

# 一种高密度压电变形镜驱动电源的设计

徐兴<sup>1,2</sup>, 邵蒙<sup>1</sup>, 李洪文<sup>1</sup>

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 压电变形镜是自适应光学系统的执行机构。针对压电变形镜高精度、高动态应用的问题,设计了一款新型的压电陶瓷驱动电源,同时采取线性校正网络确保了放大电路的稳定性,并对影响输出精确度及非线性失真的原因进行了分析。实验结果表明,当驱动容性负载为  $0.33 \mu\text{F}$  时,该驱动电源的大信号带宽可达  $3 \text{ kHz}$ ,阶跃响应的上升时间优于  $80 \mu\text{s}$ ,下降时间优于  $130 \mu\text{s}$ ,输出线性度为  $99.6\%$ 。

**关键词:** 压电陶瓷;驱动电源;压电变形镜;相位补偿;容性负载

**中图分类号:** TN384; TN72 **文献标识码:** A

## Design of a High-Density Piezoelectric Deformable Mirror Driving Power Supply

XU Xing<sup>1,2</sup>, SHAO Meng<sup>1</sup>, LI Hongwen<sup>1</sup>

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Piezoelectric deformable mirror is used as an actuator for adaptive optics system. In this study, a novel piezoelectric ceramic driving power supply is designed for high-precision and highly dynamic application of piezoelectric deformable mirror. The design adopts the linear correction network to ensure the stability of the amplification circuit. Furthermore, the reasons that affect the output accuracy and nonlinear distortion are analyzed. The experimental results show that when driving a capacitive load of  $0.33 \mu\text{F}$ , the drive power supply exhibits a large signal bandwidth of up to  $3 \text{ kHz}$ , rise time of the step response greater than  $80 \mu\text{s}$ , fall time greater than  $130 \mu\text{s}$ , and output linearity of  $99.6\%$ .

**Key words:** piezoelectric ceramics; driving power supply; piezoelectric deformation mirror; phase compensation; capacitive loads

### 0 引言

自适应光学技术能够主动补偿由大气湍流引起的光学波前畸变,是实现大口径地基望远镜高分辨率成像的关键技术<sup>[1]</sup>。压电变形镜是自适应光学系统的核心部件,随着地基天文望远镜向大口径发展,压电变形镜的驱动单元数量已达到千单元级,并对驱动速度和校正行程提出了更高的要求。压电变形镜的每路驱动单元对应1路压电陶瓷驱动电源,因而在压电变形镜的高压驱动系统设计中,压电陶瓷驱动电源的设计应从体积、功耗、输出质量、驱动能力和成本等方面进行综合考虑。

根据驱动原理可将驱动电源分为电荷驱动型和电压驱动型。电荷驱动型驱动电源能有效地降低压电陶瓷促动器的迟滞效应,但电荷驱动型驱动电源电路结构复杂,动态特性较差,难以满足自适应光学系统对集成度和带宽的需求<sup>[2]</sup>。电压驱动型驱动电源由于电路结构简单及输出功率大等优点已得到了广泛的应用。电压驱动型驱动电源根据电路结构具体可分为开关放大式电路和直流线性放大式电路<sup>[3]</sup>。开关放大式驱动电源转换效率高,能够进行大功率输出,然而输出纹波大,频率响应较差。而直流线性放大式驱动电源的输出纹波相

收稿日期:2024-04-11

基金项目:天文联合基金资助项目(No. U2031126);吉林省科技发展计划基金资助项目(No. 20230203113SF)

