

电动舵机单闭环控制系统研究与设计

周 满^{1,3}, 李冬辉¹, 王立献², 江华侨², 曹晓鹏²

(1. 天津大学, 天津 300072; 2. 宁波帅特龙集团有限公司, 浙江 宁波 315157;
3. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033)

摘要: 为提高电动舵机结构紧凑性, 实现电动舵机的单位位置闭环, 对无刷直流电机驱动与控制策略展开研究。首先, 根据无刷直流电机数学模型及 PWM 驱动逻辑建模, 以电路工作原理为基础, 对相电流及机械特性进行理论分析。然后, 为提高控制精度及抗扰性, 提出高频限制二自由度控制算法, 并讨论系统稳定性要求。最后, 通过仿真表明, 单极性驱动下电机具有较好的起停特性, 有利于提高控制精度; 8° 阶跃及 $200^\circ/\text{s}$ 斜坡响应, 在频率 400 rad/s 内闭环相角优于二阶系统; 2 rad/s 下正弦信号跟踪误差 0.027° , 结合电位计误差满足精度 0.3° 要求。无刷直流电机单位位置环舵机方案满足系统指标要求。

关键词: 线性度; 无刷直流电机; 单极性驱动; 二自由度控制; 电动舵机

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-6848(2023)08-0016-05

DOI:10.15934/j.cnki.micromotors.2023.08.012

Research and Design of Mono-position Loop Control System for Electromechanical Actuator

ZHOU Man^{1,3}, LI Donghui¹, WANG Lixian², JIANG Huaqiao², CAO Xiaopeng²

(1. Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. Ningbo Shuaitelong Group Co., Ltd., Ningbo Zhejiang 315157, China; 3. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

Abstract: In order to improve the compactness of the electromechanical actuator and realize the mono-position loop of the electromechanical actuator, the drive and control strategy of the brushless DC motor was studied in this paper. First, according to the mathematical model of brushless DC motor (BLDCM) and PWM drive logic model, based on the circuit working principle, the phase current and mechanical characteristics were analyzed theoretically. Then, in order to improve the control accuracy and immunity, a high-frequency restricted two-degree-of-freedom control algorithm was proposed, and the system stability requirements were discussed. The results indicate that the motor has good starting characteristics under unipolar drive, which was beneficial to improve the control accuracy. And 8° phase step response and $200^\circ/\text{s}$ ramp response, and the closed loop phase angle within the frequency of 400 rad/s is better than the second order system. The trace error is 0.0027° when the sinusoidal signal is 2 rad/s , which satisfies the 0.3° accuracy demand together with the potentiometer error. The mono-position loop feedback control method for BLDCM can meet the system requirement.

Key words: linearity; brushless direct-current motor; unipolar drive mode; two-degree of freedom control; electromechanical motor

0 引 言

舵机是飞行器的重要执行机构, 随着电子技术和无刷直流电机技术的发展, 数字化、轻量化、低成本化成为电动舵机的发展趋势。应用无刷直流电

机(BLDCM)设计单位位置环电动舵机系统, 减少速率传感器, 可使舵机结构更为紧凑, 同时降低舵机系统成本^[1]。但由于传动间隙、摩擦等非线性因素影响, 舵机系统存在精度低、响应慢、稳态震荡等问题^[2-5], 严重影响舵机系统控制精度。

收稿日期: 2023-03-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61873180)

作者简介: 周 满(1988), 男, 博士后, 助理研究员, 研究方向为电动舵机及光电平台稳定跟踪控制技术。

章振宇等人为了提高电动舵机结构的紧凑性, 采用单闭环控制系统实现了舵机的闭环控制, 但受非线性因素影响, 其控制精度及响应速度有待提高^[6]。姚秋实等人为了实现舵机小型化、高动态特性, 设计实现了一种基于 MCU 和 H 桥的微型单位置环电动舵机, 并设计模糊位置 PID 控制器实现良好的位置跟踪与动态响应^[7]。刘晓琳等人了解决摩擦导致的舵机系统性能降低的问题, 设计一种改进的蜂群算法, 提高摩擦模型辨识精度, 并设计复合控制器补偿非线性摩擦, 降低摩擦影响, 提高系统的控制精度^[8]。

