方法。设计改进趋近律函数, 基于李雅普诺夫稳定性定量证明所提控制率的有效性, 并通过 Matlab 2019A/Simulink 进行仿真验证。实验结果表明: 当负载突然增加或减少时, 该方法的速度波动和调整时间均优于滑模控制 (sliding mode control, SMC) 和无模型速度控制 (model-free speed controller, MFC) 方法, 具备有效性和实用性。

关键词: 永磁同步直线电机; 控制系统; 滑模控制; 指数趋近律; 抖动

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

A Speed Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Control

Chen Rui, Lan Lijin

(Zhicheng College, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China)

Abstract: Aiming at the problem that the control accuracy of permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM) needs to be improved, a speed disturbance control method based on improved sliding mode control is proposed. An improved reaching law function is designed to quantitatively prove the effectiveness of the proposed control law based on Lyapunov stability, and the effectiveness is verified by Matlab 2019A/Simulink. The experimental results show that the proposed method is superior to the sliding mode control (SMC) and model-free speed controller (MFC) methods in terms of speed fluctuation and settling time when the load increases or decreases suddenly. It is effective and practical.

Keywords: permanent magnet synchronous linear motor; control system; sliding mode control; exponential reaching law; chattering

0 引言

永磁同步直线电机^[1-3](PMSLM)是一种直接驱动的特殊电机,可实现无接触传输。PMSLM具有结构简单、运行稳定可靠、使用寿命长、灵敏度高、适应性强、额定值高、响应快、定位准确、自锁能力好和整个控制系统无中间环节等优点,已被广泛应用于自动化生产、航空宇航和军事等领域^[4-5]。

由于 PMSLM 的控制器直接影响其运行的速度和精度;因此,研究高效控制策略以提高电机的性能具有重要的意义。常用的 PMSLM 的控制器包括 PID 控制算法、神经网络控制算法和鲁棒控制算法等。PID 控制策略在伺服系统控制技术中是一种成熟且常用的控制策略,特别是在 PMSLM 控制中应用广泛。由于 PMSLM 中存在较强的非线性和不确定性,传统 PID 控制的参数很难确定,其精度有限。神经网络控制算法控制能力较强,离线计算较快。网络建模需要大量调参,训练时间长且模型适用性

有限。鲁棒控制算法通常存在抖动、超量大等固有问题。为此,学者们提出了各种改进策略提升控制的稳定性。如文献[6]提出一种混合 PID 和 RBF 神经网络的控制策略,从而提高系统的稳定性和快速性,减少超调量。文献[7]提出一种两步法的复合推力扰动抑制策略。该方法充分结合神经网络与 H_∞ 控制策略,提高电机的控制性能。文献[8]提出一种基于改进滑模控制 (SMC) 的直线伺服系统位置滑模控制方法,从而解决传统滑模存在的抖动问题。虽然大部分方法取得了一定效果,但 PMSLM 精确控制仍有巨大提升空间。

为进一步提升 PMSLM 控制精度,笔者设计了一种改进滑模控制方法,控制了电机的输出速度,提高了 PMSLM 的控制性能。

1 PMSLM 的机械运动方程

PMSLM 系统在 $d-q$ 坐标系下的数学模型可以为:

收稿日期: 2024-12-06; 修回日期: 2025-01-12

第一作者: 陈睿(2002—),男,福建人。

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_c L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_c (L_d i_d + \psi_f) \\ \omega_c &= \frac{\pi \cdot v}{\tau} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中： R_s 为直线电机中的定子电阻； τ 为直线电机中永磁体磁极间距； v 为直线电机运行过程中的速度； u_d 、 u_q 分别为 d - q 坐标系下的电压分量； i_d 、 i_q 分别为 d - q 坐标系下的电流分量； L_d 、 L_q 分别为 d - q 坐标系下的电感分量； ω_c 为 PMSLM 的角速度； ψ_f 为直线电机的永磁体磁通量。

根据直线电机的工作原理，PMSLM 的推力方程为：

$$F_e = p_n \frac{3\pi}{2\tau} [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中： F_e 为直线电机的推力； p_n 为直线电机的极对数。