作者简介:徐兴(1996-),男,四川省泸州市人,硕士生。通信作者:李洪文(1970-),男,四川省资阳市人,研究员,博士。

对较小,动态特性良好,适用于高精度压电变形镜驱动的场所。另外,从电路设计方面考虑,压电陶瓷驱动电源目前主要有直接采用高压功率集成运放和利用分立功率元器件进行设计两种拓扑结构。文献[4]直接采用高压集成运放 PA85A 设计了一款压电陶瓷驱动电源,在驱动负载电容为 25 nF 时,该电源具有稳定性好,精度高,响应速度快及电路结构简单易调试等优点。由于 PA85A 的可持续输出电流较小,驱动大容量负载时其驱动能力有限。文献[5-6]采用在高压集成运放的后级串联 1 个功率输出级的方式提升驱动电源的输出功率。文献[7-9]直接采用可进行大功率输出的高压集成运放设计驱动电源,实现大功率输出。但采用高压集成运放设计千单元级压电变形镜驱动电源存在成本较高,散热设计不灵活等问题。而采用分立功率元器件设计的驱动电源具有较低的输出纹波、良好的动态性能及较高的集成度<sup>[10]</sup>,且分立功率元器件成本较低,可依据结构布局和风道进行灵活散热设计。由于部分高密度压电变形镜行程较大,压电变形镜中压电陶瓷促动器的等效容值可达微法级,需要驱动电源具有较高的集成度和较强的驱动能力。因而本文采用低压高速集成运放和分立功率元器件设计了一款小型化驱动电源,实现了高密度压电变形镜的高精度、高动态应用。

## 1 驱动系统结构与指标

### 1.1 自适应光学驱动系统

自适应光学驱动系统的总体结构如图 1 所示。首先波前处理机接收波前传感器的误差信号,进行变换和控制运算后输出控制信号;然后数模转换器将数字控制信号转换为低压模拟信号;最后驱动电源把转换后的模拟小信号放大到百伏乃至千伏级高压大功率信号用以驱动压电变形镜,驱动电源的输出质量和驱动能力决定了压电变形镜的控制精度和校正速度。其中高压直流电源输出高压为驱动电源进行供电。

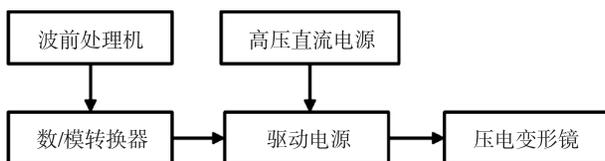


图 1 驱动系统总体结构框图

### 1.2 驱动电源的指标分析

自适应光学系统在高分辨率成像领域要求驱

动电源的闭环带宽为 3~5 kHz<sup>[11]</sup>。驱动电源的闭环带宽越高,其体积、功耗越大,同时过高的闭环带宽易引入高频噪声。考虑到高密度压电变形镜需要具有更高的集成度和较低的功耗,本文设计了闭环带宽大于 3 kHz 的小型化驱动电源。另外,本文应用的高密度压电变形镜压电陶瓷促动器的等效负载约为 0.33  $\mu\text{F}$ ,根据压电变形镜的校正行程需求,要求驱动电源输出电压峰-峰值为 0~120 V。

在满幅值正弦电压输出的条件下,驱动电源工作频率为 3 kHz 时,输出电压无失真所需最大输出电流为

$$I_{\max} = \pi f_{\max} U_{\text{pp}} C_L \approx 374 (\text{mA}) \quad (1)$$

式中: $f_{\max}$  为最大工作频率; $U_{\text{pp}}$  为最大输出电压。

转换速率(SR)是衡量驱动电源输出信号跟踪输入信号能力的重要指标,影响脉冲信号的上升沿和下降沿的响应时间,根据最大输出电压和最大工作频率可得:

$$SR = \pi f_{\max} U_{\text{pp}} = 1.13 (\text{V}/\mu\text{s}) \quad (2)$$

综上所述可知,驱动电源的闭环带宽 $\geq 3$  kHz,输出电压范围为 0~120 V,最大输出电流为 374 mA,转换速率不低于 1.13 V/ $\mu\text{s}$ 。

## 2 驱动电源电路设计与分析

### 2.1 驱动电源的电路结构

本文设计的驱动电源主要由低压高速集成运放和分立功率元器件构成两级放大电路(见图 2),第一级采用低噪声和高压摆率的 TL071H 集成运放芯片,可降低驱动电源的输出噪声及提高驱动系统的动态性能。TL071H 集成运放与  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$  构成误差放大级,该级决定了驱动电源的稳定性、小信号带宽及输出电压精度。第二级主要由 NPN 型功率三极管构成伪互补功率输出级,该级决定了大信号带宽及驱动能力。

