

一种宽频带压电陶瓷驱动电源补偿方法研究

李 胜^{1,2}, 赵宏强^{1,2}, 邓圭玲^{1,2}, 周 灿³

(1. 中南大学 高性能复杂制造国家重点实验室, 湖南 长沙 410083; 2. 中南大学 机电工程学院, 湖南 长沙 410083;

3. 广州景泰科技有限公司, 广东 广州 510000)

摘 要:压电陶瓷驱动电源工作于容性负载时, 恰当的环路补偿是电源稳定工作的必要条件。为提高压电陶瓷驱动器的响应速度, 同时改善传统补偿方法仅补偿单极点的缺点, 在分析传统压电陶瓷驱动电源补偿方法的情况下, 该文提出一种高精度宽频带压电陶瓷驱动电源补偿法, 实现了对极点频率低及多极点的大容值负载驱动电路的环路补偿。等效电容 $6.4 \mu\text{F}$ 的压电陶瓷为负载时, 样机带宽可达 5 kHz , 上升沿和下降沿时间为 $200 \mu\text{s}$, 纹波电压小于 80 mV 。实验结果表明, 所提方法具有较优异的带宽及良好的稳定性, 可应用于机器人、微位移运动平台及航空航天等压电应用领域。

关键词:压电陶瓷; 驱动电源; 宽频带; 多极点; 环路补偿

中图分类号: TN384; TM282; TP29 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2019.05.013

Research on Compensation Method of Broadband PZT Driving Power

LI Sheng^{1,2}, ZHAO Hongqiang^{1,2}, DENG Guilin^{1,2}, ZHOU Can³

(1. State Key Lab. of High Performance Complex Manufacturing, Central South University, Changsha 410083, China;

2. School of Mechanical and Electrical Engineering, Central South University, Changsha 410083, China;

3. Guangzhou Kintai Technology Co., Ltd, Guangzhou 510000, China)

Abstract: When the piezoelectric ceramic drive power supply works in a capacitive load, proper loop compensation is a necessary condition for the stable operation of the power supply. In order to improve the response speed of PZT actuators and improve the shortcomings that the traditional compensation method can only compensate the single poles, in the case of analyzing the traditional PZT driving power compensation method, a high-precision broadband PZT driving power compensation method is proposed. The loop compensation of the large-capacity load drive circuit with low pole frequency and multi-pole is realized. When the PZT actuators with equivalent capacitance of $6.4 \mu\text{F}$ is under load, the bandwidth of the prototype is up to 5 kHz , the rising time and the falling time is only $200 \mu\text{s}$, and the ripple voltage is less than 80 mV . The experimental results show that the proposed method has excellent bandwidth and good stability, and can be applied to piezoelectric applications such as robots, micro-displacement motion platforms and aerospace.

Key words: piezoelectric ceramic; driving power; broad band; multi-pole; loop compensation

0 引言

压电陶瓷驱动器是一种新型的电能-机械能换能器件, 其具有体积小, 响应快, 驱动力大, 分辨率高等优点, 因而被广泛应用于智能机器人、高精度定位、航空工业等领域^[1-2]。压电陶瓷驱动电源是实现驱动压电陶瓷驱动器的核心设备。

目前, 压电陶瓷驱动电源依据原理主要分为电流控制型和电压控制型^[3]。电流控制型压电陶瓷驱

动电源通过精确控制压电陶瓷的充电时间和充电电流来控制输入压电陶瓷的电荷量以实现线性驱动^[4]。电压控制型压电陶瓷驱动电源通过控制电极电压来控制压电陶瓷的位移。电流控制型压电陶瓷驱动电源具有良好的开环线性特性, 带载能力强, 频带宽等优点, 但由于电荷泄漏原因, 存在低频特性差, 稳定性差, 零点控制难和设计制造难度大的问题^[5]。而电压控制型压电陶瓷驱动电源具备结构简单, 稳定性强等优点, 其电压-位移非线性特性可通

收稿日期: 2019-01-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51705538)

作者简介: 李胜 (1993-), 男, 广西玉林人, 硕士生, 主要从事压电陶瓷驱动电源的研究。通信作者: 赵宏强 (1969-), 男, 湖南邵东人, 副研究员, 博士后, 主要从事机电一体化方向的研究。

