

# 尺蠖式压电陶瓷电机的双模式驱动器开发与研究

韩硕<sup>1</sup>, 杨晓峰<sup>1,2</sup>

(1. 复旦大学 集成电路与系统国家重点实验室, 上海 200433;

2. 复旦大学 上海市超精密检测运动与控制中心, 上海 200433)

**摘要:**尺蠖式压电陶瓷电机具有小尺寸、长行程、纳米级定位和大推力的特性,被广泛应用于集成电路装备和精密运动平台中。然而目前受其驱动器约束,难以实现长行程运动时高精度定位、位移可控和速度可控,因而无法应用到具有高推力、高速度和长行程纳米级精度定位的集成电路7 nm工艺IC芯片检测装备中。提出并开发了一种双模式驱动器,基于电荷效应和应力效应原理分别建立了位移-电压和速度-频率的控制模型。采用滑模控制的方法解决了在双模式驱动器大电压输出时的纹波问题,提高了尺蠖式压电陶瓷电机输出的位移分辨率。通过实验对双模式驱动器进行了硬件性能和控制模式验证,同时验证了尺蠖式压电陶瓷电机的运动特性。

**关键词:**尺蠖式压电陶瓷电机;双模式驱动器;滑模控制;大电压低纹波

**中图分类号:**TN384 **文献标识码:**A

## Development of Dual-Mode Driver for Inchworm Piezoelectric Ceramic Motor

HAN Shuo<sup>1</sup>, YANG Xiaofeng<sup>1,2</sup>

(1. State Key Lab. of Integrated Chips and Systems, School of Fudan University, Shanghai 200433, China;

2. Shanghai Engineering Research Center of Ultra-Precision Motion Control and Measurement,

School of Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** Inchworm piezoelectric ceramic motors (IWPECMs), known for their small size, long stroke, nano-positioning, and large thrust characteristics, are widely used in integrated circuit equipment and precision motion platforms. However, current IWPECMs struggle to achieve high-precision positioning and controllable displacement and velocity over long-stroke movements with existing drivers. As a result, they cannot be applied to 7 nm technology integrated circuit (IC) chip testing equipment that requires high speed and nano-positioning. To address these issues, a dual-mode driver is proposed and developed. This dual-mode driver includes displacement-voltage and velocity-frequency modes, which are based on the principles of charge and stress effects, respectively. The sliding mode control (SMC) method is used to reduce the voltage ripple when the dual-mode driver outputs high voltage, thereby improving the displacement resolution of the IWPECM. Finally, the hardware performance and dual-mode control of the driver were verified through experiments, further testing the performance of IWPECM.

**Key words:** inchworm piezoelectric ceramic motor (IWPECM); dual-mode driver; sliding mode control; high-voltage with low ripple

### 0 引言

集成电路装备和精密运动平台中,尺蠖式压电陶瓷电机(IWPECM)采用了一种新型智能材料压电陶瓷元件制成的高精度长行程直线运动电机<sup>[1]</sup>,其具有响应速度快,纳米定位精度高,持续推力大,

无磁性和发热功率小等优点,已被作为重要的核心零部件<sup>[2-3]</sup>。IWPECM是一种具有电容特征的电机,利用压电陶瓷元件逆压电效应将电能转换为机械能,进而产生位移<sup>[4]</sup>。当IWPECM长行程运动时,具有位移可控、速度可控和长行程纳米级定位

收稿日期:2024-04-06

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2021YFA1200603);广东省实验室季华实验室项目资助(18002U1Z00)

作者简介:韩硕(1994-),男,黑龙江省哈尔滨市人,博士生。通信作者:杨晓峰,教授。

输出的驱动器研发十分重要。

本文提出了一种 IWPECM 双模式驱动器,主要由多通道的线性功率放大器和双模式控制系统组成。其中,多通道的线性功率放大器具有连续性(高细分电压)、高带宽、低纹波,以及可放大任意波形(电压和频率均可调)的特点。与传统的线性驱动器和脉冲调制型驱动器相比<sup>[5-8]</sup>,在电压±200 V 和容性负载 22 nF 下,驱动频率可达 800 Hz,信号无失真,并带有自调节保护限流输出,低电流 40 mA 确保了 IWPECM 的使用寿命,平衡了压电陶瓷元件的充放电。结合多通道的线性功率放大器,双模式控制系统包括了电压-位移和频率-速度模式控制,实现了对 IWPECM 位置和速度可控。此外,为了降低输出的控制电压纹波,双模式控制系统采用滑模控制方法,取代了传统的 PID 控制和智能优化算法类的相位延时问题<sup>[9-11]</sup>。

### 1 尺蠖式压电陶瓷电机

尺蠖式压电陶瓷电机结构(见图 1(a))主要由 2 个以动子为轴对称分布的矩阵型弯曲式压电促动器、柔性机构的电机外壳体和具有直驱导向约束的动子构成。每个矩阵型弯曲式压电促动器由 4 个弯曲式压电促动器组成,如图 1(c)所示。每个弯曲式压电促动器由多层切向形变和纵向形变的压电陶瓷叠堆粘接而成。各个结构件组装成可直线运动的尺蠖式压电陶瓷电机,实物如图 1(b)所示。基本参数如表 1 所示。