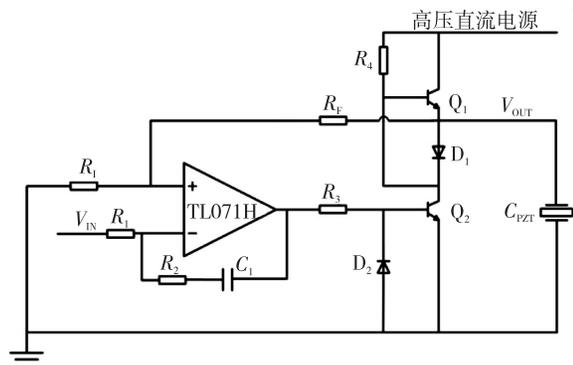


图 2 驱动电源电路原理图

驱动电源电路的工作原理:当输入信号增大时,TL071H 的输出电压降低,流经三极管  $Q_2$  的基极-发射极的电流减小,从而减小  $Q_2$  的集电极-发射极之间的电流,此时  $Q_1$  的基极电位升高,当  $Q_1$  的基极与输出电压的压差大于  $Q_1$  的导通阈值  $V_{be1}$  时, $Q_1$  导通,二极管  $D_1$  处于反向截止状态,高压直流电源通过  $Q_1$  对压电陶瓷促动器进行充电,输出电压逐渐升高,反馈到集成运放的正输入端极性为正。根据瞬时极性法可知,集成运放的净输入量减小。因此,该放大电路的反馈类型为电压串联负反馈。相应地,当输入信号减小时,由负反馈可知,驱动电源输出电压降低,二极管  $D_1$  阴极电位降低,当  $D_1$  两端的电压大于其正向导通电压时, $D_1$  导通,压电陶瓷促动器上存储的电荷通过  $D_1$ 、 $Q_2$  和地平面回路进行释放。采用两级分立式元件构成的驱动电源经过良好的散热设计可实现较大的功率输出,合理的校正网络可确保驱动电源的稳定性和频带范围,同时电路采用的元器件数量较少,电路结构紧凑,便于提高驱动电源的集成度。

### 2.2 驱动电源的相位补偿

为分析方便,对驱动电源的电路原理图进行简化(见图 3),其中  $C_2$  为输出级功率管的米勒寄生电容。该放大电路的开环增益曲线  $A_L$  共存在 3 个极点,运算放大器内部存在极点  $f_{p1}$ ,功率管的米勒寄生电容及其所在回路的等效电阻构成极点  $f_{p2}$ ,压电陶瓷促动器的等效电容  $C_{PZT}$  与放大电路的输出电阻构成极点  $f_{p3}$ 。通过查阅运放的数据手册可知, $f_{p1}$  的频率较低,同时  $C_{PZT}$  的容值较大,因而  $f_{p1}$ 、 $f_{p3}$  为主导极点,功率管的米勒寄生电容为皮法级, $f_{p2}$  的极点频率较高,为非主导极点。

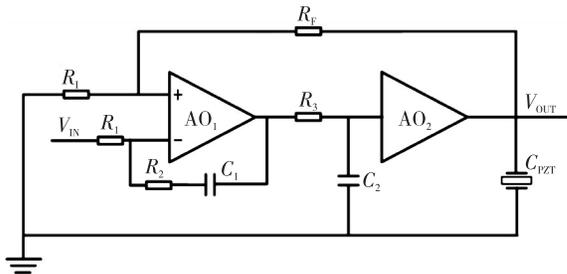


图 3 驱动电源电路简化图

电路中存在两个主导极点,系统的相角裕度较小,可能会产生自激振荡,因而需要采取合理的校正网络补偿系统的相角裕度。工程上针对容性负载的相位补偿方法主要有超前补偿、噪声增益补偿

和隔离电阻补偿。超前补偿和噪声增益补偿都是改变闭环增益 ( $1/\beta$ ) 曲线,实现系统的稳定。超前补偿的反馈电容与驱动电源输出端相连,需使用耐压值较高的电容,以避免发生击穿现象,同时主反馈网络对其容值参数的变化很敏感。噪声增益补偿会增加电路的整体噪声,不适用于高精度控制场合。隔离电阻补偿需考虑流经隔离电阻的电流,该电流在隔离电阻上产生测量误差,只有在隔离电阻阻值相对于负载电抗足够小的情况下,隔离电阻补偿才能满足系统的精度要求。