国内外诸多学者对摩擦、间隙等干扰进行了详细分析, 并取得丰硕成果, 但在驱动逻辑对 BLDCM 特性的影响方面研究较少。为此, 本文对驱动逻辑带来的特性影响展开分析, 并设计了高频限制二自由度控制器, 完成电动舵机系统的跟踪与抗干扰设计, 提高单位置环电动舵机系统的响应速度及控制精度。

1 舵机工作原理

1.1 舵机工作原理

电动舵机系统主要包括无刷电机、减速器、控制器、驱动器、传感器等五部分。其中传感器包括位置传感器和速度传感器, 为降低电动舵机系统成本, 提高结构紧凑度, 本文采用单位置环控制。其工作原理如图 1 所示。

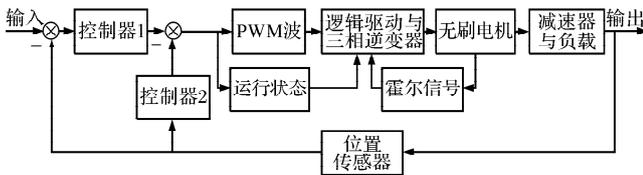


图 1 舵机工作原理图

1.2 无刷直流电机数学模型

无刷直流电机以电子换向电路代替机械换向, 可视为基于转子位置闭环, 由逆变器驱动的永磁同步电机, 其数学模型如下:

运动方程为

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_e - T_d \\ U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a \\ T_e = K_t i_a \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_a(t) = i_a(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{T_e}} + \frac{U/2 - E_s}{R_s} (1 - e^{-\frac{t-t_0}{T_e}}) & t_0 \leq t \leq t_0 + \alpha T \\ i_a(t) = i_a(t_0 + \alpha T) e^{-\frac{t-(t_0+\alpha T)}{T_e}} - \frac{E_s}{R_s} (1 - e^{-\frac{t-(t_0+\alpha T)}{T_e}}) & t_0 + \alpha T < t \leq t_0 + T \end{cases} \quad (3)$$

式中, J 为系统转动惯量, B 为系统粘性摩擦系数, T_d 为负载转矩, $R_a = 2R_s$ 为相间电阻, $L_a = 2(L_s - M)$ 为相间电感, $E_a = 2E_s$ 为反电动势系数, $K_t = K_e$ 为电磁转矩系数。

2 驱动逻辑设计

2.1 驱动逻辑

BLDCM 的旋转是将 Hall 换向逻辑与 PWM 信号进行逻辑运算, 控制相应功率管工作, 控制绕组顺序导通, 进而控制 BLDCM 旋转。BLDCM 驱动电路如图 2 所示。

