

基于反正切函数的步进电机位置闭环控制

周文琳^{1,2,3}, 钱俊璋², 蒋平^{2,3}, 李欣^{2,3}

1.电子科技大学 光电科学与工程学院, 四川 成都 611731;
2.中国科学院光电技术研究所 自适应光学全国重点实验室, 四川 成都 610209;
3.中国科学院大学, 北京 100049

摘 要:步进电机高精度闭环控制通常需要采用基于磁场定向控制,该方法需要步进电机的精确模型,然而步进电机具有强非线性,高精度模型难以获得。为了解决这一问题,提出了一种基于反正切函数的位置闭环脉冲频率控制方法。该方法不需要控制对象的精确模型,调节参数具有明确的物理意义,可以根据控制需求确定调节参数。通过搭建试验平台对控制算法进行验证,试验结果表明,在跟踪正弦信号 $\theta_{\text{ref}}=450\sin(0.628t)$ 时,跟踪误差峰峰值(PV)与 PI 控制相比减少了近 42%,有效提高了跟踪精度。该方法为步进电机位置闭环控制提供了一种新思路。

关 键 词:步进电机;比例积分控制;位置闭环控制;反正切函数;脉冲频率控制

中图分类号:TP13

文献标志码:A

文章编号:1000-2758(2024)05-0912-08

步进电机具有功率密度高、可靠性高、价格低廉、寿命长^[1]等优点,被广泛运用于机器人、数控机床、航天航空等领域^[2]。步进电机通常用于开环控制,为提高开环定位精度,文献[3]提出了一种速度曲线为抛物线的加减速方法,相比于梯形控制、正矢型加减速方法^[4],具有更小的位置误差。文献[5]研究了两相混合式步进电机全速范围无位置传感器速度控制,进一步提高步进电机的控制性能。然而由于步进电机的力矩频率特性^[6],步进电机在高速运动时力矩下降,会导致失步现象发生。

步进电机闭环控制可以有效地减小失步影响。为了提高步进电机的闭环控制精度,文献[7]将神经网络用于步进电机控制。文献[9]提出了一种新的单输入单输出模型,仅需位置反馈的非线性增益控制器。文献[8]将自抗扰控制(ADRC)运用于步进电机位置环及电流环闭环控制,提高了定位精度。上述方法都取得了良好的效果,然而这些方法都是基于磁场定向控制(field-oriented control, FOC),需

要步进电机的精确模型。由于步进电机的复杂性和非线性^[10],其精确的数学模型通常需要进行参数辨识^[11]才能获得实际控制较为复杂。

采用脉冲频率控制步进电机时,不需要步进电机的精确模型。随着细分技术^[12]的发展,细分不断提高,步进电机步距角不断减小。目前基于细分技术,用于电机闭环控制最广泛的控制算法还是 PI 控制算法^[13],但是要得到高性能的闭环控制结果,如何调整参数仍是一大难题^[14-15]。本文基于步进电机开环控制中使用的 S 曲线的加减速速度曲线规划算法,提出了一种基于反正切函数的控制器,参数调整简单,便于工程运用。

1 步进电机数学模型

两相混合式步进电机的数学模型如下^[1]:

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}[-K_m i_A \sin(p\theta) + K_m i_B \cos(p\theta) - B\omega - \tau_l] \\ i_A &= \frac{1}{L}[v_A - Ri_A + K_m \omega \sin(p\theta)] \\ i_B &= \frac{1}{L}[v_B - Ri_B - K_m \omega \cos(p\theta)]\end{aligned}\quad (1)$$

收稿日期:2023-09-12

基金项目:国家自然科学基金重大项目(12293031)与国家重点研发计划重点专项课题(2023YFA1605604)资助

作者简介:周文琳(1991—),助理研究员

通信作者:李欣(1987—),副研究员 e-mail:lixin@ioe.ac.cn

式中: i_A 和 i_B , v_A 和 v_B 分别为 A 相和 B 相的电流和电压; θ 为角度; ω 为角速度; B 为黏滞摩擦因数; J 为电机转动惯量; K_m 电机力矩常数; R 为相电阻; L 为相电感; p 为转子齿数; τ_l 为负载力矩。

从(1)式可以看出,步进电机的输入电压跟输出角度之间关系呈非线性。而在实际工程运用中,步进电机最常用的控制方法是采用脉冲宽度调制(PWM)脉冲控制。两相混合式步进电机通过脉冲频率控制如图 1 所示。