电路的开环增益  $A_L$  曲线和  $1/\beta$  曲线如图 4 所示。根据两条曲线相交时(环路增益  $A_{OL}\beta=0$ ) 的闭合速度可以判断电路的稳定性,当闭合速度为  $-40$  dB/dec 时,意味着在  $1/\beta$  曲线上方存在 2 个极点,系统可能产生  $180^\circ$  的相移,此时电路不稳定。因此,本文采用  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$  构成比例-积分校正网络,改善驱动电源的幅频特性,从而确保其稳定性和带宽。

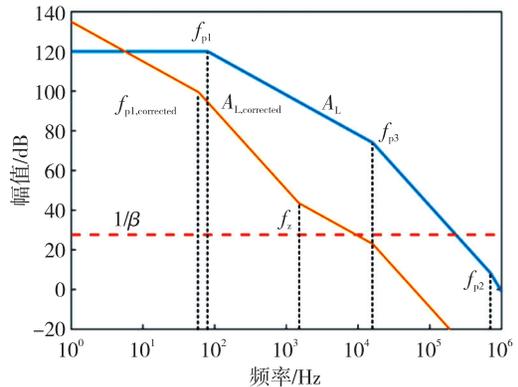


图 4 比例-积分校正闭合速度曲线

比例-积分校正网络产生的零点频率  $f_z$  为

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \tag{3}$$

放大电路输出电阻  $R_o$  与负载电容产生的附加极点频率为

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi R_o C_{PZT}} \approx 16.07 \text{ (kHz)} \tag{4}$$

通过调节  $R_2$ 、 $C_1$  可改变开环增益曲线上零点的位置,调整放大电路的开环增益。

校正后开环增益曲线  $A_{L,corrected}$  以  $-20$  dB/dec 穿越  $1/\beta$  曲线,驱动电源具有较好的动态响应和稳定性。当三极管  $Q_1$  导通和关断时,功率输出级的增益不同,在驱动电源的调试中应合理选择  $R_2$  和  $C_1$ ,本文选择  $R_2=1.2$  k $\Omega$ , $C_1=47$  nF,经计算可得

$f_z = 2.8 \text{ kHz}$ 。

### 2.3 输出精度及非线性分析

负反馈放大电路的闭环传递函数  $A_{CL}(s)$  为

$$A_{CL}(s) = \frac{A_{OL}(s)}{1 + H(s)A_{OL}(s)} \quad (5)$$

式中:  $A_{OL}(s)$  为开环传递函数;  $H(s)A_{OL}(s)$  为环路增益。

当反馈通道  $H(s)$  由纯电阻网络构成时,  $H(s)$  为与频率无关的函数, 反馈系数可由  $\beta$  表示。理想情况下, 开环增益趋于无穷大, 理想的闭环传递函数  $A_{CL,ideal}(s)$  可表示为

$$A_{CL,ideal}(s) \approx \frac{1}{\beta} \quad (6)$$

进一步分析环路增益对输出精度造成的影响, 定义闭环增益误差  $\epsilon$  为

$$\epsilon = \frac{A_{CL,ideal}(s) - A_{CL}(s)}{A_{CL,ideal}(s)} \approx \frac{1}{\beta A_{OL}(s)} \quad (7)$$

闭环增益误差与环路增益成反比关系, 其中  $\beta$  由放大倍数决定, 开环增益  $A_{OL}(s)$  由前向通路决定, 环路增益  $\beta A_{OL}(s)$  幅值越大, 表明驱动电源输出的精度、线性度越高。

驱动电源电路中存在二极管、三极管等非线性元件, 且半导体器件对工作温度较敏感, 当输入信号幅值较大时, 输入输出特性曲线不完全呈线性关系, 即闭环增益发生变化。

由于非线性因素使开环增益从  $A_1$  变为  $A_2$ , 开环增益的变化量为

$$\Delta = A_1 - A_2 \quad (8)$$

开环增益变化后与变化前的闭环增益之比  $k$  为

$$k = 1 - \frac{\Delta}{1 + \beta A_2} \cdot \frac{1}{A_1} \quad (9)$$

如果环路增益  $\beta A_2$  很大, 则  $k$  接近于 1, 表明由非线性因素引起的开环增益变化对闭环增益影响较小, 因而可通过增加放大电路中的环路增益减小电路的非线性失真。