笔者使用的实验对象是表面安装 PMSLM，满足 $L_d=L_q=L$ ；因此，直线电机的推力方程可重构为：

$$F_e = p_n \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q \quad (3)$$

综合以上分析，PMSLM 的机械运动方程可定义为：

$$\left. \begin{aligned} F_e &= M \frac{dv}{dt} + F_l + B_v v = K_f i_q \\ K_f &= \frac{3}{2} K \\ K &= \frac{\pi \psi_f}{\tau} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中： M 为直线电机中动子的质量； B_v 为直线电机中的粘性摩擦系数； F_l 为 PMSLM 控制系统中的负载扰动项； K 和 K_f 为中间变量。

2 PMSLM 的滑模控制

2.1 改进滑模控制

滑模控制具有高频切换的特点，系统运动状态不受不确定性、参数变化、数学模型不确定性和外部扰动的影响，被广泛应用于各类控制系统。在滑模控制变量结构中，滑模面根据系统状态误差及其导数设计（与受控对象的参数和外部扰动无关），并且通过在控制量之间来回切换，PMSLM 系统的状态总是沿着滑动表面滑动。通常，滑模控制的设计主要由滑模面（切换函数）和控制率组成。

传统滑模控制中，滑模面函数 s 一般定义为：

$$s = [J \quad 1] \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = Je + \dot{e}; \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} e &= v_s - v \\ \dot{e} &= \dot{v}_s - \dot{v} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中： J 为归一化范数； e 和 \dot{e} 分别为速度误差和速度误差的导数； v_s 为给定的输入速度； v 为输出响应速度； \dot{v}_s 和 \dot{v} 分别为给定的输入速度 v_s 和输出响应速度 v 的导数。滑动面式(5)可简化为：

$$s = CE \quad (7)$$

式中： C 为滑动模态参数； E 为状态变量，即 $E = [e \quad \dot{e}]^T$ 。

令 $s=0$ 定义为滑模面的切换边界，且边界运动不连续。为了保证系统在滑模面上的稳定运行，需要满足以下约束条件 C_{an} ：

$$C_{an} = \begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} s < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} s > 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中约束保证了运动位始终接近滑模面，从而提高系统稳定性。滑模控制的关键是趋近运动，即系统从任何初始状态接近滑模面的运动。根据滑模控制原理，运动点来自状态空间中的任意位置，可以在有限的时间内到达滑模面。传统滑模控制采用指数趋近律：

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs, \quad \varepsilon > 0, q > 0 \quad (9)$$

式中： \dot{s} 为滑模面函数的导数； q 为指数到达项系数，用以保证系统状态在 s 较大时能够以较大的速度接近滑模； ε 为匀速到达项系数，当 s 接近 0 时， $\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ 使得系统速度不为 0，确保了系统将在有限的时间内到达滑动表面。然而传统的趋近律使得系统在原点附近产生抖动，从而增加控制器负担。

为了提高控制质量，笔者提出一种改进滑模控制方法，将传统指数趋近律式(9)修改如下：

$$\dot{s} = -f(x_1) \operatorname{sgn}(s) - q|x_1|^p s; \quad (10)$$

$$f(x_1) = \begin{cases} k/\varepsilon, & |x_1| > \delta \\ k|x_1|/(|x_1|+1), & |x_1| < \delta \end{cases} \quad (11)$$

式中： $f(x_1)$ 为分段函数； k 为分段函数到达项的系数，且有 $k > 0$ ； q 为指数到达项系数，且有 $q > 0$ ； x_1 为系统状态变量； s 为滑模面函数； p 、 δ 为正的超参数。

基于式(11)可以看出：当 $|x_1|$ 远离滑模面时， $|x_1| > \delta$ ，

到达速度由变速到达律 $-\frac{k}{\varepsilon}\text{sgn}(s)$ 和变指数到达律 $-q|x_1|^p s$ 组成, 到达过程中, 其速度由快变慢, 缩短了到达时间, 降低了移动点到达滑模面时的速度, 优化了控制的质量; 当 $|x_1|$ 接近滑模面时, $|x_1| < \delta$, 到达速度由变速项 $-\frac{k|x_1|}{|x_1|+1}\text{sgn}(s)$ 决定。在滑模控制律的作用下, $|x_1|$ 进入滑模面并向原点移动。这一过程使 $-\frac{k|x_1|}{|x_1|+1}\text{sgn}(s) - q|x_1|^p s$ 逐渐趋于 0, 并最终稳定在原点, 从而减弱了抖振现象。