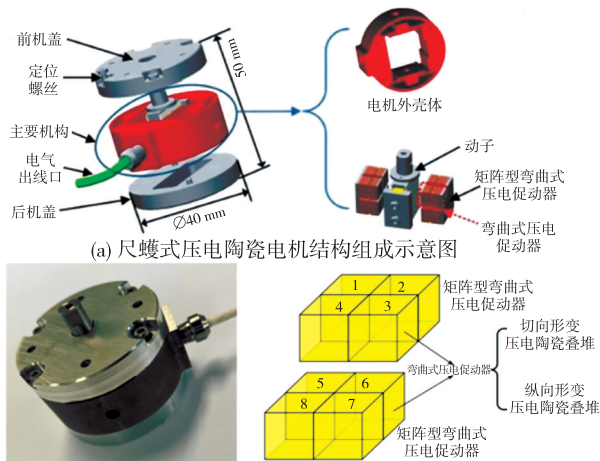


图 1 尺蠖式压电陶瓷电机及其组成

表 1 压电陶瓷叠堆基本参数表

参数	数值
层数 $n_e$ /层	7
厚度 $h_e$ /m	0.001 4
弹性模量 $E_{33}$ /Pa	$8 \times 10^{10}$
纵向形变 压电陶瓷叠堆 应变常数 $d_{33}/(\text{pm} \cdot \text{V}^{-1})$	540
介电常数 $\epsilon_{33}$	28
面积 $S_e/\text{m}^2$	$25 \times 10^{-6}$
叠堆层数 $n_b$ /层	5
厚度 $h_b$ /m	0.001
弹性模量 $E_{15}$ /Pa	$5 \times 10^{10}$
切向形变 压电陶瓷叠堆 应变常数 $d_{15}/(\text{pm} \cdot \text{V}^{-1})$	810
介电常数 $\epsilon_{15}$	26
面积 $S_b/\text{m}^2$	$25 \times 10^{-6}$

尺蠖式压电陶瓷电机实现长行程纳米级运动主要依赖于矩阵型弯曲式压电促动器切向形变压电陶瓷叠堆推动动子产生位移,在这个过程中柔性机构的电机外壳体时刻提供给矩阵型弯曲式压电促动器预紧力,接触到动子表面完成一步运动(见图 2 中  $x(0)$  到  $x(1)$ ,  $x(1)$  到  $x(2)$ , ...,  $x(n-1)$  到  $x(n)$ )。通过切向形变输入电压和纵向形变输入电压驱动矩阵型弯曲式压电促动器形变,最终步进叠加完成长行程直线输出位移。因此,对应的驱动方式、电压-位移和频率-速度的模式控制驱动器至关重要。

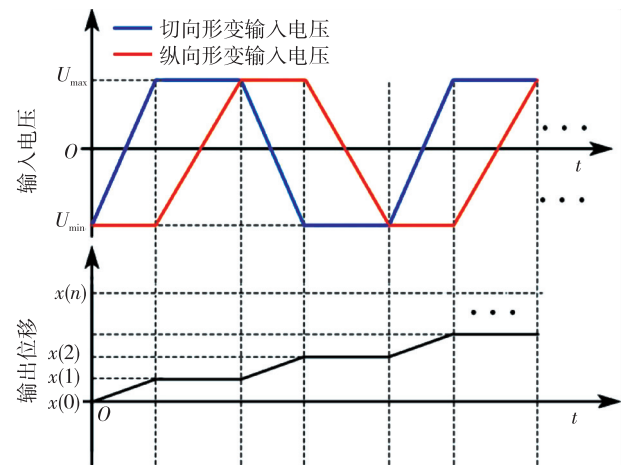


图 2 尺蠖式压电陶瓷电机位移输出与驱动电压输入示意图

### 2 双模式驱动器研究与开发

双模式驱动器的整体框图(见图 3)主要包括多

通道的线性功率放大器、速度转换器(速度-频率模型)和位置转换器(位移-电压模型)。图中,  $x_d$ 、 $v_d$ 、 $x_s$ 、 $v_s$  分别为输入的理想位移、理想速度、测量位移、测量速度,  $U$ 、 $f$ 、 $U_a$ 、 $f_a$  分别为内环输入的电、速度、测量电压、测量速度,  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $\Delta\varphi$  分别为尺蠖式压电陶瓷电机切向形变输入电压、纵向形变输入

电压和两个电压之间的相位差。多通道的线性功率放大器的放大功能由内环控制实现。通常驱动器系统由位置环、速度环及电流环组成, 电流环是内环控制<sup>[12]</sup>。双模式驱动器实物内环是电压环和频率环控制, 电压环路须考虑电压环对电压纹波的影响及频率环对带宽的影响。