过特定的算法补偿^[6]。电压控制型压电陶瓷驱动电源主要分为开关式驱动电源^[7]和直流放大式驱动电源^[3]。开关式驱动电源虽然效率高,体积小,但输出纹波大,频带窄;而直流放大式电源频带宽,结构简单可靠^[8]。压电陶瓷驱动器属于容性负载,在无补偿的情况下直接连接驱动电源极易产生振荡^[9]。为保证电路的稳定性,电压控制型压电陶瓷驱动电源通常采用反馈零点法和隔离电阻对电路进行补偿^[10]。该方法在实现环路补偿的同时引入了一个低通滤波器,但该方法仅能补偿一个极点,严重影响了电源带宽及适用范围。

本文以直流放大式驱动电源为研究对象,对目前应用最广泛的环路补偿方法局限性进行分析,提出一种新的宽频带环路补偿方法,可对传统方法无法应用的低频极点、多极点进行补偿,实现系统稳定性的同时提高了系统的频带和稳定性。

1 基于反馈零点法和隔离电阻的直流放大式驱动电路环路补偿方法分析

基于反馈零点法和隔离电阻的直流放大式驱动电路环路补偿法,通过补偿电容和隔离电阻对电路进行补偿。图1为基于反馈零点法和隔离电阻补偿方法的直流放大式驱动电路图。图中, U_{in} 为输入电压, U_{out} 为输出电压。

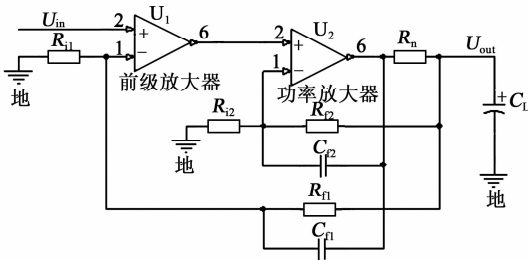


图1 基于反馈零点法和隔离电阻补偿方法的直流放大式驱动电路图

在拉普拉斯域将前级放大器 U_1 传递函数用 $G_1(s)$ 表示,功率放大器 U_2 (不考虑内阻) 传递函数用 $G_2(s)$ 表示,功率放大器内阻 R_0 、隔离电阻 R_n 与容性负载 C_L 组成的负载电路传递函数用 $G_3(s)$ 表示,隔离电阻 R_n 、反馈电阻 R_{f1} 、 R_{i1} 与补偿电容 C_{f1} 组成的多级放大器反馈电路传递函数用 $H_1(s)$ 表示,隔离电阻 R_n 、反馈电阻 R_{f2} 、 R_{i2} 与补偿电容 C_{f2} 组成的功率放大器反馈电路传递函数用 $H_2(s)$ 表示。图2为基于反馈零点法和隔离电阻补偿法的直流放大式驱动电路传递函数图。

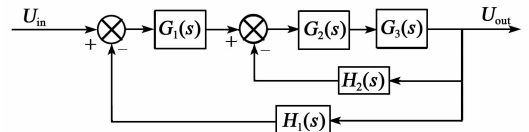


图2 直流放大式驱动电路的传递函数图

传递函数:

$$G_3(s) = \frac{1}{(R_0 + R_n)C_L s + 1} \quad (1)$$

$$H_2(s) = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{f2}} \times \frac{R_n R_{f2} C_L C_{f2} s^2 + R_{f2} C_{f2} s + 1}{1 + (R_{i2} // R_{f2}) C_{f2} s} \quad (2)$$

由式(1)可知,功率放大器的内阻 R_0 、 R_n 与 C_L 在放大器的开环增益曲线上产生1个极点 f_{p1} 。由式(2)可知, R_n 、 R_{f2} 、 R_{i2} 与 C_{f2} 组成的功率放大器反馈电路产生2个零点 f_{z1} 、 f_{z2} 和1个极点 f_{p2} 。当满足 $f_{z1} = f_{p1}$ 、 $f_{z2} = f_{p2}$,则功率运放的开、闭环传递函数环传递函数 $G_{op2}(s)$ 和 $G_{loop2}(s)$ 分别为

$$G_{op2}(s) = G_2(s)G_3(s)H_2(s) = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{f2}} G_2(s) \quad (3)$$

$$G_{loop2}(s) = \frac{G_2(s)G_3(s)}{1 + G_2(s)G_3(s)H_2(s)} = \frac{G_2(s)G_3(s)}{1 + \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{f2}} G_2(s)} \approx \frac{R_{i2} + R_{f2}}{R_{i2}} G_3(s) \quad (4)$$

$$H_1(s) = \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{f1}} \times \frac{R_n R_{f1} C_L C_{f1} s^2 + R_{f1} C_{f1} s + 1}{1 + (R_{i1} // R_{f1}) C_{f1} s} \quad (5)$$