### 3 实验测试

本文设计的高密度压电变形镜驱动电源尺寸为  $65 \text{ mm} \times 40 \text{ mm} \times 35 \text{ mm}$ , 搭建的实验测试平台如图 5 所示。测试设备主要包括信号发生器、示波器、可编程高压直流电源和万用表。其中固定可编程高压直流电源的输出电压为  $125 \text{ V}$ 。实验中, 压电陶瓷促动器的等效负载约为  $0.33 \mu\text{F}$ , 由于压电

变形镜的价格高, 本次实验采用相同容值的安规电容作为负载。

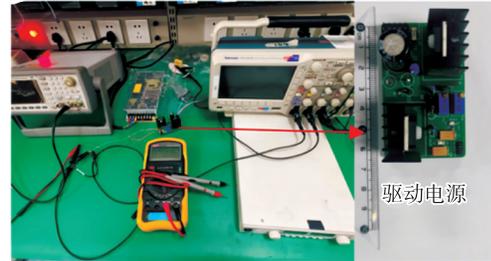
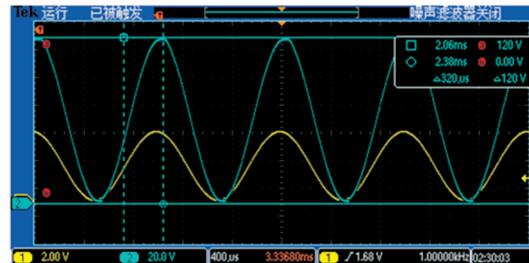


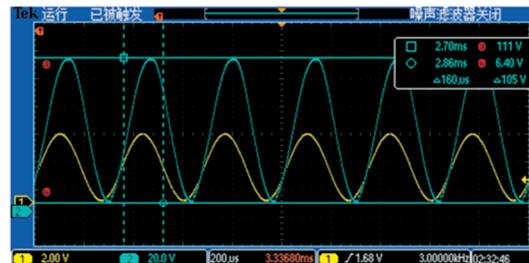
图 5 实验测试平台

#### 3.1 驱动能力测试

驱动能力受最大输出电流限制, 随着工作频率的增加, 驱动电源的输出电压幅值因输出电流不足而产生衰减。利用信号发生器产生电压峰-峰值为  $5 \text{ V}$  ( $0 \sim 5 \text{ V}$ )、频率分别为  $1000 \text{ Hz}$ 、 $3000 \text{ Hz}$  的正弦波作为测试信号, 然后利用示波器观测驱动电源在满量程下的输出电压波形。如图 6 所示, 当频率为  $1000 \text{ Hz}$  时, 输出波形无明显失真, 波形平滑, 能较好地跟踪输入信号。随着工作频率的逐渐增加, 输出电压幅值开始衰减。当频率为  $3000 \text{ Hz}$  时, 输出电压幅值为  $105 \text{ V}$ , 衰减不超过  $-3 \text{ dB}$ , 且相位滞后较小, 满足带宽需求。



(a) 电压峰值为  $120 \text{ V}$ , 频率为  $1000 \text{ Hz}$



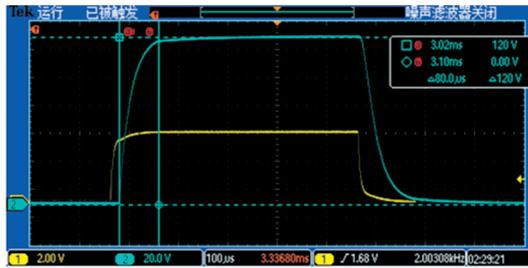
(b) 电压峰值为  $120 \text{ V}$ , 频率为  $3000 \text{ Hz}$

图 6 驱动能力测试曲线

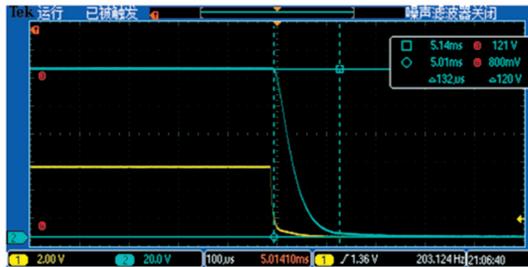
#### 3.2 满幅值阶跃响应测试

利用信号发生器产生电压为  $0 \sim 5 \text{ V}$  方波信号作为阶跃响应的测试信号, 驱动电源对阶跃信号的响应曲线如图 7 所示。阶跃响应上升时间(终值  $10\% \sim 90\%$ ) 优于  $80 \mu\text{s}$ , 下降时间(终值  $10\% \sim$