2.2 控制器设计

根据式(1)和(4), PMSLM 滑模控制器中, 输入 u_q 和输出 v 之间的关系定义为:

$$\begin{aligned} \ddot{e} &= \ddot{v}_s - \ddot{v} = (R_s/L_q + B_v/M) \cdot \dot{v} + \left((R_s \cdot B_v) / (L_q \cdot M) + (K_f \cdot \pi \cdot \psi_f) / (L_q \cdot M \cdot \tau) \right) \cdot v - \\ &\quad \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot u = \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \cdot \dot{v} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot (v_s - v) - \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot u + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot v_s \quad (15) \\ \ddot{e} &= - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \cdot \dot{e} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot e - \\ &\quad \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot u + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot v_s \quad (16) \end{aligned}$$

综合以上分析, 滑模控制的状态方程定义如下:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{\dot{e}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \\ - \frac{K_f}{L_q \cdot M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} - \frac{K_f}{L_q \cdot M} \\ \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \end{bmatrix} \cdot v_s \quad (17) \end{aligned}$$

结合式(5)和(17), 有:

$$\dot{s} = J\dot{e} + \ddot{e} = J\dot{e} - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \cdot \dot{e} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot e - \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot u + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot v_s \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = s \cdot \dot{s} &= s \cdot \left[J\dot{e} - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \cdot \dot{e} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot e - \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot u + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot v_s \right] = s \cdot \left[- \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot \right. \\ &\quad \left. \left(\left[\frac{L_q \cdot M}{K_f} \cdot J - \left(\frac{R_s \cdot M}{K_f} + \frac{B_v \cdot L_q}{K_f} \right) \right] \cdot \dot{e} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{K_f} + \frac{\pi \cdot \psi_f}{\tau} \right) \cdot e + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{K_f} + \frac{\pi \cdot \psi_f}{\tau} \right) \cdot v_s + \frac{L_q \cdot M}{K_f} \cdot \varepsilon \cdot |s|^\alpha \cdot \text{sgn}(s) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \frac{L_q \cdot M}{K_f} \cdot k \cdot s^3 \right) + J\dot{e} - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \cdot \dot{e} - \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot e + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot v_s \right] = s \cdot \left[J\dot{e} - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \cdot \dot{e} - \right. \\ &\quad \left. \left[J - \left(\frac{R_s}{L_q} + \frac{B_v}{M} \right) \right] \cdot \dot{e} + f(x_1) \text{sgn}(s) + q|x_1|^p s \right] = s \cdot \left[-f(x_1) \text{sgn}(s) - q|x_1|^p s \right] = -f(x_1) - q|x_1|^p s^2 \leq 0 \quad (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_q &= R_s \cdot \left(\frac{M}{K_f} \cdot \dot{v} + \frac{B_v}{K_f} \cdot v \right) + L_q \cdot \left(\frac{M}{K_f} \cdot \ddot{v} + \frac{B_v}{K_f} \cdot \dot{v} \right) + \\ &\quad \frac{\pi \cdot \psi_f \cdot v}{\tau} = u_q = \frac{L_q \cdot M}{K_f} \cdot \ddot{v} + \left(\frac{R_s \cdot M}{K_f} + \frac{L_q \cdot B_v}{K_f} \right) \cdot \dot{v} + \\ &\quad \left(R_s \cdot B_v / K_f + \pi \cdot \psi_f / \tau \right) \cdot v \quad (12) \end{aligned}$$

则有:

$$\begin{aligned} \ddot{v} &= - \left(R_s / L_q + B_v / M \right) \cdot \dot{v} - \\ &\quad \left(\frac{R_s \cdot B_v}{L_q \cdot M} + \frac{K_f \cdot \pi \cdot \psi_f}{L_q \cdot M \cdot \tau} \right) \cdot v + \frac{K_f}{L_q \cdot M} \cdot u_q \quad (13) \end{aligned}$$