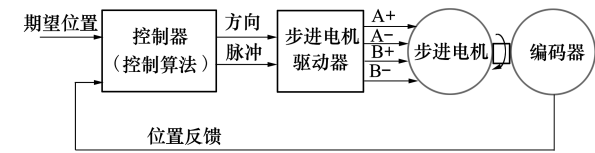


图 1 步进电机控制示意图

控制器根据期望位置及当前位置计算出相应的脉冲频率,产生相应的方向信号和脉冲频率信号至步进电机驱动器,步进电机驱动器将脉冲信号放大输出至步进电机,从而控制步进电机转动。每收到一个脉冲信号,步进电机将运动一步。对于 n 相,转子齿数为 p 的步进电机,电机步距角

$$\theta_s = \frac{2\pi}{np} \tag{2}$$

当细分数为 N 时,电机步距角

$$\theta_s = \frac{2\pi}{npN} \tag{3}$$

控制脉冲频率为 f_{pwm} 时,步进电机转速绝对值

$$|\omega| = \frac{2\pi f_{pwm}}{npN} \tag{4}$$

因此,当细分数 N 固定时,步进电机的转速由控制脉冲频率 f_{pwm} 控制, f_{pwm} 的变化率就与步进电机的加速度相关。步进电机的旋转方向由方向信号决定。

2 基于反正切函数的控制器

2.1 反正切控制器设计

众所周知,当 $x \in (-\infty, +\infty)$, $\arctan(x) \in (-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$,同时具有以下性质

$$\arctan(x) \approx x, |x| < 0.3 \tag{5}$$

$$\arctan(25) \approx \frac{\pi}{2} \tag{6}$$

将 $\arctan(x)$ 进行变换后作为控制器使用,控制器形式如(2)式所示

$$f(x) = 2v \cdot \frac{\arctan(k_w \cdot x)}{\pi} \tag{7}$$

式中: $v > 0, k_w > 0$, 圆周率 $\pi = 3.141\ 59\cdots$; x 为输入,当 $x \in (-\infty, +\infty)$ 时, $f(x) \in (-v, v)$ 。对(7)式求一阶导及二阶导可得

$$f'(x) = \frac{2k_w v}{\pi(k_w^2 x^2 + 1)} \tag{8}$$

$$f''(x) = \frac{-4k_w^3 v x}{\pi(k_w^2 x^2 + 1)^2} \tag{9}$$

通过(9)式可知,当 $x \in (-\infty, +\infty)$ 时, $f(x) \in (-v, v)$, v 决定了 $f(x)$ 的最大值, k_w 决定了在 $x \rightarrow 0$ 时, $f(x)$ 的梯度值。由(8)式可知 $x \in (-\infty, +\infty)$ 时, $f'(x)$ 的最大值为

$$\max\{f'(x)\} = \frac{2k_w v}{\pi} \tag{10}$$

当 v 取不同值时, $f(x)$, $f'(x)$, $f''(x)$ 的输出如图 2 所示。当 k_w 取不同值时, $f(x)$, $f'(x)$, $f''(x)$ 的输出如图 3 所示。

由图 2 ~ 3 可知, $f(x)$, $f'(x)$, $f''(x)$ 的输出都是光滑连续且有界的。如果 $f(x)$ 作为输出速度,那么加速度 $f'(x)$ 、冲激函数 $f''(x)$ 都是平滑有界的,不存在突变,这样规划的运动过程是平稳的,因此可以将函数 $f(x)$ 用于速度规划。