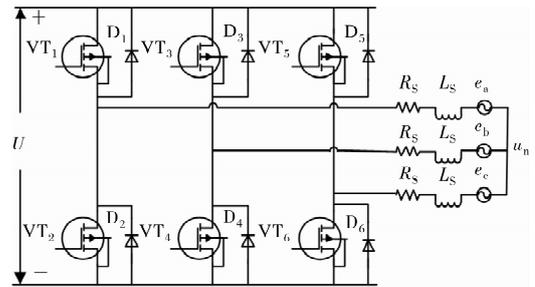


图 2 BLDCM 驱动电路图

2.2 驱动逻辑电路分析

本设计采用单极性驱动方式, 上桥臂换向逻辑以单极性 PWM 信号进行调制, 相应的下桥臂导通。设 α 为 PWM 波占空比, 单极性驱动电机有四个状态: 上桥臂 PWM 为高电平, 持续时间 αT , 功率管 VT1、VT4 导通, 电流回路为 VT1 - A、B 相 - VT4 - 电源负极, 电机处于电动状态; 上桥臂 PWM 低电平, 下桥臂仍高电平, 功率管 VT1 关断, VT4 导通, 电流经 D2 - A、B 相 - VT4 - 电源负极, 电机处于续流状态; 电流为正向。上桥臂 PWM 低电平, 且续流结束, 由于互补信号, 反电动势将形成 D4 - B、A 相 - VT2 反向电流回路, 电机处于能耗制动工作状态; 当上桥臂 PWM 高电平后, 反向电流不能立刻为零, 将通过 D4 - B、A 相 - D1 - 电源正极上升, 电机处于再生制动工作状态。令电枢两端电压为 U , 反电动势 $E_{ab} = 2E_s$ 且恒定, 四种电路状态, 用两个微分方程描述。

$$\begin{cases} U = 2E_s + 2R_s i_a + 2L_s \frac{di_a}{dt} & t_0 \leq t \leq t_0 + \alpha T \\ 0 = 2E_s + 2R_s i_a + 2L_s \frac{di_a}{dt} & t_0 + \alpha T < t \leq t_0 + T \end{cases} \quad (2)$$

求解可得:

电流上升下降斜率不同，正反向电流连续变化。电路处于稳态时有： $i_a(t_0) = i_a(t_0 + T)$ ，则

$$i_a(t_0) = \frac{U/2 e^{\frac{T-\alpha T}{T_c}} - U/2 - E_s e^{-\frac{T}{T_c}} - \frac{E_s}{R_s}}{1 - e^{-\frac{T}{T_c}}} \quad (4)$$

$i_a(t_0) < 0$ ，是再生制动工作状态起点。

电流在 T 周期内平均电流为

$$I_a = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_0}^{t_0+T} i_a(t) dt + \int_{t_0+\alpha T}^{t_0+T} i_a(t) dt \right\} = \frac{\alpha U/2 - E_s}{R_s} = \frac{\alpha U - E_a}{R_a} \quad (5)$$

平均电流与平均电压 αU 成线性，机械特性如下

$$\omega = \frac{\alpha U}{K_e} - \frac{R_a}{K_e K_t} T_{em} \quad (6)$$

从式 (6) 可知，机械特性基本为线性。

由式 (6) 及电机线性模型，可绘制单极性驱动下 BLDCM 机械特性，如图 3 所示。

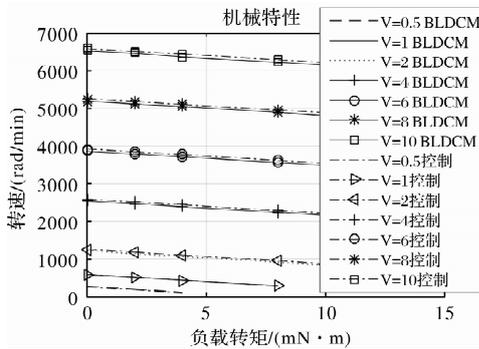


图3 单极性机械特性

图 3 中“BLDCM”曲线为电机线性模型运行结果，“控制”曲线为单极性驱动下运行结果。从图 3 可知，在单极性驱动下电机起动特性较好，空载转速与负载转速基本呈线性；单极性驱动下机械特性与电机线性模型运行结果基本一致；0.5~1 V 低压运行时，BLDCM 与线性模型曲线基本重合，即速度死区较小，有利于提高舵机系统小角度及低速下的控制精度。

单极性驱动下，在输入电压 1V 时 A 相中电流等波形图如图 4 所示。

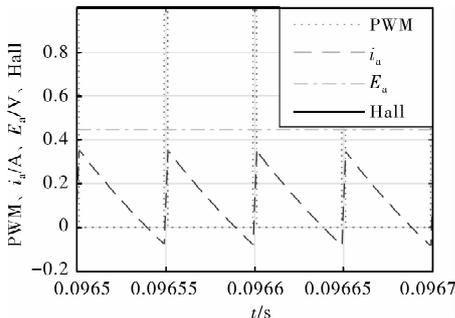


图4 单极性下 a 相波形图

从图 4 可知，在低压运行时，电机反电动势不为零；相电流在 PWM 周期 T 内正负连续，BLDCM 可实现连续运转，速度死区较小，可满足单位置闭环高精度的控制需求。