根据式(6), 令 PMSLM 中 e 和 \dot{e} 为状态变量, $u=u_q$ 为控制器输出的控制量, 则有:

$$\begin{cases} e = v_s - v \\ \dot{e} = \dot{v}_s - \dot{v} = -\dot{v} \end{cases} \quad (14)$$

接着成立:

$$\begin{aligned} &\text{结合所提改进指数趋近律式(10)和(11), 则 PMSLM 滑模控制器控制率计算如下:} \\ u &= \left[\left(L_q \cdot M / K_f \right) \cdot J - \left(R_s \cdot M / K_f + B_v \cdot L_q / K_f \right) \right] \cdot \dot{e} - \\ &\quad \left(\frac{R_s \cdot B_v}{K_f} + \frac{\pi \cdot \psi_f}{\tau} \right) \cdot e + \left(\frac{R_s \cdot B_v}{K_f} + \frac{\pi \cdot \psi_f}{\tau} \right) \cdot v_s + \\ &\quad \frac{L_q \cdot M}{K_f} \cdot f(x_1) \cdot \text{sgn}(s) + \frac{L_q \cdot M}{K_f} \cdot q|x_1|^p \cdot s \quad (19) \end{aligned}$$

2.3 稳定性分析

根据李雅普诺夫稳定性定理, 系统状态变量的运动轨迹将在有限时间内到达滑动面; 为此, 该定义李雅普诺夫函数为:

$$V = s^2 / 2 \quad (20)$$

结合式(10)和(11), 经过推导, 得到下式:

根据李雅普诺夫稳定性判断, 存在 $\dot{V} \leq 0$, 因此笔者提出趋近律是渐近稳定的。

3 仿真与分析

通过 Matlab 2019A/Simulink 仿真验证了笔者提出的控制策略的有效性。PMSLM 模块设计如图 1 所示。图中 i_q^* 为 i_q 的估计值; SVPWM 为空间矢量

脉宽调制; PI 为比例积分器; 光栅尺用于反馈伺服系统的直线位移, 并通过微分器转化为角度 θ_e 和速度 v 。同时, 将所提方法与 SMC、MFC 进行比较。PMSLM 的仿真参数设置为: p_n 为 1 个, τ 为 6 cm, R_s 为 2.5 Ω , L_d 和 L_q 均为 3.5 mH, ψ_f 为 0.2 Wb, M 为 0.85 kg, B_v 为 3 Nms。

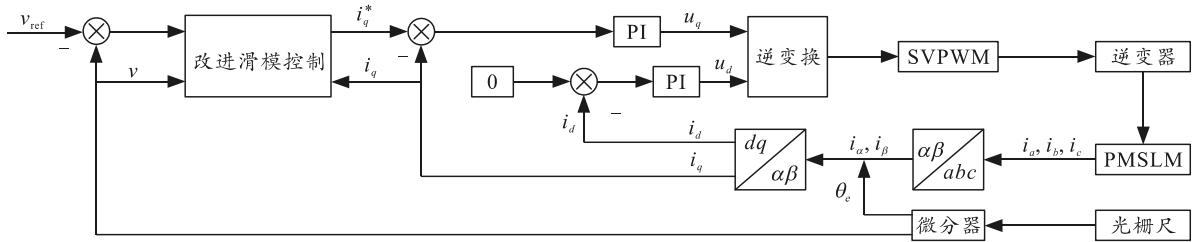


图 1 PMSLM 模块设计

为了验证笔者提出的控制策略的启动性能和扰动补偿性能, 电机采用空载启动模式, 定子线速度参考值 v_{ref} 为 1.5 m/s; 在 1.2 s 突然增加 100 N 的负载扰动; 在 1.9 s 时突然降低到 50 N 的负载扰动。接着, 在所提 PMSLM 滑模控制率设计的基础上, 将输出控制率应用于 PMSLM 的数学模型, 建立了 PMSLM 滑模控制系统。同时, 控制率超参数设置: $k=0.05$ 、 $q=175$ 、 $\delta=0.1$ 、 $p=1$ 、 $\epsilon=0.5$ 。