90%) 优于 130  $\mu\text{s}$ , 满幅值输出阶跃响应速度快, 响应过程平稳无超调, 上升时间和下降时间有差异, 其原因是功率输出级不对称。



(a) 上升响应曲线



(b) 下降响应曲线

图 7 满幅值阶跃响应测试曲线

### 3.3 输出线性度测试

在直流响应中, 驱动电源实际上是压控电压源, 一般用线性度来衡量输入信号和输出信号之间的线性关系。输入信号的范围为 0~5 V, 步进电压为 0.5 V, 输出电压对应的范围为 0~120 V, 每个采样点采取 3 次输出电压数据并取平均值。通过最小二乘法对采集的数据进行拟合, 实测数据和拟合曲线如图 8 所示。由图可知, 非线性度约为 0.4%, 即拟合曲线的线性度约为 99.6%。

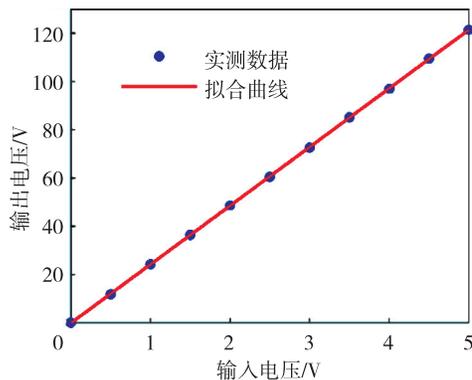


图 8 输出线性度测试曲线

## 4 结束语

本文采用低压高速集成运放和分立功率元件构成的两级放大电路设计了一款压电变形镜的驱动电源, 并对电路的稳定性、相位补偿方法、输出精度及非

线性失真进行了分析, 采用比例-积分校正补偿系统的相角裕度。实验结果表明, 驱动电源输出电压为 0~120 V, 在驱动容性负载为 0.33  $\mu\text{F}$  时, 大信号带宽可达 3 000 Hz, 阶跃响应速度快, 响应过程平稳无超调, 输出线性度可达 99.6%, 且集成度高, 满足高密度压电变形镜中压电陶瓷促动器的驱动需求。

### 参考文献:

- [1] 邵蒙, 李洪文, 姚凯男, 等. 千单元自适应压电变形镜的高压放大器设计[J]. 光学精密工程, 2022, 30(23): 2995-3033.  
SHAO Meng, LI Hongwen, YAO Kainan, et al. Design of high voltage amplifier for thousand-element adaptive piezoelectric deformable mirror[J]. Opt Precision Eng, 2022, 30(23): 2995-3033.
- [2] 凡木文. 高性能压电波前校正器高压驱动技术研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院(光电技术研究所), 2016.
- [3] 胡域, 朱玉玉. 一种高压压电陶瓷驱动电源的设计[J]. 压电与声光, 2020, 42(1): 71-76.  
HU Yu, ZHU Yuyu. Design of high voltage piezoelectric ceramic driving power supply[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2020, 42(1): 71-76.
- [4] 徐辽, 范青武, 刘旭东, 等. 基于 PA85A 的高精度动态压电陶瓷驱动电源设计[J]. 压电与声光, 2018, 40(4): 564-567.  
XU Liao, FAN Qingwu, LIU Xudong, et al. Design of High-precision dynamic PZT driving power based on PA85A[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(4): 564-567.
- [5] 孙翰, 时运来, 孙海超, 等. 基于 PA41 的压电叠堆驱动电源设计[J]. 压电与声光, 2022, 44(1): 68-72.  
SUN Han, SHI Yunlai, SUN Haichao, et al. Design of piezoelectric stack driving power supply based on PA41[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2022, 44(1): 68-72.
- [6] XU Lisong, LI Hongwen, LI Pengzhi, et al. The application of classical control in the design and analysis of power amplifiers for driving piezoelectric stack actuators[J]. Electronics, 2021, 10(6): 720.
- [7] 钱存, 张文涛, 杜浩, 等. 一种大容量负载的压电陶瓷驱动电源设计[J]. 压电与声光, 2019, 41(5): 752-755.  
QIAN Cun, ZHANG Wentao, DU Hao, et al. Design of piezoelectric ceramic drive power supply with large capacitive load[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(5): 752-755.