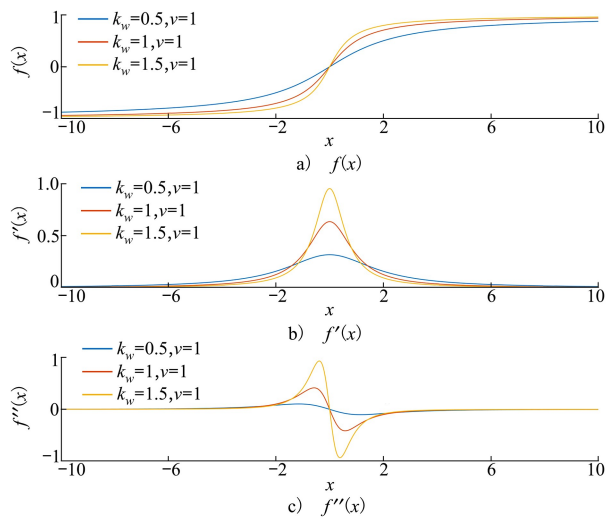


图 2 $v = 1, k_w$ 取不同值时 $f(x)$, $f'(x)$, $f''(x)$ 的输出

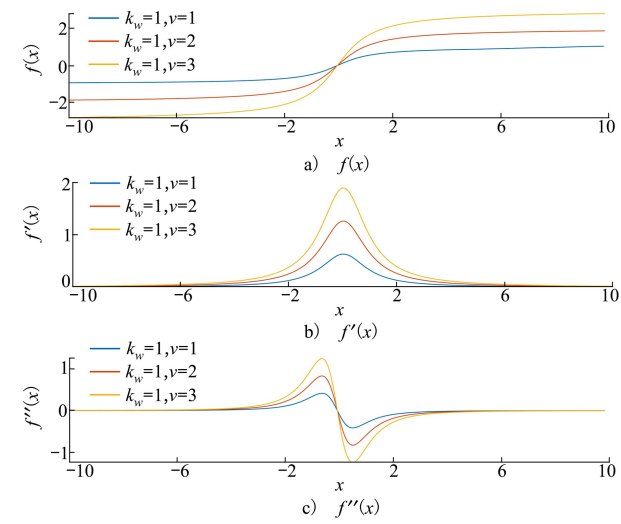


图 3 $k_w = 1, v$ 取不同值时 $f(x), f'(x), f''(x)$ 的输出

根据步进电机的矩频特性曲线可知,当步进电机开始运行时,启动过程中,电磁转矩除了克服负载阻转矩外,还要克服转动惯量带来的转矩,启动频率不能太高。因此控制步进电机的控制器分 3 段:加速段、匀速段、减速段。为尽快达到最大速度,本文提出的控制器加速段采用恒加速,减速段采用了反正切函数,使加速度平滑,电机平稳运行,从而提高位置定位精度。步进电机频率控制器如(11)式所示。

$$f_{\text{pwm}}(k) = \begin{cases} f_{\text{pwm}}(k-1) + f_{\text{up}}, & |e_{\theta}(k)| > e_0 \text{ 且 } f_{\text{pwm}}(k-1) < f_{\text{max}} \\ f_{\text{max}}, & |e_{\theta}(k)| > e_0 \text{ 且 } f_{\text{pwm}}(k-1) \geq f_{\text{max}} \\ 2f_{\text{max}}/\pi \cdot \arctan(k_w |e_{\theta}(k)|), & |e_{\theta}(k)| \leq e_0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $f_{\text{pwm}}(k)$ 为步进电机驱动器的输入频率; $f_{\text{pwm}}(k-1)$ 为上一控制周期的 PWM 频率输出; f_{max} 为电机的最大输入频率; k_w 为调整参数且 $k_w > 0$; $e_{\theta}(k) = \theta_{\text{ref}} - \theta$ 为当前周期位置误差; θ_{ref} 为期望位置; θ 为编码器实时测到的反馈位置; e_0 为减速区值; f_{up} 为加速时每个控制周期内增加的频率。因此电机转速

$$\omega(t) = \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(t)}{npN} \text{sign}(e_{\theta}(t)) \quad (12)$$

式中, $\text{sign}(e_{\theta}(t))$ 为位置误差的符号

$$\text{sign}(e_{\theta}(t)) = \begin{cases} 1, & e_{\theta}(t) > 0 \\ -1, & e_{\theta}(t) < 0 \end{cases} \quad (13)$$

它也代表了电机的旋转方向,因此位置输出为

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt = \int_0^t \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(t)}{npN} \text{sign}(e_{\theta}(t)) dt \quad (14)$$

$\theta(k)$ 的离散表达式为

$$\theta(k+1) = \tau \cdot \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(k)}{npN} \text{sign}(e_{\theta}(k)) + \theta(k) \quad (15)$$

τ 为采样周期,通常 $\tau \leq 0.001 \text{ s}$ 。

为了分析基于反正切函数控制器的特点,将它与步进电机常用的梯形控制做比较。对比图 4~5 可知,梯形控制(见图 4)在到达期望位置时,加速度存在突变,这时冲激函数(加速度对时间的微分)将有无穷值,系统运行不平稳,从而影响定位精度。而基于反正切函数控制器(见图 5)方法在到达期望位置时,加速度也刚好减为零,冲激函数值也为零,电机运行平稳,从而减小停止时的震荡,提高了定位精度。