3 高频限制二自由度控制器设计

3.1 舵机控制结构

舵机特性通常以二阶系统为标准模型，可看作 I 型系统，高频段斜率为 $-40\text{dB}/十倍频程$ 。二自由度控制系统较为成熟的控制结构为反馈补偿型二自由度控制^[9-10]，其输入输出传递函数高频段为 $-20\text{dB}/十倍频程$ ，干扰输入输出传递函数高频段为 $-40\text{dB}/十倍频程$ 。为提高输入输出抗干扰及噪声能力，在反馈补偿型二自由度控制基础上，提出舵机高频限制二自由度控制方案，其结构原理图如图 5 所示。

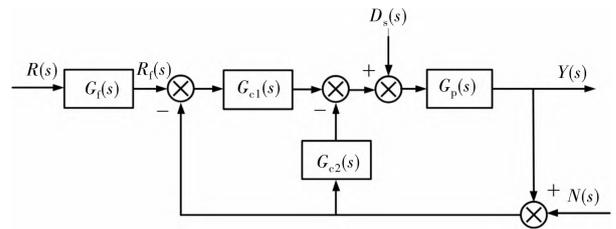


图5 高频限制二自由度控制

结构中 G_{c1} 、 G_{c2} 为二自由度控制器， G_p 为被控对象， G_f 为二阶高频滤波器， D_s 为干扰输入， N 为噪声。 R_f 至 Y 仍是反馈补偿型二自由度控制。各传递函数如式 (7) 所示：

$$\begin{cases} G_{YR} = \frac{G_f G_{c1} G_p}{1 + (G_{c1} + G_{c2}) G_p} \\ G_{YD} = \frac{G_p}{1 + (G_{c1} + G_{c2}) G_p} \\ G_{YN} = \frac{(G_{c1} + G_{c2}) G_p}{1 + (G_{c1} + G_{c2}) G_p} \end{cases} \quad (7)$$

G_{YR} 、 G_{YD} 可分别进行独立调整， G_{YR} 增加高频限制， G_{YD} 、 G_{YN} 与二自由度设计相同。

3.2 高频限制二自由度控制结构灵敏度

为方便分析高频限制后二自由度控制结构的稳定性，相对系统灵敏度进行分析，系统灵敏度表明了系统闭环传递函数对被控对象参数变化的敏感程度。当其对被控对象参数变化的敏感较低时，所设计的控制器对建模误差等则具有一定的鲁棒性。

系统灵敏度定义为

$$S_{YR} = \frac{d(\ln G_{YR})}{d(\ln G_p)} = \frac{1}{1 + G_c G_p} = S_{YRf} \quad (8)$$

系统灵敏度与 G_f 无关，其与二自由度结构灵敏

度相同。即，为提高高频限制二自由度控制器的稳定性，只需要降低二自由度结构灵敏度即可。

二自由度结构灵敏度的最大幅值为 M_s ，通过 $G_c(j\omega) G_p(j\omega)$ 的 Nyquist 图获得；灵敏度的最大幅值 M_s 反映了系统的稳定程度，其值可设计在 1.2 ~ 2.0 之间。

3.3 二自由度控制零极点配置

二自由度控制器设计时，选取 $G_{c1} = \frac{\alpha_1 s + \beta_1 + \gamma_1 s^2}{s}$ 、

$$G_{c2} = \frac{\alpha_2 s + \beta_2 + \gamma_2 s^2}{s}，并令 G_c = (G_{c1} + G_{c2}) = \frac{\alpha s + \beta + \gamma s^2}{s}。$$