图 2 为不同方法的速度响应的比较曲线。

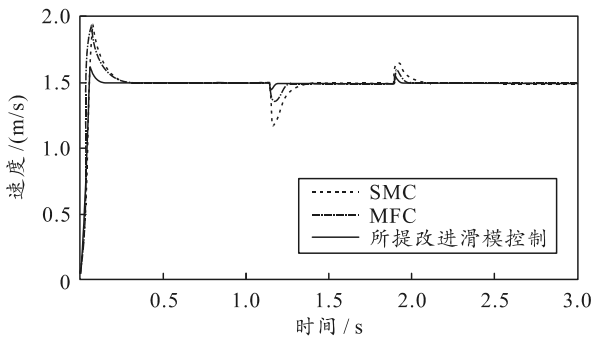


图 2 不同方法的速度响应的比较曲线

由图 2 可以看出: 速度响应曲线在一定时间内接近 1.5 m/s, 并稳定在 1.5 m/s。当负载突然增加为 100 N 时, 所提控制方法的速度变化约为 0.05 m/s, 调整时间约为 0.09 s。SMC 控制方法的速度变化约为 0.28 m/s, 约为所提控制方法的 6 倍; 调节时间约为 0.3 s, 约为所提控制方法的 3 倍。MFC 控制方法的速度变化约为 0.18 m/s, 约为所提控制方法的 4 倍; 调节时间约为 0.2 s, 约为所提控制方法的 2 倍。同理, 当负载突然降低为 50 N 时, MFC 系统的速度变化约为 0.1 m/s, 调整时间约为 0.12 s。SMC 控制方法的速度变化约为 0.4 m/s, 约为所提

控制方法的 4 倍; 调节时间约为 0.35 s, 约为所提控制方法的 3 倍。MFC 控制方法的速度变化约为 0.3 m/s, 约为所提控制方法的 3 倍; 调节时间约为 0.23 s, 约为所提控制方法的 2 倍。

综合以上分析, 当负载突然增加或减少时, 所提控制方法的速度波动和调整时间均优于 SMC 和 MFC 控制方法。

4 结论

笔者设计了一种改进滑模控制方法应用于永磁同步电机系统, 实现了电机的高性能速度控制。该方法可以较好地抑制传统滑模控制存在的抖动、调节时间长等问题。仿真结果表明: 该方法具有易于控制和实现的特点, 可以提高永磁同步电机的性能。

参考文献:

- [1] 邱国富, 贺云波, 陈观轩, 等. 永磁同步直线电机的降阶线性自抗扰控制器研究[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(12): 85-88.
- [2] 钟永彬, 高健, 冯富原, 等. 基于闭环辨识模型的永磁同步直线电机分数阶反馈控制方法[J]. 中国机械工程, 2023, 34(23): 2773-2780, 2793.
- [3] 曹阳, 郭健. 具有状态约束和输入非线性的 PMSLM 自适应神经网络控制[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2023, 44(11): 1556-1563.
- [4] 刘祖明, 李杰慧, 孙建平, 等. 新型风光抽水蓄能系统研究[J]. 云南师范大学学报(自然科学版), 2023, 43(2): 11-14.
- [5] 程震磊. PMSLM 全速域无位置传感器控制技术研究[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2023.

[6] GAO H L, XIONG L. Research on a hybrid controller combining RBF neural network supervisory control and expert PID in motor load system control[J]. *Advances in Mechanical Engineering* (Sage Publications Inc.), 2022, 14(7): 1-12.

[7] 杨淋尹, 闻成, 卢洁莹. 基于神经网络与 H_{∞} 控制的

(上接第39页)

参考文献:

[1] 朱瑞国, 宋军远, 王兆理. 野外多源互补通用供电平台研究[J]. *电子元器件与信息技术*, 2020, 4(10): 70-71.

[2] 江敏, 王维俊. 抢险救灾电力保障研究[J]. *中国储运*, 2011(2): 100-101.

[3] 曾繁琦, 资新运, 边浩然, 等. 军事装备移动式供电技术[J]. *兵工自动化*, 2018, 37(10): 5-12.