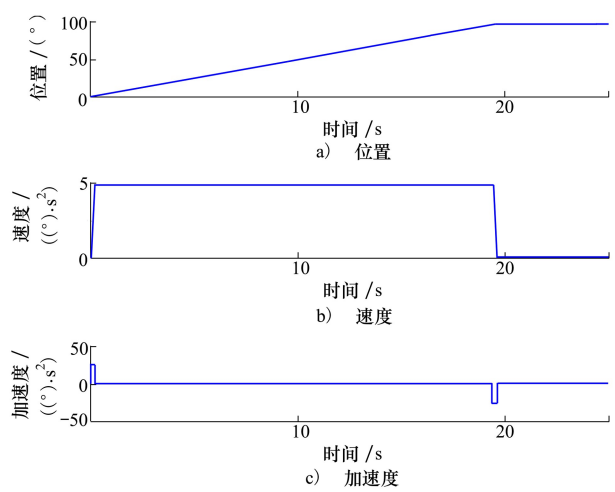


图 4 梯形控制

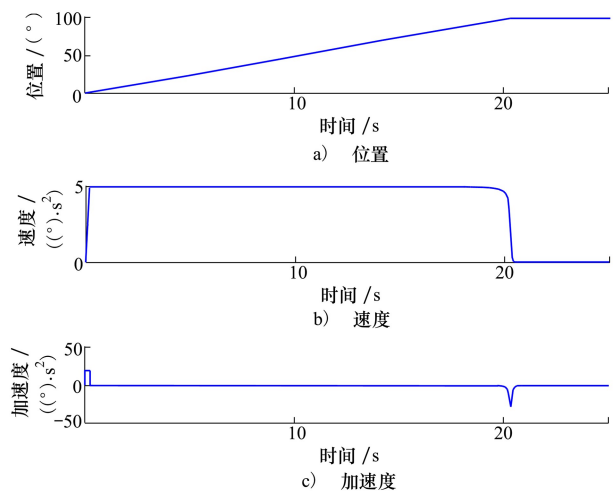


图 5 基于反正切函数控制器

2.2 基于反正切函数控制器的稳定性分析

离散系统选取的 Lyapunov 函数

$$V(k) = \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) \quad (16)$$

当位置闭环控制稳定时, $\lim_{k \rightarrow \infty} e_{\theta}(k) \rightarrow 0$, 因此控制器稳定则需要 $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) < 0$, 由 (15) ~ (16) 式可知

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k+1) - \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) = \frac{1}{2} \left(\theta_{\text{ref}} - \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(k)}{npN} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k)) - \theta(k) \right)^2 - \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) = \\ &= \frac{1}{2} \left(e_{\theta}(k) - \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(k)}{npN} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k)) \right)^2 - \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) = \\ &= \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) \left(1 - \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(k)}{npN \cdot e_{\theta}(k)} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k)) \right)^2 - \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) = \frac{1}{2}e_{\theta}^2(k) (-2\rho + \rho^2) \end{aligned} \quad (17)$$

式中, $\rho = \frac{2\pi f_{\text{pwm}}(k)}{npN \cdot e_{\theta}(k)} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k))$ 。

当 $0 < \rho < 2$ 时 $\Delta V(k) < 0$, $\lim_{k \rightarrow \infty} e_{\theta}(k) \rightarrow 0$ 。

根据 (11) 式可得

$$\rho = \begin{cases} \frac{2\pi(f_{\text{pwm}}(k-1) + f_{\text{up}})}{npN \cdot e_{\theta}(k)} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k)), & |e_{\theta}(k)| > e_0 \text{ and } f_{\text{pwm}}(k-1) < f_{\text{max}} \\ \frac{2\pi f_{\text{max}}}{npN \cdot e_{\theta}(k)} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k)), & |e_{\theta}(k)| > e_0 \text{ 且 } f_{\text{pwm}}(k-1) \geq f_{\text{max}} \\ \frac{4f_{\text{max}} \arctan(k_w |e_{\theta}(k)|)}{npN \cdot e_{\theta}(k)} \tau \cdot \text{sign}(e_{\theta}(k)), & (|e_{\theta}(k)| \leq e_0) \end{cases} \quad (18)$$

由 (12) 式可知

$$\frac{\text{sign}(e_{\theta}(k))}{e_{\theta}(k)} > 0, e_{\theta}(k) \neq 0 \quad (19)$$