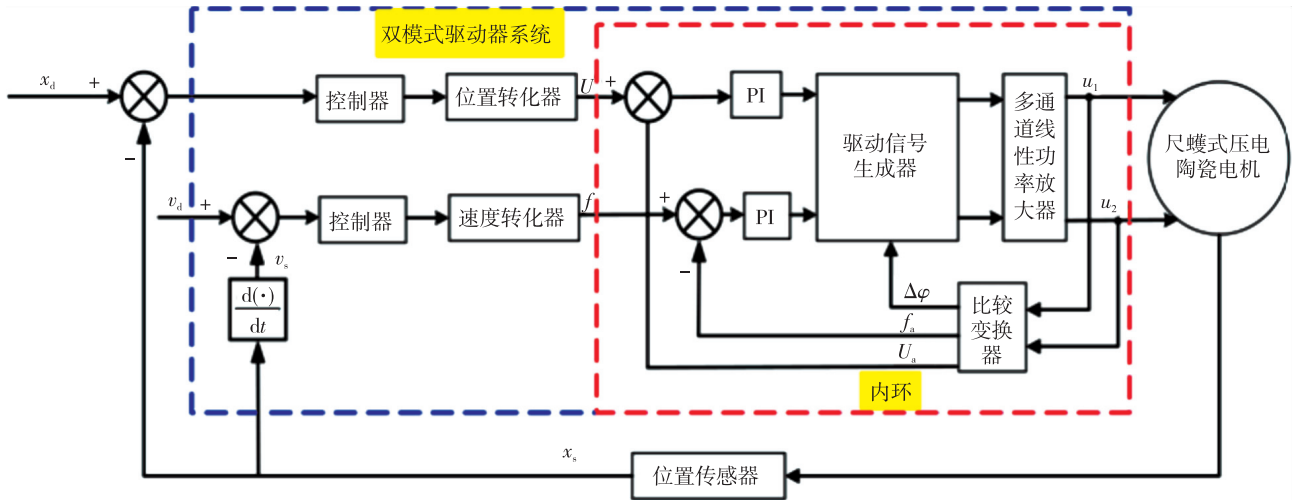


图3 双模式驱动器整体框图

## 2.1 位移-电压模型

尺蠖式压电陶瓷电机长行程位移来源于切向和纵向的压电陶瓷叠堆形变, 由图2可看出, 切向形变输入电压和纵向形变输入电压相互配合完成运动, 因此必须具备逻辑控制关系。为了研究驱动电压与位移的关系, 采用电荷作为中间变量来构建位移-电压模型<sup>[13]</sup>。此时, 假设切向和纵向形变的压电陶瓷叠堆结构相互独立, 且运动过程中无残余电荷, 则尺蠖式压电陶瓷电机输出位移和电荷建模可表示为

$$\begin{cases} \Delta l_e = n_e h_e \left( \frac{1}{E_{33}} - \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}} \right) p + \frac{h_e d_{33} Q_e}{\epsilon_{33} S_e} \\ \Delta l_b = n_b h_b \left( \frac{1}{E_{15}} - \frac{d_{15}^2}{\epsilon_{15}} \right) p + \frac{h_b d_{15} Q_b}{\epsilon_{15} S_b} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\Delta l_e$ 、 $\Delta l_b$  分别为纵向和切向的压电陶瓷叠堆产生的形变位移;  $Q_e$ 、 $Q_b$  分别为纵向和切向的压电陶瓷叠堆产生的输入电荷;  $p = 1.01 \times 10^5$  Pa 为大气压。依据电路知识可知, 电荷和电压之间的关系为

$$Q = \int I dt = \int \frac{U}{R} dt \quad (2)$$

式中:  $I$  为输入电路电流;  $R$  为阻抗;  $U$  为产生的电压。则式(1)可表示为

$$\begin{cases} \Delta l_e = n_e h_e \left( \frac{1}{E_{33}} - \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}} \right) p + \frac{h_e d_{33}}{\epsilon_{33} S_e} \int \frac{u_e}{R_e} dt \\ \Delta l_b = n_b h_b \left( \frac{1}{E_{15}} - \frac{d_{15}^2}{\epsilon_{15}} \right) p + \frac{h_b d_{15}}{\epsilon_{15} S_b} \int \frac{u_b}{R_b} dt \end{cases} \quad (3)$$

且:

$$\begin{cases} R_e = \frac{1}{2\pi f_e C_e} + r_e \\ R_b = \frac{1}{2\pi f_b C_b} + r_b \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $r_e$ 、 $r_b$  分别为纵向和切向的压电陶瓷叠堆的内阻;  $f_e$ 、 $f_b$  分别为纵向和切向的压电陶瓷叠堆的驱动频率;  $C_e$ 、 $C_b$  分别为纵向和切向的压电陶瓷叠堆的电容;  $R_e$ 、 $R_b$  分别为纵向和切向的压电陶瓷叠堆的阻抗。因此, 尺蠖式压电陶瓷电机长行程位移  $x_s(t)$  为

$$x_s(t) = \int \left[ n_b h_b \left( \frac{1}{E_{15}} - \frac{d_{15}^2}{\epsilon_{15}} \right) p + \frac{h_b d_{15}}{\epsilon_{15} S_b} \int \frac{u_b(t) dt}{\left( \frac{1}{2\pi f_b C_b} + r_b \right)} \right] dt \quad (\dot{u}_e(t) \neq 0) \quad (5)$$