G_p 为线性 BLDCM 传递函数，有

$$G_p = \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{K_t}{s(L_a J s^2 + (L_a B + R_a J)s + R_a B + K_t K_e)} \approx \frac{K_m}{s(T_m s + 1)}$$

其中， $K_m = \frac{K_t}{R_a B + K_t K_e}$ ， $T_m = \frac{L_a B + R_a J}{R_a B + K_t K_e}$ 。

则输入输出的闭环传函为

$$G_{YR_f}(s) = \frac{K_m \gamma_1 / T_m s^2 + K_m \alpha_1 / T_m s + K_m \beta_1 / T_m}{s^3 + (K_m \gamma + 1) / T_m s^2 + K_m \alpha / T_m s + K_m \beta / T_m} \quad (9)$$

通常当分子多项式系数分别等于分母多项式系数时，系统对于阶跃、斜坡和加速度输入的响应将呈现无稳态误差。但为使超调量小，舵机传函在式 (9) 分子加速度、速度系数上乘以一个接近于 1 的系数 c_1 和 c_2 ，对闭环传函响应进行调整，并保证超调、斜坡跟踪好于二阶系统。这时输入输出的闭环传递函数整理为

$$G_{YR_f}(s) = \frac{c_1 (K_m \gamma + 1) / T_m s^2 + c_2 K_m \alpha / T_m s + K_m \beta_1 / T_m}{s^3 + (K_m \gamma + 1) / T_m s^2 + K_m \alpha / T_m s + K_m \beta / T_m} \quad (10)$$

位置环稳态误差为零，则必有 $\beta_1 = \beta$ ，由于 $\beta = \beta_1 + \beta_2$ ，所以有 $\beta_2 = 0$ ；将二自由度系统等效为单环系统求取 $GH(s)$ ，其为 I 型系统与二阶模型一致，可较好跟踪斜坡信号。

将式 (10) 分母多项式进行分解，得到二阶环节及一阶环节，即

$$D(s) = (s^2 + 2\xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s + \omega_2) = s^3 + (2\xi_1 \omega_1 + \omega_2) s^2 + (2\xi_1 \omega_1 \omega_2 + \omega_1^2) s + \omega_1^2 \omega_2$$

分子多项式为

$$N(s) = c_1 (2\xi_1 \omega_1 + \omega_2) s^2 + c_2 (2\xi_1 \omega_1 \omega_2 + \omega_1^2) s + \omega_1^2 \omega_2$$

为保证主导极点在所有极点中的主导作用，取 $\omega_2 = 5\xi_1 \omega_1$ ，则有

$$G_{YR_f}(s) = \frac{7c_1 \xi_1 \omega_1 s^2 + c_2 (10\xi_1^2 + 1) \omega_1^2 s + 5\xi_1 \omega_1^3}{s^3 + 7\xi_1 \omega_1 s^2 + (10\xi_1^2 + 1) \omega_1^2 s + 5\xi_1 \omega_1^3} \quad (11)$$

闭环传函零极点配置基本参数由 c_1 、 c_2 、 ξ_1 、 ω_1 四个参数来决定。由式 (11)，对 c_1 、 c_2 、 ξ_1 、 ω_1 进行迭代选取。有： $\xi_1 = 0.9$ 、 $c_1 = 0.9$ 、 $c_2 = 0.96$ 、 $\omega_1 = 59.9$ ，闭环传函为

$$G_{YR_f}(s) = \frac{343.6s^2 + 31810s + 972000}{s^3 + 378s^2 + 32760s + 972000} \quad (12)$$