由式(4)可知,功率放大器的闭环电路将在前级放大器的开环增益曲线上产生1个极点 f_{p3} 。由式(5)可知, R_n 、 R_{f1} 、 R_{i1} 与 C_{f1} 组成的多级放大器反馈电路在放大器的开环增益曲线上产生2个零点 f_{z3} 、 f_{z4} 和1个极点 f_{p4} 。当满足 $R_{i1} = R_{i2}$ 、 $R_{f1} = R_{f2}$,且 $f_{z3} = f_{p3}$ 、 $f_{z4} = f_{p4}$,则多级放大器的开、闭环传递函数环传递函数 $G_{op1}(s)$ 和 $G_{loop1}(s)$ 分别为

$$G_{op1}(s) = G_1(s)G_{loop2}(s)H_1(s) \approx \frac{R_{i2} + R_{f2}}{R_{i2}} G_1(s)G_3(s)H_1(s) = G_1(s) \quad (6)$$

$$G_{loop1}(s) = \frac{G_1(s)G_{loop2}(s)}{1 + G_1(s)G_{loop2}(s)H_1(s)} \approx \frac{R_{i2} + R_{f2}}{R_{i2}} \times \frac{G_1(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)} \quad (7)$$

$$f_w = \frac{1}{2\pi(R_0 + R_n)C_L} \quad (8)$$

可见,基于反馈零点法和隔离电阻的直流放大式驱动电路由于负载电容的存在,功率放大器的 R_0 、 R_n 与 C_L 形成了低通滤波器,严重限制了电路的带宽。同时,该方法仅能补偿功率放大器闭环电路产生的一个极点。

2 基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路补偿方法

针对基于反馈零点法和隔离电阻的直流放大式驱动电路的低带宽、仅能补偿单极点的问题,下面将提出了一种基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路补偿方法,该方法应用宽频带运放构建的超前补偿器对多级放大器开环极点进行补偿。图3为基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路图。

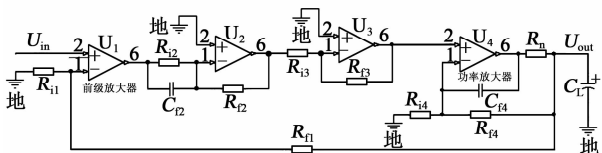


图3 基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路图

在拉普拉斯域将前级放大器 U_1 传递函数用 $G_1(s)$ 表示,将放大器 U_2 、反馈电阻 R_{i2} 、 R_{f2} 、补偿电容 C_{f2} 组成的超前补偿器传递函数用 $G_2(s)$ 表示,将放大器 U_3 、反馈电阻 R_{i3} 、 R_{f3} 、补偿电容 C_{f3} 组成的反相器传递函数用 $G_3(s)$ 表示,功率放大器 U_4 (不考虑内阻)传递函数用 $G_4(s)$ 表示,功率放大器的内阻 R_0 、隔离电阻 R_n 与容性负载 C_L 组成的负载电路传递函数用 $G_5(s)$ 表示,反馈电阻 R_{i1} 与 R_{f1} 组成的多级放大器反馈电路传递函数用 $H_1(s)$ 表示,隔离电阻 R_n 、反馈电阻 R_{f4} 、 R_{i4} 与补偿电容 C_{f4} 组成的功率放大器反馈电路传递函数用 $H_2(s)$ 表示。图4为基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路传递函数图。