这里仅考虑双模式驱动器电压和频率对尺蠖

电机的输出特性的影响,为了解释尺蠖式压电陶瓷电机步进位移叠加运动的特点,将式(3)、(4)转化为离散时间方程:

$$\begin{cases} \Delta l_e(k) = n_e h_e \left( \frac{1}{E_{33}} - \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}} \right) p + \frac{h_e d_{33} \sum_{i=0}^k u_e(i)}{\epsilon_{33} S_e \left( \frac{1}{2\pi f_e(k) C_e} + r_e \right)} \\ \Delta l_b(k) = n_b h_b \left( \frac{1}{E_{15}} - \frac{d_{15}^2}{\epsilon_{15}} \right) p + \frac{h_b d_{15} \sum_{i=0}^k u_b(i)}{\epsilon_{15} S_b \left( \frac{1}{2\pi f_b(k) C_b} + r_b \right)} \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)转化为离散化状态方程:

$$\Delta \tilde{\mathbf{L}}(k) = \sum_{i=0}^k \tilde{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{U}}(i) + \tilde{\mathbf{C}} \quad (7)$$

其中:

$$\begin{cases} \Delta \tilde{\mathbf{L}}(k) = [\Delta l_e(k), \Delta l_b(k)]^T \\ \tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{h_e d_{33}}{\epsilon_{33} S_e \left( \frac{1}{2\pi f_e C_e} + r_e \right)} & 0 \\ 0 & \frac{h_b d_{15}}{\epsilon_{15} S_b \left( \frac{1}{2\pi f_b C_b} + r_b \right)} \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{U}}(i) = [u_e(i), u_b(i)]^T \\ \tilde{\mathbf{C}} = \left[ n_e h_e \left( \frac{1}{E_{33}} - \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}} \right) p \quad n_b h_b \left( \frac{1}{E_{15}} - \frac{d_{15}^2}{\epsilon_{15}} \right) p \right]^T \end{cases} \quad (8)$$

进一步研究驱动电压和频率对尺蠖式压电陶瓷电机的模型影响。由式(8)可发现,假设容性压电陶瓷叠堆的内阻值无限接近于 0,则有:

$$\tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{2\pi C_e h_e d_{33}}{\epsilon_{33} S_e} & 0 \\ 0 & \frac{2\pi C_b h_b d_{15}}{\epsilon_{15} S_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_e & 0 \\ 0 & f_b \end{bmatrix} \quad (9)$$

### 2.2 速度-频率模型

由式(5)可知,尺蠖式压电陶瓷电机运动输出的位移与切向形变的压电陶瓷叠堆的输出位移有关。驱动逻辑关系是纵向形变的压电陶瓷叠堆提供垂直于定子方向的预载力,使切向运动压电陶瓷叠堆可完成形变到回摆换向过程,在实现长行程过程中产生了输出速度的性能。因此,利用切向形变的压电陶瓷叠堆的运动应力可进一步构建尺蠖式压电陶瓷电机速度和驱动频率之间的关系。基于压电陶瓷的叠堆应力效应原理<sup>[14]</sup>可得:

$$F_{\text{BPCS}} = E_{15} \left( \epsilon_{\text{BPCS}} - \frac{d_{15} u_b}{h_b} \right) \quad (10)$$

式中: $F_{\text{BPCS}}, E_{15}, u_b, h_b, \epsilon_{\text{BPCS}}, d_{15}$  分别为切向形变压电陶瓷叠堆的输出应力、弹性模量、输入电压、厚度、应变位移和材料系数值。这里  $\epsilon_{\text{BPCS}} = \frac{\Delta l_{\text{BPCS}}}{h_b}$ 。

当尺蠖式压电陶瓷电机运动时,切向形变压电陶瓷叠堆将产生应变速度,直接驱动定子产生相对位移输出,此时引入一个转换因子  $\mu$ ,尺蠖式压电陶瓷电机运动输出力  $F_{\text{IPM}} = \mu F_{\text{BPCS}}$ ,则式(10)可表示为

$$-\mu M_{\text{IPM}} \Delta \ddot{l}(t) = \frac{E_{15} \Delta l(t)}{h_b} - \frac{d_{15} u_b(t)}{h_b} \quad (11)$$

式中  $M_{\text{IPM}}$  为尺蠖式压电陶瓷电机定子的质量。

首先要求解微分方程对应的齐次方程通解和特解。由尺蠖式压电陶瓷电机运动的物理特性可知条件:

$$\begin{cases} \Delta l(0) = 0 \\ \Delta \dot{l}(0) = 0 \end{cases} \quad (12)$$