可得到控制器参数为

$$G_c = \frac{3.2913s + 97.6538 + 0.0133s^2}{s}$$

$$G_{c1} = \frac{3.1954s + 97.6538 + 0.0345s^2}{s}$$

$$G_{c2} = 0.0959 - 0.0213s$$

即有积分系数 $\beta = 97.6538$ ，具有较强的消除误差及抗干扰能力。

令 $G_f(s) = 1/(T_f s + 1)^2$ ， $T_f = 0.003$ ，高频限制二自由度传函为

$$G_{YR}(s) = \frac{343.6s^2 + 31810s + 972000}{9 \times 10^{-6} s^5 + 9.4 \times 10^{-3} s^4 + 3.56s^3 + 583.3s^2 + 38592s + 9.7 \times 10^5} \quad (13)$$

二阶系统、二自由度和高频限制二自由度控制结构的 bode 图如图 6 所示。

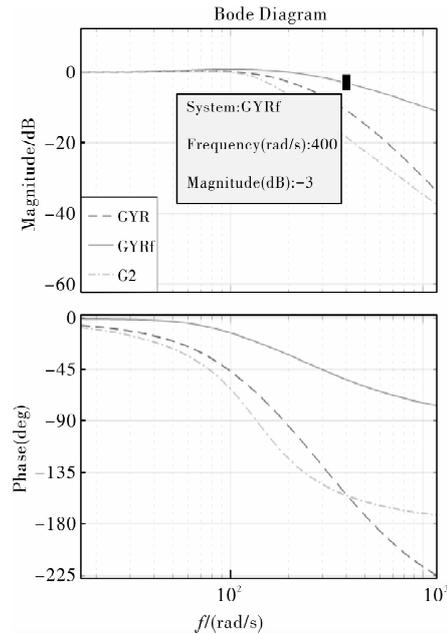


图 6 系统控制伯德图

图中，曲线“G2”、“GYR”、“GYRf”分别为二阶系统、二自由度、高频限制二自由度的 bode 图曲线。从图可知，高频限制二自由度相角曲线在 400 rad/s 内小于二阶模型相角，且带宽较高，满足单环舵机系统设计要求。

4 舵机的设计验证

为验证单位位置环舵机系统的性能，对其进行仿真实验。仿真中增加舵机负载模型，包括结构刚度、铰链力矩、摩擦、减速比和间隙等，电动舵机系统负载结构图如图 7 所示。

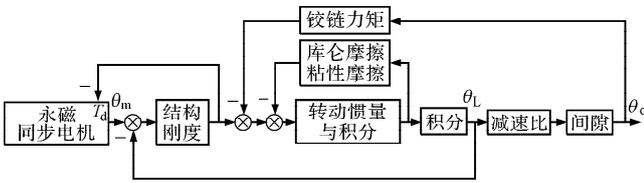
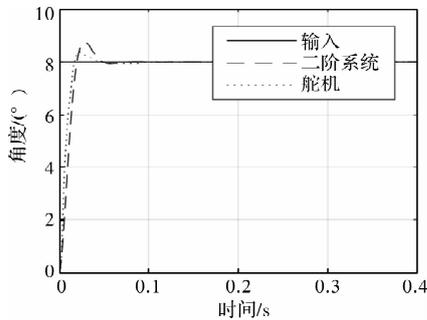


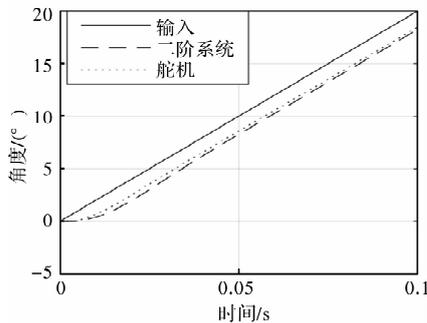
图 7 舵机负载结构图

采用 Matlab 软件进行仿真分析，其中，刚性系数为 0.225 Nm/rad，库伦摩擦 0.002Nm，机构粘性摩擦系数为 2.828e - 5 Nm/rad/s，非线性减速比，0° ~ 8° 舵摆角，减速比为 78 ~ 80，铰链力矩为 2.5Nm/15°，间隙为 0.06°。