由 (4) 式可知

$$\omega_{\text{max}} = \frac{2\pi f_{\text{max}}}{npN} \quad (20)$$

将 (19) 和 (20) 式代入 (18) 式可得

$$\rho < \begin{cases} \frac{\omega_{\text{max}} \tau}{|e_{\theta}(k)|}, & |e_{\theta}(k)| \geq e_0 \\ \frac{2\omega_{\text{max}} \arctan(k_w |e_{\theta}(k)|)}{|e_{\theta}(k)| \cdot \pi} \cdot \tau, & |e_{\theta}(k)| \leq e_0 \end{cases} \quad (21)$$

根据 (5) 式可得

$$\arctan(k_w |e_{\theta}(k)|) = k_w |e_{\theta}(k)|, k_w |e_{\theta}(k)| < 0.3 \quad (22)$$

(21) 式可进一步简化为

$$\rho < \begin{cases} \frac{\omega_{\text{max}} \tau}{e_0} \\ \frac{2k_w \omega_{\text{max}} \tau}{\pi} \end{cases} \quad (23)$$

所以当 (24) ~ (25) 式成立时, $0 < \rho < 2$ 满足, 此时控制器满足稳定性条件。

$$e_0 > \frac{\omega_{\text{max}} \tau}{2} \quad (24)$$

$$0 < k_w < \frac{\pi}{\omega_{\text{max}} \tau} \quad (25)$$

2.3 参数调整方法

根据步进电机的最大输出力矩 T_m 、负载力矩 T_l 及总转动惯量 J , 可以计算出最大加速度 a_{max}

$$a_{\text{max}} = \frac{T_m - T_l}{J} \quad (26)$$

由 (7) 式可知, 当 $x \in (-\infty, +\infty)$ 时, $f(x) \in (-v, v)$ 。因此 v 取值应为最大速度, 即

$$v = \omega_{\text{max}} \quad (27)$$

由 (7) 式和 (10) 式可得

$$\max\{f(x)\} = \omega_{\text{max}} \quad (28)$$

$$\max\{f'(x)\} = a_{\text{max}} = \frac{2k\omega_{\text{max}}}{\pi} \quad (29)$$

由 (29) 式可计算出

$$k_w = \frac{a_{\text{max}} \pi}{2\omega_{\text{max}}} \quad (30)$$

为了保证(11)式在不同阶段之间切换平滑,根据(6)式,可以计算出

$$e_0 \approx \frac{25}{k_w} = \frac{50\omega_{\max}}{a_{\max}\pi} \tag{31}$$

3 试验验证

3.1 试验平台及相关参数

试验平台如图 6 所示,电源、控制板卡、驱动器都位于控制机箱内。DSP 控制板卡主芯片采用 TMS320F28379D,该板卡完成编码器数据采集、位置闭环控制的相关计算并产生相应的方向信号及 PWM 波信号至步进电机驱动器,并将实时数据通过 RS422 串口转 USB 反馈至计算机,数据反馈频率为 100 Hz,计算机完成相应数据的解析及记录,记录频率与反馈频率一致为 100 Hz。位置闭环控制频率为 1 000 Hz。编码器为增量式编码器,安装于步进电机末端,编码器分辨率为 0.09°,型号为 E1000D。步进电机为两相混合式步进电机,型号为 AM23HS3454。步进电机相关参数如表 1 所示。

在试验中,将基于反正切函数的控制器(Arctan)、模糊控制算法(Fuzzy)、PI 控制算法进行测试。在试验验证中,3 种方法所带负载相同,如图 6 所示。

$$f_{\text{pwm}}(k) = \begin{cases} f_{\text{pwm}}(k-1) + f_{\text{up}}, & |e_{\theta}(k)| > e_0 \text{ 且 } f_{\text{pwm}}(k-1) < f_{\text{max}} \\ f_{\text{max}}, & |e_{\theta}(k)| > e_0 \text{ 且 } f_{\text{pwm}}(k-1) \geq f_{\text{max}} \\ f_{\text{pwm}}(k-1) - f_{\text{down}}, & |e_{\theta}(k)| \leq e_0 \end{cases} \tag{32}$$

f_{down} 为减速时每个控制周期内减少的频率,试验中 $f_{\text{down}} = 90$ 。模糊控制逻辑表达如下:

if: $|e_{\theta}(k)| > e_0$ and $f_{\text{pwm}}(k-1) < f_{\text{max}}$, then:
 $f_{\text{pwm}}(k) = f_{\text{pwm}}(k-1) + f_{\text{up}};$
if: $|e_{\theta}(k)| > e_0$ and $f_{\text{pwm}}(k-1) \geq f_{\text{max}}$, then:
 $f_{\text{pwm}}(k) = f_{\text{max}};$
if: $|e_{\theta}(k)| \leq e_0$, then:
 $f_{\text{pwm}}(k) = f_{\text{pwm}}(k-1) - f_{\text{down}}$