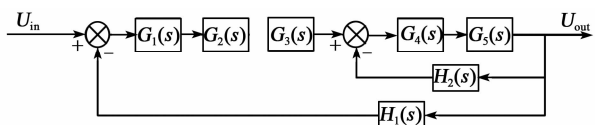


图4 基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路传递函数图

$$G_5(s) = \frac{1}{(R_0 + R_n)C_L s + 1} \quad (9)$$

$$H_2(s) = \frac{R_{i4}}{R_{i4} + R_{f4}} \times \frac{R_n R_{f4} C_L C_{f4} s^2 + R_{f4} C_{f4} s + 1}{1 + (R_{i4} // R_{f4}) C_{f4} s} \quad (10)$$

由式(9)可知,功率放大器的 R_0 、 R_n 与 C_L 在放大器的开环增益曲线上产生1个极点 f_{p1} 。由式(10)可知, R_n 、 R_{f4} 、 R_{i4} 与 C_{f4} 组成的功率放大器反馈电路产生2个零点 f_{z1} 、 f_{z2} 和1个极点 f_{p2} 。

当满足 $f_{z1} = f_{p1}$ 、 $f_{z2} = f_{p2}$,则功率运放的开、闭环传递函数 $G_{op2}(s)$ 和 $G_{loop2}(s)$ 分别为

$$G_{op2}(s) = G_4(s)G_5(s)H_2(s) = \frac{R_{i4}}{R_{i4} + R_{f4}} G_4(s) \quad (11)$$

$$G_{loop2}(s) = \frac{G_4(s)G_5(s)}{1 + G_4(s)G_5(s)H_2(s)} = \frac{G_4(s)G_5(s)}{1 + \frac{R_{i4}}{R_{i4} + R_{f4}} G_4(s)} \approx \frac{R_{i4} + R_{f4}}{R_{i4}} G_5(s) \quad (12)$$

$$G_2(s) = -(R_{f2}/R_{i2})(R_{i2}C_{f2}s + 1) \quad (13)$$

$$G_3(s) = -(R_{f3}/R_{i3}) \quad (14)$$

$$H_1(s) = R_{i1}/(R_{i1} + R_{f1}) \quad (15)$$

由式(12)可知,功率放大器的闭环电路将在前级放大器的开环增益曲线上产生1个极点 f_{p3} 。由式(13)可知, R_{i2} 、 R_{f2} 、 C_{f2} 与运放 U_2 组成超前补偿电路在前级放大器的开环增益曲线上产生1个零点 f_{z3} 。

当满足 $R_{i2} = R_{f2} = R_{i3} = R_{f3}$,且 $f_{z3} = f_{p3}$ 时,多级放大器的开环传递函数 $G_{op1}(s)$ 和多级放大器闭环传递函数 $G_{loop1}(s)$ 分别为

$$G_{op1}(s) = G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_{loop2}(s)H_1(s) \approx \frac{R_{i4} + R_{f4}}{R_{i4}} G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_5(s)H_1(s) = G_1(s) \quad (16)$$

$$G_{loop1}(s) = \frac{G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_{loop2}(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_{loop2}(s)H_1(s)} \approx \frac{R_{i4} + R_{f4}}{R_{i4}} \times \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)} \quad (17)$$

可见,基于超前补偿法的直流放大式驱动电路在实现了对因负载电容产生的环路不稳定的补偿的情况下,不会产生低通滤波器限制电路的带宽,电路的带宽取决于自身特性。通过宽频带运放构建超前补偿器可实现对多极点、低频极点的补偿。

3 实验

根据上述原理研制了一台压电陶瓷驱动电源,其输入电压为0~10 V,输出电压为0~100 V,放大倍数为10倍。选用6.4 μ F的压电陶瓷(PI公司P-887.91型产品)装载在点胶阀中作为负载进行实验测试。图5为压电陶瓷驱动电源实验装置。

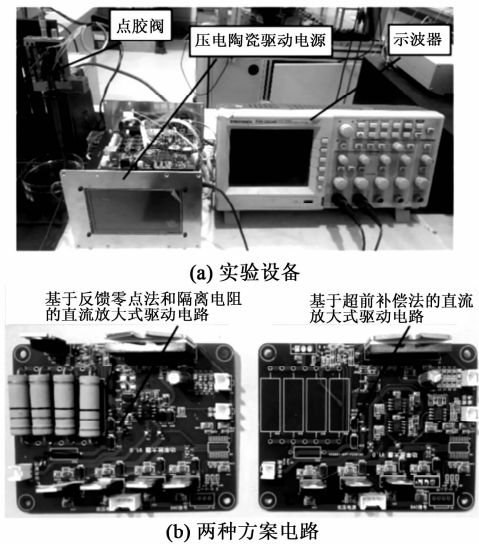


图 5 压电陶瓷驱动电源实验装置

图 6 为压电陶瓷驱动电源动态响应图。基于反馈零点法和隔离电阻的直流放大式驱动电路带宽约为 2.8 kHz,而基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路带宽可达 5 kHz,基于超前补偿法的直流放大式驱动电路在大容量负载的情况下实现了较大的带宽。