8°阶跃、200°/s 斜坡的仿真测试结果如图 8 所示。



(a) 8° 阶跃响应



(b) 200° /s斜坡测试

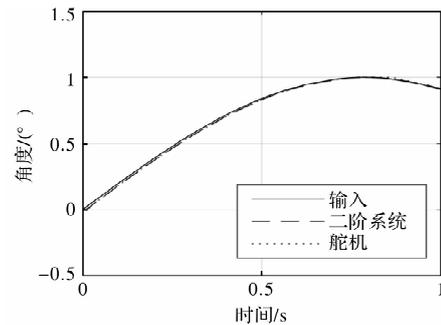
图 8 阶跃与斜坡响应

从图 8 可知，所设计的舵机系统 8°阶跃的超调量为 4.9%，二阶系统超调量为 9.5%；斜坡跟踪所设计舵机系统跟踪性能略优于二阶系统。

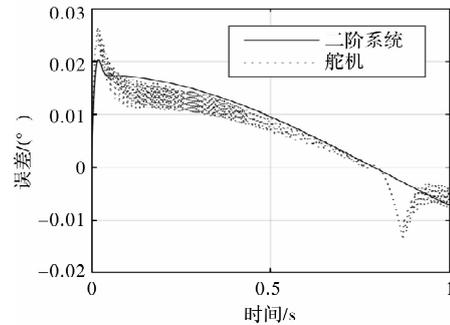
图 9 为 1°、2rad/s 的正弦跟踪及误差，相位带来误差较小，跟踪误差可作为控制系统在负载下的设计误差。

舵机跟踪初始时刻最大误差为 0.027°，系统滞后为主要因素；正弦幅值 1°处最大误差为 -0.015°，摩擦及间隙为主要影响因素。舵机设计中采用线性

度 0.25% (3σ) 量程 60°电位计，最大误差 ±0.15°，因此舵机的精度满足 0.3°要求。



(a) 1° 正弦跟踪



(b) 跟踪误差

图 9 正弦跟踪与误差

5 结论

本文为提高电动舵机结构紧凑度，降低成本，对电动舵机系统进行单位位置环设计。首先对单极性驱动逻辑进行设计，并通过建模分析，证明其具有线性特性，有助于提高控制精度。同时，为提高舵机系统的性能，依据舵机标准二阶模型及反馈补偿型二自由度控制，提出高频限制二自由度控制策略。最后，搭建 Matlab 仿真模型，通过仿真结果表明，8°阶跃和 200°/s 斜坡响应，在频率 400 rad/s 内系统闭环相角均优于二阶系统；2 rad/s 频率下正弦跟踪误差为 0.027°结合电位计误差 ±0.15°，所设计的单位位置环舵机系统的精度满足 0.3°要求。单位位置环舵机的理论性研究为样机的实施奠定基础。

参考文献

[1] 靳倩. 一种单通道小型电动舵机设计与仿真[J]. 航空兵器, 2019, 26(3): 78-83.

[2] 刘鹏, 李怀兵, 杨超凡, 等. 传动间隙引起的电动舵机自振荡现象研究[J]. 微电机, 2022, 55(7): 89-93.

[3] Man Z, Mao D, Zhang M, et al. A Hybrid Control with PID - Improved Sliding Mode for Flat-Top of Missile Electromechanical Actuator Systems[J]. Sensors, 2018, 18(12): 44-49.

[4] 罗明亮, 林俊, 余志凯, 等. 大惯量比舵机无位置传感器控制系统研究[J]. 微电机, 2022, 55(6): 54-60.