依据初始条件求解后可得:

$$\Delta l(t) = \begin{cases} \frac{b u_b(t) \omega}{M_{\text{EPCS}} (\omega^2 - a^2)} (\cos(at) - \cos(\omega t)) & (\omega \neq \lambda) \\ \frac{b u_b(t)}{2M_{\text{EPCS}}} t \sin(at) & (\omega = \lambda) \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,速度是非连续输出,分析实际物理运动输出情况,角频率  $\omega > 400\pi$ ,已超过了运动的最大速度(2 mm/s),此时  $\omega < \lambda$ ( $\lambda$  为临界角频率)。因此,在连续的运动过程中得到尺蠖式压电陶瓷电机的运动速度  $v(t)$  与双模式驱动器驱动频率  $f_b$  间的关系为

$$\begin{cases} v(t) = \frac{d_{15} u_b(t) \omega}{\mu h_b M_{\text{EPCS}}^2 \left( \omega^2 - \frac{E_{15}^2}{\mu^2 M_{\text{IPM}}^2 h_b^2} \right)} \left[ \cos \left( \frac{E_{15}}{\mu M_{\text{IPM}} h_b} t \right) - \cos(\omega t) \right] \\ \omega = 2\pi f_b \end{cases} \quad (14)$$

### 2.3 滑模控制方法的大电压低纹波研究

尺蠖式压电陶瓷电机的位移、速度与双模式驱动器的输出电压、速度有关,位移分辨率主要与双模式驱动器中线性功率放大器的细分电压有关。应用滑模控制的方法对双模式驱动器输出电压进行降噪,以提高输出的最小细分电压值,进而提高尺蠖式压电陶瓷电机的位移分辨率。假设频率定

量,则将电压纹波  $\Delta u$  代入式(11)可得:

$$\begin{cases} \Delta \ddot{l} = -a \Delta l + b(u + \Delta u) \\ a = \frac{E_{15}}{\mu M_{\text{IPM}} h_b} \\ b = \frac{d_{15}}{\mu M_{\text{IPM}} h_b} \end{cases} \quad (15)$$

式中  $\Delta l$  为噪声下的输出位移。

为了实现滑模控制器定律,设计滑模控制器中滑动变量  $S$  为

$$S = \dot{e} + ce \quad (16)$$

式中  $e$  为尺蠖式压电陶瓷电机的位移误差,即输入位移  $\Delta l_d$  与实际反馈位移  $\Delta l$  之间的差值。当  $c \in R^+$  时,误差  $e \rightarrow 0$ 。其中  $S$  的导数为

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{e} + c\dot{e} = \Delta \ddot{l}_d - \Delta \ddot{l} + c\dot{e} = \\ &\Delta \ddot{l}_d - b(u + \Delta u) + a \Delta l + c\dot{e} \end{aligned} \quad (17)$$

本文设计滑模控制器为

$$u = \frac{\mu M_{\text{IPM}} h_b}{d_{15}} \left( \Delta \ddot{l}_d + \frac{E_{15}}{\mu M_{\text{IPM}} h_b} \Delta l + c\dot{e} + \gamma S + \rho \text{sgn}(S) \right) \quad (18)$$

常数  $\gamma$  和滑模控制器的切换增益  $\rho$  属于  $R^+$ ,在有限时间内使  $S$  达到 0,则符号函数可表示为

$$\text{sgn} S = \begin{cases} 1 & (S > 0) \\ 0 & (S = 0) \\ -1 & (S < 0) \end{cases} \quad (19)$$

为了保证控制系统稳定性和较好的鲁棒性,须引出李雅普诺夫函数稳定性分析<sup>[15]</sup>,对于该方法的证明如下:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \geq 0 \quad (20)$$

证明该函数是正半定函数, $V$  相对于时间的导数为负定。证明<sup>[15]</sup>如下:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} = S[\Delta \ddot{l}_d - b\Delta u - a\Delta l - bu - c\dot{e}] = \\ &S[-k_1 S - k_2 \text{sgn}(S) - b\Delta u] \leq \\ &-k_1 S^2 - (k_2 + b|\Delta u|)|S| \end{aligned} \quad (21)$$