由于采样频率较高,微分环节易将噪声放大,因此电机控制中常采用 PI 控制。PI 控制器的离散表达式为

$$u(k) = u(k-1) + k_p \cdot e(k) + k_i[e(k) + e(k-1)] \tag{33}$$

式中: $u(k-1)$ 为上一控制周期 PI 控制器的输出;

表 1 步进电机相关参数

参数	取值
相电流 I_p/A	2.2
电机转动惯量 $J_m/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	4.6×10^{-5}
对数 p	50
相电阻 $R_m/(\Omega \cdot \text{phase}^{-1})$	2.9
步距角 $\theta_s/(\circ)$	1.8
静力矩 $T_{\max}/(\text{N} \cdot \text{m})$	1.8

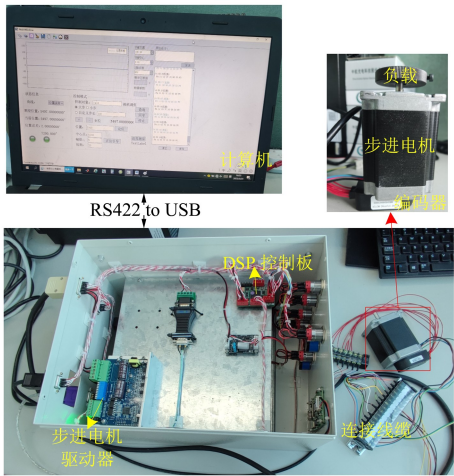


图 6 试验装置

模糊控制就是根据梯形控制建立的模糊控制逻辑,加减速过程采用匀加速度。控制器

$u(k)$ 对应步进电机期望速度值; $e(k-1)$ 为上一控制周期的位置误差; k_p 为比例系数; k_i 为积分系数。 k_p, k_i 为需调整参数,试验中 PI 控制的参数 $k_p = 100$, $k_i = 20$,同时加入抗饱和环节使 $-\omega_{\max} \leq u(k) \leq \omega_{\max}$ 。

Arctan 的相关参数为 $k_w = 1.5$ 。其他的参数 3 种算法一致, $f_{\text{up}} = 50$,最大输出频率 $f_{\text{max}} = 32\,000\text{ Hz}$,最大速度 $\omega_{\max} = 288^\circ/\text{s}$, $e_0 = 3.33^\circ$,步进电机驱动采用恒流斩波正弦细分控制,电流 $I = 1.0\text{ A}$,细分分数 $N = 200$,位置采样周期 $\tau = 10^{-3}\text{ s}$ 。

3.2 试验结果

为验证控制器性能,控制步进电机跟踪 3 种不同的正弦信号。当跟踪信号为 $\theta_{\text{ref}} = 9\sin(0.0628t)$ 时,跟踪信号的最大速度为 $0.565\,5^\circ/\text{s}$,测试结果如图 7 所示。跟踪信号为 $\theta_{\text{ref}} = 225\sin(0.628t)$ 时,跟

踪信号的最大速度为 $139.05^{\circ}/\text{s}$,测试结果如图 8 所示。跟踪信号为 $\theta_{\text{ref}} = 450\sin(0.628t)$ 时,跟踪信号