[4] 陈岩, 孙鹏飞, 梁骁, 等. 野外作业太阳能发电车电磁兼容性评估[J]. *中国无线电*, 2018(7): 46-47, 52.

[5] 陈玉波, 陈乐, 曲长征, 等. 红外制导技术在精确打击武器中的应用[J]. *红外与激光工程*, 2007, 36(z2): 35-38.

[6] 葛超, 张植勋, 曾舒婷, 等. 一种小型多旋翼无人机的挂载设计与实现[J]. *兵工自动化*, 2019, 38(3): 88-91.

[7] VOMBÖGEL G, COUSIN L, IVERSEN N, et al. Drones for Inspection of Overhead Power Lines with Recharge Function[C]//2020 23rd Euromicro Conference on Digital System Design (DSD). Kranj, Slovenia, 2020: 497-502.

[8] PAVEL V, JIŘÍ Ž, JINDŘICH K, et al. Energy Harvesting and Communication Systems for Power Lines Inspection Robot[C]//2020 21st International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE). Prague, Czech Republic, 2020: 1-4.

[9] CHEN M H, TIAN Y, XING S Y, et al. Environment Perception Technologies for Power Transmission Line Inspection Robots[J]. *Sensors*, 2021, 16: 9231.

[10] 侯建国, 张斌, 刘晓铭, 等. 架空输电线路巡检机器人塔上充电系统设计及充电策略研究[J]. *科学技术与工程*, 2022, 22(28): 12388-12394.

(上接第42页)

参考文献:

[1] 何道清. 传感器与传感器技术[M]. 北京: 科学出版社, 2014.

[2] 闫超, 王华峰, 王小松, 等. 高精度闭环 GaAs 霍尔电流传感器设计与实现[J]. *仪表技术与传感器*, 2023, 474(4): 1-5.

PMSLM 扰动抑制策略[J]. *电力电子技术*, 2023, 57(9): 20-24.

[8] 白喜强, 崔皆凡, 金少山. 改进变指数趋近律直线伺服系统位置滑模控制[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(8): 22-27.

[11] 王旭红, 胡劭睿, 樊绍胜, 等. 采用双磁路的电流互感器在线取电方法[J]. *电力系统自动化*, 2020, 44(4): 187-199.

[12] 张爱伦. 无人机空中停靠站: CN202211596847.1[P]. 2023-03-07.

[13] 国网上海市电力公司, 上海合时智能科技有限公司. 一种输电线用检测设备的挂载装置: CN202211410335.1[P]. 2023-03-07.

[14] 杭州申昊科技股份有限公司. 一种输电线巡检机器人: CN202111594855.8[P]. 2022-04-01.

[15] 国家电网公司, 国网湖北省电力公司孝感供电公司. 一种飞滑式输电线路巡检无人机: CN201720907667.9[P]. 2018-02-09.

[16] SCHOFIELD O B, IVERSEN N, EBEID E. Autonomous power line detection and tracking system using UAVs[J]. *Microprocessors and Microsystems*, 2022, 94: 609.

[17] SCHOFIELD O B, LORENZEN K H, EBEID E. Cloud to Cable: A Drone Framework for Autonomous Power line Inspection[C]//2020 23rd Euromicro Conference on Digital System Design (DSD). Kranj, Slovenia, 2020: 503-509.

[18] SANTOS T, MOREIRA M, ALMEIDA J, et al. PLineD: Vision-based power lines detection for Unmanned Aerial Vehicles[C]//2017 IEEE International Conference on Autonomous Robot Systems and Competitions (ICARSC). Coimbra, Portugal, 2017: 253-259.

[19] HIRSCHMULLER H. Accurate and efficient stereo processing by semi-global matching and mutual information[C]//2005 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR'05). San Diego, CA, USA, 2005: 807-814.

[3] 张建军. 霍尔电流传感器设计关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.

[4] 董耀文. 电动汽车用霍尔电流传感器的设计[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.

[5] 松井邦彦. 传感器应用技巧 141 例[M]. 梁瑞林, 译. 北京: 科学出版社, 2016.

[6] 张红润. 传感器应用设计 300 例[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008.