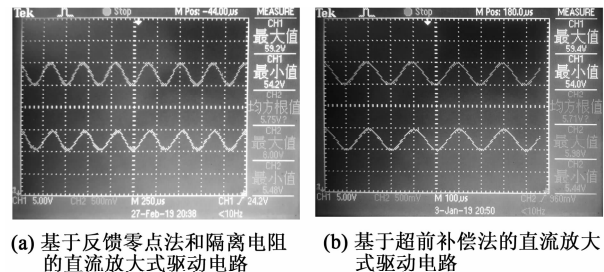


图 6 压电陶瓷驱动电源动态响应图

表 1 为 $C_L=6.4\ \mu\text{F}$ 时压电陶瓷驱动电源实验数据。由表可见,该电源在大负载下仍具备优异的动态和静态性能。

表 1 压电陶瓷驱动电源实验数据

上升沿时间/ μs (0~100 V)	下降沿时间/ μs (100 V~0)	峰值 电流/ mA	静态 纹波/ mV	分辨率/ mV
200	200	2 000	80	24

4 结束语

本文分析了基于反馈零点法和隔离电阻的直流放大式驱动电路补偿方法。针对其存在的低带宽、仅能补偿单环路极点的问题,设计了一种基于超前补偿法的直流放大式驱动电路环路补偿方法。该方法具备频带宽,可实现多极点、低频极点的补偿,在不损失带宽的情况下实现了对由于负载电容产生的

环路不稳定的补偿。经实验验证,该方法具有良好的稳定性和较大的带宽。

参考文献:

[1] CHEN Xinkai, SU Chunyi, LI Zhi, et al. Design of implementable adaptive control for micro/nano positioning system driven by piezoelectric actuator[C]//UK: IEEE, 2016: 6471-6481.

[2] 李耀,吴洪涛,杨小龙,等.航天器微振动主动控制研究[J].农业机械学报,2018,49(11):379-385.

LI Yao, WU Hongtao, YANG Xiaolong, et al. Investigation on active control of spacecraft micro-vibration[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2018, 49(11):379-385.

[3] 钟文斌,刘晓军,卢文龙,等.一种误差放大式压电陶瓷驱动电源的研制[J].压电与声光,2014,36(2):311-313.

ZHONG Wenbin, LIU Xiaojun, LU Wenlong, et al. Development of an error amplifier based piezoelectric ceramic actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014,36(2):311-313.

[4] 陈杰.压电陶瓷驱动电源及应用研究[D].南京:南京航空航天大学,2013.

[5] 汝长海,王澄.高动态大功率桥式压电陶瓷驱动电源[J].压电与声光,2012,34(4):549-552.

RU Changhai, WANG Cheng. High-dynamic bridge amplifiers with generator for piezoelectric actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2012,34(4):549-552.

[6] 张泉,尹达一,张茜丹.压电执行器动态迟滞建模与LQG最优控制器设计[J].光学精密工程,2018,26(11):2744-2753.

[7] KUMAR A, SIVA S R P, VENKATESHA K. Design and development of DC-DC converter system to drive a PZT stack actuator [C]//India: Springer, 2013: 207-215.

[8] FAN Wei, LI Zhongshen, CHEN Shouhong. Research on PZT multi-channel power supply and control method[C]// Piscataway: IEEE, 2011:2579-2582.

[9] 黄春,汝长海,叶秀芬,等.基于补偿技术的宽频带压电陶瓷驱动电源[J].压电与声光,2009,31(3):373-376.

HUANG Chun, RU Changhai, YE Xiufen, et al. A broadband piezoelectric amplifier based on compensation technology[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2009,31(3):373-376.

[10] 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.