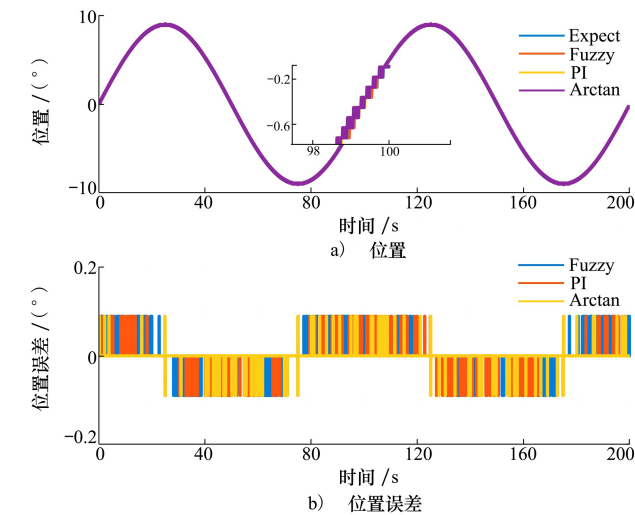


图 7 正弦信号 $\theta_{\text{ref}} = 9\sin(0.0628t)$ 跟踪结果

的最大速度为 $278.1^{\circ}/\text{s}$,测试结果如图 9。跟踪误差结果见表 2 ~ 3。

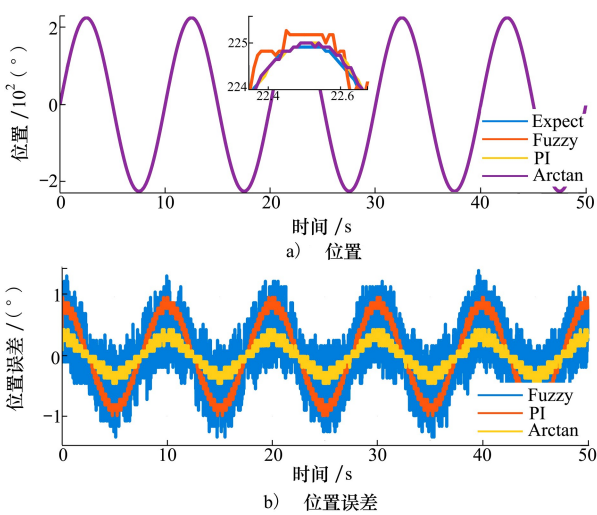


图 8 正弦信号 $\theta_{\text{ref}} = 225\sin(0.628t)$ 跟踪结果

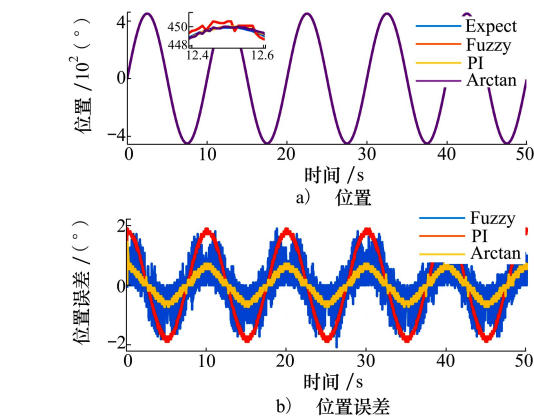


图 9 正弦信号 $\theta_{\text{ref}} = 450\sin(0.628t)$ 跟踪结果

表 3 跟踪误差均方根 (RMS) 值对比

方法	跟踪信号		
	$9\sin(0.0628t)$	$225\sin(0.628t)$	$450\sin(0.628t)$
Fuzzy	0.02°	0.47°	0.68°
PI	0.01°	0.61°	1.26°
Arctan	0.01°	0.23°	0.41°

从跟踪结果可以看出,跟踪低速正弦信号 $\theta_{\text{ref}} = 9\sin(0.0628t)$ 时,3 种方法跟踪误差差异不大。跟踪速度更快的正弦信号 $\theta_{\text{ref}} = 450\sin(0.628t)$ 时,本文提出的基于反正切函数的控制器控制性能更好,相比于 PI 控制,PV 误差值减小了 42%,RMS 值减小了 67%。同时基于反正切函数的控制器需要调节的参数仅有 1 个,相比于 PI 控制及模糊控制参数调节更简便。

表 2 跟踪误差峰峰 (PV) 值对比

方法	跟踪信号		
	$9\sin(0.0628t)$	$225\sin(0.628t)$	$450\sin(0.628t)$
Fuzzy	0.18°	2.79°	4.05°
PI	0.18°	1.98°	3.78°
Arctan	0.18°	0.90°	2.16°

4 结 论

本文提出了一种基于反正切函数的控制器,该控制器不需要步进电机的精确模型,通过位置误差对步进电机的脉冲频率及旋转方向进行控制。搭建试验平台测试结果表明本文提出的算法可以有效地提高步进电机的跟踪精度。该方法需要调节的参数

根据实际控制需求来计算,且调节参数较少,便于工程中使用。目前该方法已在光学望远镜的调光调焦

系统中使用,未来该方法可以推广至其他类型电机控制中使用。

参考文献:

- [1] KRAUSE T C, KRAUSE P C. Stepper motors, introduction to modern analysis of electric machines and drives[M]. Piscataway, NJ, USA: John Wiley & Sons Inc, 2023: 211-237
- [2] GROENHUIS V, ROLFF G, BOSMAN K, et al. Multi-axis electric stepper motor[J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2021, 6(4): 7201-7208
- [3] 王邦继, 刘庆想, 周磊, 等. 步进电机控制系统建模及加减速曲线优化[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1): 37-42
WANG Bangji, LIU Qingxiang, ZHOU Lei, et al. Modeling of stepper motor control system and optimization of acceleration and deceleration curve[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(1): 37-42 (in Chinese)
- [4] 周黎, 杨世洪, 高晓东. 步进电机控制系统建模及运行曲线仿真[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(1): 20-25
ZHOU Li, YANG Shihong, GAO Xiaodong. Modeling of stepper motor control system and running curve simulation[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(1): 20-25 (in Chinese)
- [5] 王春雷, 曹东兴. 两相混合式步进电机全速范围无位置传感器速度控制[J]. 电机与控制学报, 2022(3): 41-48
WANG Chunlei, CAO Dongxing. Wide-speed-range sensorless speed control of a two-phase hybrid stepper motor[J]. Electric Machines and Control, 2022(3): 41-48 (in Chinese)
- [6] 陈隆昌, 阎治安, 刘新正. 控制电机[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000
CHEN Longchang, YAN Zhian, LIU Xinzheng. Control motor[M]. Xi'an: Xidian University Press, 2000 (in Chinese)
- [7] TRAN H N, LE K M, JEON J W. Adaptive current controller based on neural network and double phase compensator for a stepper motor[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2019, 34(8): 8092-8103
- [8] KIM W, LEE Y, SHIN D, et al. Nonlinear gain position control using only position feedback for permanent magnet stepper motors[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2021, 36(7): 8506-8516
- [9] KIM S K, AHN C K. Variable-performance positioning law for hybrid-type stepper motors via active damping injection and disturbance observer[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(4): 1308-1312
- [10] TOBITA M, MATSUO T. Nonlinear model order reduction of a variable reluctance stepper motor using the parameterized cauer ladder network method[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2023, 59(5): 1-4
- [11] BALAKRISHNAN K, UMAMAHESWARI B, LATHA K. Identification of resonance in hybrid stepper motor through measured current dynamics in online for accurate position estimation and control[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1056-1063
- [12] KIM W, SHIN D, CHUNG C C. Microstepping with nonlinear torque modulation for permanent magnet stepper motors[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2013, 21(5): 1971-1979
- [13] PETER A K, MATHEW J, GOPAKUMAR K. A simplified DTC-SVPWM scheme for induction motor drives using a single PI controller[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2023, 38(1): 750-761
- [14] SOMEFUN O A, AKINGBADE K, DAHUNSI F. The dilemma of PID tuning[J]. Annual Reviews in Control, 2021, 52: 65-74
- [15] LAWRENCE N P, FORBESMG, LOEWEN P D, et al. Deep reinforcement learning with shallow controllers: an experimental application to PID tuning[J]. Control Engineering Practice, 2022, 121: 105046-105060

Position closed loop control of stepper motors based on arctangent function

ZHOU Wenlin^{1,2,3}, QIAN Junzhang², JIANG Ping^{2,3}, LI Xin^{2,3}

- (1. School of Optoelectronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;
2.National Laboratory on Adaptive Optics, Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, Chengdu 610209, China;
3.University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The high-precision position closed-loop control of stepper motors usually use field-oriented control. This method requires high-precision models of motors, however stepper motors are complex nonlinear systems, and high-precision models are difficult to obtain. In order to solve this problem, a pulse frequency modulation controller based on arc tangent function is proposed in this paper. This algorithm does not need accurate mathematical model, and its turning parameters have clear physical significance, which can be calculated according to the control requirements. The experimental results show that when tracking the sinusoidal signal $\theta_{ref}=450\sin(0.628t)$, the tracking errors (peak-peak value) of the arctangent control algorithm is reduced by nearly 42% compared with the PI control algorithm, which provides a new idea for the position closed-loop control of stepper motors.

Keywords: stepper motor;proportional integral control;position closed-loop control; arctangent function; pulse frequency control

引用格式:周文琳, 钱俊璋, 蒋平, 等. 基于反正切函数的步进电机位置闭环控制[J]. 西北工业大学学报, 2024, 42(5): 912-919

ZHOU Wenlin, QIAN Junzhang, JIANG Ping, et al. Position closed loop control of stepper motors based on arctangent function[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2024, 42(5): 912-919 (in Chinese)