(下转第 42 页)

偿。如图 7 所示。

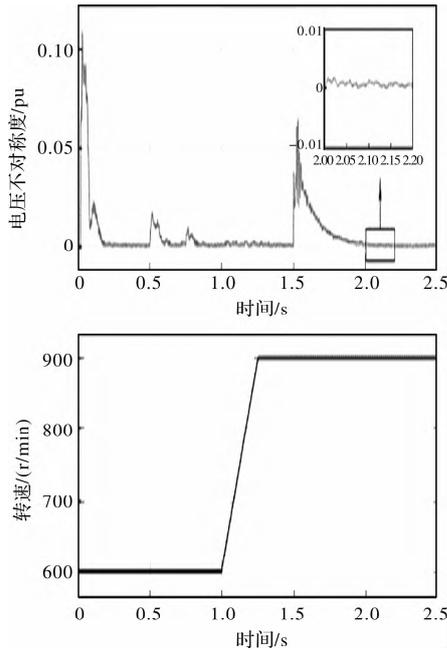


图 7 加入 PW 负序电压补偿策略和相角误差补偿的仿真结果

5 结 语

上述研究详细介绍了基于 BDFIG 的双电气端口特性，研究了基于功率绕组电压和控制绕组电流的转速观测器，分析了该观测器在不对称负载和非线性负载下运行时特点，并有针对性地提出了一种改进转速观测器。然后，研究了独立发电系统的无速度传感器直接电压控制策略，研究表明基本的无速度传感器直接电压控制策略在转速快速变化的情况下存在较明显的 PW 电压相位误差。为了实现精

确的相位控制，一种在相位控制环中加入前馈补偿的改进控制策略被提出。速度观测器和控制策略，相应的仿真和实验结果也验证了这种策略针对 BD-FIG 系统的新特性对其进行特殊设计或改进是很有必要的。

参考文献

[1] Zhou D, Spee R, Alexander G C, et al. A Simplified Method for Dynamic Control of Brushless Double-fed Machines [C]. Taipei: Proceedings of 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996: 946-951.

[2] Zhou D, Spee R, Alexander G C, et al. Experimental Evaluation of a Rotor Flux Oriented Control Algorithm for Brushless Doubly-fed Machines[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1997, 12 (1): 72-78.

[3] Zhou D, Spee R. Field Oriented Control Development for Brushless Doubly-fed Machines [C]. California, America: IEEE Industry Applications 31th IAS Annual Meeting, 1996: 304-310.

[4] Zhang Guanguan, Yang Jian, Sun Yao, et al. A Robust Control Scheme Based on ISMC for the Brushless Doubly Fed Induction Machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3129-3140.

[5] 年珩, 周波. 不平衡负载下 DFIG 的孤岛运行控制技术[J]. 电力电子技术, 2013, 47 (11): 7-8.

[6] 刘毅. 无刷双馈电机独立发电系统控制方法研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.

[7] 陈辉华. 离网型双馈风力发电系统的控制策略研究[D]. 长沙: 中南大学, 2013.

[8] 陈昕. 无刷双馈电机的转子结构及电机在独立发电系统中的应用[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.

[9] 李时杰. 基于 Back-to-Back 变流技术的调速系统的研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院(电工研究所), 2006.

(上接第 20 页)

[5] Zhang M, Zhou M, Liu H, et al. Friction Compensation and Observer-based Adaptive Sliding Mode Control of Electromechanical Actuator[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10(12).

[6] 章振宇, 周萍, 王思洋. 单通道旋转弹电动舵机控制系统的设计[J]. 电子测量技术, 2016, 39(2): 1-3, 7.

[7] 姚秋实, 李立京. 小型旋转弹电动舵机控制系统的设计与实现[J]. 自动化与仪表, 2019, 34(12): 11-15, 79.

[8] 刘晓琳, 谢孟岑. 飞机舵机电伺服系统的摩擦补偿控制策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(5): 45-50.

[9] 王怡怡, 赵志良. 二自由度无人直升机的非线性自抗扰姿态控制[J]. 自动化学报, 2021, 47(8): 1951-1962.

[10] 杨亮亮, 时军, 鲁文其, 等. 直线伺服系统时滞参数辨识与补偿研究[J]. 机械工程学报, 2018, 54(5): 193-201.