令  $k_1, k_2 > 0$ ,则有:

$$\dot{V} \leq -k_2 S^2 \leq 0 \quad (22)$$

以上证明了滑模控制器具有稳定性,可用于抑制电压纹波而不影响系统的稳定性。

## 2.4 双模式驱动器硬件描述

针对尺蠖式压电陶瓷电机的运动特性,对双模式驱动器的硬件需求如表 2 所示。

表 2 双模式驱动器的硬件需求表

输出路数/路	最小细分电压/mV	输出电压幅值/V
4	90	±200
输出电流/mA	输出频率/Hz	带宽/kHz
40	0~800	50

IWPECM 双模式驱动器的硬件系统(见图 4)主要包括双模式控制系统硬件和线性功率放大器硬件。

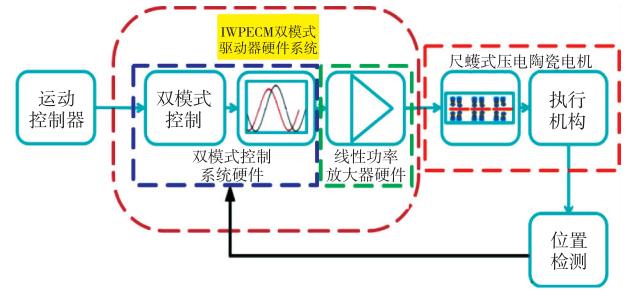


图 4 双模式驱动器硬件的系统图

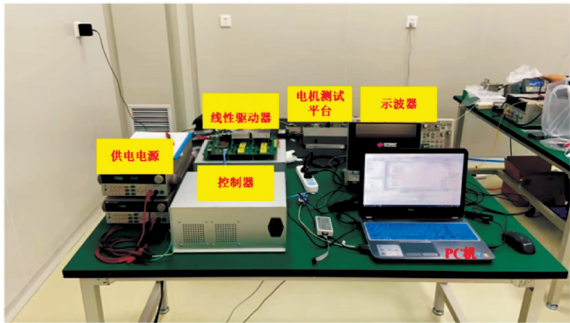
本文提出的双模式控制系统硬件核心主控单元采用 Zynq7020 控制器(Xilinx 系列产品),主要架构由可编程处理器(ARM)和可编程门阵列处理器(FPGA)单芯片双核处理方式组成。核心主控单元中一个核心(FPGA)实现数字信号发生器(DDS)产生电压信号( $-10 \sim 10$  V)任意功能波形。放大电路是一种多通道的线性放大器硬件电路,采用音频功放的方式设计。此外主板集成了网口(数字量通信接口)功能,网口与上运动控制器通信接收控制指令,数据交互通过核心主控单元另一个核心(ARM)实现。

## 3 实验测试与讨论

为了验证双模式驱动器的硬件性能和尺蠖式压电陶瓷电机的控制模式功能,搭建了整个实验测试系统平台。其中,双模式驱动器硬件系统主要由控制器(模式控制系统硬件)和多通道的线性(功率)驱动器(线性放大器硬件)组成,功能测试对象为尺蠖式压电陶瓷电机。采用的位置检测系统为采样率 10 MHz、分辨率 0.1 nm 的激光干涉仪传感器。整个实验系统如图 5 所示。



(a) 实验设备与功能图



(b) 实验平台图

图 5 实验系统图

### 3.1 双模式驱动器硬件功能测试

在双模式驱动器中采用自编程序测试功能,双模式驱动器中的控制器系统生成的电压为

$$u_{in} = 4\sin(2\pi \times 80) + 4\sin(2\pi \times 200) + 4\sin(2\pi \times 800) \quad (23)$$

由式(23)可知,当频率分别为 80 Hz、200 Hz 和 800 Hz 的混合正弦波信号输入,信号峰-峰值为 4 V 时,其输出结果如图 6 所示。

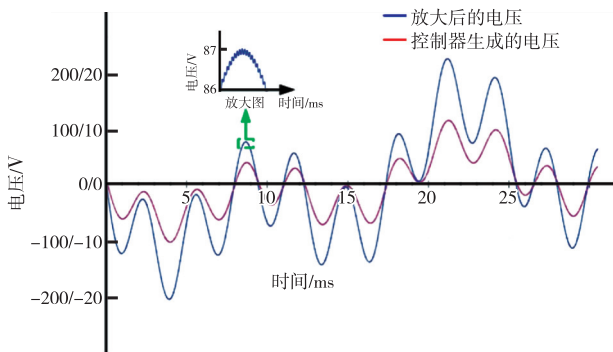


图 6 双模式驱动器硬件性能测试结果

由图 6 可看出,由控制器生成的输入电压信号通过双模式驱动器放大为输出电压信号。经过放大后的信号存在相位延迟特性,计算出的双模式驱动器相位延迟为几微秒级,在控制系统带宽为 50 kHz 时可忽略相位延迟对整个系统的影响。但双模式驱动器输出后的大电压纹波(为 100 mV)对

尺蠖式压电陶瓷电机性能输出影响较大,可应用滑模控制(SMC)的方法解决此问题。经实验验证和模型计算最终确定  $\gamma = 3.6$  和  $\rho = 5$  时,输出的大电压纹波可降到 80 mV,实验结果如图 7 所示。

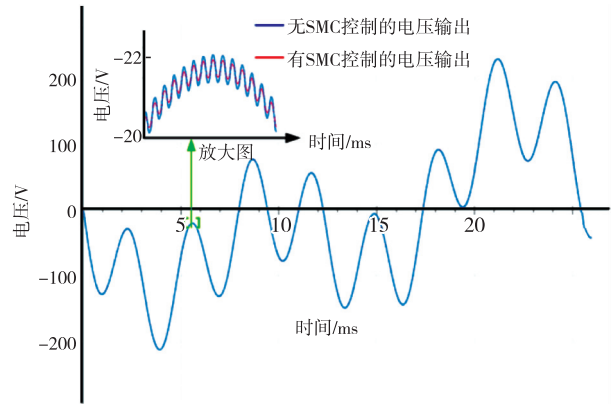


图 7 基于 SMC 控制输出的电压对比图

### 3.2 双模式驱动器模型性能验证

双模式驱动器在保证输入电压不变,输入不同速度  $v$  的长行程运动时,通过示波器测得不同的频率如图 8 所示。

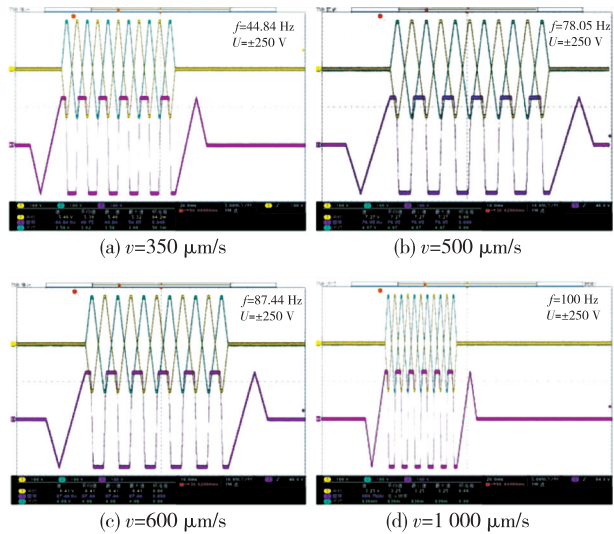


图 8 速度与频率测试图

由图 8 可看出,尺蠖式压电陶瓷电机位移运动步数为 9 步时(单步位移为  $2 \mu\text{m}$ ),通过示波器测量的双模式驱动器的频率。此时双模式驱动器驱动电压峰-峰值为 500 V(逻辑控制器信号电压为  $\pm 250 \text{ V}$ ),改变尺蠖式压电陶瓷电机的输入速度,测试对应的驱动频率。保证尺蠖式压电陶瓷电机的输出速度不变,当尺蠖式压电陶瓷电机位移运动步数为 10 000 步时,通过改变双模式驱动器输入的

驱动电压值,以及位置检测激光干涉仪测得输出位移,验证位移-电压模型,结果如图9所示。

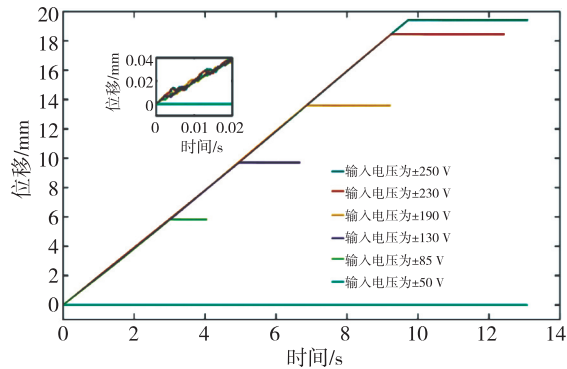


图9 电压与位移测试图

由图9可看出,尺蠖式压电陶瓷电机速度保持为2 mm/s,双模式驱动器的输入电压值分别为±250 V、±230 V、±190 V、±85 V和±50 V时,通过传感器可测量尺蠖式压电陶瓷电机的位移。通过反馈位移的结果发现,输入不同驱动电压值所得尺蠖式压电陶瓷电机输出位移同时变小,当输入电压为±50 V时,尺蠖式压电陶瓷电机输出位移为0,原因是纵向压电陶瓷叠堆无法克服电机外壳体预紧力,使纵向压电陶瓷叠堆切向无法输出。这验证了尺蠖式压电陶瓷电机输出位移与驱动电压和驱动频率有关,但位移输出精度仅与驱动电压有关。通过激光干涉仪测试了双模式驱动器下尺蠖式压电陶瓷电机的位移分辨率结果。

图10为双模式驱动器下尺蠖式压电陶瓷电机的位移分辨率图。采用激光干涉仪测量和绘制了原始图,测得的实验结果显示位移分辨率位移可达0.5 nm,超过了控制器所能采到的最小分辨率位移能力。

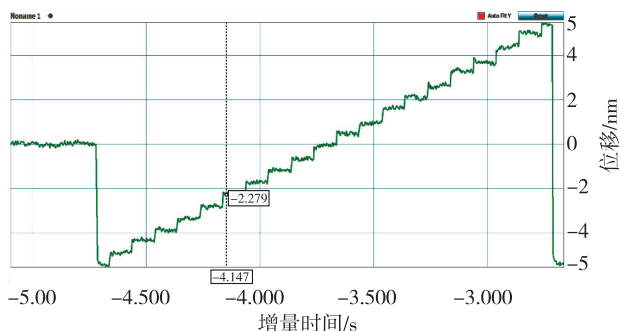


图10 双模式驱动器下尺蠖式压电陶瓷电机的位移分辨率图

#### 4 结束语

针对尺蠖式压电陶瓷电机运动性能和应用,提

出和设计了一种双模式驱动器。通过位移-电压和速度-频率控制模式的方式实现了尺蠖式压电陶瓷电机速度和位移可控。实验中,首先输入正弦混合波形对双模式驱动器硬件性能进行验证,输出放大电压达到±200 V,混合频率为80 Hz、200 Hz和800 Hz时波形不失真。其次引入滑模控制方法,双模式驱动器输出大电压纹波由100 mV降到80 mV,使尺蠖式压电陶瓷电机的输出位移分辨率达到0.5 nm。最后输入不同运动速度,验证了双模式驱动器中频率-速度的模型;输入不同驱动电压,验证了双模式驱动器中电压-位移的模型。实现了尺蠖式压电陶瓷电机长行程运动时的位置和速度可控。

#### 参考文献:

- [1] LING Jie, CHEN Long, FENG Zhao, et al. Development and test of a high speed pusher-type inchworm piezoelectric actuator with asymmetric driving and clamping configuration[J]. Mechanism and Machine Theory, 2022, 176(11): 94-114.
- [2] 姜佩岑,刘曰涛,于长松,等.压电陶瓷定位平台的复合控制系统研究[J].压电与声光,2023,45(6):866-871. JIANG Peicen, LIU Yuetao, YU Changsong, et al. Study on composite control system for piezoelectric ceramic positioning platform [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2023, 45(6): 866-871.
- [3] SHAO Shubao, SONG Siyang, SHAO Yan, et al. Long-range piezoelectric actuator with large load capacity using inchworm and stick-slip driving principles [J]. Precision Engineering, 2022,75(13):167-179.
- [4] 王寅.多模式压电直线电机的研究[D].南京:南京航空航天大学,2016.
- [5] 邵立,卢倩,赵博文,等.双驱动足压电作动器的多通道驱动电源设计[J].机械与电子,2023,41(7):3-7. SHAO Li, LU Qian, ZHAO Bowen, et al. Design of multi-channel drive power supply for dual-drive foot piezoelectric actuator [J]. Mechanics and Electronics, 2023,41(7):3-7.
- [6] WU Yajun, LIU Wenqing, CHEN Jinxin, et al. A novel PWM signal-generation strategy for pockels cell drivers[J]. Photonics, 2023,6(11):168-178.
- [7] 闫鹏飞,刘永刚,曾奥柯,等.局部环状电极压电驱动器制备与夹持力测试[J].压电与声光,2022,44(6):981-984. YAN Pengfei, LIU Yonggang, ZENG Aohe, et al. Preparation and clamping force test of piezoelectric ac-

- tuator with local ring electrodes[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2022, 44(6): 981-984.
- [8] XU Yu, CHEN Wei, LIANG Hao, et al. High voltage pulse generator suitable for capacitive load[J]. *AIP Advances*, 2017, 7(10): 115-125.
- [9] WANG Lijun, ZHAO Jiwen, YANG Xing, et al. Robust deadbeat predictive current regulation for permanent magnet synchronous linear motor drivers with parallel parameter disturbance and load observer[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(12): 7834-7845.
- [10] 李明, 陈西府, 卢倩, 等. 一种直线压电电机驱动足的结构优化设计[J]. *压电与声光*, 2018, 40(6): 916-921.  
LI Ming, CHEN Xifu, LU Qian, et al. Structure optimization design of a linear piezoelectric motor drive-foot[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2018, 40(6): 916-921.
- [11] JIANG Weihua. Review of solid-state linear transformer driver technology[J]. *Matter and Radiation at Extremes*, 2018, 56(8): 13-21.
- [12] XIAO D X, NALAKATH S, FILHO S R, et al. Full-speed sensorless control scheme for interior permanent magnet synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(11): 4723-4737.
- [13] 陈明, 徐业鹏, 黄丹. 压电获能振子的力学建模与参数敏感性分析[J]. *武汉理工大学学报(交通科学与工程版)*, 2021, 45(3): 481-486.  
CHEN Ming, XU Yepeng, HUANG Dan. Mechanical modeling and parameter sensitivity analysis of piezoelectric energized oscillator[J]. *Journal of Wuhan University of Technology (Transportation Science and Engineering)*, 2021, 45(3): 481-486.
- [14] 聂国旗. 压电陶瓷纤维的制备与性能测试研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2010.
- [15] 凌金成, 刘志强, 周振华, 等. 基于滑模控制器的压电执行器线性化控制研究[J]. *压电与声光*, 2023, 45(6): 859-865.  
LING Jincheng, LIU Zhiqiang, ZHOU Zhenhua, et al. Research on linearized control of piezoelectric actuator based on sliding mode controller[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2023, 45(6): 859-865.